

Компоненты

БЮЛЛЕТЕНЬ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИИ
ПОЛНЫЙ СПЕКТР ПРИМЕНЕНИЙ

4/2016

- Возможности масштабирования беспроводных функций в «умных» сенсорных устройствах стр. 1
- Исследование методологий проектирования для датчиков IoT следующего поколения стр. 12
- Умная энергия делает возможным более эффективное использование электричества стр. 26





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“

Содержание выпуска

■ Процессоры | Микроконтроллеры | Системы на кристалле

Карл Торвмарк (Karl Torvmark), Жанна Копли (Jeanna Copley)

Возможности масштабирования беспроводных функций в «умных» сенсорных устройствах (SWRY014) 1

■ АЦП, ЦАП, кодеки и декодеры

Первый повышающе-понижающий DC/DC-преобразователь индустриального исполнения по технологии HotRod QFN от TI..... 5

■ Усилители, компараторы и ключи

Пауль Грох (Paul Grohe)

Проектирование фемтоамперных цепей с низкой утечкой. Окончание 10

■ Беспроводные коммуникации

Рафаэль Мена (Rafael Mena)

Исследование методологий проектирования для датчиков IoT следующего поколения 12

Жанна Копли (Jeanna Copley)

Диверсификация IoT при помощи технологии Sub-1 ГГц (WRY017)..... 15

Bluetooth® Smart в промышленной среде 19

Терье Лассен (Terje Lassen)

Дальняя РЧ-связь: почему узкополосное решение фактически стало стандартом? (SWRY006) 21

■ Управление питанием

Ажиндер Сингх (Ajinder Singh), Крипа Венкат (Kripa Venkat)

«Умная» энергия делает возможным более эффективное использование электричества (SSZY022).....26

Крис Глейзер (Chris Glaser)

Система питания со сверхмалым энергопотреблением для носимых устройств 30

Мэтт Шурман (Matt Schurmann)

Понимание джиттера в импульсных источниках питания (SLUA747A)33

**Джерри Чен (Jerry Chen), Стив Шнайер (Steve Schnier),
Энтони Фаньяни (Anthony Fagnani), Дэйв Дэниелс (Dave Daniels)**

Методы улучшения работы при малой разнице напряжений с помощью устройств TPS54240 и TPS54260 (SLVA547A)..... 44

■ Реклама

LM5165 – импульсный понижающий стабилизатор с широким диапазоном входных напряжений 43

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

Карл Торвмарк (Karl Torvmark), Жанна Копли (Jeanna Copley)

Возможности масштабирования беспроводных функций в «умных» сенсорных устройствах

Имеется несколько аспектов масштабируемости микроконтроллеров общего назначения (MCUs). Дополнительно к необходимой стандартной периферии семейство продуктов, как правило, предлагает разработчикам целый ряд параметров устройства по быстродействию, памяти, линиям ввода/вывода общего назначения (GPIO) и типам корпусов. С возрастанием требований к возможностям связи, которые стимулируются «Интернетом вещей» (IoT), необходим новый аспект масштабируемости: технология беспроводной связи.

Одна из задач производителей, разрабатывающих «умные» подключаемые устройства, особенно на потребительском и промышленном рынках, – решить, какой беспроводной стандарт будет принят в конкретном устройстве. На многих рынках технология устройств таких типов ещё только развивается. Например, в такой категории продуктов, как «умные» осветительные лампы, на рынке имеется множество видов беспроводной связи. К другим применениям, требующим выбора радиосвязи, относятся дистанционное управление, автоматизация дома / здания, «умные» счётчики, устройства для медицины и здоровья, носимые устройства, сигнализация безопасности, маяки и многое другое. Поскольку радиомодуль – это основной компонент в «умных» сенсорных устройствах, разработчики всегда должны были решать уже на раннем этапе конструирования, какой стандарт беспроводной связи следует принять. Обычно производители сначала выбирали беспроводной компонент, а затем на его

основе строили конструкцию. После принятия решения многие аспекты оказывались жёстко заданными, например технология приёмопередатчика, размещение на печатной плате, программный стек, аналого-цифровой преобразователь (API) для доступа к радиомодулю.

Рассмотрим производителя, выбравшего технологию ZigBee® для своего устройства. В процессе конструирования могут произойти изменения на рынке, которые существенно расширят целевой рынок для данного устройства при использовании стандарта *Bluetooth® Smart*. Замена стандарта радиосвязи на данном позднем этапе – непростое дело. Например, для радиомодуля *Bluetooth® Smart* может потребоваться другой поставщик. Вероятнее всего, всю конструкторскую разработку для исходного радиомодуля придётся выбросить. Кроме того, нужно будет само устройство согласовать с новым стеком и API. Действительно, для изменения радиомодуля разработчик берёт за основу почти законченный проект. Даже если возможно приобрести радиомодуль *Bluetooth® Smart* от того же поставщика, что и исходный радиомодуль ZigBee, эти стандарты основаны на совершенно различных технологиях. Такие различия строго ограничивают возможности использования готовой конструкции под новый радиомодуль. В любом случае завершение конструирования и вывод продукта на рынок займут долгое время. Также следует принять во внимание дополнительные расходы на проект.

Решение по изменению основного принципа конструкции всегда было

трудным. Изготовители находятся перед выбором между своевременным предложением не самого лучшего продукта на рынок или повторным проектированием продукта с опасностью потерять место на рынке.

Ответ на изменение потребностей рынка: SimpleLink™

В корпорации Texas Instruments понимают, что маневренность играет главную роль при вступлении на новые рынки и запуске новых технологий. Отсутствие гибкости может привести к провалу продукта на рынке, а способность к изменению конфигурации на должном уровне способствует успеху продукта. Отвечая на потребность изготовителей в большей гибкости при выборе беспроводных технологий, TI создала SimpleLink™ – беспроводную платформу микроконтроллера (MCU) со сверхнизким энергопотреблением. Её архитектура основана на ARM® Cortex®-M3 и сейчас предлагает конфигурации с flash-памятью от 32 до 128 кбайт. Она обеспечивает достаточную процессорную мощность, чтобы служить автономным MCU для широкого выбора «умных» сенсорных устройств. Уникальность платформы SimpleLink™ заключается в возможности масштабирования беспроводных технологий. Устройства поддерживают ряд различных радиомодулей с корпусами, совместимыми по контактным штырькам, в том числе *Bluetooth® Smart*, Sub-1 ГГц, ZigBee, 6LoWPAN, IEEE 802.15.4, RF4CE™ и собственные режимы со скоростью до 5 Мбайт/с.

С точки зрения аппаратных компонентов, используемый радиомодуль заменяется просто. Все технологии с 2,4 ГГц и все технологии Sub-1 ГГц совместимы по контактным штырькам. Кроме того, все другие периферийные модули одинаковы для устройств SimpleLink™. Таким образом, изготовителям предоставляются гибкие возможности в выборе вида радиомодуля на позднем этапе конструирования.

Данная платформа также совместима по кодам с каждым из разнообразных поддерживаемых ею протоколов. Однако переключение радиомодуля оказывает некоторое влияние на программное обеспечение устройства. Это вытекает из различий в стеках радиомодуля, которые должны поддерживаться устройством. Например, взаимодействие со стекком 6LoWPAN происходит через IP-сообщения. В стандарте Bluetooth® Smart устройство читает или изменяет различные атрибуты. Эти различия охватываются в API, которые корпорация TI предоставляет вместе с каждым беспроводным MCU SimpleLink™.

Практичнее всего конструировать радиоинтерфейс в виде модулей. Вместо предоставления устройству прямого доступа к радиомодулю можно отделить беспроводной API, если устройство будет посылать данные на функцию радиомодуля. Затем эта функция обработает передаваемые или принятые данные, как требуется, с помощью собственного API. Эффект заключается в том, что для изменения радиомодуля в конце процесса проектирования только эта функция радиомодуля потребует переноса.

Гибкость через масштабируемость

С помощью архитектуры SimpleLink™ корпорация TI даёт возможность изготовителям откладывать выбор протокола беспроводной связи на поздний этап конструирования. Действительно, разработчики могут проектировать одновременно несколько стандартов радиосвязи, потому что после встраивания первого радиомодуля вставка альтернативного радиомодуля потребует лишь небольшой доработки. Поскольку проекты могут быть легко

перенесены с одной технологии радиосвязи на другую, у изготовителей также есть выбор поддержки нескольких радиомодулей на одной базовой конструкции. Это позволяет изготовителям не только делать ставки на разные технологии радиосвязи, которые может выбрать рынок, но и обеспечивать альтернативные возможности экономичным способом.

Первые два устройства, доступные на платформе SimpleLink™ со сверхнизким энергопотреблением, – это CC2640 для Bluetooth® Smart и CC2630, поддерживающий 6LoWPAN и ZigBee. Дополнительно эта платформа поддерживает работу с устройством ZigBee RF4CE на основе CC2620 и устройством CC1310 (Sub-1 ГГц), ожидаемым в 2015 г. (рисунок 1). Каждое из этих устройств оптимизировано для сверхнизкого энергопотребления и может работать несколько лет от «кнопочной» батарейки (литиевой батарейки размером с монету) или даже без неё – с накопителем энергии, предоставляя разработчикам гибкость и новые идеи для подключения множества датчиков и принадлежностей.

Для максимальной гибкости TI также объявляет о выпуске устройства CC2650 с поддержкой нескольких стандартов. Такое устройство с «расширенным комплектом» можно динамически конфигурировать аппаратно и программно, для под-

держки одного из нескольких различных радиомодулей на 2,4 ГГц. Конструкции, построенные с CC2650, могут выходить в производство без необходимости выбора радиомодуля, а конфигурироваться во время их установки на месте. Это позволяет изготовителям откладывать решение о применении того или иного радиомодуля буквально до последней минуты, не изменяя конструкции антенны.

CC2650 также позволяет приложениям поддерживать несколько радиомодулей на одной микросхеме, поскольку можно заменять радиомодуль, который поддерживает устройство. Таким образом, после перепрограммирования CC2650 на месте система сможет связываться с модулями на основе как ZigBee®, так и Bluetooth®.

Эффективность микропроцессора для пониженного энергопотребления

Многие «умные» сенсорные устройства должны действовать многие годы в режиме постоянного включения только от одной «кнопочной» батарейки. Некоторые конструкции не содержат батарейки и поэтому должны работать на ограниченной мощности по технологии накопителя энергии. Особенно требовательны

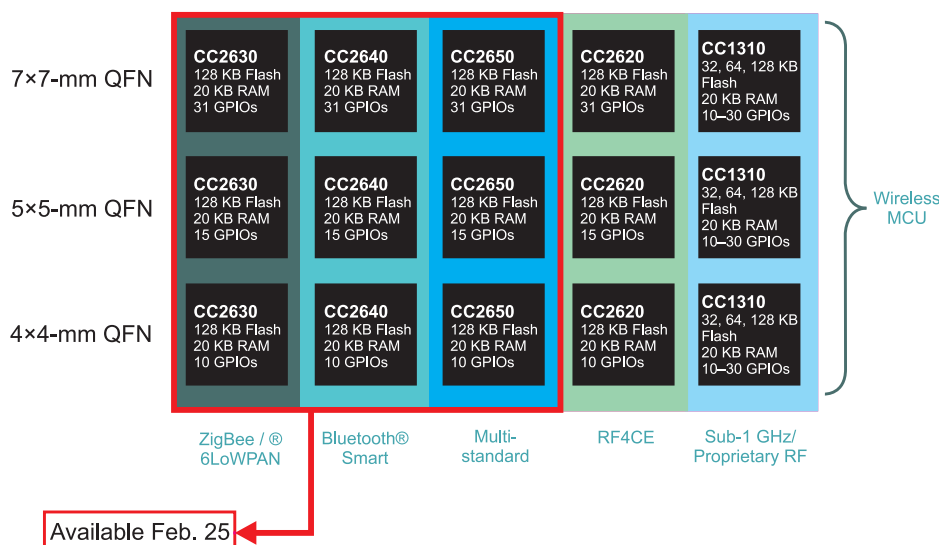


Рисунок 1. Беспроводная платформа MCU SimpleLink со сверхнизким энергопотреблением – это первое семейство устройств в данной отрасли, которые обеспечивают масштабируемость беспроводных функций для «умных» сенсорных устройств. Каждое технологическое предложение было оптимизировано по стоимости и энергопотреблению, предоставляя изготовителям гибкость и конкурентную себестоимость компонентов устройства

к потреблению энергии носимые устройства.

Частью инноваций в платформе SimpleLink™ является объединение нескольких процессоров для обеспечения различных уровней вычислительной мощности, требуемой для разных задач, которые выполняет «умное» сенсорное устройство. Используя подходящий процессор для конкретной задачи, беспроводные MCU SimpleLink способны работать при минимально возможной мощности:

- **Процессор устройств.** ARM® Cortex®-M3 служит как главный процессор платформы SimpleLink™ со сверхнизким энергопотреблением. Он обеспечивает производительность, чтобы служить как автономный MCU, который может интеллектуально управлять системой на основе датчиков. Cortex®-M3 полностью обеспечивает процессорную мощность для управления устройством и обработки стеков высокого уровня и обладает высокой энергоэффективностью при вычислительной мощности 48 млн команд в секунду (MIPS). Согласно тестированию EEMBC ULPBench, платформа CC26xx/ CC13xx имеет лучшую в своём классе оценку энергопотребления 143.
- **Процессор радиомодуля.** Платформа SimpleLink™ также интегрирует Cortex®-M0, предназначенный для управления задачами низкого уровня радиомодуля в системе. Это разгружает главный процессор от критичных ко времени задач.
- **Контроллер датчиков.** Этот интегрированный MCU со сверхнизким энергопотреблением быстро и эффективно обслуживает мониторинг датчиков. Он сконструирован как раз для обеспечения уровня обработки, требуемого для данных замеров датчиков и принятия простых решений. Кроме того, у него ограниченная память и нет внешней периферии. Поэтому у контроллера высокая энергоэффективность в таких задачах, как регулярный опрос выходных сигналов от датчиков и определение наступления пороговых событий во избежание

напрасного запуска главного процессора, когда этого не требуется.

Корпорация TI упростила конструкции с использованием беспроводных MCU SimpleLink™, предоставив программы для управления и интерфейса с беспроводным радиомодулем. Это до такой степени упрощает конструирование радио, что разработчики могут выбрать подходящий блок SimpleLink™ и быстро начать использование радиомодуля без длительного конфигурирования или настройки. Для этого контроллер радиомодуля оснащён кодом при производстве, который был оптимизирован для достижения самого эффективного действия радиомодуля. Поскольку контроллер датчиков должен за ними следить, принимать решения и выполнять действия на конкретном устройстве, разработчикам нужна возможность конфигурации его действий. Корпорация TI предоставила средство разработки программ – Sensor Controller Studio, которое позволяет пользователям конфигурировать контроллер датчиков. Возможна конфигурация контроллера датчиков на выполнение обычных задач без написания какого-либо кода, а для приложений, требующих особого кода, он поддерживается через Си-подобный язык сценариев. Средство Sensor Controller Studio ускоряет разработку, используя контроллер датчиков для функций тестирования и отладки. Это допускает текущую визуализацию данных датчика и проверку алгоритма.

Ещё одно важное преимущество контроллера датчиков в том, что он интегрирован с главным процессором. Обычно контроллеры датчиков реализуются с использованием второго, менее мощного MCU для разгрузки главного процессора устройства. Основное преимущество вытекает из того факта, что процессор устройства может перейти в режим сна, оставляя контроллер с большей энергоэффективностью следить за датчиками и управлять ими. Поскольку эти вторичные MCU находятся вне процессора приложения, разработчики должны проектировать и управлять связью между процессорами. Они также должны реализовать возможность прерываний, если контроллеру необходимо пробудить процессор приложения.

Платформа SimpleLink™ уникальна в способе интеграции контроллера датчиков (рисунок 2). Он обеспечивает все преимущества энергоэффективности без недостатков усложнённой конструкции. Поскольку контроллер датчиков, MCU радиомодуля и процессор устройства интегрированы на одном кристалле кремния, проектирование аппаратной и программной части значительно упрощается. Также возможно повышение энергоэффективности. Конечно, разработчикам предоставлен полный доступ к программируемым функциям Cortex®-M3 для разработки их устройства. TI также предоставляет API для каждой из технологий радиомодулей, чтобы разработчики могли быстро реализовать функцию беспроводной связи в своих устройствах с минимальным циклом обучения.

Целью TI было создание беспроводного MCU, который легко программируется и освобождён от проблем, связанных с попытками интеграции физических уровней и стеков.

Код приложения функционирует на ARM® Cortex®-M3, стандартном MCU, с которым многие проектировщики уже знакомы. Конструкции РЧ и антенны также были упрощены без ухудшения их надёжности и характеристик. Встроена надёжная система безопасности, а стеки протоколов готовы к производству.

Платформа SimpleLink™ также крайне проста для использования и проектирования с расширенными средствами разработки от корпорации TI и экосистемами от компаний-партнеров. Разработчики могут выбирать полнофункциональную среду разработки, такую как Code Composer Studio™ Integrated Development Environment или IAR Embedded Workbench. Кроме того, доступны всесторонние оценочные наборы, которые можно использовать для начала проектирования.

Беспроводные MCU SimpleLink™ будут поставляться с разными размерами корпусов, чтобы они соответствовали параметрам ввода/вывода каждого устройства. Устройства в корпусе 4×4 мм содержат 10 универсальных входов/выходов, а корпуса 5×5 мм содержат 15 универсальных входов/выходов. Для устройств с большим числом связей корпус

7x7 мм содержит 31 универсальный вход/выход.

Корпорация TI создала единственную в своём классе платформу беспроводного микроконтроллера с несколькими стандартами, которая является наиболее энергоэффективной и удобной для проектирования. Появление платформы MCU, в которой масштабируются функции беспроводных технологий, приносит совершенно новое измерение рыночной маневренности для производителей. Оно основано на гибкости выбора оптимального объёма памяти, числа универсальных входов/выходов и корпуса устройства, что способствует снижению энергопотребления и стоимости.

Платформа беспроводного MCU SimpleLink™ со сверхнизким энергопотреблением от корпорации TI позволяет разработчикам выбирать стандарт радиосвязи, поддерживаемый в их системах, на поздних этапах проектирования. Это даёт производителям больше времени и небывалую гибкость для ориентации в текущей рыночной конъюнктуре. Предлагая оптимизированную производительность и потребление энергии устройств конкретного приложения, платформа SimpleLink™ со сверхнизким энергопотреблением помогает разработчикам лучше соответствовать строгим требованиям многих «умных» сенсорных устройств.

Дополнительную информацию можно получить на сайте: www.ti.com/simplelinkulp

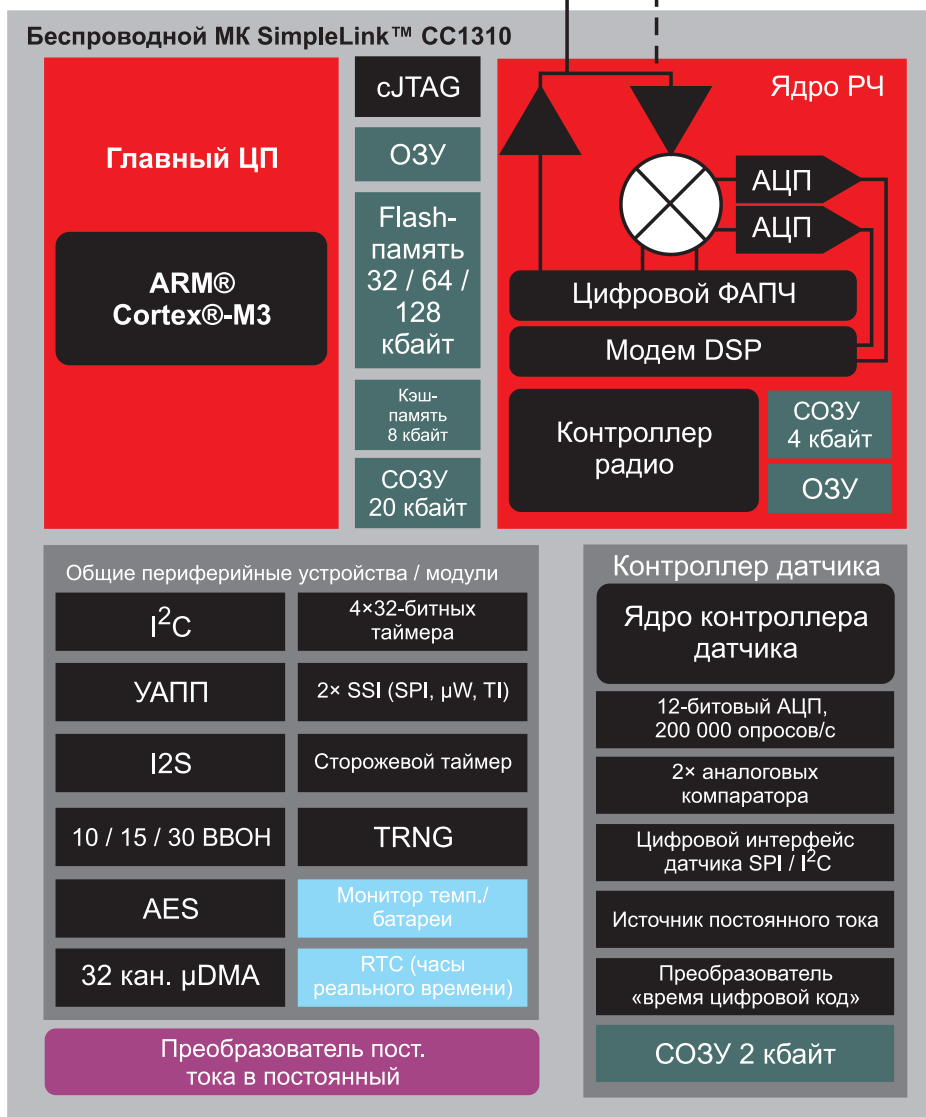


Рисунок 2. Интеграцией контроллера датчиков, радиомодуля и MCU в одном корпусе аппаратная конструкция значительно упрощается, и достигается повышение энергоэффективности

Save power and space with the new CC1350 wireless MCU

CC1350
E128
T1 641
CSKK 64

Владимир Рентюк

Первый повышающе-понижающий DC/DC-преобразователь индустриального исполнения по технологии HotRod QFN от TI

В статье рассмотрен новейший сверхминиатюрный контроллер для понижающе-повышающих (Buck-Boost) DC/DC-преобразователей индустриального исполнения корпорации Texas Instruments, реализованный с помощью передовой технологии HotRod QFN, увеличивающей плотность мощности.

Продукция корпорации Texas Instruments давно и хорошо известна на рынке DC/DC-преобразователей самого широко применения. Корпорация всегда идёт в ногу со временем, предлагая всё новые высокоэффективные решения, что особенно важно в условиях современного тренда миниатюризации и повышения эффективности индустриального оборудования. Это связано в первую очередь с постоянным расширением применения в промышленности устройств, требующих распределенного питания, так называемого PoL (PoL — Point of Load, источник питания, максимально приближенный к нагрузке), что позволяет избежать проблем с организацией шин напряжений постоянного тока и успешно решать вопросы электромагнитной совместимости. Кроме того, наблюдается всё более широкое распространение различных удалённых сенсоров с автономным питанием, устройств типа «Интернет вещей» и узловых компонентов в интеллектуальных сетях, для которых габариты, эффективность, пониженное собственное тепловыделение и возможность функционирования в жёстких условиях окружающей среды являются определяющими факторами [1]. Поскольку подобные решения не могут функционировать без соответствующей организации питания (как правило, батарейного), одним из краеугольных камней таких

систем становится правильный и осознанный выбор подходящего DC/DC-преобразователя и, следовательно, его контроллера. Данный преобразователь должен действовать в широком диапазоне рабочих температур и питающих напряжений, иметь малые габариты, причем не только самого контроллера, но и конечно-го решения. К тому же само решение должно отличаться низкими собственными потерями, а следовательно, высоким КПД, причем в самом широком спектре нагрузок и входных напряжений. Ещё одним немаловажным фактором с точки зрения электромагнитной совместимости является пониженный уровень излучения помех.

Как можно видеть, указанные требования достаточно противоречивы. Тем не менее они реально выполняемы. Один из вариантов их реализации — использование предлагаемых TI повышающе-понижающих DC/DC-преобразователей индустриального исполнения, оснащенных встроенными силовыми ключами и требующих лишь одной катушки индуктивности, — серии микросхем TPS63025x [2]. Основные области применения новых преобразователей — организация питания по технологии PoL, POS-терминалы, электронные кассовые аппараты, мобильные телефоны и смартфоны, мультимедийные устройства, спутниковые навигаторы (автономные и встроенные системы

навигации), планшетные компьютеры, цифровые весы, а также портативная электроника с аккумуляторным и батарейным питанием.

До недавнего времени эти преобразователи были доступны только в корпусе DSBGA (суффикс YFF). Но совсем недавно TI расширила серию TPS63025x, добавив к ней преобразователь, выполненный по новой технологии HotRod QFN (в спецификации [2] обозначен как VQFN). Таким образом, на рынке появился первый понижающе-повышающий (buck-boost) DC/DC-преобразователь индустриального исполнения, пока реализованный в виде регулируемой версии TPS630250RNC.

Что же представляет собой серия TPS63025x и её новинка TPS630250RNC? Новый контроллер этого четырёхамперного преобразователя — TPS630250RNC создан в более эффективном 14-выводном корпусе исполнения HotRod QFN (VQFN, медные выводы с покрытием NiPdAu [2]), позволяет реализовать конечное решение с размерами всего 49 мм². Собственные габаритные размеры ИМС контроллера в этом исполнении, несмотря на его развитую внутреннюю архитектуру и пять мощных встроенных ключей (рисунок 1), составляют лишь 2,5×3 мм, а его типовое включение для варианта с произвольной установкой выходного напряжения предусматривает только пять внешних элементов (рисунок 2). Как уже отмечалось, ранее этот контроллер был доступен в менее удобном с точки зрения технологии сборки 20-выводном корпусе WCSP (DSBGA, шариковые выводы SnAgCu [2]) раз-

мером 1,766×2,086 мм. Некоторое увеличение габаритов дало неоспоримые технологические преимущества, не привело к значительному увеличению площади конечного решения, составившему примерно 11% (с 44 до 49 мм²). Сравнение вариантов исполнения в части корпусирования представлено на рисунке 3, а детальное описание особенностей микросхем, выполненных по технологии HotRod, приведено в публикации [3].

Все микросхемы серии TPS63025x представляют собой высокоэффективные контроллеры повышающе-понижающих (buck-boost) DC/DC-преобразователей с низким собственным током потребления (35 мкА), пригодные для приложений, в которых входное напряжение может быть как выше, так и ниже входного. Это часто наблюдается в устройствах с батарейным или аккумуляторным питанием. Токи нагрузки преобразователя в режиме повышения (boost) могут достигать до 2 А, а в режиме понижения (buck) до 4 А. Максимальный средний ток в коммутаторах ограничивается типичным значением 4 А. Преобразователь, выполненный на контроллере TPS63025x, стабилизирует выходное напряжение во всём диапазоне входных напряжений с помощью автоматического переключения между режимами buck-boost в зависимости от уровня входного напряжения, обеспечивая плавный и практически незаметный бесшовный переход. В контроллерах этого типа используется фиксированная рабочая частота. В режиме широтно-импульсной модуляции (ШИМ) контроллер использует синхронное выпрямление для получения максимальной эффективности. При малых токах нагрузки преобразователь входит в режим энергосбережения, чтобы сохранить высокую эффективность во всём диапазоне токов нагрузки. Контроллер имеет вход управления ЧИМ/ШИМ (вывод PFM/PWM), который позволяет выбрать между автоматическим режимом работы с переходом ЧИМ/ШИМ и принудительным режимом работы ШИМ. Как уже говорилось, в режиме ШИМ применяется фиксированная частота (типичное значение 2,5 МГц). Выходное напряжение программи-

руется с помощью внутреннего (для варианта исполнения с фиксированным выходным напряжением) или задается внешним резистивным делителем (для установки выходного напряжения, заданного пользователем). Для того чтобы свести к минимуму нерациональный разряд батареи, преобразователь может быть

полностью отключён, при этом ток, отдаваемый в нагрузку, не превысит 12 мкА. Во время остановки нагрузка полностью отключается от батареи, а выходной конденсатор разряжается внутренним ключом контроллера.

Благодаря увеличению плотности мощности технология корпусирования HotRod QFN снижает собствен-

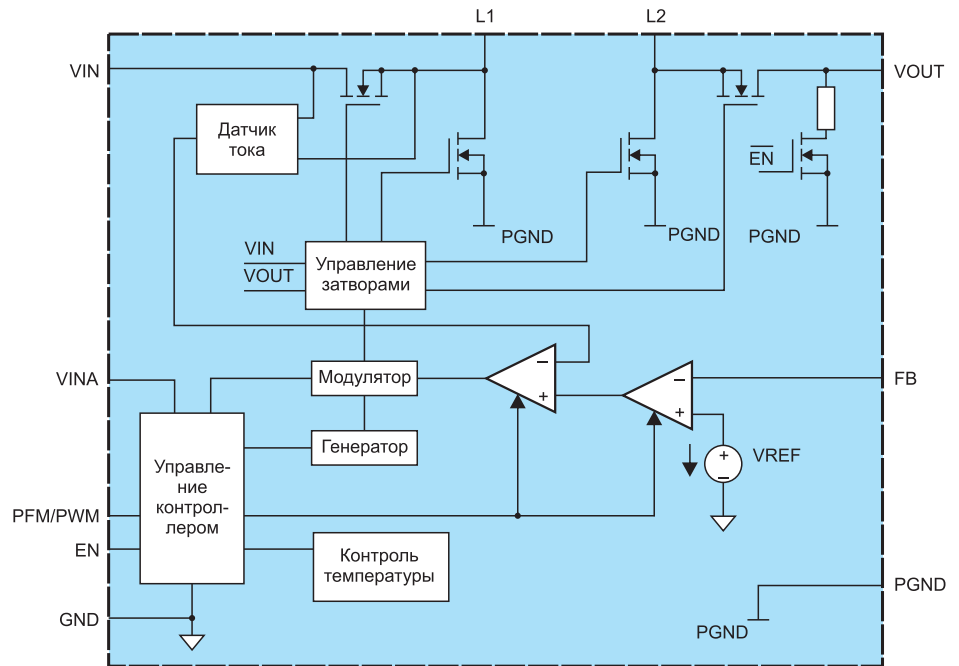


Рисунок 1. Блок-схема TPS630250 (PGND – силовая «земля»; GND – аналоговая «земля»)

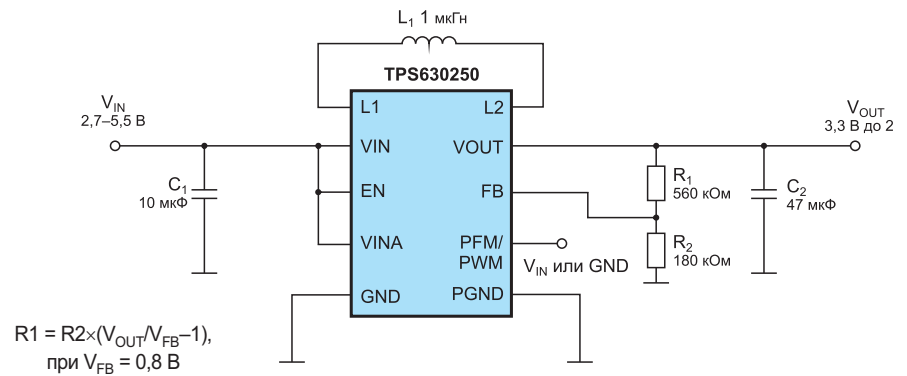


Рисунок 2. Типовая схема включения TPS630250 (вывод PFM/PWM не должен оставаться не подключенным: VIN – режим PWM (ШИМ), GND – режим PFM/PWM (ЧИМ/ШИМ))

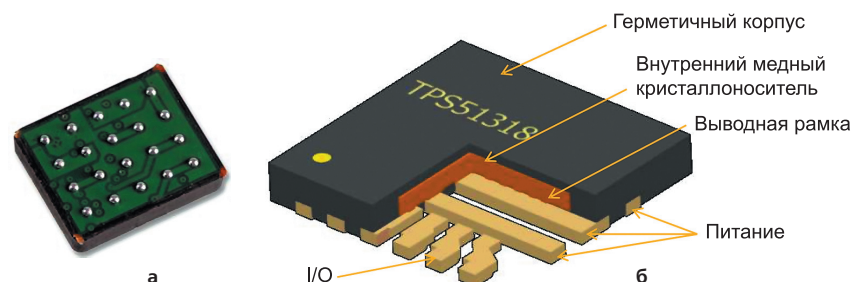


Рисунок 3. Сравнение корпусов DSBGA и HotRod QFN (VQFN)

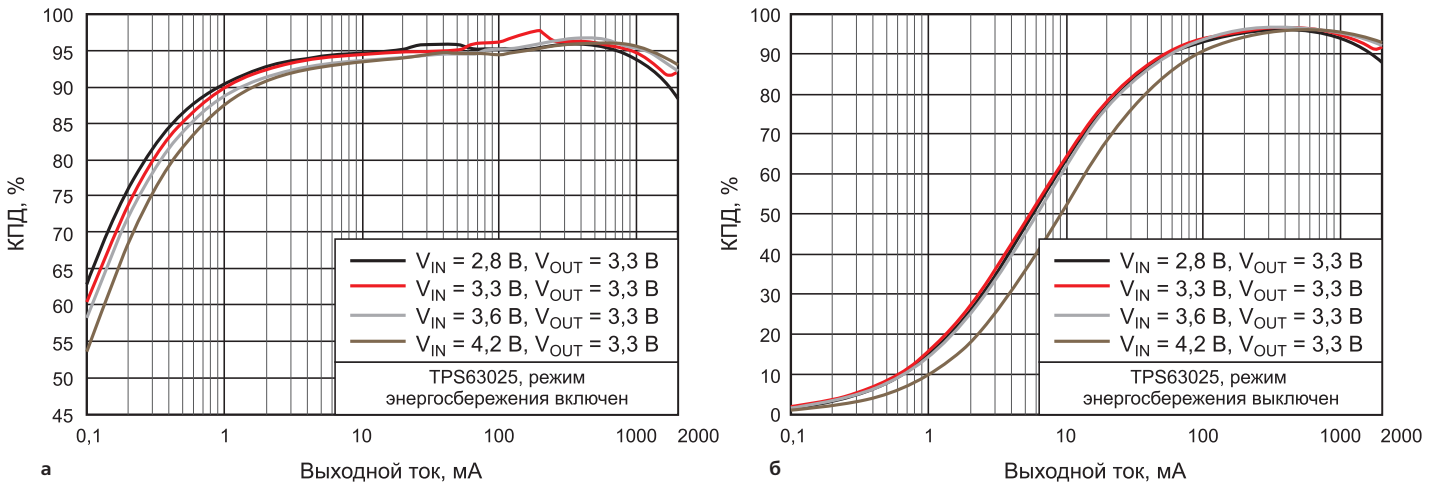


Рисунок 4. Графики КПД в режиме энергосбережения (ЧИМ/ШИМ) (а) и обычном режиме с ШИМ (б)

ные потери преобразователя и, следовательно, уменьшает тепловыделение, сохраняя низкую температуру конечного изделия.

Основные особенности контроллеров TPS63025x:

- режим повышающего и понижающего преобразования с автоматическим плавным, бесшовным переходом;
- рабочий диапазон входного напряжения: 2,3–5,5 В;
- исполнение в части выходного напряжения:
 - TPS630250 регулируемое в диапазоне 2,5–3,6 В,
 - TPS630251 фиксированное 2,9 В,
 - TPS630252 фиксированное 3,3 В;
- точность установки выходного напряжения V_{OUT} : 1%;
- КПД до 95% в режиме повышающего и до 97% в режиме понижающего преобразования при $V_{IN} = V_{OUT}$;

- типовое значение рабочей частоты преобразования: 2,5 МГц;
 - собственный ток потребления: 35 мкА (типовой);
 - диапазон рабочих температур: –40...+85 °С;
 - максимальная температура кристалла: +125 °С;
 - устойчивость к разрядам статического электричества:
 - ±2000 В (модель тела человека, НВМ согласно JEDEC JS-001),
 - ±700 В (модель заряженного устройства, CDM согласно JESD22-V C101);
 - пороги логических уровней входов управления, при напряжении питания V_{IN} 2,3–5,5 В:
 - низкий 0,4 В (max),
 - высокий 1,2 В (min).
- Дополнительные возможности и встроенные функции TPS63025x:
- ток нагрузки в режиме повышения напряжения (длительный)

- 2 А при входном напряжении $V_{IN} \geq 2,5$ В и выходном напряжении $V_{OUT} = 3,3$ В;
- режим плавного пуска (Soft Start);
- автоматический переход в режим энергосбережения при малых нагрузках, управление по выводу PFM/PWM (низкий логический уровень);
- возможность полного отключения с током потребления 0,1 мкА (типовой), управление по выводу EN (низкий логический уровень);
- разряд выходного конденсатора специальным ключом на внутреннее сопротивление (120 Ом);
- защита от короткого замыкания по выходу, перегрева (выше +140 °С), перегрузок по току и пониженного входного напряжения (пороговое значение 1,7 В);
- диапазон допустимых индуктивностей дросселя: 0,5–1,5 мГн;
- допустимо использование внешних конденсаторов в широком диапазоне ёмкостей (минимальное рекомендованное значение выходной ёмкости 20 мкФ).

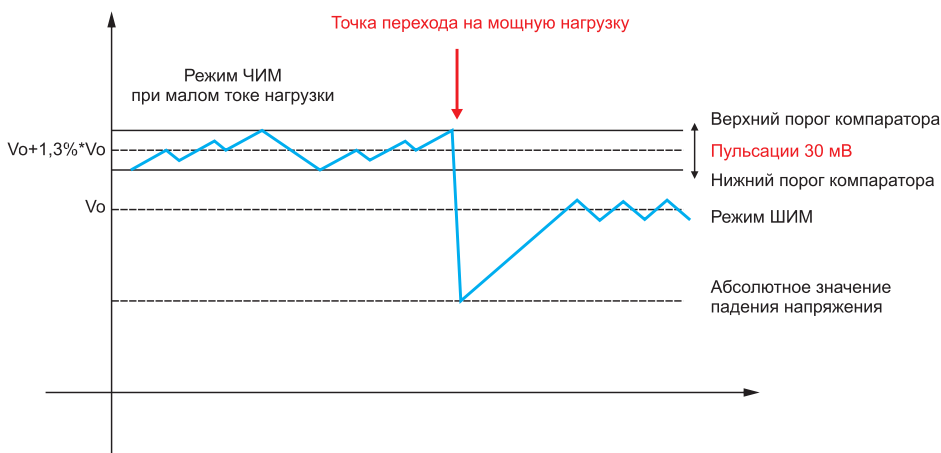


Рисунок 5. Диаграмма, иллюстрирующая работу преобразователя на контроллере серии TPS63025x в режиме энергосбережения ЧИМ/ШИМ

Для общей оценки их преимуществ на рисунке 4 приведены графики КПД в режимах энергосбережения (ЧИМ/ШИМ) и обычного режима с ШИМ.

Функционирование в режиме пониженного энергопотребления и переход на работу на мощную нагрузку в общем виде иллюстрирует рисунок 5.

Для того чтобы сохранить высокий уровень КПД на малых токах, в контроллерах рассматриваемой серии используется режим ЧИМ.

В этом режиме стабилизация выходного напряжения осуществляется только одним компаратором, который регулирует выходное напряжение. Пульсации переменного тока в этом состоянии увеличиваются по сравнению с ШИМ-режимом. Амплитуда напряжения пульсаций в худшем случае составляет 50 мВ в двойном размахе амплитуды, но, как правило, типовое значение с выходной ёмкостью на уровне 2 мкФ равно 30 мВ. Для того чтобы избежать критического падения напряжения при переключении с 0 А до полной нагрузки, выходное напряжение в режиме ЧИМ обычно на 1,3% выше номинального значения в режиме ШИМ. Это называется динамическим позиционированием напряжения (в англ. терминологии – Dynamic Voltage Positioning), что позволяет преобразователю успешно использовать выходной конденсатор малой ёмкости и гарантировать при этом низкое абсолютное падение напряжения во время переходного процесса при переключении на большую нагрузку. Значение тока в точке переключения с режима ЧИМ на режим ШИМ находится выше 350 мА. Реальные типовые значения изменения выходного напряжения приведены на рисунке 6. Как можно видеть, выходное напряжение всё время будет находиться в рамках допустимых значений и работа конечного устройства не нарушится.

Ещё одной особенностью рассматриваемых микросхем является функция плавного пуска. Она реализована на уровне внутренней схмотехники контроллера и не требует, как обычно, внешних элементов в виде дополнительных конденсаторов. Когда на вход разрешения (вывод EN) подан высокий логический уровень управляющего напряжения, выходное напряжение во всех режимах начинает нарастать с предварительной задержкой в 100 мкс. Время плавного старта зависит от тока нагрузки, входного напряжения и ёмкости выходного конденсатора. Длительность плавного пуска в режиме повышения напряжения (bust) больше, чем в режиме понижения (buck).

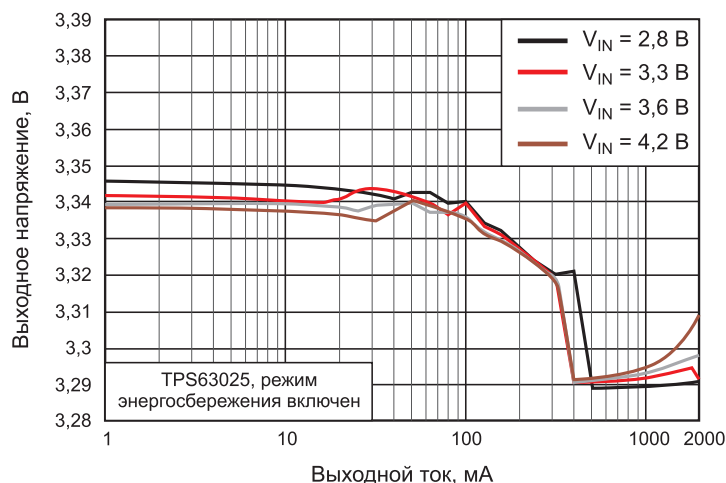


Рисунок 6. Зависимость выходного напряжения от тока нагрузки в режиме энергосбережения (ЧИМ/ШИМ)

Типовое значение времени нарастания до 90% от уровня заданного выходного напряжения составляет 1 мс.

Как можно видеть, высокий КПД до 97% в широком диапазоне нагрузок и чрезвычайно низкий собственный ток потребления (IQ) на уровне 35 мкА позволяет увеличить время работы конечного изделия от батареи. Кроме того, низкий уровень пульсаций выходного напряжения, типовое значение которых в режиме ЧИМ равно 30 мВ (двойная амплитуда), гарантирует низкие и собственные шумы системы, и уровень излучаемых электромагнитных и радиопомех. Это упрощает решение столь важной проблемы, как электромагнитная совместимость.

Все остальные необходимые для использования ИМС контроллеров TPS63025x DC/DC-преобразователей описания, характеристики и методика расчета приведены в спецификации типа Data Sheet [2].

Для облегчения имплементации рассматриваемого решения в конечные изделия можно воспользоваться онлайн-инструментом для проектирования DC/DC-преобразователей. Для этого предлагается инструмент WEBENCH TPS630250 системы работы и особенностей использования этого симулятора для расчета DC/DC-преобразователей приведено в статье [4], и хотя с момента публикации прошло время, она не утратила актуальности и позволит

без проблем освоить этот полезный инструмент.

Доступ к симулятору для проектирования на основе рассматриваемых контроллеров открывается непосредственно с основной страницы TPS63025x www.ti.com/product/tps630250?HQS=DK-null-null-TPS630250-exah-pf-null-wwe активацией виртуальной кнопки *Open Design*. При необходимости все параметры, установленные по умолчанию, могут быть изменены. Следует только учесть, что пока новые ИМС недоступны через поиск в системе WEBENCH Design Center, так что имеет смысл воспользоваться приведенной выше прямой ссылкой или прямой гиперссылкой в спецификации. Пример сравнения распределения температуры, полученный на симуляторе WEBENCH Design Center для решения на базе контроллера TPS630250RNC (корпус VQFN) и TPS630250YFF (корпус DSBGA), показан на рисунке 7.

Как можно видеть из результатов моделирования, если сам корпус VQFN и нагревается до более высоких температур, то температура нижней стороны платы и окружающих элементов, в частности дросселя, при использовании контроллера в корпусе VQFN – ниже. Наибольшие потери при этом наблюдались при входном напряжении 2,7 В (1,4 Вт). Именно этот наихудший вариант представлен на рисунке 6. При входных напряжениях 4,1 и 5,5 В потери не превысили 0,5 Вт.

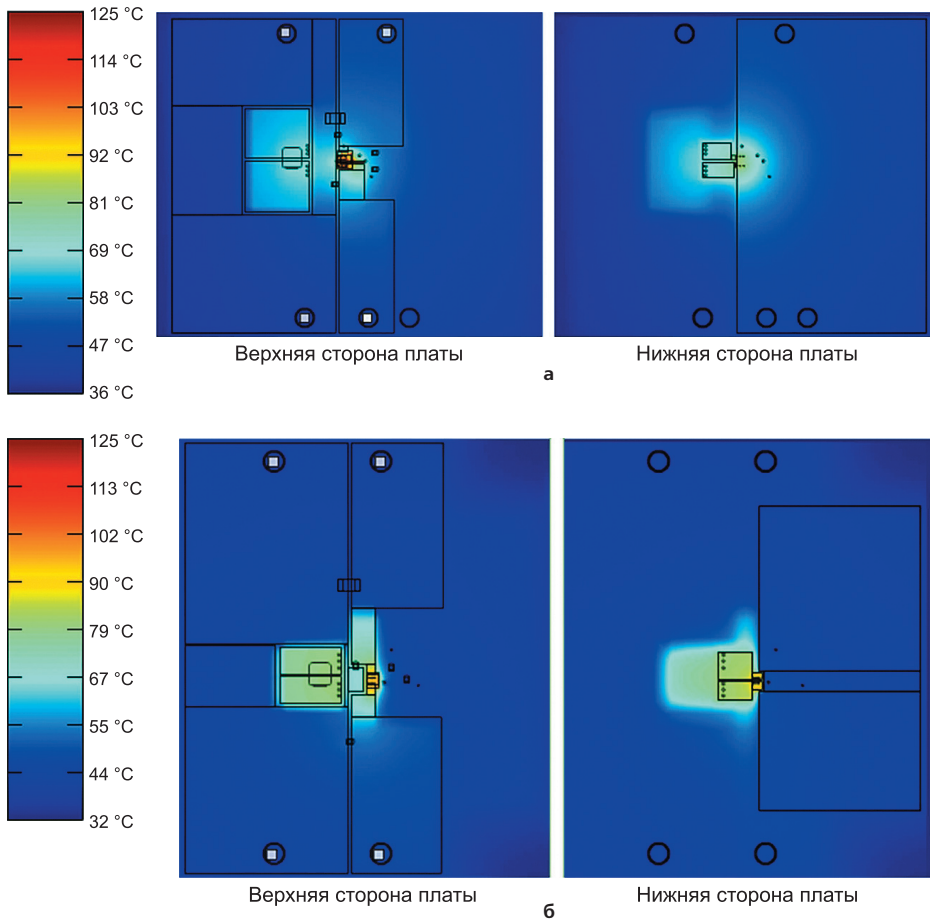


Рисунок 7. Распределение тепла по плате DC/DC-преобразователя, выполненного на контроллере TPS630250RNC (а) в сравнении с исполнением TPS630250YFF (б). Условия моделирования: $V_{IN} = 2,7-5,5$ В; $V_{OUT} = 3,3$ В; $I_{OUT} = 2$ А; температура окружающей среды $+30$ °С

Учитывая изложенные выше преимущества как всей серии DC/DC-преобразователей TPS63025x, так и её нового представителя TPS630250RNC, принимая во внимание сверхмалые габариты контроллеров и их высокую рабочую частоту (2,5 МГц), обратим внимание ещё на один немаловажный вопрос: разводка печатной платы и правильный выбор внешних элементов – входных и выходных и дросселя. В спецификации этому вопросу отведен специальный раздел, там же есть пример разводки для контроллера в интересующем нас корпусе HotRod QFN и даны конкретные рекомендации по выбору внешних элементов. Обратите внимание, что это доступно только в последней, новой версии спецификации 2015 года [2]. Рекомендации по выбору внешних компонентов дает и инструмент моделирования

WEBENCH, кроме того, в нем доступны и их инвариантность.

Для детального изучения особенностей использования описываемых микросхем и решений на их основе Texas Instruments, как всегда, предлагает бесплатные образцы контроллеров и соответствующие демонстрационные комплекты. Комплект TPS63025xEVM-668 [5] предназначен для контроллера в интересующем нас новом корпусе HotRod QFN, а TPS63025xEVM-553 [6] – для контроллеров в корпусе DSBGA.

Цена новых контроллеров у авторизованных дистрибьюторов TI в больших партиях составляет от \$1,25, а в малых – от \$1,44. Оценка стоимости конечного решения DC/DC-преобразователя на контроллере TPS630250RNC в серийном производстве, для которого проводилось

моделирование, – от \$2,05. Поставка микросхем осуществляется на типовой ленте в катушках (Tape & Reel). Микросхемы соответствуют требованиям Директивы RoHS.

Простой в использовании новый контроллер с технологией HotRod QFN позволит создавать компактные устройства с малым тепловым излучением и нагревом. Эта новая технология, разработанная для увеличения плотности мощности, снижает потери и улучшает общую электромагнитную совместимость благодаря уменьшенному уровню электромагнитных помех. Повышающе-понижающие преобразователи на контроллерах в исполнении HotRod QFN идеально подходят там, где требуется увеличение времени работы батарей, – в мобильных POS-терминалах и кассовом оборудовании, оборудовании активно-адаптивных интеллектуальных сетей. Они с успехом могут применяться в промышленных или медицинских приложениях, в которых недопустимо увеличение температуры конечного устройства. Кроме того, они идеальны для систем распределённого питания PoL.

Литература

1. Рейч Н. Преимущества развертывания сенсорных сетей в нефтегазовой индустрии // Control Engineering. 2015. № 3.
2. TPS63025x High Current, High Efficiency Single Inductor Buck-Boost Converter. Texas Instruments Incorporated. 2015.
3. Stefan W. W. HotRod QFN Package PCB Attachment. Application Report SLUA715. May 2014. Texas Instruments Incorporated, 2014.
4. Рентюк В. Проектирование DC/DC-преобразователей в системе WEBENCH Design Center // Компоненты и технологии. 2013. № 10.
5. TPS63025xEVM-668, User's Guide SLVUAD2. March 2015. Texas Instruments Incorporated, 2015.
6. TPS63025xEVM-553, User's Guide SLVUA24. April 2014. Texas Instruments Incorporated, 2014.

Пауль Грох (Paul Grohe)

Окончание.

Начало в №3-2016 бюллетеня «Компоненты Т1»

Проектирование фемтоамперных цепей с низкой утечкой

Методы слаботочного проектирования

а) Оставляйте детали в «подвешенном состоянии»

Для правильной работы критически важных субпикоамперных цепей могут потребоваться некоторые «необычные» методы конструирования.

Классическим слаботочным методом является метод разводки в «подвешенном состоянии», когда выводы компонентов на критическом пути или в критическом узле соединяются над платой. Эти выводы и проводники не вступают в контакт с платой, так что влияние печатной платы эффективно устраняется.

Для механической поддержки больших компонентов или плотно заполненных узлов можно использовать тефлоновые монтажные клеммники. Зона под компонентами должна быть сплошной голой плоскостью защиты.

Эта методика обеспечивает самые низкие утечки, наименьшую паразитную ёмкость и наилучшие общие рабочие характеристики по слабому току, но требует ручной сборки и трудновыполнима в условиях массового производства и ограниченного пространства платы. На рисунке 8 показан инвертирующий узел цепи, включающий входной сигнал, резистор обратной связи и конденсатор, которые припаяны непосредственно к отогнутой вверх ножке инвертирующего входа операционного усилителя (Op Amp).

б) Используйте второй канал сдвоенного элемента

Маленькая подсказка: если вы проектируете цепь, в которой используется неинвертирующая конфигура-

ция, используйте в качестве главного усилителя второй канал («В») сдвоенного элемента (рисунок 9).

В стандартной сдвоенной разводке выводов неинвертирующий вход «В»

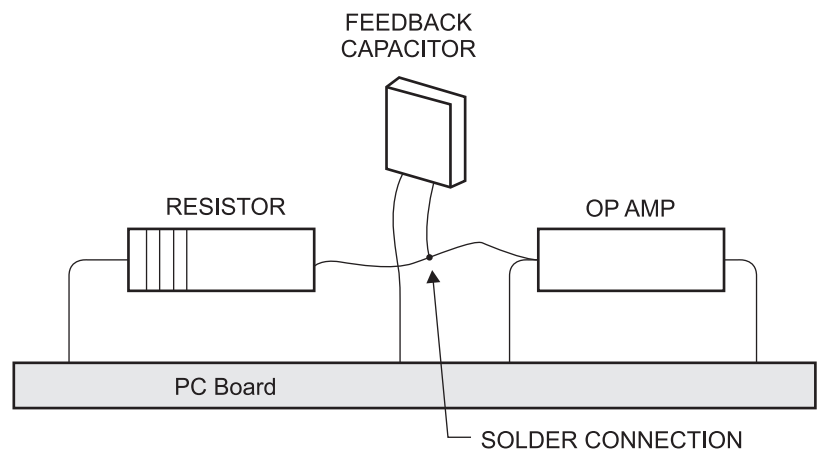


Рисунок 8. Разводка в «подвешенном состоянии»

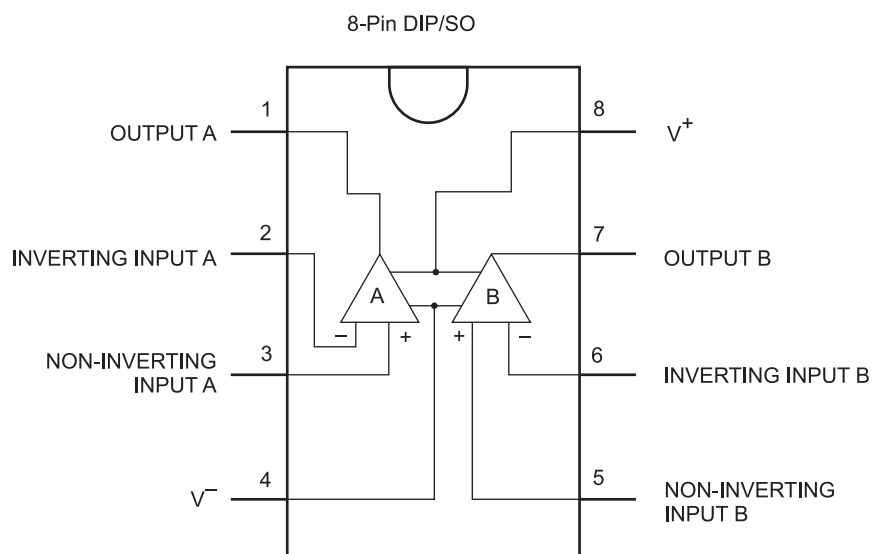


Рисунок 9. Стандартная разводка выводов сдвоенного операционного усилителя

находится дальше от отрицательного контакта источника питания, а также «защищён» сверху инвертирующим контактом, этот вход находится в углу корпуса для упрощения подключения к источнику. Имеется также больше места, чтобы пропустить дорожку защиты между контактом V⁻ и неинвертирующим контактом «В». Усилитель в канале «А» можно использовать в качестве драйвера защиты.

Распределение контактов элемента с одним ОУ имеет ту же проблему, что и канал «А», где неинвертирующий вход находится вблизи источника питания. За исключением крошечной одноканальной микросхемы, может быть более выигрышным использовать сдвоенную версию, тем более если и та, и другая опции находятся в одинаковых 8-контактных корпусах.

с) Маленькие корпуса могут быть не так хороши...

Корпуса с более плотным расположением выводов имеют более высокие утечки. Это происходит, в основном, вследствие малого зазора между выводами и большей близости к линиям питания и другим контактам. Удельное сопротивление платы на квадрат остается таким же, но сближение контактных площадок уменьшает расстояние, уменьшая сопротивление.

Кроме того, более плотный шаг может быстрее захватывать грязь, а эти маленькие зазоры трудно хорошо прочистить. Это один из тех редких случаев, когда SOIC-8 был бы лучше, чем MSOP-8, если нет необходимости экономить пространство. Старый DIP-корпус остаётся наилучшим с этой точки зрения. По тем же самым причинам одиночный SOT-23 предпочтительнее одиночного SC-70.

Предложения по проектированию и компоновке

Здесь даётся несколько предложений, которые стоит запомнить для собственно проектирования.

Защитные дорожки должны окружать все входные каскады. Обеспечьте защиту платы на внутренних слоях и на нижнем слое. Выход не нуждается в защите, поскольку

у него низкое полное сопротивление, но он должен быть экранирован от входных каскадов.

Здесь важен компромисс между зазором до защиты и входной ёмкостью. Более широкий зазор между защитой и входной дорожкой снижает входную ёмкость.

Минимизируйте площадь поверхности входа, чтобы снизить эффекты паразитной ёмкости и ударной ионизации. Поскольку падение напряжения не является большой проблемой для пикоамперных уровней сигналов, а скорости, в общем-то, низкие, используйте самую узкую, насколько это возможно, ширину дорожки, чтобы снизить помехи. Используйте контактные площадки поверхностного монтажа (SMT) минимального размера, чтобы максимизировать пространство между площадками.

Закрепите все свободные провода. Чувствительные высокоимпедансные цепи «видят» перемещение провода (благодаря ΔC). В защищённой зоне провода перемычек или межсоединений должны быть оголёнными (без изоляции, предпочтительна лужёная сплошная медь).

Зоны платы с паяльной маской должны быть заключены в герметизированную защиту или экран, чтобы предотвратить попадание влаги и пыли.

Используйте для изоляции проводников ровно столько тефлоновой или другой изоляции, сколько требуется. Защитите остальную площадь. Берегитесь эффектов от зазоров, ко-

торые необходимы в цепях высокого напряжения.

Остерегайтесь использования на плате пластика и ленты. Используйте электропроводную ленту для защиты от статики.

Керамические конденсаторы являются пьезоэлектриками, механические вибрации и шумы будут создавать заряд на конденсаторе. Будьте осторожны при использовании керамических конденсаторов во входных и интегрирующих цепях, в контурах обратной связи, в цепях смещения.

Весь кожух должен быть герметизирован от воздействия окружающей среды, и если возможны проблемы с влажностью, следует использовать пакеты с осушителем. Эти пакеты должны легко заменяться пользователем или метрологической лабораторией в увязке с регулярной калибровкой и обслуживанием на месте эксплуатации.

Сведите к минимуму возможности изгибов и механических напряжений платы. Используйте несколько точек крепления платы или опоры и не крепите внешние элементы управления и разъёмы за счёт одной только платы.

Как было сказано в начале статьи, успешное проектирование цепей на субпикоамперных уровнях требует иных практических приемов проектирования по сравнению с «обычными» цепями. Следуя приведенным выше простым рекомендациям, можно с первого раза достигнуть большого успеха.

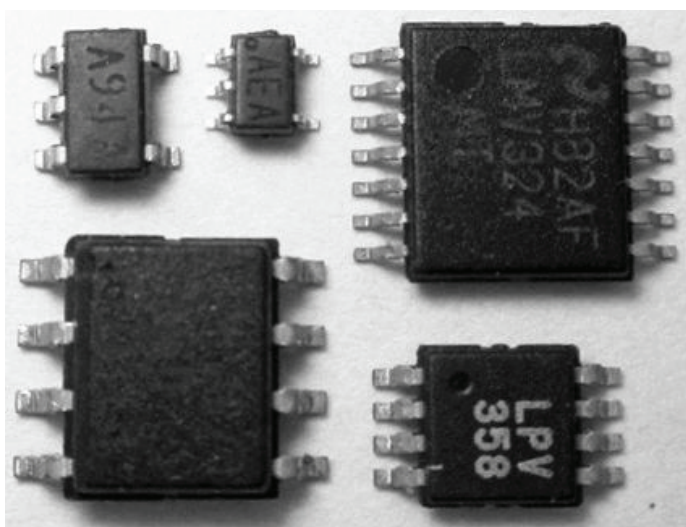
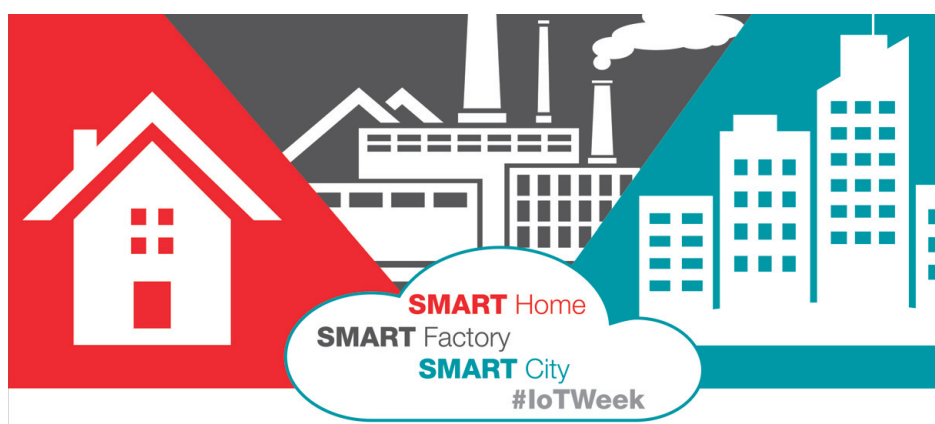


Рисунок 10. Сравнение маленьких корпусов. Верхний ряд: SOT-23, SC-70, TSSOP-14; нижний ряд: SOIC-8 и MSOP-8

Исследование методологий проектирования для датчиков IoT следующего поколения



Парадигма «больших данных» берёт начало из всё более насыщенного коммуникациями мира вследствие увеличения числа общественных средств передачи информации и деловых операций. Всплеск «Интернета вещей» (IoT) будет продолжать напрягать ресурсы Интернета конвергенцией сетей беспроводных датчиков, порождающих громадные объёмы данных. Предсказывают, что к 2020 году к Интернету будет подключено 20 миллиардов устройств, а каждый из нас будет иметь в среднем по 6,58 подключённого устройства [1].

Ожидается, что комплект датчиков будет все в большей степени контролировать систему IoT в режиме реального времени. Это справедливо для решений сетей датчиков IoT, контролирующих части человеческого организма, решения для охраны и обеспечения безопасности, промышленные решения автоматизации заводов и технологических процессов, а также решения автоматизации зданий, — и это только некоторые из них. Всё это и порождает новую парадигму, связанную с данными, собираемыми подключёнными

ми устройствами, что мы и называем «восприятием больших данных».

Восприятие больших данных влечёт за собой переосмысление способа обращения с этими данными. Концепция периферийных вычислений пытается решить эти проблемы путём обработки данных в той точке, где подключённое устройство загружает данные в сеть. Это позволило бы не рассматривать систему в целом, где вдобавок к минимизации объёма данных в сети нужно минимизировать общее энергопотребление сети беспроводных датчиков, чтобы поддерживать приемлемый срок службы батареи. Например, в промышленных решениях IoT ожидается, что типовой срок службы батареи подключённого устройства составит 10 лет. Требование того, чтобы подключённое устройство направляло поток данных в сеть в режиме реального времени, перегружает ресурсы конечного узла, что сокращает срок службы батареи этого устройства.

Более эффективным подходом была бы обработка данных в точке их сбора. Здесь датчик IoT должен будет действовать автономно от шлюза,

инициировать сбор данных по статистически значимым событиям, работать с минимальным потреблением энергии, применять эффективные средства извлечения данных и инициировать передачу данных только в предположительно статистически значимых случаях. Сведение к минимуму передач данных в шлюз сокращает объём требуемых сетью ресурсов и приводит к наиболее эффективному решению. В данной статье мы рассматриваем решение по датчикам IoT в целом и обсуждаем методологии проектирования, которые отвечают требованиям системы и её составных частей, что позволяет подключённому устройству работать автономно с наименьшим потреблением энергии с целью мониторинга проверяемого объекта в режиме реального времени.

Эффективность потребления энергии подключённым устройством

Начнём с анализа эффективности использования энергии типовым подключённым устройством, используемым для промышленного применения. Устройство беспроводным способом отслеживает расход жидкости в некоем типовом контроллере производственного процесса. Показанная на рисунке 1 блок-схема состоит из микроконтроллера небольшой мощности для обработки данных и управления ресурсами, радиочастотного приёмопередатчика, регистратора данных, измерительного модуля и ЖК-дисплея. С использованием модели потребления энергии

подсистемой, суммарная потребляемая подключённым устройством энергия задаётся уравнением:

$$E_{Tot} = E_{MCU\ total} + E_{sensor} + E_{listen} + E_t + E_r + E_{sleep} + E_{switch} + E_{LCD}, \quad (1)$$

где $E_{MCU\ total}$ представляет собой полную энергию, потребляемую микроконтроллером в режимах активности и сна, E_{sensor} представляет собой энергию, потребляемую во время измерения, а E_{LCD} – это энергия, потребляемая ЖК-дисплеем. Общее потребление энергии во время обмена данными по радио является суммой энергии, требуемой во время передачи (E_t), энергии, требуемой для получения данных от шлюза или соседних узлов (E_r), энергии переключения, исходящей от состояний простоя и активности (E_{switch}), энергии прослушивания и энергии, требуемой для разрешения конфликтов во время передачи (E_{listen}). Уровни MAC (управление доступом к среде) и PHY (протокол физического уровня) стандарта IEEE 802.15.4 [2] требуют стандартной процедуры CSMA (множественный доступ с контролем несущей, МДКН) для разрешения конфликтов. Для этого анализа мы рассматриваем потребление только радиочастотной энергии, связанной с уровнями MAC и PHY, и не учитываем дополнительные непроизводительные затраты, исходящие от верхних уровней протокола радиосвязи модели OSI. Кроме того, мы не учитываем сигнальные события, вызываемые на MAC-уровне.

Энергия передачи требуется для передачи по радио пакета данных вместе с соответствующей служебной (управляющей) информацией. Служебная информация обеспечивает надлежащее квитирование между передающим и получающим объектами. В этом случае мы считаем, что служебные данные составляют 16 байт. Потребление энергии при передаче выражается как

$$E_t = P_{sent} \times P_{length} \times T_B \times I_t \times N \times V, \quad (2)$$

где P_{sent} – число отправленных пакетов, P_{length} – длина пакета в байтах, I_t – потребление тока для радио во время передачи, T_B – время пере-

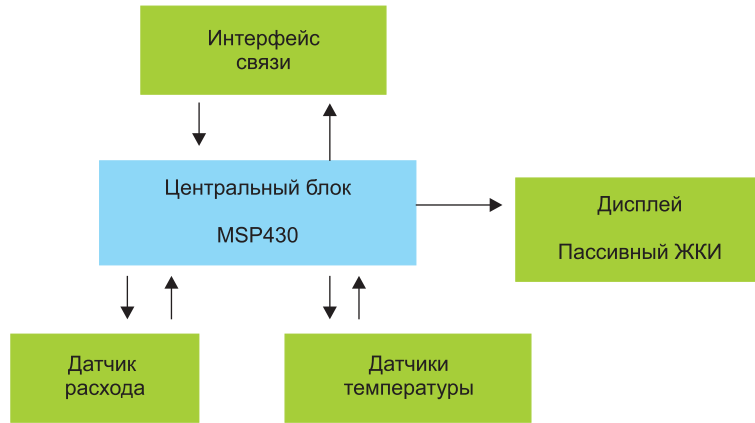


Рисунок 1. Блок-схема промышленного расходомера

дачи 1 байта данных, а V – рабочее напряжение системы. Значения $E_{MCU\ total}$, E_{sensor} , E_{listen} , E_t , E_r , E_{sleep} , E_{LCD} определяются потреблением тока для каждого соответствующего модуля и количеством времени, потраченного на каждую операцию. Значение E_{switch} определяется количеством времени, которое потребовалось приёмопередатчику для перехода из состояния сна в активное состояние.

Характеристики системы при низких значениях рабочих радиочастотных циклов

Используя данную модель потребления энергии подсистемой, проведём анализ работы промышленного расходомера, показанного на рисунке 1. Типовые значения параметров

для каждого из модулей показаны в таблице 1. Мы видим, что значения тока приёмопередатчика (I_t , I_r) на порядки больше по сравнению со значениями токов микроконтроллера (I_{active} , I_{idle}), поэтому именно минимизация радиочастотной передачи данных приводит к эффективному решению по минимизации общей мощности. Это показано на рисунке 2, где мы рассчитываем срок службы батареи подключённого устройства как функцию от скважности радиочастотной активности.

Срок службы батареи рассчитывается следующим уравнением:

$$L_{node\ lifetime} = \frac{C_{batt} \times V}{E_{composite}}, \quad (3)$$

где C_{batt} – ёмкость батареи, используемой в системе. В этом анализе

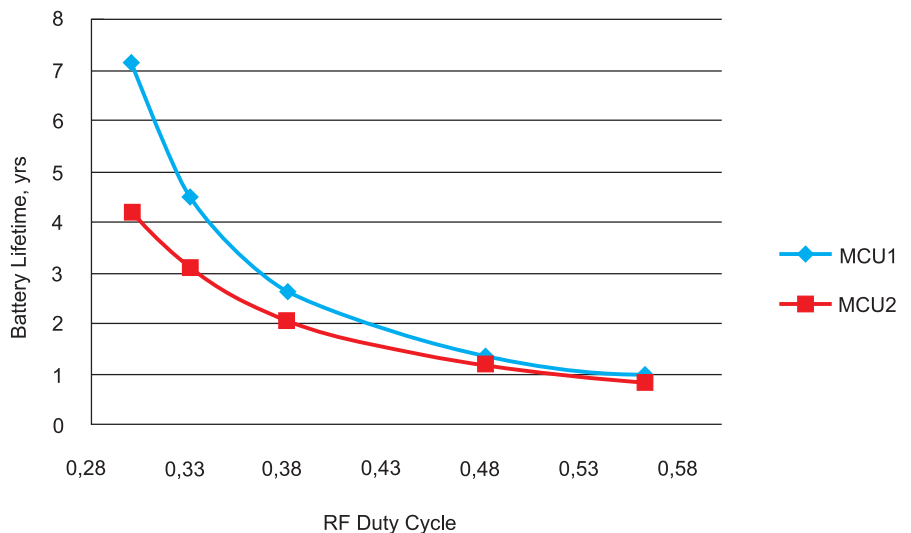


Рисунок 2. Смоделированный срок службы батареи как функция от рабочего радиочастотного цикла

Таблица 1. Параметры моделирования, используемые в анализе системы

Параметр	Значение
I_t	18 мА
I_r	17 мА
I_{listen}	1 мА
I_{sleep}	0,6 мкА
T_B	33,3 мкс
$T_{rf\ switch}$	2,3 мс
T_{CH}	1,8 мс
СК	10 с
V	3,3 В
$I_{active} (MCU1)$	120 мкА/МГц
$I_{idle} (MCU1)$	390 нА
$I_{active} (MCU2)$	235 мкА/МГц
$I_{idle} (MCU2)$	900 нА
$t_{MCU\ switch}$	6 мкс

мы предполагаем угольно-цинковую батарею с приблизительной ёмкостью, равной 650 мА·ч.

В том случае, когда скважность имеет более высокие значения, радиочастотный компонент системы является ведущим в общем энергопотреблении системы, при более низких значениях скважности другие компоненты системы играют более заметную роль. Это показано на рисунке 2 (выше) путём сравнения срока службы батареи МК1 (MCU1) с МК2 (MCU2). В этом случае МК1 работает при меньшем токе режима активности и сна, чем МК2, и смещается к значительному увеличению срока службы батареи системы при самых низких уровнях радиочастотной скважности. Таким образом, следует обратить особое внимание на выбор микроконтроллера с наименьшими токами активного режима и режима простоя.

Автономная работа подключённого устройства

Теперь рассмотрим случай, когда собираемые датчиком данные хранятся в энергонезависимой памяти, делая возможным независимое по-

ведение подключённого устройства. Мы рассмотрим возможности новой технологии энергонезависимой памяти, которая значительно снижает требования к энергии, нужной для регистрации собираемых датчиком данных.

Технология энергонезависимого ферроэлектрического ОЗУ (FRAM) приводит к переосмыслению рассмотренной ранее конфигурации системы IoT вследствие использования возможностей такой памяти, её высокой ёмкости и энергетической эффективности. Эта технология позволяет локально хранить больший объём данных датчика перед их передачей в шлюз. Благодаря преимуществу агрегатирования большого количества данных, общая энергоэффективность системы дополнительно оптимизируется за счёт создания возможности для сокращения длительности радиочастотного цикла.

В то время как программирование Flash-памяти происходит благодаря механизму туннелирования, программирование ферроэлектрического ОЗУ (FRAM) основано на ферроэлектрическом эффекте, который вызывает поляризацию в биполярной молекуле. Ферроэлектрический эффект возникает благодаря электрическому диполю, образуемому атомами циркония (Zr) и кислорода (O) в кристалле керамики цирконата-титаната свинца (PZT) в ячейке FRAM. Электрическое поле вызывает эффект гистерезиса поляризации, по мере того, как оно перемещает атом цинка в кристалле PZT с увеличивающейся напряжённостью поля. Это означает, что при каждой операции с такой памятью происходит значительно меньший износ ячейки, если он вообще происходит, чем при работе с flash-памятью. Кроме того, FRAM не требуется цикл предварительного стирания, и молекулы поляризуются

за одну-две наносекунды, поэтому операция записи происходит примерно в 1000 раз быстрее, чем в ранее упомянутых энергонезависимых аналогах.

Скорость ферроэлектрического ОЗУ эквивалентна скорости статического ОЗУ, имеющегося во многих микроконтроллерах, и обеспечивает динамическую доступность и энергонезависимость; она обычно называется «универсальной памятью». Это означает, что она может функционировать как память данных или память программы в любой момент времени в течение своего срока службы. Это даёт разработчикам свободу создавать встроенное программное обеспечение, которое, в основном, занимается сбором и обработкой данных, а не обслуживанием специфических требований самого контроллера, связанных с его ограниченными возможностями. Никакая другая встроенная память не может похвастаться такой особенностью.

Заключение

Более низкие затраты на энергию, связанные с записью данных по технологии FRAM, позволяют использовать внутрисетевое хранение для снижения общих коммуникационных требований. В этом случае энергопотребление нужно сравнивать с потребностями в энергии, связанными с радиосвязью. Как было показано ранее, затраты на связь достаточно высоки при более высоких значениях радиочастотных циклов и забирают у системы часть срока службы батареи. Пользуясь преимуществом меньших энергетических затрат, связанных с внутрисетевым хранением и соответствующими вычислительными возможностями FRAM-технологии, можно существенно снизить потребности в энергии для обмена данными.

Жанна Копли (Jeanna Copley)

Диверсификация IoT при помощи технологии Sub-1 GHz

По мере того как «Интернет вещей» (IoT) эволюционировал, одним из его наиболее примечательных аспектов было разнообразие. Начав с довольно скромного этапа подключения к Интернету бытовых приборов или счётчиков воды и электричества, IoT теперь отбрасывает гораздо больше тени, добираясь до розничных и промышленных рынков, таких как электронные ценники, логистика, поисково-спасательное оборудование, сельское хозяйство и другие новые области применения. Некоторые эксперты ожидают, что к 2020 году 50 миллиардов устройств станут частью мирового IoT.

Однако с каждым новым случаем использования IoT появляется новый уникальный набор технических рабочих характеристик. К счастью, технология беспроводной связи Sub-1 GHz удовлетворяет многим наиболее жёстким требованиям, в настоящее время бросающим вызов разработчикам систем IoT. Конечно, не какое-то одно преимущество технологии Sub-1 GHz делает её таким мощным решением для многих из этих применений, а, скорее, сочетание её существенных возможностей и их адаптируемости к конкретным потребностям применения. В этой статье мы рассмотрим четыре преимущества технологии Sub-1 GHz, в том числе дальное действие, спектр, низкую мощность и гибкость программного обеспечения.

Дальное действие приёмопередатчиков и беспроводных микроконтроллеров (МК) технологии Sub-1 GHz уже делает возможными новые типы применений IoT. Некоторые испытания показали, что передачи Sub-1 GHz имеют эффективный диапазон, превышающий 100 км. Кроме того, занимая частотные ISM-диапазоны (предназначенные для промышленной, научной и медицинской аппаратуры) в беспроводном спектре ниже 1 ГГц, связь по технологии Sub-1 GHz избегает значительно бо-

лее перегруженного частотного диапазона 2,4 ГГц, где работают Wi-Fi®, Bluetooth® Smart, ZigBee® и другие протоколы беспроводной связи. В менее занятом частотном диапазоне сети IoT будут более надёжными и способными к масштабированию для охвата зон большей площади. Дополнительная эффективность от работы в неперегруженном частотном диапазоне, а также несколько других факторов также снижают потребляемую устройствами Sub-1 GHz мощность. Действительно, некоторые конечные узлы смогут работать до 10 лет на одной батарейке-таблетке. Другой критически важной характеристикой является гибкость и совместимость программного обеспечения беспроводной технологии Sub-1 GHz. Разработчики могут быстро отличить свои изделия с характеристиками, которые создают конкурентоспособное преимущество на рынке.

Тем не менее при окончательном анализе оказывается, что технология Sub-1 GHz превращается в одну из главных движущих сил, стоящих за IoT будущего, не только благодаря её уникальному набору характеристик, но и потому, что каждая характеристика подстраивается под уникальные требования каждого применения.

Беспроводная связь дальнего действия

Большой диапазон передачи сигналов беспроводных приёмопередатчиков и встроенных МК поставил Sub-1 GHz в особое положение по сравнению с альтернативными технологиями. Это может быть особенно критичным для сетей IoT, которые могут быть достаточно разнообразными, охватывая целые дома или многоэтажные офисные здания или даже весь город или регион.

Эффективный радиочастотный (РЧ) диапазон сети Sub-1 GHz будет определяться характером применения, которое задаёт скорость передачи данных и объём передаваемых по сети данных. При более низких скоростях данных дальность действия больше. В целом, наиболее современные приёмопередатчики конечных узлов сети Sub-1 GHz и встроенные МК вооружены критически важными характеристиками, которые позволяют выполнять операции дальнего действия. Например, недавно представленный усовершенствованный беспроводной МК может воспринимать передачу сигналов Sub-1 GHz при -110 дБм и скоростях передачи данных 50 кбит/с или, даже при меньшей скорости 0,625 кбит/с, вплоть до -124 дБм. Помехи от других устройств беспроводной связи можно преодолеть с помощью 90 дБ блокировки, а уровни выходной мощности до $+14$ дБм гарантируют надёжную передачу сигналов для связи более дальнего действия.

Разнообразие сегодняшней технологии приёмопередатчиков Sub-1 GHz достигло точки, в которой

специфические требования по дальности применения IoT можно удовлетворить при помощи определённого устройства. Например, узкополосные и ультраузкополосные приёмопередатчики Sub-1 GHz стали основной технологией в таких областях применения, как контроль расходомеров, полицейская радиосвязь, системы аварийной сигнализации и прочее, где скорость передачи данных может быть достаточно низкой, чтобы добиться более дальнего действия, и не требуется дополнительная интеллектуальность МК. В Европе стандарт беспроводной связи M-Bus (wM-Bus) для применений в области снятия показаний с измерительных приборов базируется на узкополосной технологии Sub-1 GHz.

Вдобавок к качествам дальности действия узкополосных и ультраузкополосных приёмопередатчиков Sub-1 GHz, некоторые усовершенствованные беспроводные МК Sub-1 GHz имеют встроенный режим работы дальнего действия, так что устройство конечного узла может воспользоваться более широкими возможностями обработки МК и при этом получить большую дальность действия.

Гибкость архитектуры сетей Sub-1 GHz также может влиять на дальность передачи сигналов. Сети Sub-1 GHz можно сконфигурировать в любую из нескольких архитектур в соответствии с требованиями областей применения по дальности действия (рисунок 1). Например, сравнительно ограниченной сети с центральной точкой управления, такой как сеть автоматизации жилого здания, можно придать звездообразную архитектуру, базирующуюся на wM-Bus или 6LoWPAN. Сетчатую архитектуру с множеством шлюзов можно использовать в качестве основы для более крупной сети, охватывающей заводскую территорию или сельскохозяйственное предприятие. Кроме того, ещё одной конфигурацией является двухточечная архитектура, которая может использоваться для передачи небольшого объёма данных, как, например, сообщение температуры или другого измерения датчика в центральный элемент управления.

Как выглядит полностью беспроводная сеть?

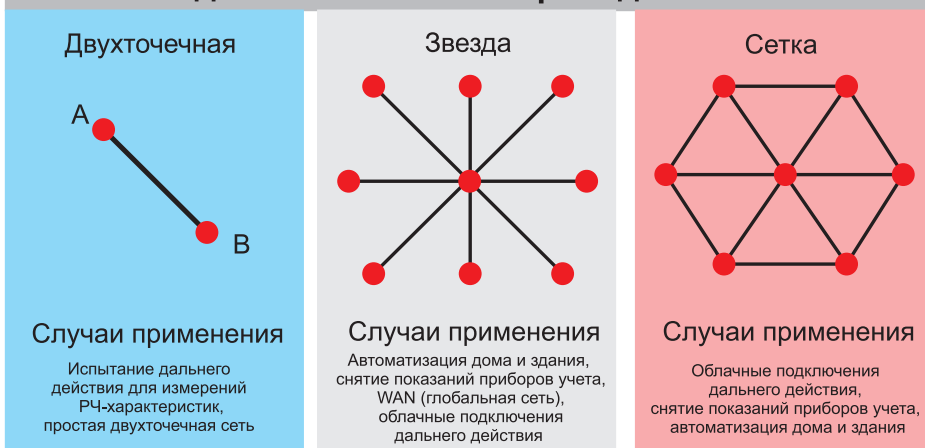


Рисунок 1. Примеры полностью беспроводных сетей

Узкополосная Sub-1 GHz

- Ширина полосы пропускания 25 кГц.
- Разнесение каналов 12,5 кГц
- Ширина полосы пропускания канала 10 кГц.
- Типовые применения: контроль счётчиков расхода, сети SIGFOX и беспроводных датчиков.

Менее перегруженный спектр

Сети Sub-1 GHz избегают неприятностей, присущих полосе пропускания 2,4 ГГц, возникающих в результате перегруженности. Большая часть современного наиболее распространённого беспроводного оборудования работает в полосе пропускания 2,4 ГГц, включая точки доступа сети Wi-Fi® и домашние беспроводные маршрутизаторы, ZigBee®, Bluetooth®, некоторые беспроводные телефоны, даже радионяни. Чрезмерный трафик в любой полосе пропускания радиочастотного спектра будет создавать проблемы для оборудования, работающего в этой полосе. Взаимные помехи и конфликт между множеством радиосигналов в полосе пропускания 2,4 ГГц могут разрушить информацию полезной нагрузки или заголовка в пакетах передачи данных, снижая пропускную способность запуском высокого уровня повторных

передач или совсем лишая связи. Если беспроводная технология базируется на протоколе обнаружения конфликтов, как, например, Wi-Fi®, то слишком большое количество конфликтов сигналов, вызванных перегруженностью полосы пропускания, может препятствовать доступу к радиоканалам или испортить работу беспроводной связи в близлежащей зоне.

Добавление 50 млрд устройств IoT в полосу пропускания 2,4 ГГц к 2020 году только ещё ухудшит ситуацию (рисунок 2). Кроме того, основополагающий характер высокого процента трафика IoT в будущем будет совершенно другим, в отличие от большей части трафика с большим



Рисунок 2. Перегруженная сеть 2,4 ГГц с множеством бытовых устройств



Рисунок 3. Сложное управление питанием в некоторых беспроводных МК сети Sub-1 GHz может отключать большую часть узла с датчиком, чтобы батарейки-таблетки могли служить до 10 лет

количеством данных в полосе пропускания 2,4 ГГц, где потоковое видео, телефонные разговоры, загрузки из Интернета и другие соединения с высоким приоритетом могут занимать каналы на длительные периоды времени.

Значительное количество трафика IoT будет представлять собой короткие пакеты данных, передаваемые на замедленных скоростях для оптимизации дальности распространения сигналов. Поэтому имеет смысл выделить разным типам применений разные полосы пропускания в радиочастотном спектре.

Помимо этого, меньшая перегруженность сигналами позволяет сетям Sub-1 GHz более легко расширяться, быстро увеличивая число устройств, поддерживаемых в одной сети, и расширяясь, чтобы покрывать большие расстояния. При меньшей перегруженности в сетях Sub-1 GHz будет меньшая потеря данных, что является решающим фактором для ряда важных областей применения, подобных связи при чрезвычайных ситуациях или передаче обязываю-

щей к действиям информации датчиков.

Сверхнизкая мощность

Сверхнизкое энергопотребление будет ещё одним обязательным требованием для многих устройств IoT. Действительно, только одно питание 50 млрд устройств IoT уже будет представлять большую проблему. К счастью, многие устройства конечных узлов сети Sub-1 GHz потребляют удивительно мало энергии. Многие устройства, наподобие узлов с датчиками или мониторов расходомеров, могут работать на одной батарейке-таблетке до 10 лет или даже дольше благодаря некоторой разновидности собирающей энергии системы, вроде солнечной панели. Низкая мощность особенно важна для установок в труднодоступных или недоступных местах, поскольку замена батарейки, например, в узле с датчиком может быть достаточно дорогостоящей и опасной для человека, выполняющего такую замену, или почти невозможной, если узел был установлен, например, на метеорологическом спутнике.

Кроме того, сверхнизкое энергопотребление конечных узлов сети Sub-1 GHz достигается без ущерба для дальности действия или выходной мощности сигнала. Например, недавно представленный беспроводной МК для Sub-1 GHz имеет пиковое энергопотребление только 5,5 мА при приёме и выдаёт 22,6 мА при передаче при +14 дБм.

Вдобавок это ядро микроконтроллера ARM® Cortex®-M3 потребляет всего 51 мкА мощности на мегагерц производительности обработки. Более того, это устройство было интегрировано с изощрёнными алгоритмами управления питанием, которые будут помещать части системы в режим сна, в котором потребляется всего 0,6 мкА мощности, сохраняя при этом содержимое памяти.

Гибкость программного обеспечения

Программная среда, окружающая организацию сетей Sub-1 GHz, особенно хорошо побуждает к креа-

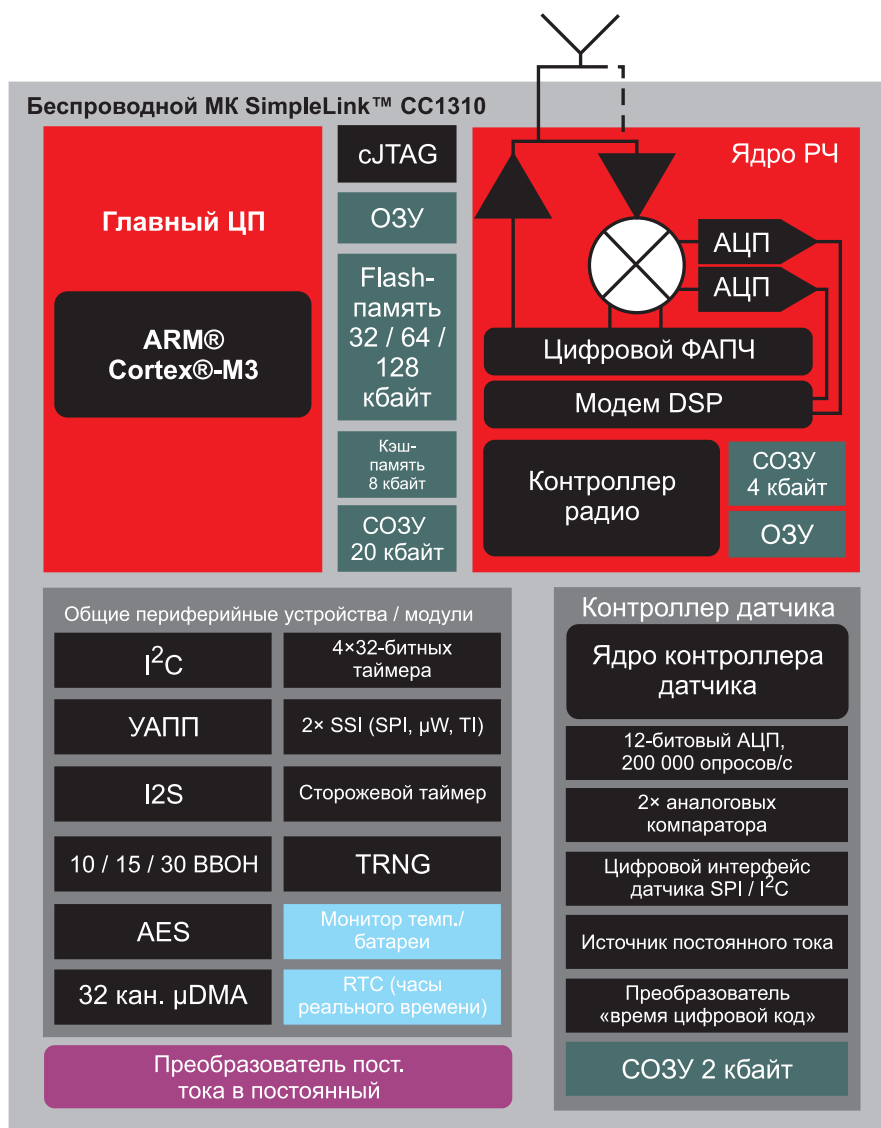


Рисунок 4. Беспроводной МК сверхнизкой мощности от TI

тивными инновациям. Соответствие стандарту IEEE 802.15.4g дало разработчикам готовые к использованию решения, которые, в общем и целом, сразу же работают так, как ожидалось. Кроме того, открытые отраслевые стандарты всегда стимулируют развитие вспомогательной экосистемы инструментов и средств разработки. Для организации сетей Sub-1 GHz эти факторы ускорили развёртывание новых топологий беспроводного сетевого взаимодействия, таких как 6LoWPAN, wM-Bus и другие.

Вновь представленные МК для беспроводной сети Sub-1 GHz являются в высокой степени программируемыми и щедро снабжены ресурсами, что ещё больше повышает гибкость программного обеспечения устройств конечных узлов (рисунок 4). В отличие от простых приёмопередатчиков беспроводные МК содержат процессорное ядро, такое как ядро ARM® Cortex®-M3 малой мощности, для обработки прикладных задач. Простота программирования этих беспроводных МК позволяет разработчикам устройств конечных узлов и изготовителям оборудования быстро встраивать различную функ-

циональность в свою продукцию, такую функциональность, которая будет выделять их продукцию в конкурентных ситуациях.

Наиболее совершенные из таких беспроводных МК вооружены полным набором ресурсов, которые упрощают разработку программного обеспечения.

Чрезвычайно адаптивный беспроводной МК SimpleLink™ Sub-1 GHz CC1310 содержит ядро ARM® Cortex®-M3, радио сверхнизкой мощности, периферийные устройства и встроенную подсистему контроллера датчика, которая экономит питание, выводя остальную часть устройства из режима сна, только когда это необходимо.

Включение операционной системы реального времени, драйверов, периферийных интерфейсов и, хотя бы в одном случае, контроллера датчика означает, что разработчики программного обеспечения могут сконцентрироваться на разработке инновационных функций и не беспокоиться о том, как им встроить в устройство основные устройства.

Кроме того, программная среда такого рода является также огромным

преимуществом для поставщиков сетевого оборудования, которые хотят использовать своё собственное фирменное программное обеспечение. Инструменты программирования, платформы разработки, библиотеки интеллектуальной собственности и другие вспомогательные функции сократят время от замысла до внедрения на рынок новых патентованных систем.

Заключение

«Интернет вещей» (IoT) будущего станет увлекательным местом. Каждый день креативные разработчики генерируют идеи инновационных применений IoT, вызывая подспудное нарастание спроса на технологию беспроводной связи с новыми возможностями и наборами функций. И Sub-1 GHz отвечает. Приёмопередатчики и беспроводные МК Sub-1 GHz обеспечивают возможности, необходимые системам IoT следующего поколения, и, что важно, эти функциональные возможности можно адаптировать к единичным требованиям любого и каждого применения.

TAS2555 – аудиоусилитель класса «D» со встроенным повышающим DC/DC-конвертером

Микросхема TAS2555 соединяет в себе маломощный усилитель звуковой частоты с цифровым входом и повышающий преобразователь напряжения. Расположенный на кристалле ЦСП поддерживает специальный алгоритм, разработанный TI, который обеспечивает защиту излучателя звука на максимальных нагрузках.

Микросхема может быть использована совместно с любым процессором, снабжённым интерфейсом I²S. Для построения стереоусилителя можно использовать две микросхемы TAS2555. Повышающий преобразователь напряжения класса «H» обеспе-

чивает питание усилителя. Если для получения заданной выходной звуковой мощности достаточно напряжения батареи, то преобразователь отключается, и усилитель питается непосредственно от батарей. Если же напряжения батареи недостаточно – используется повышающий конвертер. Он способен поднять напряжение до 8,5 В, обеспечивая мощность в нагрузке до 5,7 Вт и более.

Основные характеристики микросхемы TAS2555:

- Напряжение питания:
 - аналоговое: 1,65–1,95 В;
 - цифровое: 1,62–3,6 В;

- на входе BOOST: 2,9–5,5 В.
- Выходная мощность до 5,7 Вт при уровне искажений 1% и до 6,9 Вт при 10%.
- Частота дискретизации от 8 до 96 кГц.
- Виды защиты: от КЗ, от недостаточного напряжения и тепловая.
- Интерфейс I²S для данных и I²C/SPI для управления.
- Встроенные датчики напряжения и тока звукоизлучателя, напряжения батареи.
- 42-выводный корпус с шариковыми выводами (WCSP) размером 3,5×3,2 мм.

www.ti.com/product/TAS2555

Bluetooth® Smart в промышленной среде

Вы когда-нибудь слышали о Bluetooth® Smart? Это последнее добавление к спецификации Bluetooth®, в котором используется энергосберегающая технология Bluetooth®, чтобы дать возможность использовать Интернет вещей для устройств, которые годами работают на маленьких дисковых элементах питания. Вы можете спросить, как такое возможно? Энергосберегающий Bluetooth® был задуман как низкоэнергетический, активизирующийся только время от времени для передачи небольших объёмов данных с достаточно высокой латентностью в пределах дальности не более пары метров. Идеальный вариант для датчиков! Именно так это начиналось в 2010 году.

Понадобилось один или два года, чтобы на рынке появились первые

изделия в виде ремешков для измерения пульса и умных наручных часов. Затем появился смартфон — Apple® iPhone® 4S. Это был первый телефон на рынке, поддерживающий энергосберегающий стандарт Bluetooth®, и рынок тронулся с места. То, что каждый, кто носит с собой смартфон, мог подключиться ко всем видам продуктов энергосберегающим способом, было чем-то новым. Всем вдруг захотелось, чтобы их продукт был подключён к смартфону.

В качестве естественного развития событий пошёл разговор об Интернете вещей и связи через облако, чтобы смартфон можно было подключить к чему угодно, таким образом позволяя чему угодно подключаться к «чтению из облака». С наступлением этой разительной пе-

ремены стало возможным загружать в устройства обновления микропрограмм в полевых условиях, смартфоны смогли управлять игрушечными вертолетами, а беспроводные расширения могут заменять провода в жутких местах.

На этой стадии мы приближаемся к 2015 году и, что совершенно неожиданно, производители теперь используют Bluetooth® Smart (теперь это становится более распространенным названием для Bluetooth® low energy для связи большего радиуса действия, высокопроизводительных передач, а также трудных приложений ISM. Это совсем не то, для чего была предназначена технология Bluetooth® low energy. Однако Bluetooth® low energy теперь продвигается в высококачественные промышленные приложения, заменяя то, что использовалось целую вечность или хотя бы очень долго.

Настало время революции, время, чтобы технология Bluetooth® Smart показала себя в новых местах. Она проникает в новые неизученные сегменты рынка, начиная с неподатливых промышленных применений и причудливой бытовой техники и заканчивая супермодными системами маячков. Имеются уже развёрнутые решения для случаев применения, включающих как проводные, так и беспроводные технологии, которые могут быть заменены на Bluetooth® Smart. По мере того как новая технология эволюционирует и адаптируется к этим новым случаям применения, следует опасаться возможной приближающейся «войны» между стандартами. Будущее покажет, какая технология для чего



подходит, и какая окажется более приспособленной. Однако мы уже можем поработать над некоторыми применениями, на которые это могло бы повлиять.

Возьмём для примера освещение, где на рынке господствует ZigBee® с умными лампочками, соединёнными в сеть, подключённую к шлюзу Wi-Fi®. Технология Bluetooth® Smart может прямо сейчас выполнять топологии типа «звезда» с управлением осветительными лампочками с центрального пульта или со смартфона. Однако ZigBee® работает в ячеистой сетевой топологии, что означает, что информацию можно направлять через узлы, а радиус действия может быть расширен за пределы шлюза. Bluetooth® Mesh — это то, что также может решать эти проблемы в будущем, если будет разработан энергоберегающим образом (то есть без использования перегрузки и т. п.), а защита будет надёжной, включая полное в этом отношении решение. А как насчет уже развернутых решений ZigBee®, станут ли они лишними? Совсем необязательно. Что если один узел в сети ZigBee® добавит Bluetooth® Smart? Или шлюз включит интерфейс Bluetooth® Smart?

Существуют другие случаи применения, то есть Межмашинное взаимодействие (M2M), замена кабелей, отслеживание основных ресурсов и контроль автоматки, которые могут извлечь пользу из Bluetooth® Smart в промышленной среде. Имеется множество технологий связи с прочным положением в промышленном пространстве, в частности, Ethernet, ZigBee®, Wi-Fi®, Sub-1 ГГц и т. д., и Bluetooth® Smart может легко дополнить эти технологии.

Шокирующее воздействие слабой избирательности радиочастот и блокировки

У корпорации Texas Instruments есть более чем пятнадцатилетний опыт работы с радиочастотными решениями низкой мощности. Со временем, работая рука об руку с заказчиками, стало известно, что необходимо для проектирования радиочастотных интегральных схем, хо-

рошо работающих в промышленных условиях. Беспроводная связь должна быть надёжной и просто работать. Чтобы узнать больше о наших решениях 169-МГц, 315-МГц, 433-МГц, 470-МГц, 868-МГц и 915-МГц и 920-МГц, просмотрите страницу Sub-1 ГГц на сайте TI.

Недавно сотрудники TI протестировали своё новое радиочастотное решение с большим радиусом действия, чтобы сравнить его с хорошо известным на рынке конкурирующим продуктом. Оба решения имеют действительно великолепную дальность РЧ-передачи при их тестировании на тихом открытом пространстве, в сельской местности на 25-км дальность (тест выполнялся в Южной Африке). Однако многие промышленные радиочастотные решения развёртываются отнюдь не в сельской местности, а наоборот — в городской среде. Именно поэтому, последний тест на дальность выполнялся в деловом районе Осло в Норвегии.

Было установлено 2 радиочастотных канала (один с дальнедействующим узкополосным высокопроизводительным радиочастотным приёмопередатчиком CC1120, а другой — с его дальнедействующим широкополосным конкурентом, чтобы сравнить), что произойдёт с РЧ-каналом, когда мы введём в уравнение источник помех то есть электронный счётчик.

Результат искренне удивил. Широкополосное решение, в основном, прекращало работать, если источник помех находился в пределах





радиуса —200 м. Это, по существу, означает, что электронный счётчик в соседнем здании может полностью заблокировать широкополосный РЧ-канал. Так почему же широкополосное решение не может принимать данные, а узкополосное решение совершенно в порядке?

У узкополосного решения есть два главных преимущества.

1. Имеется больше РЧ-каналов, которые позволяют мирно сосуществовать большему числу систем.
2. Широкополосные решения имеют более широкие фильтры приёма радиочастот, которые подхватывают больше радиочастотных помех, чем узкополосное решение. Следовательно, узкая полоса является наилучшим выбором для надёжных РЧ-решений в городских и промышленных зонах. Для всестороннего изучения этой темы смотрите [7].

Литература

1. Why Bluetooth Smart is perfect for M2M.
2. Connecting machinery to the IoT.
3. How to use Bluetooth Smart in industrial lighting.
4. How you can replace wires with Bluetooth Smart.
5. Why Beacon is the next big thing in wireless.
6. The key to using Bluetooth Smart in asset tracking by Joakim Lindh.
7. Long-range RF communication: Why narrowband is the de facto standard

Зона, в которой широкополосное решение не работало	Зона, в которой узкополосное решение не работало
 <p data-bbox="710 1892 949 1937">Зона шириной примерно 200 м, блокированная источником помех</p>	 <p data-bbox="1109 1892 1508 1937">Почти никакая зона не блокирована источником помех</p>
	<p data-bbox="662 1982 1228 2027">Источник помех такой как электронный счётчик или портативная радиостанция</p>
	<p data-bbox="662 2049 1189 2094">Зона, в которой источник помех не даёт тестируемому решению работать</p>

Терье Лассен (Terje Lassen)

Дальняя РЧ-связь: почему узкополосное решение фактически стало стандартом?

Дальность связи — ключевой параметр системы беспроводной связи. Во многих случаях требования к дальности действия системы становятся решающим фактором при выборе РЧ-решения. В данной статье мы возьмём за основу типичные требования, предъявляемые к счётчику газа или воды, способному поддерживать связь на частотах радиодиапазона, чтобы рассмотреть варианты решений дальней РЧ-связи. Но рассматриваемые факторы применимы и к большинству других типов РЧ-узлов, питающихся от аккумуляторов. Счётчики воды или газа, которые часто называют расходомерами, питаются от аккумуляторов, и обычно требуется, чтобы они работали без замены аккумуляторов в течение 10–20 лет. Такой большой срок службы сильно ограничивает выбор архитектуры сети. Чтобы гарантировать необходимое время работы от аккумулятора, такие счётчики в основном используются в топологии сети типа «звезда», так как использование этих счётчиков в качестве репитеров/маршрутизаторов сделает недетерминированным время их работы от аккумуляторов и затруднит выполнение требований к продолжительности работы от аккумуляторов.

Развёрнутая сеть состоит из множества счётчиков и нескольких концентраторов для сбора данных измерений. Концентратор обычно представляет собой более дорогой узел, чем счётчик, поскольку меньшие объёмы дают возможность реализовать более совершенные устройства радиосвязи (например, программноопределяемую радиосистему), сильноточные малозумящие

усилители (МШУ) (обычно питающиеся от сети), применить лучшие антенные технологии, фильтры на ПАВ и т. д. Чтобы получить большую зону покрытия, для концентратора также необходимо найти выгодное с точки зрения радиосвязи место. В таких местах для базовых станций обычно сравнительно высокая годовая арендная плата, поэтому количество концентраторов должно быть как можно меньшим. При использовании топологии сети типа «звезда» чем больше дальность действия каналов РЧ-связи, тем меньше концентраторов требуется.

По сути дела, дальность определяется скоростью передачи данных. Существует несколько технических решений, позволяющих увеличить дальность за счёт снижения скорости передачи данных. В данной статье сравниваются два решения: пропорциональное изменение полосы пропускания приёмного устройства в соответствии с сигналом для снижения уровня шума, воспринимаемого приёмником (узкополосная система), и добавление эффективного кодирования к сигналу высокой скорости для борьбы с высоким уровнем шума в широкополосном приёмнике. Показано, что добавление эффективного кодирования в случае дальней связи отрицательно сказывается на эксплуатационных характеристиках системы, а именно:

- Значительно снижается эффективность использования спектра, т. е. уменьшается количество устройств, которые могут поддерживать связь в данном районе, вопреки наблюдающейся в отрасли тенденции к увеличению

количества узлов, работающих в диапазоне радиочастот (РЧ).

- Ухудшается совместимость (защита от помех) устройств, что ведёт к снижению надёжности связи и уменьшению количества устройств в данном районе.
- Сокращается время работы от аккумуляторов, так как сигналы с эффективным кодированием требуют очень длинной лидирующей последовательности для восстановления информационного сигнала при очень сильной шумовой составляющей.

Узкополосная связь — проверенный способ дальней РЧ-связи, который обеспечивает превосходную работоспособность и возможность расширения систем по сравнению с системами, основанными на принципах эффективного кодирования.

Дальность действия: сравнение узкополосного решения и решения с применением эффективного кодирования

При данной выходной мощности (часто она определяется нормативными требованиями к РЧ-связи, установленными правительством) дальность действия канала РЧ-связи определяется скоростью передачи данных, т. е. меньшая скорость передачи данных позволяет получить большую дальность связи благодаря большей чувствительности приёмника. Конечно, ещё существует определённый компромисс, поскольку очень низкие скорости передачи

данных означают большее время этой передачи, что в свою очередь сокращает продолжительность работы аккумулятора. Если используются очень длинные блоки передаваемых данных, это также повышает вероятность того, что на них повлияют помехи, создаваемые другими беспроводными системами.

Диапазон ниже 1 ГГц

Низкая мощность. Надёжность. Дальний радиус действия

Таким образом, в системах большого радиуса действия на практике обычно используются более или менее низкие скорости передачи данных до ~1 кбит/с, чтобы достичь оптимального баланса между дальностью действия и временем передачи. Узкополосная технология с большой дальностью действия и обоснованно низкой скоростью передачи данных широко используется в промышленности, так как обеспечивает оптимальное соотношение между дальностью и временем передачи.

Узкополосными считаются системы, имеющие полосу пропускания менее 25 кГц, и они обеспечивают превосходный энергетический потенциал линии связи благодаря низкому уровню внутриполосного шума на приёмной стороне (узкополосные фильтры на приёмной стороне устраняют большую часть шумов). Чаще всего используется разнесение каналов в 12,5 кГц при ширине полосы пропускания приёмника 10 кГц. Примерами таких систем являются устройства радиосвязи, используемые полицией и службами обеспечения безопасности, морские системы связи, системы оповещения населения в чрезвычайных ситуациях и системы нового стандарта беспроводной связи — беспроводной M-bus (wM-Bus) диапазона 169 МГц, используемые в Европе в приборах учёта. В wM-Bus узкая полоса в диапазоне 169 МГц была выбрана для того, чтобы получить максимальную дальность связи для счётчиков воды и газа, чтобы можно было развернуть стационарные сети с очень малым числом концентраторов.

Как указывалось выше, существует фундаментальная зависимость дальности действия связи от скоро-

сти передачи данных. Альтернативой узкополосной связи является использование широкополосной связи с высокой скоростью передачи данных и применение эффективного кодирования. Использование эффективного кодирования не повышает чувствительность или дальность действия, это просто ещё один способ представления данных. При данной чистой скорости передачи данных/пропускной способности узкополосные системы и системы с эффективным кодированием имеют примерно одинаковые радиусы действия. Легче всего это пояснить на примере.

Ключевым параметром РЧ-системы является полоса пропускания на приёмной стороне (RXBW). Полоса пропускания на приёмной стороне — это основной фактор при установлении уровня шума в системе; $P_{дБм} = -174 + 10\log_{10}(RXBW)$, то есть уровень шума зависит от полосы пропускания на приёмной стороне (-174 дБм — уровень теплового шума при комнатной температуре в полосе шириной 1 Гц). С помощью этой формулы мы можем рассчитать уровень шума для различных каналов:

Канал шириной 1 МГц: $P_{дБм} = -174 + 10\log_{10}(1 \text{ МГц}) = -114$ дБм
 Канал шириной 100 кГц: $P_{дБм} = -174 + 10\log_{10}(100 \text{ кГц}) = -124$ дБм
 Канал шириной 10 кГц: $P_{дБм} = -174 + 10\log_{10}(10 \text{ кГц}) = -134$ дБм

Как видно из приведённого выше, 10-кратное увеличение RXBW увеличивает уровень шума на 10 дБ. Чтобы получить такую же дальность действия, как у узкополосной системы с полосой 12,5 кГц без кодирования, в системе с полосой 100 кГц выигрыш от кодирования должен быть 10 дБ, а в системе с полосой 1 МГц — 20 дБ. Этот пример показывает, что эффективное кодирование не даёт повышения чувствительности по сравнению с узкополосной системой, это просто другой способ представления данных. Добавление большего выигрыша от кодирования не поможет, потому что тогда придётся либо снизить чистую скорость передачи данных, либо увеличить RXBW в соответствии с сигналом. Важно понимать эту фундаментальную взаимосвязь, оптимизируя системы дальней РЧ-связи.

Недостатки решений с эффективным кодированием

Главным недостатком решения, использующего эффективное кодирование, является очень низкая эффективность использования спектра. Вышеприведённый пример наглядно показывает это. Сравним отправку сигнала со скоростью 1 кбит/с в канале шириной 10 кГц с помощью узкополосной системы и отправку такого же сигнала со скоростью 1 кбит/с в канале шириной 100 кГц с добавлением эффективного кодирования. Нерациональное использование спектра совершенно очевидно, поскольку приходится отправлять резервированные данные в коде, чтобы компенсировать более высокий уровень шума. Легко увидеть, что в ту же полосу в 100 кГц, используемую для передачи сигнала с кодированием, может поместиться 10 узкополосных каналов.

Таким образом, пропускная способность сети — это основной недостаток решений с эффективным кодированием.

Повышение чувствительности на приёмной стороне при меньшей эффективности использования спектра (при более широкой полосе пропускания) за счёт расширения спектра противоречит нормативным требованиям и общепринятому в промышленности стремлению к более эффективному использованию спектра. Рост спроса на беспроводную связь породил увеличение спроса на использование спектра радиосвязи по всему миру. Правительства и регулирующие органы оказывают все большее давление, стремясь повысить эффективность использования спектра системами радиосвязи.

Сужение полосы до 12,5 кГц и даже сверхсужение до 6,25 кГц является хорошо зарекомендовавшим себя решением для повышения эффективности использования спектра.

- Предписание Федеральной комиссии по связи по сужению полосы: с 1 января 2013 г. все наземные мобильные системы радиосвязи, используемые службами общественной безопасности и в промышленности и работающие в диапазонах радиосвязи

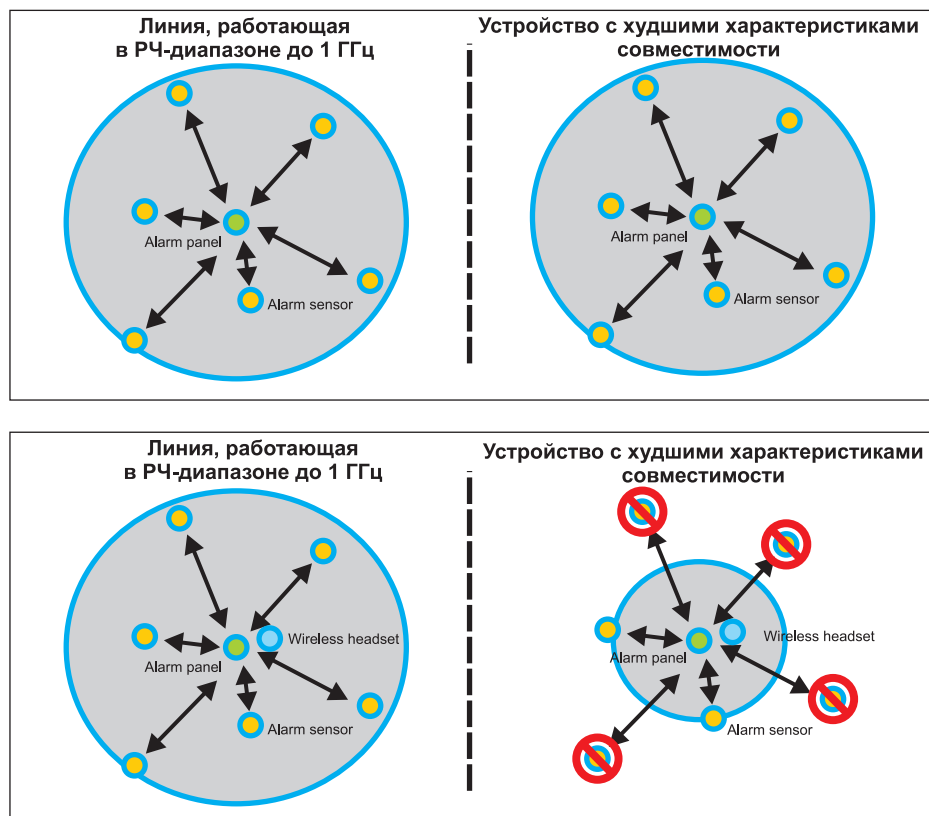


Рисунок 1. Типичный пример систем аварийной сигнализации без помех (вверху) и с помехами (внизу), показывающий важность характеристик совместимости для работы системы

150–512 МГц, должны работать, используя технологию с эквивалентной эффективностью не ниже, чем у системы с полосой 12,5 кГц, то есть должны иметь пропускную способность не менее 9,6 кбит/с на канал шириной 12,5 кГц.

Это предписание является результатом усилий, прилагаемых Федеральной комиссией по связи для того, чтобы добиться более эффективного использования спектра и повысить доступность спектра, что фактически запрещает использование в США схем с выигрышем от кодирования на частотах ниже 512 МГц. Аналогичные тенденции прослеживаются и в Европе, и в других регионах — стимулировать эффективное использование спектра путём принятия соответствующих нормативных требований.

Совместимость

При использовании эффективно кодирования можно применять несколько ортогональных кодов в одном и том же канале, но тогда защита их друг от друга обеспечивается только эффективным кодированием. В приведённом примере выигрыш от кодирования в 10 дБ даст защиту менее чем в 10 дБ от помех, создаваемых другим прибором учёта, который использует тот же канал. Узкополосная система на основе интеллектуального РЧ-трансивера SimpleLink™CC1120, работающего в диапазоне до 1 ГГц, обеспечивает защиту до 65 дБ от смежного/соседнего канала — то есть разница в 55 дБ по сравнению с решением на основе эффективного кодирова-

ния. 55 дБ даст существенную разницу в надёжности и совместимости в реальных сетях, превратившись в 55-дБ повышение чувствительности при наличии помех.

На рисунке 1 приведено сравнение двух сценариев: первый — без помех, второй — с помехами. Сравнение показывает, что худшие показатели совместимости напрямую связаны со снижением дальности действия связи.

Пример, приведённый на рисунке 1, показывает, что можно иметь 10 узкополосных систем, работающих в той же полосе частот, что и система с кодированием, имеющая полосу в 100 кГц, но вы очень быстро столкнётесь с серьёзными проблемами из-за помех, если попытаетесь использовать хотя бы две системы с кодированием в одной и той же полосе частот.

Кроме того, продолжительность передачи кодированного сигнала делает его уязвимым к помехам, создаваемым другими сигналами (конфликты передачи). Поскольку система работает с низкой скоростью при широкой полосе пропускания, можно легко показать математически, что такая система устойчива к одному узкополосному источнику помех. Такой сценарий показан на рисунке 2 слева. Кодированный сигнал (серый) сможет работать, даже если имеется узкополосный источник помех (красный). Ввиду использования широкой полосы этот сценарий нельзя считать актуальным.

Как видно на рисунок 2 справа, поскольку используемая полоса велика, а скорость передачи данных низкая (то есть сигнал передаётся долго), велика вероятность возникновения конфликта с несколькими узкополосными источниками помех. С такой ситуацией невозможно справиться с помощью эффективно кодирования, и она существенно уменьшит дальность действия системы с кодированием.



Рисунок 2. Широкополосная система с кодированием и узкополосная помеха

Время передачи

Поскольку чистая скорость передачи данных/пропускная способность одинакова в обоих сценариях, полезная нагрузка пакета данных

будет иметь примерно одинаковую длину. Но сигналы, которые получит приемник, будут совершенно разные. Рассмотрим глазковые диаграммы, изображённые на рисунке 3.

Диаграмма слева соответствует узкополосному сигналу, и на ней можно видеть открытие «глаза» с чётким различием нулей и единиц в пакете, то есть «глаз открыт». Такой сигнал может быть надёжно принят с заголовком всего в четыре бита с помощью эффективной технологии WaveMatch, реализованной в интеллектуальных РЧ-трансиверах CC1120/CC1200 производства Texas Instruments.

Справа изображена та же глазковая диаграмма для системы, использующей эффективное кодирование. Как и ожидалось, сигнал не виден, поскольку «похоронен» под шумом. Чтобы извлечь какую-нибудь значимую информацию из такого сигнала, сначала нужно точно синхронизировать его со схемой кодирования, чтобы получить требуемый выигрыш от кодирования. Само собой, для этого потребуются очень длинный заголовок или лидирующая последовательность перед тем, как можно будет принять собственно данные. При использовании схем с высоким коэффициентом выигрыша от кодирования лидирующая последовательность, несомненно, будет преобладающей частью сообщения, что ещё больше уменьшит эффективность использования спектра.

Сравнение фактической длины пакета в сценариях с кодированным и некодированным пакетами приведено на рисунке 4.

Длинная лидирующая последовательность оказывает сильное негативное влияние на продолжительность работы аккумулятора, так как необходимо передавать много резервированной информации, чтобы приёмник мог извлечь желаемый сигнал из-под шума. Связь между скоростью кодирования и длиной лидирующей последовательности не является линейной. Например, увели-

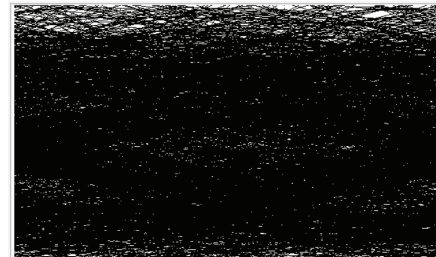
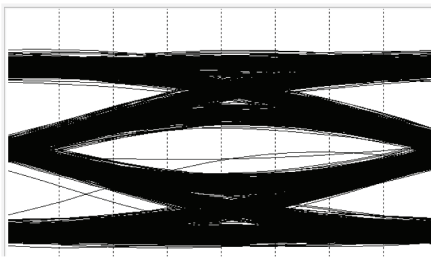


Рисунок 3. Глазковые диаграммы некодированного и кодированного сигналов

чение вдвое скорости кодирования или уменьшение наполовину чистой скорости передачи данных с целью получения лучшей чувствительности увеличит длину лидирующей последовательности намного больше, чем вдвое, ещё больше снизив тем самым эффективность использования спектра и продолжительность работы аккумулятора.

Точность настройки частоты

Недостатком узкополосной системы традиционно являются высокие требования к кварцевому генератору РЧ. Частотная погрешность кварцевого генератора РЧ приводит к смещению запрограммированной радиочастоты. Если смещение становится слишком большим, сигнал выпадает из канала и будет отфильтрован мощными фильтрами на приёмной стороне. Традиционные узкополосные системы обычно используют термостабилизированные кварцевые генераторы (ТСХО). Они были дороже, чем стандартные кварцевые генераторы, но в настоящее время эта разница существенно сократилась. Однако на сегодня точность стандартных кварцевых генераторов сильно улучшилась, и в сочетании с передовой технологией WaveMatch и фазовой автоматической подстройкой частоты (ФАПЧ) с обратной связью по смещению частоты, которые реализованы в семействе интеллектуальных трансиверов CC1120/CC1200 для диапазона до 1 ГГц, узкополос-

ную систему можно спроектировать и со стандартным кварцевым генератором.

При типичной топологии сети типа «звезда» погрешности установки частоты также можно достаточно просто компенсировать за счёт более жёсткого допуска в концентраторе.

Работоспособность технологии и практически достижимая дальность действия

Интеллектуальные РЧ-трансиверы CC1120/CC1200 являются частью доминирующего семейства стандартизованных, открытых решений на основе узкополосной технологии с частотной манипуляцией (ЧМ) для дальней связи. Узкополосная технология хорошо известна, апробирована, поддерживается многими поставщиками массовой продукции, что важно для обеспечения работоспособности в долгосрочной перспективе, дальнейшего совершенствования изделий и уровня цен на системы.

Texas Instruments нацелена на создание комплексного решения для системы, чтобы обеспечить высокие рабочие характеристики радиосвязи в реальных условиях эфира. Это включает в себя недорогие опорные разработки с использованием высокоэффективных печатных антенн, документацию с широким набором материалов по применению и проектированию, сетевые ресурсы и мощную глобальную поддержку, чтобы обеспечить максимальную

Узкополосный пакет

P	S	Полезная нагрузка
---	---	-------------------

Кодированный пакет

Необходимый заголовок / лидирующая последовательность	S	Полезная нагрузка
---	---	-------------------

Рисунок 4. Формат пакета, P=заголовок, S=слово синхронизации/ SFD

Таблица.

Параметр	Узкополосная технология	Широкополосная технология с кодированием
Эффективность использования спектра	Высокая	Очень низкая
Защита от других каналов	65 дБ (лучшая на рынке)	10–20 дБ (очень слабая)
Длина заголовка / лидирующей последовательности	Короткий, до 4 бит	Очень длинный, обычно десятки-сотни байт
Эффективность использования аккумулятора	Хорошая, передача и приём данных полезной нагрузки преобладают	Низкая, преобладают передача и приём лидирующей последовательности
Доступность	Поддерживается многими поставщиками, проверенная на практике технология	Единственный источник, решение защищено правом интеллектуальной собственности, закрытый IP
Точность настройки частоты	При использовании новых функциональных возможностей, таких как WaveMatch и обратная связь для ФАПЧ, требования к точности установки частоты кварцевого генератора значительно снижаются, можно отказаться от ТСХО	Обычно можно использовать стандартный кварцевый генератор

дальность действия любой конкретной системы. Texas Instruments также уделяет серьёзное внимание испытаниям в реальных условиях эксплуатации, что нашло своё отражение в видеоматериалах по практически достижимой дальности действия при использовании CC1120, которые имеются на сайте www.ti.com

Испытания практически достижимой дальности действия при ис-

пользовании нового стандартного комплекта CC112x: видео, демонстрирующее дальность действия связи более 25 км в Кейптауне, ЮАР, при использовании скорости передачи данных 1,2 кбит/с и выходной мощности 14 дБм.

Заключение

В статье проведено сравнение узкополосной системы и широко-

полосной системы с кодированием для дальней связи. В сравнительной таблице показано, что фактически узкополосная технология является стандартом дальней связи ввиду превосходных рабочих характеристик, достигаемых в современных РЧ-системах. Подробнее о РЧ-решениях малой мощности Texas Instruments для узкополосных сетей, пожалуйста, смотрите сайт www.ti.com/rfperformanceline.

Первые в отрасли 100-вольтовые драйверы МОП-транзисторов для управления высоковольтными батареями

TI представила первый однокристальный 100-В драйвер МОП-транзистора верхнего плеча для устройств с мощными литий-ионными батареями, обладающий улучшенными функциями управления и защиты. Микросхема bq76200 — эффективное решение высоковольтного драйвера N-канальных ключей заряда и разряда батарей, обычно используемых в энергосберегающих или снабжённых электроприводом изделиях, включая дроны, мощные электроинструменты, электровелосипеды и т. д. По сравнению с типовыми 50-вольтовыми решениями 100-вольтовый драйвер bq76200 обеспечивает лучшую защиту от переходных процессов в индуктивных нагрузках, характерных для изделий с электродви-

гателями. Микросхема bq76200 также помогает обеспечить постоянный мониторинг батареи и улучшить диагностику всей системы — даже в отключённом состоянии, когда батарея не заряжается и не разряжается.

Основные характеристики и преимущества bq76200:

- Широкий диапазон рабочих напряжений: изделие совместимо с различными компоновками батарей, допуская работу в диапазоне от 8 до 75 В, а в максимуме — и до 100 В.
- Улучшенные функции защиты: высокое быстродействие драйверов МОП-ключей минимизирует время отклика на аварийную ситуацию и мгновенно отключает

ключ разряда при сильно разряженной батарее.

- Ускорение цикла разработки и уменьшение затрат на нее: адаптивный драйвер способен работать с МОП-ключами различной мощности, что достигается простым изменением номинала внешнего конденсатора узла накачки заряда. Это сокращает время разработки.
- Высокая степень интеграции и малый размер корпуса: микросхема bq76200 совмещает высоковольтный генератор накачки заряда и сдвоенный драйвер МОП-ключей в одном корпусе TSSOP размером 5×4 мм и толщиной 1 мм.

www.ti.com/product/BQ76200

Ажиндер Сингх (Ajinder Singh), Крипа Венкат (Kripa Venkat)

«Умная» энергия делает возможным более эффективное использование электричества

Насколько разумными станут наши дома и здания?

Предположим, вы находитесь в 1000 милях от дома, но есть возможность отслеживать и контролировать каждый ватт электропитания в вашем доме или офисном здании. И эта возможность у вас как на ладони. Что она может дать вам?

Может быть, иногда вам захочется дистанционно переключить термостат или включить свет и запустить кофеварку. Но представьте себе также и то, что вы могли бы принимать решения по потреблению энергии в реальном времени на основании сиюминутного знания нагрузочной способности сети и расценок. Вообразите, что вы обладаете знаниями и властью, позволяющими набивать свой бумажник или увеличивать чистую прибыль компании посредством оптимального потребления энергии и её экономии. У вас под рукой есть инструмент для ежедневного, ежеминутного производства денег — для этого нужен только смартфон.

Несколько лет назад о таких сценариях можно было только мечтать. Сегодня они становятся всё более реалистичными, по мере того как домовладельцы и землевладельцы везде берут под контроль потребление энергии до такой степени, которая никогда раньше не была возможна. Электроэнергия становится всё более «умной» на каждом этапе, начиная с централизованной или локальной выработки и заканчивая её конечным потреблением электрическими устройствами, которыми мы пользуемся у себя дома, на работе и в дороге, в более «умных» домах и зданиях.

Эти успехи в мониторинге, сетевом взаимодействии и управлении (так

называемая «умная» энергия) стали возможны благодаря прогрессивной полупроводниковой технологии. Texas Instruments входит в число новаторов в области технологии, преданных делу развития «умной» энергии. Разработчики систем могут полагаться на глубокие знания TI и её многолетнее совершенствование продукции, связанной с энергетикой, сетевыми средствами связи и схемными решениями для управления, чтобы внести дополнительную разумность в выработку, передачу и потребление энергии.

Более разумная выработка электроэнергии

Выработка и передача электроэнергии подвергаются медленной, но непрерывной эволюции с переходом к более разумной и избирательной подаче энергии туда и тогда, где и когда она требуется. В промышленном масштабе провайдеры услуг вкладываются в такие альтернативные источники энергии, как солнечные и ветряные фермы, а также работают над более эффективным использованием центральных электростанций. Силовое оборудование также становится более разумным и всё больше объединяется в сети передачи данных для минимизации потерь при передаче, подключении и преобразовании электроэнергии.

Кроме того, подача энергии больше не является задачей одних только поставщиков услуг. Жилые и коммерческие здания также становятся генераторами энергии, имеющими небольшие установки, работающие по ветровой и, в особенности, солнечной технологии. У мелких производителей система «умной» энергетики управляет производством, хранением и использованием электричества, а также позволяет им подавать электричество в сеть в периоды избыточной генерации.

Возможность повышения разумности энергии в зданиях

Использование разумной энергии оказывает всё более благотворное воздействие на нашу домашнюю обстановку и офисные здания. Датчики отдают команды светильникам понизить яркость или включиться и выключиться, а также команды уменьшить или увеличить вентиляцию, в зависимости от присутствия людей в помещении. Энергетические сети могут включать в себя такие элементы, как программное обеспечение, которое анализирует потребление энергии по отдельным зонам, устройствам и применениям. Такие программы помогают определить, нужно ли заменить оборудование потому, что его неэффективная работа делает его дорогостоящим, либо потому, что оно является критически важным и не должно отказывать. Энергетическая сеть также необходима, если здание генерирует электричество путём сбора солнечной или ветровой энергии.

Коммерческие землевладельцы, которые вкладывают инвестиции в «умные» энергетические системы, обнаруживают, что их расходы на электричество заметно снижаются, и им зачастую удаётся сэкономить столько, что этого достаточно, чтобы вернуть свои вложения в установку оборудования, — благодаря повышению производительности в результате обеспечения комфортных условий в рабочем пространстве. Кроме того, поскольку энергия нужна везде, имеет смысл расширить концепцию «умной» энергии, чтобы стали возможными «умные» здания. Сети с подключённой аппаратурой, такой как мониторы состояния строительных конструкций, системы безопасности, детекторы дыма и приборы обнаружения движения и присутствия людей, служат для того, чтобы создать хитроумную управляющую «нервную систему» всего здания.

Технологии для повышения разумности энергии

Для совершенствования управления энергией зданий используется ряд различных технологий, не говоря о других формах контроля зданий, которые могут быть с ними тесно связаны. Датчики определяют температуру окружающего воздуха, тепловое излучение тела, уровни освещённости, уровни концентрации двуокси углерода и массу других условий, таких как наличие вибраций, дыма и опасных химических веществ. Устройства зонального контроля отслеживают данные от различных датчиков и инициируют такие действия, как уменьшение яркости светильников, изменение направления вентиляционных потоков, переключение настроек термостатов и изменение других факторов. В центральных блоках управления работает сложное программное обеспечение, которое анализирует деятельность всей сети, чтобы дать оперативную оценку, сигналы оборудованию, анализ расходов и другие выходные данные.

Все эти системы зависят от проводной или беспроводной связи, и в разных точках используются преобразователи сигналов, микроконтроллеры (МК) и другие логические

устройства, запоминаящие устройства и различные виды схемных решений сопряжения. Схемы управления электропитанием используются во всех устройствах, и они имеют особенно важное значение для регулирования, преобразования и управления выработкой электричества альтернативными источниками энергии и его хранения в батареях.

Понимание требований к полупроводниковым изделиям

Поскольку «умные» энергетические системы отличаются друг от друга, то же самое касается и требований, предъявляемых к полупроводниковой технологии. Датчики (обычно маленького размера, независимо от действующих систем) могут существовать в большом количестве, иногда в местах, к которым трудно получить доступ. Помимо самого чувствительного элемента, датчику зачастую требуются схемы преобразования сигналов, чтобы превратить входящие аналоговые сигналы в цифровые данные, небольшой объём памяти и логика, коммуникационный интерфейс и передатчик для вывода данных по проводному или беспроводному каналу. Ключевыми требованиями к этим устройствам обычно являются маленький размер, приемлемая стоимость и (поскольку им, возможно, придётся работать от батарейки в течение длительных

периодов времени без обслуживания) сверхнизкое потребление энергии. Зональным блокам управления, которые могут быть оборудованы коммутаторами, термостатами и другими схемами, требуются упомянутые выше элементы плюс дополнительные логические схемы управления и память, а также способность принимать и передавать данные для управления и перепрограммирования. В коммерческом здании или доме с современной «умной» энергетической сетью в центральный блок управления поступает информация от нескольких зональных блоков управления. Этот центральный блок может быть связан по сети с Интернетом, региональной электросетью и другими сетями на уровне здания, а также с внешними сетями.

Преодоление трудностей обмена данными по сети

Стандарты обмена данными и установления связи между этими сетями отличаются. Центральные, проводные системы, которые работают с большими объёмами данных для анализа и планирования, используют Интернет-протокол (IP) для большинства форм обмена данными, и в некоторых случаях небольшие устройства могут отсылать и получать IP-пакеты данных по проводным или беспроводным каналам. Однако беспроводные датчики могут использовать и такой протокол, как



Рисунок 1. Умные дома становятся генераторами энергии, чтобы организовать разумное производство, хранение и потребление энергии

ZigBee®, который предназначен для минимизации энергопотребления при локальных передачах. Системы беспроводной связи предоставляют существенное преимущество, заключающееся в том, что они требуют небольшого изменения проводной инфраструктуры или совсем его не требуют, обеспечивая экономию расходов на установку и позволяя использовать большее число устройств для более избирательного сбора данных и контроля пространственных зон меньшего размера. Поэтому даже устройства, получающие питание по проводам, могут полагаться на некую форму беспроводной связи или связи по линиям электропитания (PLC) во избежание установки отдельной электропроводки для сети связи.

PLC (связь по линиям электропитания) может также использоваться за пределами зданий, чтобы распространить сетевую телеметрию и сетевое управление на светильники, точки доступа, сигналы тревоги и другие устройства и функции.

Всем сетям, обменивающимся данными с внешними источниками, требуется некая форма обеспечения безопасности для предотвращения случайного или злонамеренного вторжения. Энергетические сети «умного» здания с этой точки зрения ничем не отличаются, и в состав их аппаратного и программного

обеспечения нужно включать меры по обеспечению безопасности. В сетях в масштабах города аналогичные технологические проблемы касаются таких устройств, как уличные фонари и инфраструктура дорожного движения, трансформаторы и другие устройства в сети электропитания. «Умные» здания являются примером нововведений в области умной энергии, которые встречаются на всех уровнях частного и общественного применения.

Поиск решений для «умной» энергии

Технология «умной» энергии постоянно совершенствуется и пополняется новыми и прогрессивными методами. Помимо соответствия требованиям компактности, чрезвычайно низкого энергопотребления и меняющихся уровней производительности, предлагаемые решения от производителей микросхем должны быть способны поддерживать гибкие конфигурации, особенно в тех случаях обмена данными, когда используются разнообразные протоколы. Такие функции обработки аналоговых сигналов, как преобразователи данных, также являются ключевыми элементами, поскольку поставляют данные для функций управления, регулировки и контроля. Разработчикам системы

нужно рассмотреть преимущества от получения как можно большего числа таких компонентов от одного поставщика ИС, чтобы упростить процессы проектирования и снабжения и обеспечить совместимость различных сложных функций, выполняемых каждым компонентом. Другие возможности, такие как интеграция, могут помочь поддерживать долгосрочные технологические маршруты для последующих поколений продукции, а наличие разнообразных вариантов корпусов обеспечивает гибкость с точки зрения требований по установке на различные типы плат.

Другой решающей технической характеристикой при разработке «умной» энергетики является изоляция, которая защищает схемы от бросков высокого напряжения и сильного тока. Изоляция также поддерживает эксплуатационную надёжность, не позволяя высокочастотным сигналам попадать в низкочастотные схемы, где они могут разрушить данные. По своей природе, в «умных» энергетических системах сочетаются схемы различных типов, что требует надёжных методов изоляции, чтобы они правильно функционировали. Для получения дополнительных сведений об изоляции www.ti.com/lit/wp/sszy018/sszy018.pdf [1].

Решения TI для «умной» энергии

Разработчики, ищущие решения ИС для своих «умных» энергетических систем, признают, что широта и глубина товарных предложений TI отвечает описанным выше требованиям. Как ведущий в отрасли поставщик связанных с энергетикой ИС, TI имеет не только полный ассортимент устройств для управления энергией, но и компетенцию, требуемую для создания инновационных решений для сетей «умной» энергии. Эта компетенция распространяется на такие особенности, как компенсация коэффициента мощности (PFC), которая помогает гарантировать качество подводимой энергии и будет иметь всё большее значение в сложных электросетях будущего. TI хо-



Рисунок 2. Умная энергия позволяет создавать умные здания с энергетическими сетями, которые питают различную аппаратуру и оборудование

рошо известна благодаря своей микропотребляющей технологии в микроконтроллерах и изделиях для беспроводной связи, прогрессивным решениям для обработки аналоговых сигналов и обширному портфелю устройств для сетевого взаимодействия, интерфейсов связи и коммуникаций.

Кроме того, усовершенствованные производственные процессы корпорации TI для аналоговых устройств, включая нитрид галлия (GaN) для высокоскоростных импульсных источников питания, привели к существенным успехам в области методов изоляции, которые оказались полезными во всех линейках её продукции. Технологии TI постоянно развиваются, а широкий ассортимент предлагаемых изделий создаёт компании хорошее положение для предоставления гибких решений в сфере распространения «умной» энергии на всех уровнях.

«Умная» энергия для более разумного будущего

Задача, которая встанет перед нами в предстоящие годы, заключается в том, чтобы выжать как можно больше полезной производительности из вырабатываемой нами энергии, независимо от того, вырабатывается ли она солнечными панелями на крыше, ветряными мельницами на заднем дворе или гигантскими электростанциями. «Умные» дома и офисные здания могут в значительной мере увеличить эффективность и ответственность использования энергии, экономя деньги и минимизируя воздействие на окружающую среду, в то же время давая потребителям и руководителям коммерческих предприятий больший контроль над инфраструктурой своих зданий.

«Умная» энергия зависит от интеллектуальной технологии, включая

датчики, беспроводную связь и беспроводной обмен данными, блоки управления и программное обеспечение, не говоря уже о новаторских решениях, которые собирают все эти кусочки в сеть с усовершенствованными возможностями. TI вносит свой вклад в виде долгой истории совершенствования опыта и поставки продукции в этих областях в решение проблем «умной» энергии, которые стоят перед нами сегодня. Чтобы сделать мир более экологически чистым, TI создаёт технологии, которые улучшают нашу жизнь, делая дома, офисы, заводы и транспортные средства более разумными для будущего.

Литература

1. Mark Morgan, Giovanni Frattini. «Accelerating automated manufacturing with advanced circuit isolation technology». (SSZY018), June 2015.

TPA3251D2 – стереоусилитель класса «D» с выходной мощностью до 350 Вт

Микросхема TPA3251D2 – это высококачественный усилитель мощности класса «D», обеспечивающий качество звука премиум-класса при высокой энергоэффективности, свойственной цифровым усилителям. Наличие внутренней обратной связи в сочетании с запатентованной технологией PurePath™ UltraHD обеспечивает очень малый уровень искажений сигнала во всём диапазоне мощностей и превосходное качество звука. Микросхема может работать как в стерео-, так и в монорежиме, обеспечивая мощность до 2×175 Вт на нагрузке 4 Ом и 2×220 Вт на нагрузке 3 Ом.

Наличие аналогового входного интерфейса позволяет микросхеме TPA3251D2 работать совместно с вы-

сокачественными ЦАП и кодеками, такими как PCM5242. Усилитель TPA3251D2 обладает также прекрасным КПД – потери в силовых каскадах в режиме Idle не превышают 1 Вт, что достигается использованием МОП-транзисторов с сопротивлением канала 60 мОм и оптимизированной схемой управления затворами.

Данные технологии позволили разместить усилитель мощностью 350 Вт в корпусе HTSSOP размером 6×14 мм.

Основные характеристики:

- Дифференциальные аналоговые входы.
- Выходная мощность до 2×140 Вт на нагрузке 4 Ом при 1% искажениях и 2×175 Вт при 10%.

- Полоса частот до 100 кГц, что позволяет воспроизводить звук с HD-источников.
- Ультранизкий уровень искажений: <0,01% (с учётом шумов).
- Уровень шумов на выходе, не более: 60 мкВ.
- Напряжение питания от 12 до 36 В.
- КПД 90%.
- Все виды защиты.

Микросхема TPA3251D2 предназначена для применения в высококачественной аппаратуре звуковоспроизведения.

Для приложений, требующих меньшей выходной мощности, подойдёт микросхема TPA3250D2, аналогичная по параметрам и совместимая по разводке выводов с микросхемой TPA3251D2.

www.ti.com/product/TPA3251D2

Крис Глейзер (Chris Glaser)

Система питания со сверхмалым энергопотреблением для носимых устройств

Если «мозгом» типичного носимого устройства можно было бы назвать встроенный микроконтроллер (MCU), то его «сердцем» определённо является система управления питанием. Аккумуляторы чрезвычайно малой ёмкости, набор разнообразных функций, требующих питания, и невероятно малый размер изделия диктуют необходимость появления новых, передовых решений для управления питанием, чтобы обеспечить надлежащую работу системы. Но когда микроконтроллер и преобразователь постоянного тока, оптимизированные для работы со сверхнизким энергопотреблением, объединяются вместе, результатом становится прекрасно работающая, безотказная система, подходящая для применения в носимых устройствах.

Носимые системы

Носимое устройство соединяет в себе несколько областей технического проектирования, начиная от микро-

контроллера и его встроенных функций и заканчивая периферийными устройствами. Датчики температуры, аналого-цифровые преобразователи (АЦП), драйверы индикаторов,

беспроводная технология Bluetooth® с низким энергопотреблением (BLE) и даже функции шифрования – всё это часто встраивается в микроконтроллер. Другие датчики, например акселерометры или датчики давления, обычно реализуются в виде отдельных устройств ввиду их назначения, зависящего от конкретной системы. Микроконтроллер и датчики определяют функции и возможности носимого устройства, которые придают ему привлекательность и позволяют занять свою нишу на рынке.

У носимого устройства, имеющего очень маленький размер, «сердцем» является система управления питанием. Носимое устройство может утратить свою привлекательность, если его будет необходимо заряжать несколько раз в день или если его аккумулятор будет слишком тяжёлым. Чтобы получить устройство, способное проработать несколько дней, но при этом лёгкое и компактное, требуется система управления питанием, оптимизированная для работы со сверхнизким энергопотреблением, которая позволяет эффективно преобразовывать ограниченную энергию аккумулятора в полезную мощность, потребляемую нагрузками. На рисунке 1 показана типовая блок-схема оптического пульсометра с микроконтроллером, датчиками, технологией беспроводной связи BLE, системой управления питанием и аккумулятором.

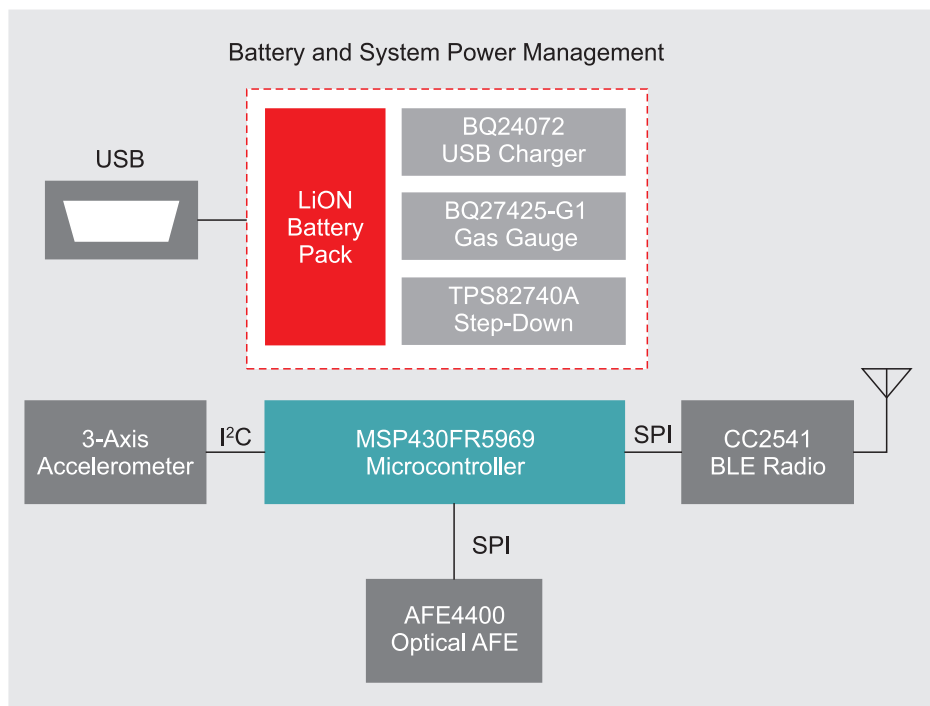


Рисунок 1. Блок-схема оптического пульсометра с микроконтроллером и источником питания.

Микроконтроллер объединяет в себе большинство функций, которые требуются типичному носимому устройству. Источник питания объединяет в себе все элементы, необходимые для получения законченного решения преобразователя постоянного тока. В устройство входит коммутатор нагрузки – для упрощения интеграции системы и уменьшения размеров решения

Микроконтроллер со сверхнизким энергопотреблением

Микроконтроллер должен обеспечивать выполнение набора разнообразных функций, но при этом не дол-

жен потреблять слишком много энергии. Для эффективного использования каждого кулона заряда аккумулятора необходимы усовершенствованные режимы с низким энергопотреблением. Особенно важно сверхнизкое энергопотребление в спящем режиме или в режиме ожидания, поскольку носимые устройства работают в этом режиме без взаимодействия с пользователем в течение большей части времени своей работы. Потребление сотен микроампер или даже одного миллиампера в спящем режиме – это слишком большое энергопотребление для аккумулятора. С другой стороны, энергопотребление микроконтроллера в активном режиме как раз должно быть в этом диапазоне. Для такого низкого энергопотребления нужен микроконтроллер особого типа – такой, который оптимизирован для систем со сверхнизким энергопотреблением.

На рисунке 2 показан пример микроконтроллера, который объединяет

в себе датчик температуры, дифференциальный АЦП и возможности шифрования, но при этом потребляет всего 450 нА в режиме ожидания и 100 мкА/МГц в активном режиме [1]. Встроенное ферроэлектрическое ОЗУ (ёмкостью до 64 кбайт) позволяет добиться такого сверхнизкого энергопотребления в режиме ожидания, а размер корпуса, уменьшенный до 2x2 мм, позволяет легко встраивать такой микроконтроллер в любое носимое устройство.

Преобразователь постоянного тока со сверхнизким энергопотреблением

Преобразователь постоянного тока отвечает за преобразование ценной энергии аккумулятора при его изменяющемся напряжении в соответствующие напряжения, которые требуются различным устройствам системы.

Некоторые подсистемы, такие как устройство беспроводной связи, требуют низкого уровня шумов. Другие подсистемы, например датчики, могут иметь высокие токи утечки в отключённом состоянии, и их требуется отсоединять от шины питания, а не просто выключать. Для всех подсистем носимого устройства низкое энергопотребление является общим обязательным требованием. Поэтому для эффективного питания системы преобразователь постоянного тока должен быть оптимизирован для работы со сверхнизким энергопотреблением. Он должен оставаться эффективным даже при очень низкой выходной мощности.

На рисунке 3 показан пример преобразователя постоянного тока со сверхнизким энергопотреблением и его реализация в системе. Для микроконтроллера, устройства беспроводной связи BLE и датчиков используется общее напряжение, чтобы решение оставалось компактным. Микроконтроллер

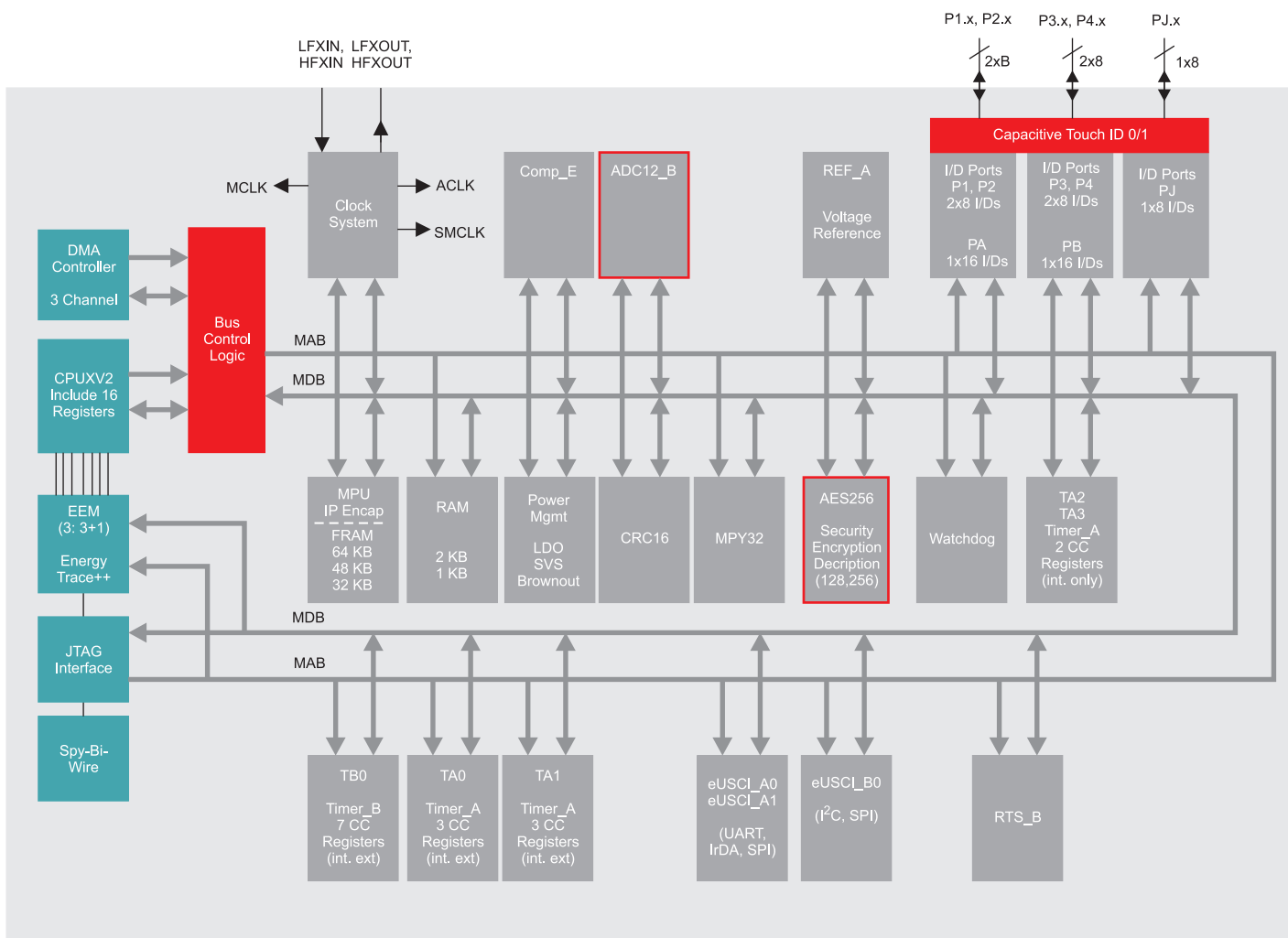


Рисунок 2. Блок-схема микроконтроллера (MSP430FR59xx), на которой выделены дифференциальный АЦП и функция шифрования, необходимые для носимой системы. Датчик температуры встроен в АЦП

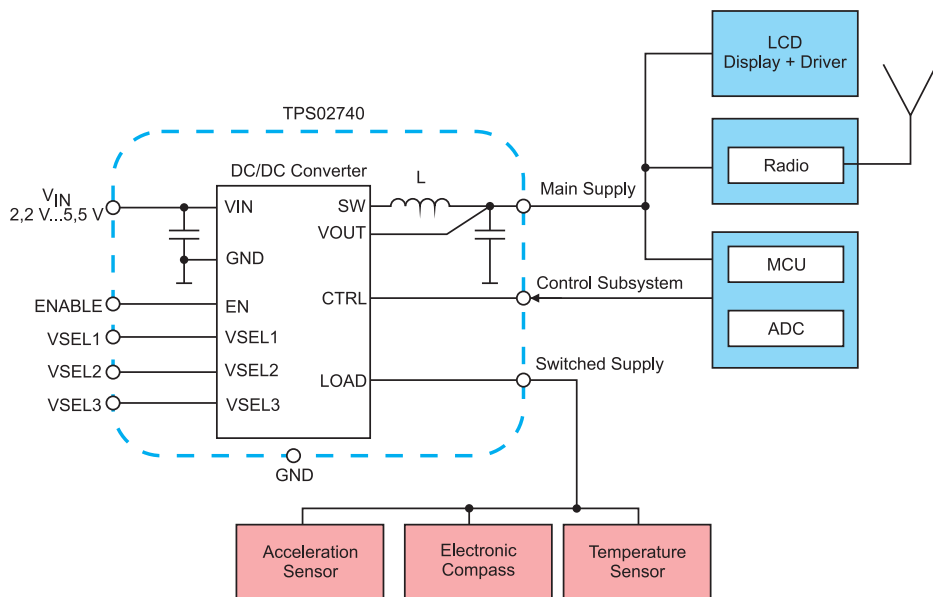


Рисунок 3. Преобразователь постоянного тока (TPS82740A), встроенный в типовую носимую систему. Большинство подсистем подключаются к своей шине напряжения питания через встроенный переключатель нагрузки, что уменьшает ток утечки. Микросхема TPS82740A не требует никаких пассивных компонентов для реализации системы

подключается напрямую к выходу преобразователя постоянного тока, и, таким образом, питание подаётся на него всегда. Датчики подключаются к выходу встроенного переключателя нагрузки. Переключатель нагрузки замыкается, только когда на датчики необходимо подать питание, то есть тогда, когда пользователь запрашивает данные от них. В течение большей части времени работы носимого устройства датчики не нужны, и они выключены.

Размыкание переключателя нагрузки исключает возможность протекания токов утечки с выхода преобразователя постоянного тока, снижая ток, потребляемый от аккумулятора. Топология DCS-Control (прямое управление с плавным переходом в режим энергосбережения) этого преобразователя позволяет получить на выходе очень низкий уровень шума, что хорошо подходит для систем, чувствительных к шумам [2] [3]. Размер преобразователя постоянного

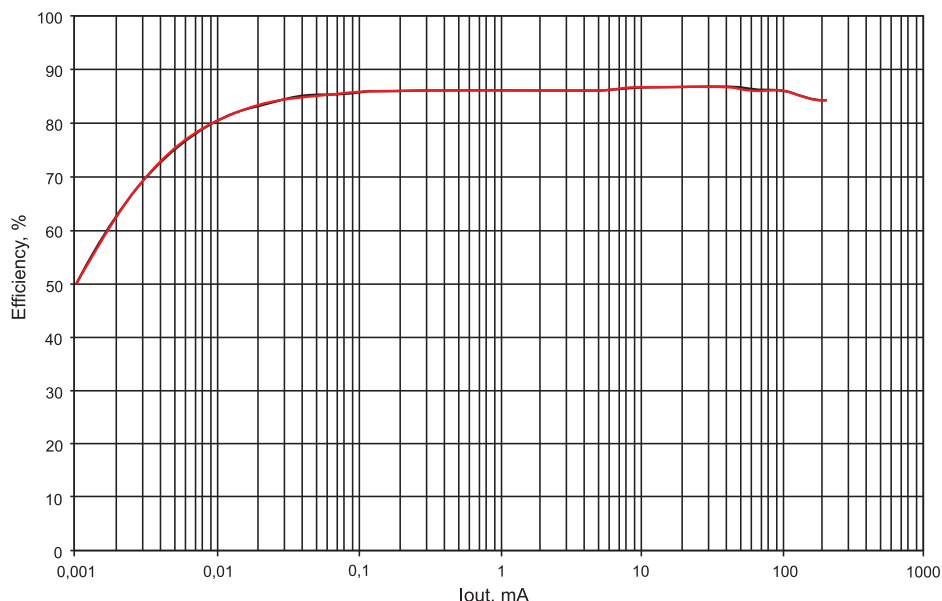


Рисунок 4. КПД преобразователя постоянного тока (TPS82740A) при преобразовании напряжения литий-ионного аккумулятора (3,6 В) в напряжение 2,1 В для микроконтроллера

тока (2,9×2,3×1,1 мм) и его полностью интегрированные функциональные возможности при отсутствии навесных компонентов обеспечивают исключительно малый размер, требующийся для носимых устройств.

На рисунке 4 показан график КПД того же преобразователя постоянного тока при преобразовании входного напряжения 3,6 в 2,1 В, которое требуется для микроконтроллера [4]. Благодаря режиму энергосбережения, оптимизированному для работы со сверхнизким энергопотреблением, и собственному потребляемому току (I_Q) 360 нА, достигается КПД более 80% при токе нагрузки всего 10 мкА [5].

Заключение

Преобразователь постоянного тока, оптимизированный для работы со сверхнизким энергопотреблением, в сочетании с микроконтроллером со сверхнизким энергопотреблением даёт эффективное и компактное решение для носимого устройства. Высокая степень интеграции функциональных возможностей и компонентов в этих двух устройствах даёт очень малый размер конструктивного решения. Сверхнизкий собственный потребляемый ток преобразователя постоянного тока, составляющий 360 нА, в сочетании с током режима ожидания микроконтроллера, равным 450 нА, позволяет добиться очень большой продолжительности работы при питании от очень маленьких аккумуляторов.

Литература

1. MSP430 с ферроэлектрическим ОЗУ.
2. Архитектура DCS-Control.
3. Высокоэффективная архитектура DCS-Control™ с низким уровнем пульсаций обеспечивает плавный переход из режима ШИМ в режим энергосбережения. Крис Глейзер. Журнал по применению аналоговых компонентов (SLYT531), Texas instruments, 3 кв. 2013 г.
4. Техническое описание TPS82740A.
5. IQ: что это? Чем не является IQ? И как можно использовать IQ? Крис Глейзер. Журнал по применению аналоговых компонентов (SLYT412), Texas instruments, 2 кв. 2013 г.

Мэтт Шурман (Matt Schurmann)

Понимание джиттера* в импульсных источниках питания

Данная статья содержит показательное обсуждение джиттера* в импульсных преобразователях постоянного тока. Не все конструкции источников питания в равной степени восприимчивы к джиттеру, а также не в равной степени подвержены его влиянию. Режимы джиттера импульсов определены и объяснены для нескольких популярных схем управления преобразователем, которые далее проанализированы на предмет источника джиттера. Также приведён пример, в котором сопоставляется уровень джиттера и его влияние на выходное напряжение с использованием эмуляции петли обратной связи.

Введение

Частой проблемой, с которой встречаются разработчики импульсных источников питания постоянного тока, является импульсный джиттер. В стабильном состоянии импульсный преобразователь должен обеспечивать стабильную последова-

тельность импульсов, но часто при тестировании прототипов разработчик видит некоторое непостоянство длительности импульса, интервала между импульсами или частоты импульсов, которые генерирует преобразователь, даже при стабильной резистивной нагрузке по постоянному току.

В данной статье исследуются основные архитектуры преобразователей постоянного тока, объясняются причины возникновения джиттера, причины различий в его влиянии на разные конструкции источников питания, а также его влияние на системном уровне.

История вопроса

Импульсные преобразователи постоянного тока состоят из нескольких основных элементов: источника питания, силового ключа и сглаживающего фильтра. Управляющий контур решает, когда изменять состояние ключа для поддержания регулируемого выхода как в стабильном состоянии, так и в изменяющихся условиях. Данное решение принимается на модуляторе, контролирующем интервал времени, в котором ключ проводит ток (заданная длительность импульса), а также время, которое он выключен (пауза между импульсами). Данный элемент управления часто бывает представлен в виде последовательности импульсов, отражающих выход модулятора. Считается, что «высокое» состояние импульса соответствует замкнутому ключу, и наоборот.

Как только преобразователь достигнет стабильного состояния, последовательность его импульсов в идеале должна стать полностью равномерной. На рисунке 2 показана идеальная последовательность с постоянной длительностью импульсов, постоянным интервалом между ними, постоянным режимом работы и, соответственно, постоянной частотой.

*Джиттер (англ. jitter – дрожание) – нежелательные фазовые и/или частотные случайные отклонения цифрового сигнала.

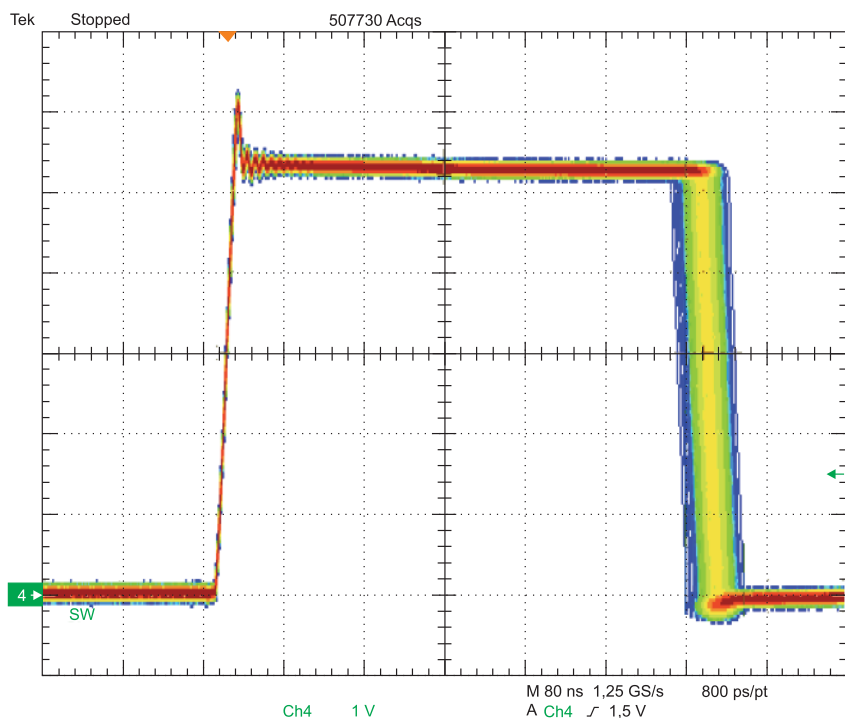


Рисунок 1. Стандартный импульсный джиттер

На практике, тем не менее, ни одна топология преобразователя или схема управления не гарантирует на 100% идеального переключения. Такая схема потребовала бы бесконечного запаса помехоустойчивости. Реальные преобразователи постоянного тока всегда создают некоторое непостоянство длительности импульсов и интервалов между ними, независимо от стабильности контура управления. Это непостоянство называют джиттером.

Существует три общих типа джиттера:

1. **Джиттер длительности импульса.** Изменчивость времени включения (рисунок 3).
2. **Джиттер интервала между импульсами.** Изменчивость времени отключения (рисунок 4).
3. **Джиттер частоты.** Изменчивость частоты переключения (рисунок 5).

Схемы линейного управления на основе тактовых генераторов, такие как управление на основе напряжения (VMC) и управление на основе силы тока (CMC), в основном восприимчивы только к джиттеру длительности импульса, в то время как нелинейные схемы с постоянной длительностью импульса (COT) или частотно-импульсной модуляцией (PFM) в основном подвержены только джиттеру интервала между импульсами. Джиттер частоты нередко намеренно создаётся преобразователем в качестве способа распределения шума по нескольким частотам. Эта техника известна как разброс частоты по спектру.

Понимание причин джиттера в часто применяемых схемах управления

Помехоустойчивость модулятора

Основная причина джиттера в импульсных преобразователях постоянного тока – помехи. Все импульсные преобразователи постоянного тока работают в шумной среде, но не все схемы управления подвержены его влиянию в равной степени.

Анализ любого джиттера стоит начать с точки принятия решения. Схема управления каждого преобразователя сравнивает текущие условия с желае-

мыми, затем оценивает собственную реакцию, которая приблизит текущие условия к желаемым. Конечным этапом этого сравнения является момент, в который производится непосредственное управление силовыми ключами, основанное на информации с узла управления, он называется модулятором и часто воплощается в виде простого компаратора. Точка принятия решения – это момент, в который переключается выход модулятора, а джиттер – это любое непостоянство в этом решении. Так как решение принимается в модуляторе, любая возможная

причина джиттера должна присутствовать на входах модулятора.

Важным фактором определения того, насколько отклонение выхода вызвано определённым уровнем шума, является коэффициент усиления модулятора, т. е. насколько определённый уровень отклонения входящих сигналов влияет на изменение решения на выходе.

Таким образом, схемы, использующие сигналы небольшой амплитуды или очень близкие сигналы на входе модулятора, более восприимчивы к джиттеру. Это происходит вследствие

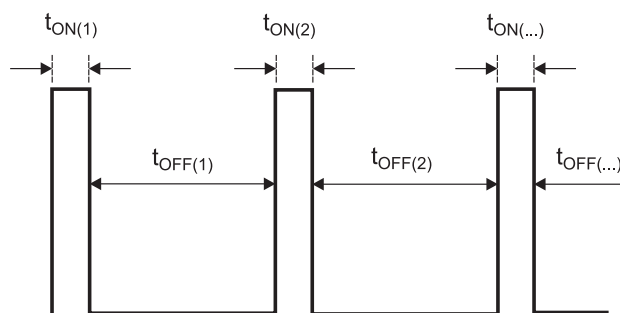


Рисунок 2. Идеальная цепочка импульсов выхода модулятора

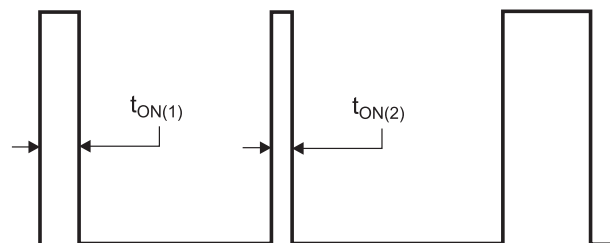


Рисунок 3. Джиттер длительности импульса

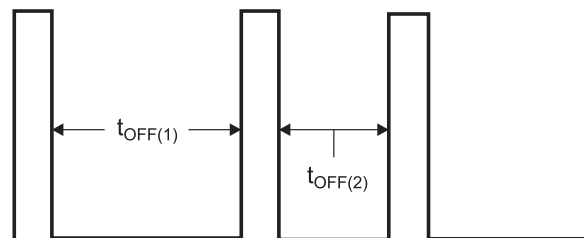


Рисунок 4. Джиттер интервала между импульсами

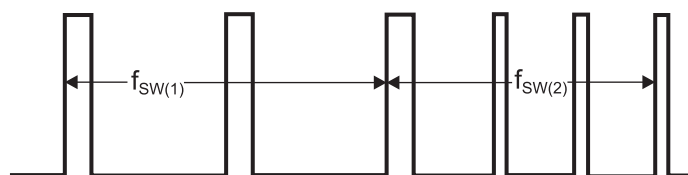


Рисунок 5. Джиттер частоты

того, что небольшой уровень шума может привести к большей разнице в генерируемой последовательности импульсов, чем в схеме управления, использующей сигналы большей амплитуды. Этот эффект показан для схем управления на основе напряжения, на основе тока и схемы DCAP™ в следующих секциях.

Управление на основе напряжения

На рисунке 6 показана блок-схема режима управления на основе напряжения с модуляцией по заднему фронту. Это схема управления, используемая несколькими наиболее популярными преобразователями компании TI, такими как TPS40055,

TPS40304, TPS56221, TPS54550, а также многими другими.

Как в любой схеме модуляции по заднему фронту, фиксация выхода задаётся синхрогенератором, замыкающим ключ питания (ПТ верхнего плеча); работа контура управления определяет, когда ключ будет открываться, то есть задаёт задний фронт последовательности сигналов (включение ПТ нижнего плеча для синхронного преобразователя). Для режима управления на основе напряжения усилитель компенсирующей ошибки сравнивает напряжение на выходе с опорным напряжением для генерирования V_C или управляющего сигнала.

Управляющий сигнал затем сравнивается с линейно изменяющимся напряжением, работающим на частоте генератора. Если управляющий сигнал V_C пересекает линейно изменяющееся напряжение, выход модулятора переключается на высокий уровень, сбрасывая триггер и закрывая силовой ключ.

На рисунках 7 и 8 показаны графики сигналов идеального и реального модуляторов для преобразователя в режиме напряжения. Так как нарастающий фронт серии импульсов инициируется генератором постоянной частоты, вы можете увидеть, что у шума очень небольшая возможность исказить выход на нарастающем фронте, а также повлиять на частоту работы (помимо влияния на сигнал генератора).

По этой причине джиттер в преобразователях в режиме напряжения состоит только из джиттера длительности импульса с почти нулевым отклонением частоты.

Тем не менее видно, что шум может привести к некоторым колебаниям в точке принятия решения, что продиктовано падающим фронтом и шириной импульса. В реальности ни управляющий, ни линейный сигналы не могут совсем не содержать шума. По мере сближения управляющего и линейного сигналов они в определённый момент входят в область, где даже небольшого шума достаточно для переключения триггера модулятора.

Так как конкретная точка принятия решения находится в точке пересечения двух неидеальных сигналов, будет некоторое вероятностное отклонение в самой точке принятия решения и, как следствие, в произведённой последовательности импульсных

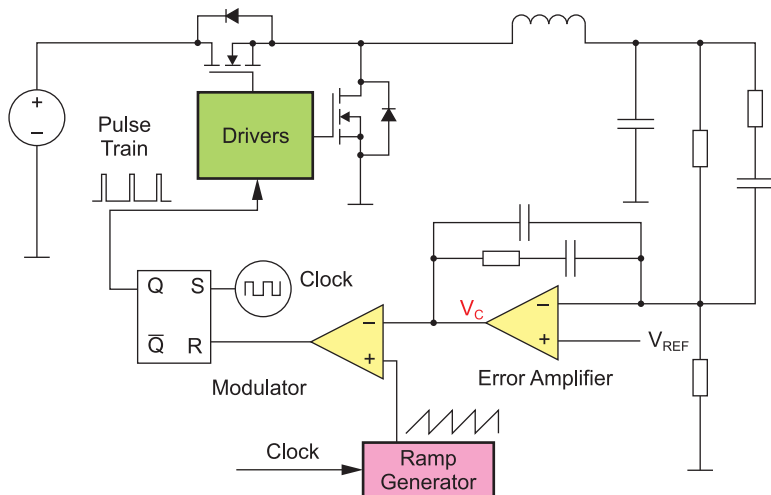


Рисунок 6. Синхронный понижающий преобразователь режима напряжения

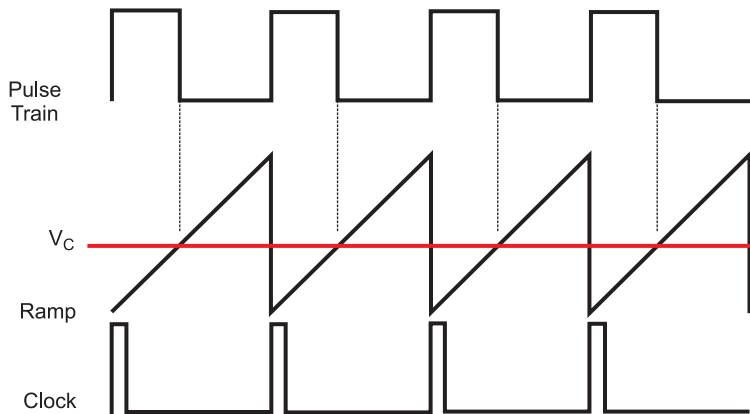


Рисунок 7. График сигнала идеального модулятора

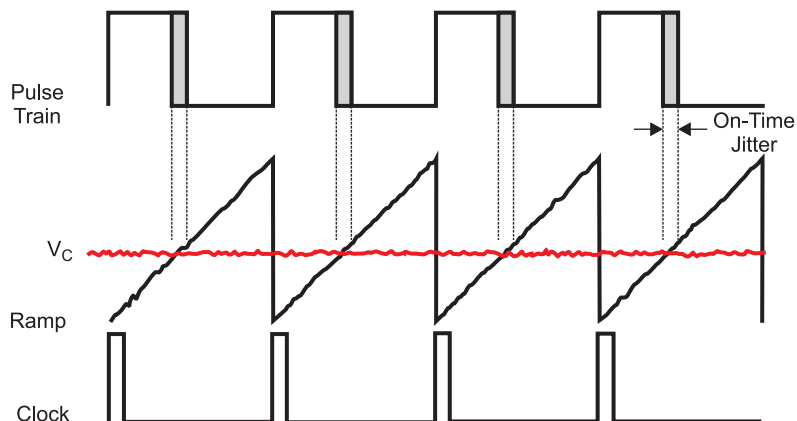


Рисунок 8. График сигнала реального модулятора

сигналов. Таким образом, по мере приближения к точке принятия решения, устойчивость к шуму снижается пока не будет принято решение о переключении ключа.

Один из вариантов схемы управления на основе напряжения подразумевает управление с опережением, благодаря чему линейная амплитуда становится пропорциональна напряжению на входе. Это позволяет системе быстро отвечать на скачки на входе. Тем не менее данная схема также снижает наклон линейного сигнала при низком напряжении на входе, делая эти условия более восприимчивыми к джиттеру.

Для стандартного контроллера в режиме напряжения линейный сигнал генерируется внутри и не зависит от внешних компонентов. Контроллеры в режиме напряжения разрабатываются таким образом, что амплитуда их линейного сигнала сравнительно велика (от 1 до 2 В), что очень много по сравнению с уровнем шума как управляющего, так и линейного сигнала. Таким образом, схема управления в режиме напряжения при условии правильной разработки обычно весьма невосприимчива к джиттеру. Стандартный преобразователь в режиме напряжения может иметь только 20 нс джиттера в стабильном состоянии.

Режим управления по пиковому току

Другая популярная схема управления модуляцией заднего фронта импульса — это режим управления по пиковому току, как показано на рисунке 10. Режим управления с пиковым током — популярная схема для модулей и преобразователей со встроенным ПТ ввиду упрощённой стабилизации контура управления. Данная схема используется во многих преобразователях компании TI, таких как TPS54620 и TPS54418.

В преобразователе с режимом пикового тока управляющий сигнал используется для ограничения пикового тока, формируемого преобразователем, в то время как внешняя обратная связь по напряжению регулирует управляющий сигнал для поддержания регулируемого выходного напряжения. Генератор активирует силовой ключ, а модулятор сравнивает ток ключа с управляющим сигналом, отключая импульс, когда ток переключения достигает значения управляющего

сигнала. Большинство современных контроллеров режима пикового тока также обеспечивают компенсацию наклона. Компенсация наклона добавляется к сигналу обнаруженного тока, чтобы устранить вероятность субгармонических колебаний, когда заданный цикл нагрузки составляет

более 50%. Это свойство управления в режиме пикового тока подробно описывается в документе SLUA101.

На рисунках 11 и 12 показаны графики сигнала преобразователя с управлением в режиме пикового тока. Как уже указывалось выше, любой возможный источник джиттера должен

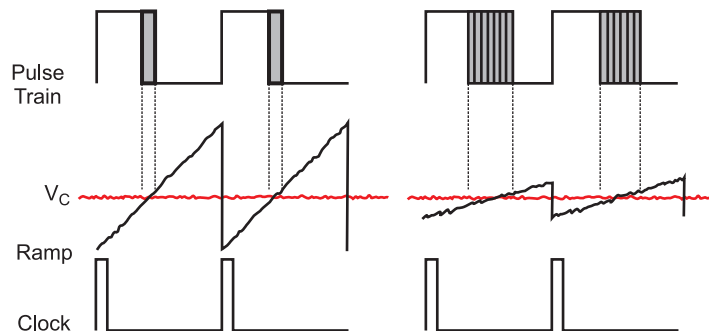


Рисунок 9. Помехоустойчивость модулятора VM и наклон линейного сигнала

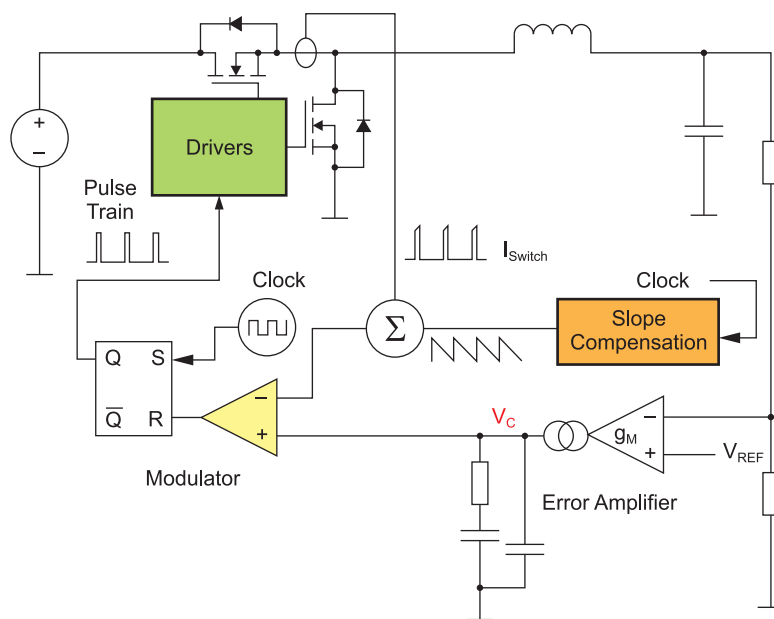


Рисунок 10. Режим управления с пиковым током

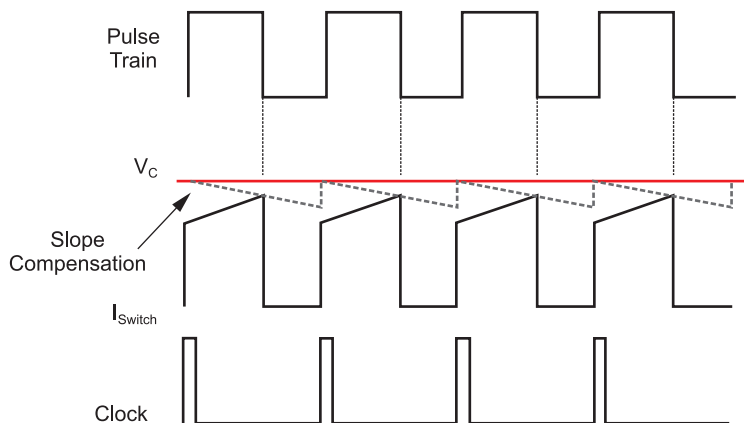


Рисунок 11. График сигнала идеального модулятора с управлением в режиме пикового тока

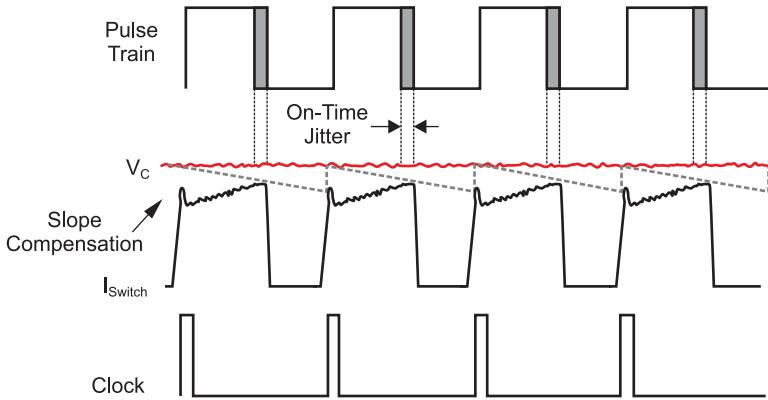


Рисунок 12. График сигнала реального модулятора с управлением в режиме пикового тока

присутствовать на входах модулятора. Опять же, вследствие того, что активация ключа инициируется генератором постоянной частоты, вероятность влияния шума на передний фронт сигнала цепочки импульсов или её частоты невелика. Отключение контролируется модулятором, который сравнивает ток ключа и управляющий сигнал с компенсированным наклоном и, таким образом, подвержен влиянию шумов в точке их пересечения.

Наиболее очевидный недостаток графика сигнала реального модулятора, показанного на рисунке 12, – это сигнал с датчика тока ключа.

В большинстве случаев обнаруженный нарастающий фронт тока ключа не настолько чистый, как график сигнала, показанный на рисунке 11. Всегда существует некоторое ограниченное время нарастания тока ключа, а также некоторый выброс на перегибе, сформированном при полном открытии ключа, а также ток в паузе; этот выброс может даже в некоторых случаях превосходить управляющий сигнал. На практике с этими эффектами справляются с помощью задания времени гашения – короткого промежутка после фронта тактового импульса, когда модулятору не дают выключить ключ, даже если вход говорит о том, что это нужно сделать. Таким образом, у этих негативных эффектов будет время на рассеива-

ние перед реальной точкой принятия решения.

Основным источником повышенного запаса помехоустойчивости в режиме управления по пиковому току является зависимость от значения выходного индуктора. На рисунке 13 показано, что запас помехоустойчивости преобразователя в режиме управления по пиковому току напрямую зависит от наклона кривой тока ключа, который, в свою очередь, зависит от значения выходного индуктора. Таким образом, конструкция преобразователя в режиме пикового тока с большой индуктивностью будет более восприимчивой к джиттеру, так как это снизит наклон тока ключа по сравнению с преобразователем с небольшим значением индуктивности.

Управление DCAP™ с постоянной длительностью импульсов

Популярная схема управления, разработанная TI для конструкций, требующих быстрого отклика на переходные процессы со сравнительно небольшим количеством выходных конденсаторов, – это управление типа DCAP™ от TI. В большинстве случаев DCAP совмещают со схемой управления на основе адаптивной постоянной длительности импульса. Само по себе управление DCAP относится к технике управления с использованием эффективного последовательного сопротивления (ESR) выходной ёмкости в качестве элемента обнаружения тока. Это позволяет управлению DCAP обеспечивать непревзойдённый переходный отклик. Очень популярный преобразователь TPS53355 использует управление в режиме DCAP.

В большинстве случаев DCAP совмещают с адаптивным управлением на основе постоянной длительности импульса. В этой схеме известна желаемая частота переключения, а идеальное время замыкания силового ключа определяется цепью генерации длительности импульса. Для понижающих преобразователей идеальная длительность импульса для каждого цикла определяется как:

$$t_{ON} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN} \times f_{SW}}$$

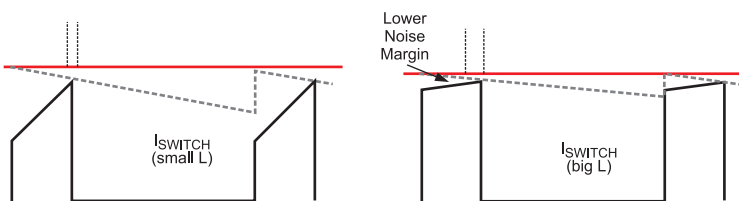


Рисунок 13. Зависимость тока ключа от индуктивности для управления в режиме по пиковому току

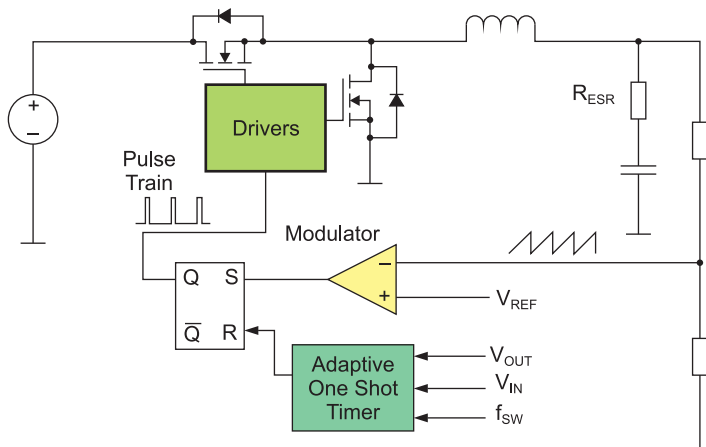


Рисунок 14. Управление с постоянной длительностью импульса DCAP

Выходное напряжение делится для соответствия опорному. Если разделённое выходное напряжение пересекается с опорным, ключ открывается на строго определённое время – длительность импульса. Поскольку длительность импульса строго контролируется внутренней цепью, джиттер длительности импульса не принимается в расчёт для данного типа управления. Тем не менее время отключения (интервал между импульсами t_{ON}) генерируется путём сравнения пульсации выходного напряжения с опорным напряжением. В большинстве применений желательно свести к минимуму амплитуду пульсации выходного напряжения, чтобы можно было увидеть, что точка принятия решения обрабатывается при гораздо меньшем масштабе сигнала, чем при управлении в режиме напряжения или пикового тока.

В действительности запас помехоустойчивости модулятора DCAP определяется пульсацией выходного напряжения. На рисунках 15 и 16 показаны графики сигнала преобразователя при этом режиме управления. Можно увидеть, что по мере снижения амплитуды выходных пульсаций соответственно снижается запас помехоустойчивости модулятора. По этой причине на преобразователях DCAP обычно указывается требование к минимальной выходной пульсации, и они считаются более восприимчивыми к джиттеру.

Наиболее часто модулятору необходима минимальная пульсация в 15 мВ для сохранения разумного уровня джиттера, хотя это ограничено субъективно. Пульсация образуется за счёт ESR выходной ёмкости. Сравните её с линейной амплитудой от 1 до 2 В для контроллера в режиме напряжения и легко увидите, почему джиттер более заметен в конструкциях DCAP. На рисунке 17 показано влияние эффекта минимизации пульсаций выходного напряжения

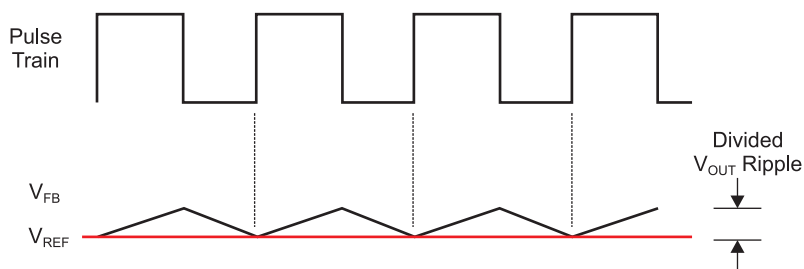


Рисунок 15. График сигнала идеального модулятора DCAP

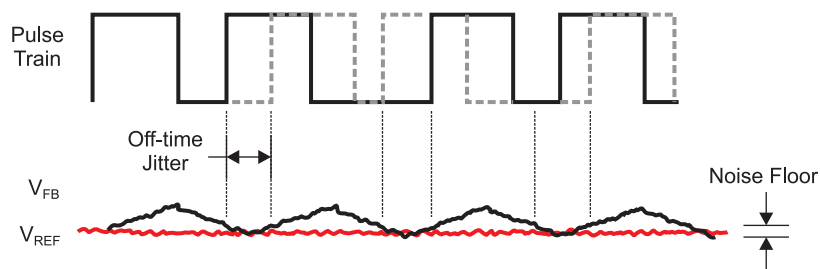


Рисунок 16. График сигнала реального модулятора DCAP

на уровень джиттера преобразователя в режиме управления с постоянной длительностью DCAP.

Управление DCAP с эмулированной генерацией линейного сигнала (включая DCAP2 и DCAP3)

Многие конструкции с низким выходным напряжением не могут работать с высоким уровнем пульсаций напряжения ввиду строгих технических требований к выходу постоянного тока. Конструкции могут требовать быстрого переходного отклика, обеспечиваемого методом управления DCAP, но, возможно, они не смогут работать с высокой пульсацией выходного напряжения, необходимой для стабильной работы. Одним из способов удержания пульсации выходного сигнала управления DCAP в области нуля является генерирование эмулированного линейного сигнала. Это можно воплотить извне, с помощью RC-цепи, параллельной индуктору, который затем подключается в узел

обратной связи. Данный процесс описан в документе SLVS453.

Во многих новых преобразователях TI, таких как TPS544C20 и TPS53915, использующих управление DCAP2 и DCAP3, такая цепь обработки пульсаций встроена в контроллер, что позволяет им поддерживать работу с блоками керамических выходных конденсаторов, имеющих низкое ESR, без потребности в каких-либо дополнительных внешних компонентах.

На рисунке 18 показана блок-схема традиционной конструкции DCAP с внешними компонентами для прохождения пульсаций. Эти компоненты позволяют сделать пульсации на выходном конденсаторе невероятно низкими, не снижая запас помехоустойчивости на входах модулятора, путём синтетизирования или эмуляции пульсации напряжения (которого на самом деле не существует на выходных конденсаторах), синфазно с переключением.

Основной инновацией управления DCAP2 является возможность включить эти компоненты генерации пульсации

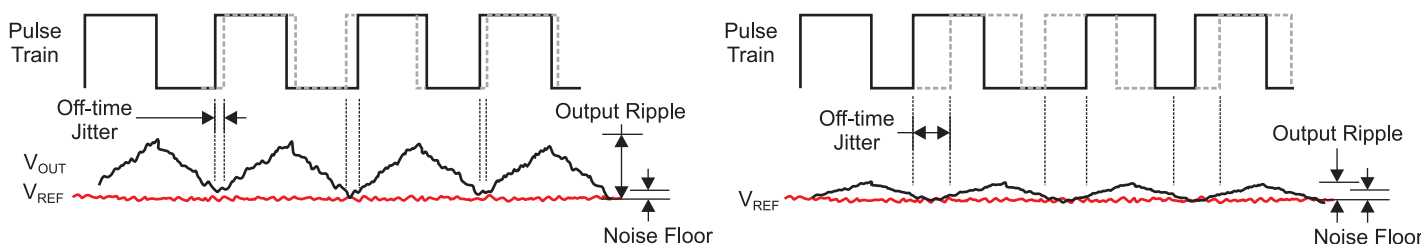


Рисунок 17. Зависимость пульсирующего напряжения на выходе DCAP

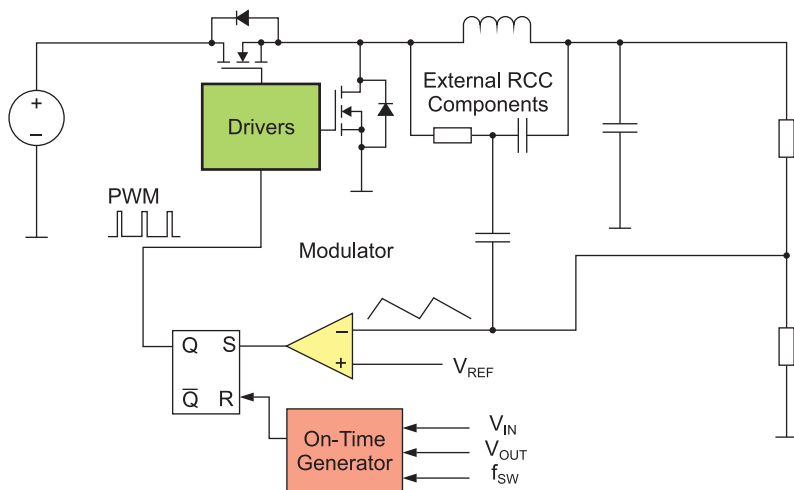


Рисунок 18. Управление DCAP с внешним линейным сигналом КС

в цепь контроллера для поддержки выходных конденсаторов с низким ESR без необходимости во внешних компонентах. Так как выбор значений этих компонентов влияет на переходный отклик и запас устойчивости по фазе управляющего контура, устройства DCAP3 также имеют возможность оптимизации/изменения значений этих компонентов для оптимальной работы на системном уровне.

Важно отметить, что, даже несмотря на то, что эти схемы включают эмулированную подачу пульсации, амплитуда эмулированного линейного сигнала остаётся относительно малой для обеспечения быстрого переходного отклика. Это значит, что, несмотря на то, что стабильного переключения можно добиться без особых требований к выходным пульсациям, джиттер переключения в системах DCAP оста-

ётся больше по сравнению с линейными схемами, такими как управление в режиме напряжения или тока.

Причины джиттера, не связанные со схемотехникой

Джиттер также может быть вызван или усилен проблемами с конструкцией источника питания, такими как стабильность контура обратной связи и расположение элементов на плате. Поэтому очень важно следовать рекомендациям производителя контроллеров питания и следовать принятым практикам разработки источников питания.

Наиболее частые неархитектурные причины джиттера включают:

- Субгармонические колебания ввиду малого запаса устойчивости — если управляющий контур не стаби-

лизирован должным образом, управляющие сигналы (и выходная мощность) могут начать колебаться, что может проявиться в виде произвольного или двухрежимного джиттера (работы в режиме длинный-импульс-короткий-импульс).

- Конструкция с высоким уровнем коэффициента усиления — необходимо проявлять осторожность при разработке коррекции усилителя ошибки, чтобы он не слишком усиливал высокочастотные помехи. Конструкции компенсатора с высоким коэффициентом усиления на высоких и средних частотах могут быть восприимчивы к джиттеру.
- Расположение элементов — импульсные источники питания включают несколько контуров, переносящих импульсные токи и напряжения. Разработчики источников питания должны тщательно прорабатывать конструкцию печатных плат, с тем чтобы электромагнитные и емкостные связи между этими сигналами и чувствительными управляющими сигналами сводились к минимуму.

Влияние джиттера на пульсацию выходного напряжения

Расхожее мнение в сфере разработки источников питания заключается в том, что высокий уровень джиттера переключения непременно приведет к повышению пульсации выходного напряжения, которую он производит, — но это заявление правдиво не для всех типов джиттера. На самом деле, даже несмотря на то, что такие схемы, как DCAP, а также DCAP2/DCAP3, повысили уровень джиттера, он не приводит к существенному повышению пульсаций на выходе.

Этот эффект можно продемонстрировать с помощью симуляции в замкнутом контуре. В следующем разделе показано сравнение преобразователя DCAP, в который вводятся высокочастотные помехи для образования джиттера переключения.

Эмуляция джиттера

Существенная сложность, образующаяся при попытке эмуляции джит-

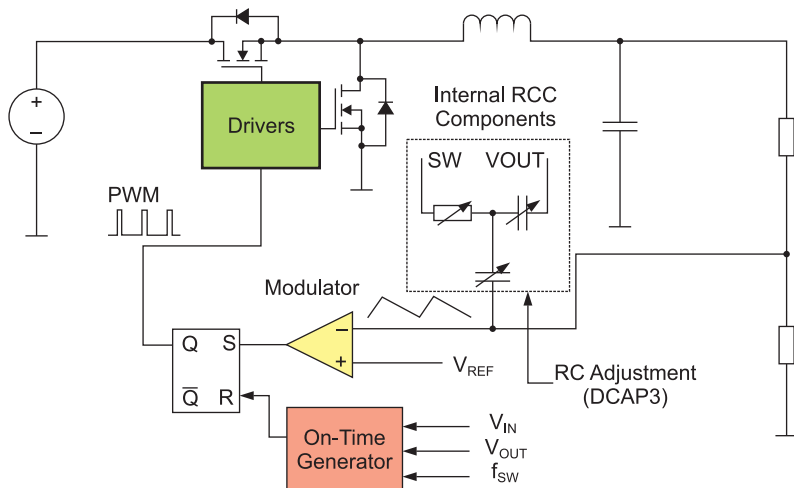


Рисунок 19. Управление DCAP2 и DCAP3 с внутренней RC-цепью

тера в замкнутом периоде времени, заключается в том, что обычные симуляторы SPICE не имеют встроенных генераторов источника произвольных помех. Это обусловлено тем, что анализ помех обычно выполняется в плане частоты.

В данной демонстрации, целью которой является оценка джиттера во времени, эта проблема была решена с помощью MATLAB посредством генерирования серии точек аддитивного белого гауссовского шума (AWGN), которые затем экспортировались на кусочно-линейный (КЛ) источник в высоком разрешении и были объединены с каскадом усиления, чтобы обеспечить простоту управления амплитудой помех. Конечным результатом стала цепь, которую можно легко вставить последовательно со входами модулятора любой модели преобразователя, чтобы показать их реакцию на высокочастотный шум. Данной упрощённой модели помех достаточно для создания джиттера переключения и демонстрации его влияния на пульсацию выхода. Обратите внимание, что помехи в различной степени существуют в каждой точке цепи, а не только в критических узлах, выбранных для демонстрации данного примера.

В данных экспериментах по эмуляции источник AWGN помещается непосредственно на входе модулятора, то есть последовательно с V_c (или COMP) для преобразователя в режиме напряжения и с обратной связью (FB или VSNS) для преобразователя DCAP. Изменение коэффициента усиления E2

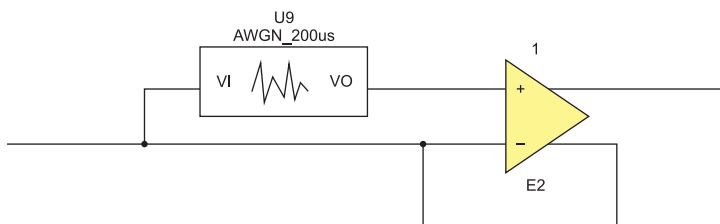


Рисунок 20. Источник помех AWGN

Таблица 1. Преобразователь в режиме постоянной длительности импульса

$\pm 3\sigma$ подаваемых помех, мВ	$\pm 3\sigma$ джиттера интервала между импульсами, нс	Размах сигнала. Пульсирующее напряжение на выходе, мВ
0	2,57	24,62
0,53	54,33	25,09
1,07	107,84	25,52
1,6	162,12	25,9
2,12	220,38	26,45
2,63	290,45	27,26
3,14	345,36	27,69

Таблица 2. Преобразователь в режиме напряжения

$\pm 3\sigma$ подаваемых помех, мВ	$\pm 3\sigma$ джиттера продолжительности импульса, нс	Размах сигнала. Пульсирующее напряжение на выходе, мВ
0	3,01	24,59
29,25	53,99	33,18
58,71	103,27	42,57
93,41	158,33	54,03
133,21	226,87	68,93
178,57	287,43	80,93
218,88	344,76	96,65

на рисунке 20 изменяет амплитуду подаваемых помех.

Результаты джиттера. Преобразователь на основе напряжения и преобразователь DCAP

В таблицах 1 и 2 приведён размах напряжения эмулированной пульсации на выходе, с эмуляцией преобразователя как в режиме напряжения, так и преобразователя DCAP с постоянной длительностью им-

пульса, – с одинаковыми силовыми каскадами, в одинаковых условиях. В качестве примера использовался понижающий преобразователь с 12 до 1 В при 500 кГц. Принципиальные схемы каждого преобразователя приведены в Приложении А к данному документу (SLUA747A). Ввиду того что эмулированные помехи носят случайный характер, каждое значение указано в виде окна $\pm 3\sigma$ (\pm три стандартных отклонения от среднего).

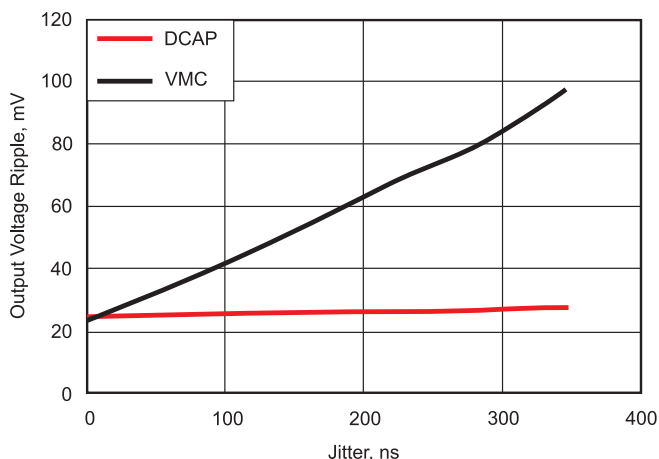


Рисунок 21. Результат эмуляции: пульсирующее напряжение на выходе и джиттер

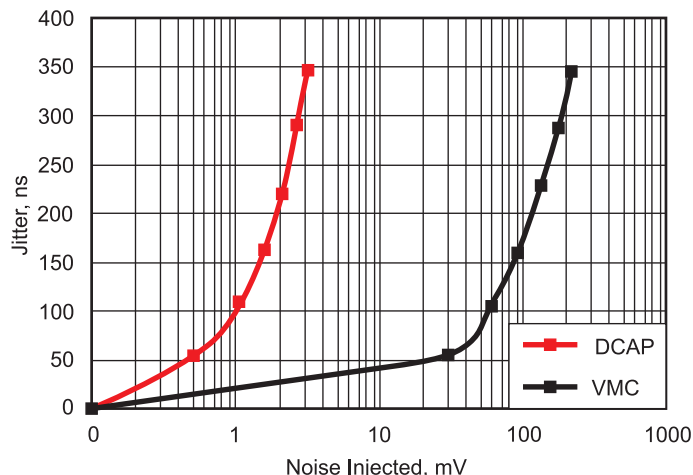


Рисунок 22. Результат эмуляции: джиттер и подаваемый шум

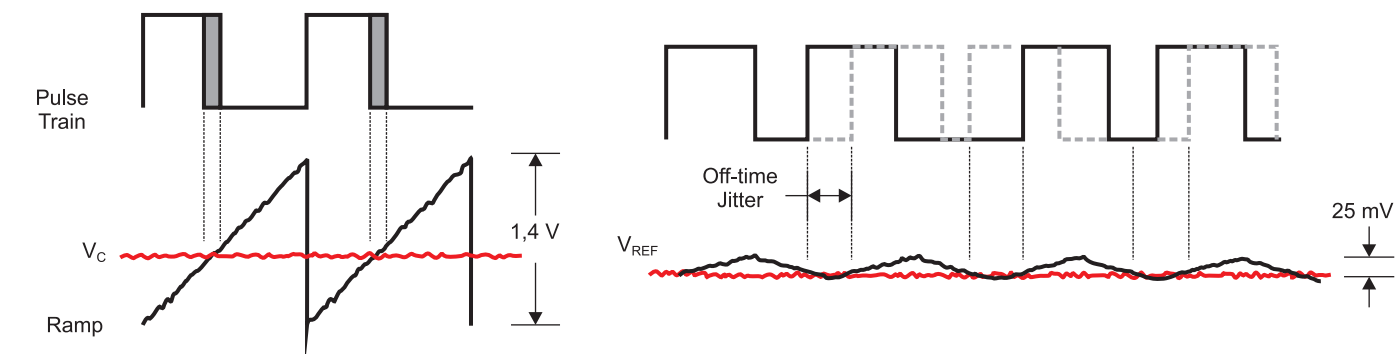


Рисунок 23. Сравнение запаса помехозащитности. Режим напряжения и DCAP

Обсуждение и объяснение результатов

Полученные результаты поднимают два основных вопроса:

1. Почему помехи с одной и той же амплитудой приводят к большему уровню джиттера для преобразователя DCAP с постоянной длительностью импульса по сравнению с преобразователем в режиме постоянного напряжения и частоты?

На рисунке 22 показано, что амплитуда помех, требуемая для по-

лучения того же уровня джиттера в преобразователе DCAP в режиме постоянной длительности импульса, была намного ниже, чем для преобразователя в режиме напряжения. Это — результат того факта, что преобразователь DCAP в режиме постоянной длительности импульса имеет меньший запас помехоустойчивости модулятора. Судя по рисунку 23, преобразователь в режиме напряжения сравнивает собственный управляющий сигнал с линейным примерно в 1,4 В, стандартное значение для понижающего преобразователя с входом 12 В. В то же время для пре-

образователя DCAP с постоянной длительностью импульса выходное напряжение, фактически, — это линейный сигнал, а VREF — это управляющий сигнал, так что его линейный сигнал имеет номинальное напряжение только 25 мВ. Видно, что для данного уровня помех преобразователь в режиме напряжения имеет гораздо большее соотношение сигнала к помехам (SNR).

Например, рассмотрим влияние сигнала помехи с амплитудой в 1 мВ на оба преобразователя. Данный сигнал помехи составляет всего лишь 0,07% линейного сигнала для преобразователя в режиме напряжения, в то время как для преобразователя DCAP в режиме постоянной длительности импульса это будет уже 4%.

2. Почему при одинаковом значении джиттера уровень шумов на выходе преобразователя DCAP существенно ниже по сравнению с преобразователем в режиме напряжения?

На рисунке 21 показано, что амплитуда шумов, требующаяся для получения одного и того же уровня джиттера, была намного ниже для преобразователя DCAP в режиме постоянной длительности импульса, чем у преобразователя в режиме напряжения. Смотрите рисунки 24 и 25. Это вызвано комбинацией двух эффектов:

1. природой управления с фиксированной частотой и
2. относительной скоростью каждого контура управления.

Во-первых, по определению, преобразователь в режиме напряжения работает на фиксированной частоте, даже если импульс джиттера подаёт слишком много энергии на выход. Даже если предыдущий импульс подал на выход больше энергии, чем

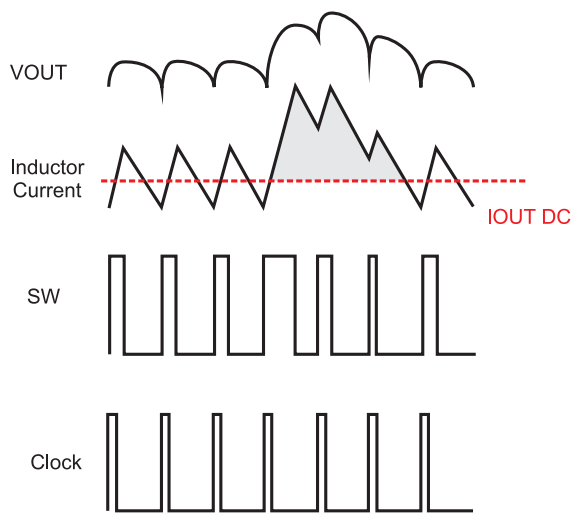


Рисунок 24. Реакция на джиттер (режим напряжения)

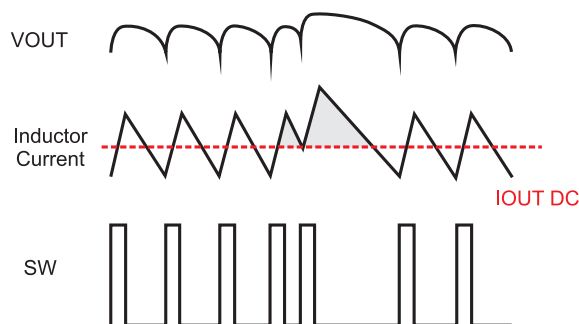


Рисунок 25. Реакция на джиттер (DCAP)

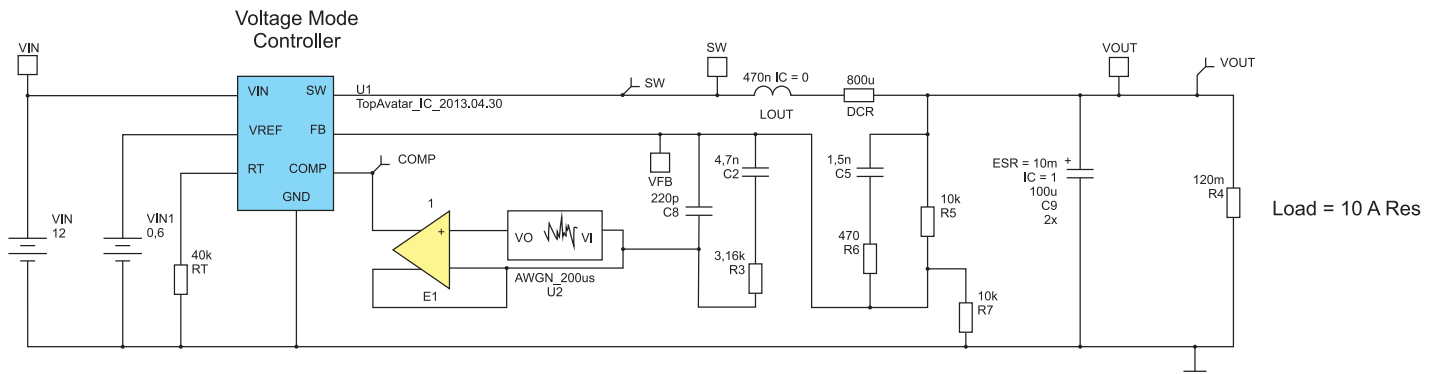


Рисунок 26. Принципиальная схема преобразователя на основе напряжения

нужно, импульс продолжает возникать и в начале следующего периода переключения, что приводит к дальнейшему росту напряжения. Для преобразователя DCAP в режиме постоянной длительности импульса нет требования фиксированной частоты. Если два импульса возникают слишком близко друг к другу вследствие джиттера, наблюдается некоторый выброс, но следующий импульс не возникает, пока напряжение выхода не упадет до опорного значения. Таким образом, преобразователь DCAP в режиме постоянной длительности импульса может делать поправку на джиттер в пошаговом режиме, в то время как преобразователь с фиксированной частотой не может.

Во-вторых, эффективный диапазон частот управляющего контура преобразователя в режиме фиксированной частоты ниже, чем у преобразователя DCAP в режиме постоянной длительности импульса. В идеале преобразователь с фиксированной частотой должен просто пропустить следующие импульсы, если импульс джиттера приводит к выбросу на выходе, но для того, чтобы это произошло, управляющий сигнал должен вырасти с номинального значения до уровня, превышающего уровень линейного

сигнала, что занимает время и требует сравнительно большого переходного отклика. Для преобразователя DCAP в режиме постоянной длительности импульса выходное напряжение *и есть* контрольный сигнал, так что, если происходит его выброс, управляющий контур может функционировать даже без дополнительных внешних элементов компенсации.

Подобная дискуссия могла бы иметь место и для случая обратного выброса импульса, вызванного импульсами джиттера в каждом преобразователе.

Заключение

Некоторый уровень джиттера неизбежен при любой архитектуре преобразователя напряжения. Джиттер вызывается помехами, которые присутствуют на модуляторе, управляющем работой ключа питания, используемого в преобразователе.

Поскольку разные архитектуры управления, такие как управление на основе напряжения, на основе тока или постоянной длительности импульса DCAP, используют различные способы управления переключением, у этих схем разные сигнатуры джиттера. Схемы с фиксированной

частотой, основанные на генераторе, такие как управление на основе напряжения или на основе тока, в основном восприимчивы только к джиттеру длительности импульса, при этом схемы постоянной длительности импульса, такие как DCAP от TI, восприимчивы только к джиттеру интервала между импульсами.

Схемы управления с большим соотношением сигнала к помехам менее восприимчивы к джиттеру. По этой причине преобразователи в режиме напряжения с допустимым джиттером длительности импульса всего в 20 нс обычно не рассматривают, так как стандартные преобразователи DCAP могут иметь допустимый джиттер интервала между импульсами и в 100 нс. Тем не менее джиттер влияет на преобразователи не в одинаковой степени. При равном уровне джиттера преобразователи с фиксированной частотой показывают большую величину пульсации выходного напряжения, чем преобразователи с постоянной длительностью импульса.

Литература

1. Application Report. Revised July 2015, SLUA747A.

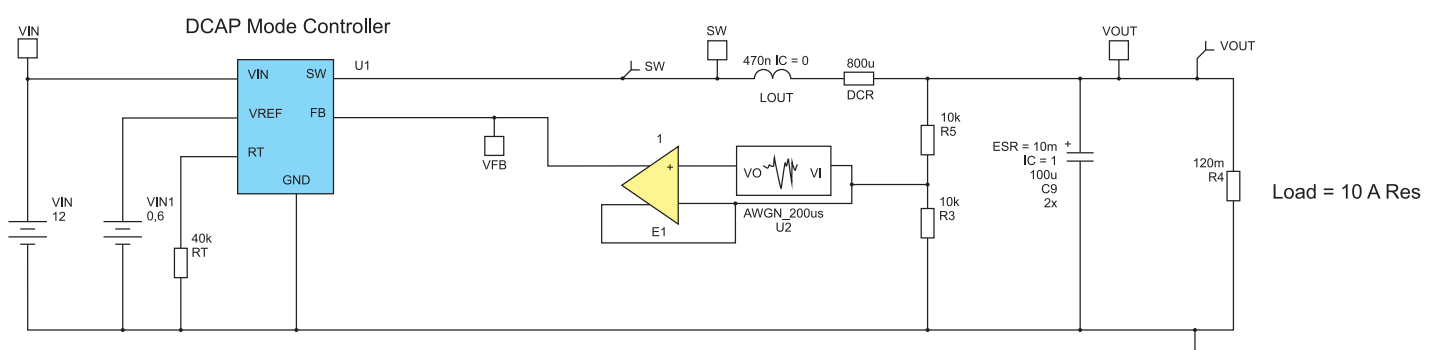
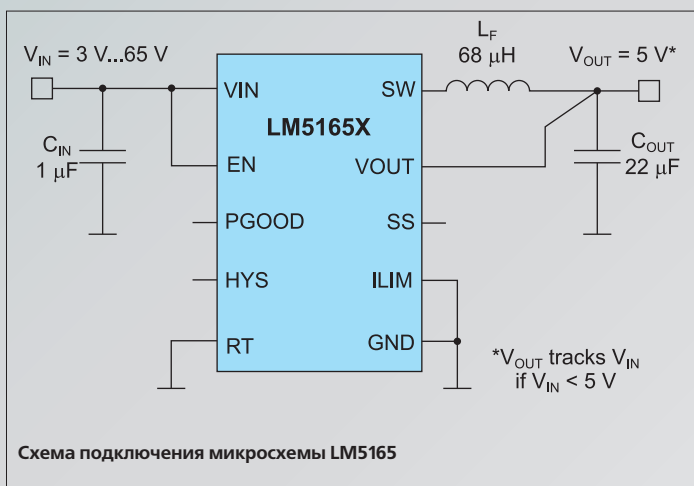


Рисунок 27. Принципиальная схема преобразователя DCAP

LM5165 – импульсный понижающий стабилизатор с широким диапазоном входных напряжений

Микросхема представляет собой миниатюрный синхронный стабилизатор с выходным током до 150 мА, допускающий изменение входного напряжения в очень широком диапазоне – от 3 до 65 В.

В семейство LM5165 входит три микросхемы – с фиксированными выходными напряжениями 3,3 и 5 В и с регулируемым выходом. В микросхеме предусмотрена возможность регулировки тока защиты от перегрузки и времени мягкого старта.



Интересной особенностью микросхемы является возможность её работы как в режиме частотной модуляции (PFM), так и в режиме постоянного времени включения (COT), что облегчает работу микросхемы с различными нагрузками. Ключи верхнего и нижнего плеча, встроенные в микросхему, обладают очень низким сопротивлением в открытом состоянии, что увеличивает КПД; они также не требуют для цепей управления напряжения вольтодобавки – это устраняет необходимость во внешнем конденсаторе, обычно используемом для этой цели. Микросхема LM5165 также не требует внешних цепей компенсации. Схема её подключения очень проста, показана на рисунке.

Основные характеристики:

- Входное напряжение от 3 до 65 В.
- Выходное напряжение 3,3; 5 В или регулируемое.
- Выходной ток до 150 мА.
- Рабочая частота более 600 кГц.
- Время мягкого старта 900 мкс или программируемое.
- Режим «отключено» с током потребления 10,5 мкА.
- Выход «питание в норме».
- Тепловая защита.
- Корпус VSON-10 размером 3×3 мм.

Новая микросхема может найти применение в промышленных датчиках давления и температуры с интерфейсом 4–20 мА, автомобильном оборудовании и приборах с батарейным питанием. Она также является хорошей заменой высоковольтным LDO-стабилизаторам.

www.ti.com/product/LM5165

Джерри Чен (Jerry Chen), Стив Шнайер (Steve Schnier),
Энтони Фаньяни (Anthony Fagnani), Дэйв Дэниелс (Dave Daniels)

Методы улучшения работы при малой разнице напряжений с помощью устройств TPS54240 и TPS54260

Устройства TPS54240 и TPS54260 являются членами семейства устройств импульсных несинхронных понижающих преобразователей напряжения со встроенными МОП-транзисторами на стороне высокого напряжения и с допустимой скважностью 100%. Однако при работе в области 100% скважности (когда входное напряжение незначительно выше выходного) регулировка выходного напряжения при высоких нагрузках может ухудшаться. В данной работе на практике исследуется причина такой работы и представляется ряд предложений по улучшению работы при малом падении напряжения. Сравнение доводов «за» и «против» иллюстрирует оптимальность выбора для каждого решения. Эти решения могут применяться для устройств TPS54040A, TPS54060A, TPS54140A и TPS54160A.

Введение

Устройства TPS54240 и TPS54260 представляют собой несинхронные понижающие преобразователи с напряжением до 42 В (и 60 В) со встроенным МОП-транзистором N-типа на стороне высокого напряжения. Малое падение напряжения существенно тогда, когда входное напряжение приближается к уровню номинального выходного напряжения. В этих преобразователях применяется цепь компенсационной обратной связи для заряда конденсатора, включающего между контактами разъёма BOOT и PH для обеспечения напряжения открывания затвора полевого транзистора на стороне высокого напряжения. Для улучшения характеристик при малом падении напряжения данное семейство устройств спроектировано для работы при 100% скважности, пока напряжение между контактами разъёма BOOT и PH выше 2,1 В. Когда же напряжение между контактами BOOT и PH становится ниже 2,1 В, для защиты полевого транзистора контур блокировки питания при пониженном напряжении (UVLO) отключает этот МОП-транзистор, поскольку напряжение питания затвора

становится недостаточным. При этом диод на стороне низкого напряжения начинает проводить ток, переключая контакт PH на землю и разряжая конденсатор BOOT. Будьте внимательны в случаях длительного периода таких интенсивных рабочих циклов как с нагрузками, так и без них. В этих условиях тока индуктора может оказаться недостаточно для включения диода стороны низкого напряжения и для переключения вывода PH на землю на время, достаточное для разрядки конденсатора BOOT. В результате МОП-транзистор преобразователя остановит процесс переключения из-за того, что напряжение цепи блокировки питания при пониженном напряжении (UVLO) для BOOT будет ниже 2,1 В. Это происходит только в условиях малого падения напряжения и низких нагрузок.

В данном исследовании по практическому применению рассматривается работа с малым падением напряжения при низких нагрузках и представляются два основных решения и четыре дополнительных решения для повышения рабочих характеристик. Для оценки преимуществ и недостатков каждого решения применяются устройства TI TPS54260 и TPS54260EVM-597.

Эти решения могут применяться для устройств TPS54040A, TPS54060A, TPS54140A и TPS54160A.

Работа TPS54260 с малым падением напряжения

Плата TPS54260EVM-597 представляет собой модель для оценки устройства TPS54260 с выходным напряжением 3,3 В, как это описано в [2]. Переключающим элементом на стороне низкого напряжения является внешний ограничивающий диод D1. Для исследования малого падения напряжения необходимо произвести несколько модификаций:

1. Переместите сопротивления R1 и R2 на плавающий контакт EN. Внутренний Pull-Up резистор установит внутреннее напряжение контура блокировки питания при пониженном напряжении (UVLO) равным 2,5 В.
2. Для установки выходного напряжения равным 5 В переключите R6 на 53,6 кОм.

В результате плата сможет работать при низких входных напряжениях без отключения устройства из-за внешнего резисторного делителя на выводе EN, вследствие чего может быть оценена работа с малым падением напряжения. Плата считается первичным преобразователем. Поскольку устройство TPS54260 является несинхронным, оно работает как в режиме непрерывной токопроводимости (РНТП/ССМ), так и в режиме дискретной токопроводимости (РДТП/ДСМ) в зависимости от выходного тока нагрузки. Схема включения TPS54260, применяемая для тестиро-

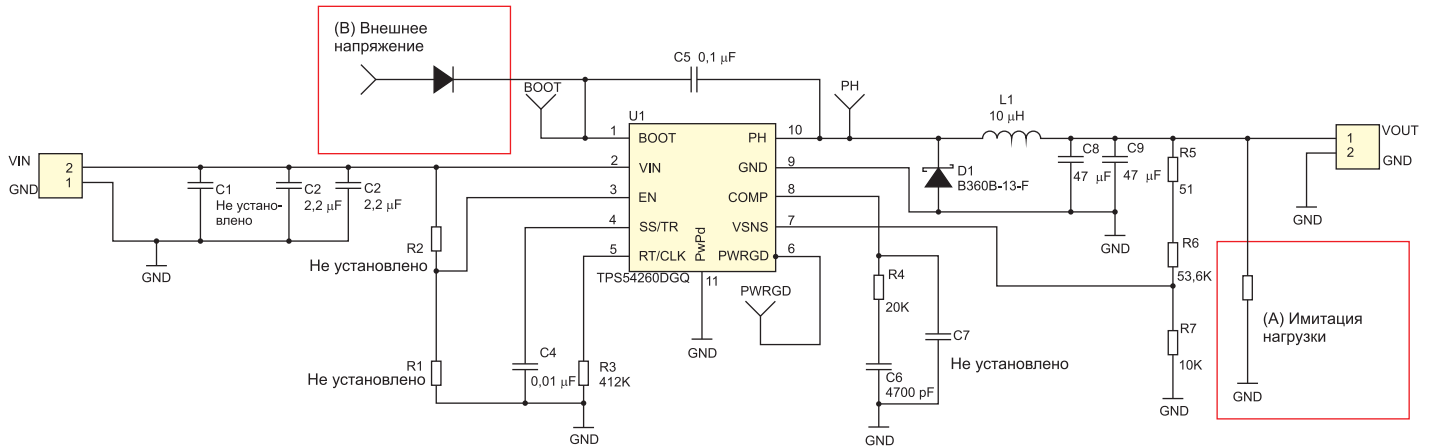


Рисунок 1. Принципиальная схема преобразователя

вания, показана на рисунке 1. Формы колебаний сигналов BOOT и PH показаны на рисунке 2 для входного напряжения 8 В и нагрузки 2 А.

Работа в режиме дискретной токопроводимости (РДТП / DCM)

Уменьшение тока нагрузки на выходе переводит силовой каскад в работу в РДТП. На рисунках 3–5 представлены формы колебаний сигнала коммутационного узла (вывод PH) в этом состоянии. Обратите внимание на то, что при работе в РДТП существуют три специфических состояния во время каждого периода коммутации. Первое состояние – это состояние ВКЛЮЧЕНО (ON), когда МОП-транзистор включён (открыт), а ограничивающий диод D1 выключен. Состояние ВЫКЛЮЧЕНО (OFF), когда МОП-транзистор выключен (закрыт), а диод D1 включён. Состояние БЕЗ НАГРУЗКИ (IDLE), когда и МОП-транзистор, и диод D1 выключены. Без учёта падения напряжения

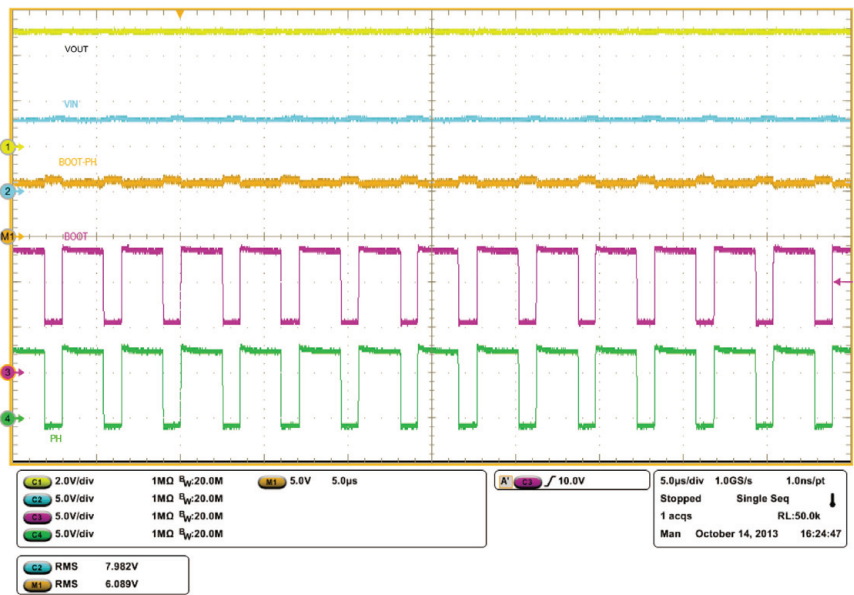


Рисунок 2. Форма сигналов на выводах BOOT и PH

на МОП-транзисторе и на ограничивающем диоде, напряжение на выводе PH равно входному напряжению в состоянии ВКЛЮЧЕНО и равно нулю в состоянии ВЫКЛЮЧЕНО.

В цикле переключения также имеется состояние БЕЗ НАГРУЗКИ, в котором и МОП-транзистор, и диод D1 выключены. Ток в индукторе равен нулю, а напряжение на узле PH долж-

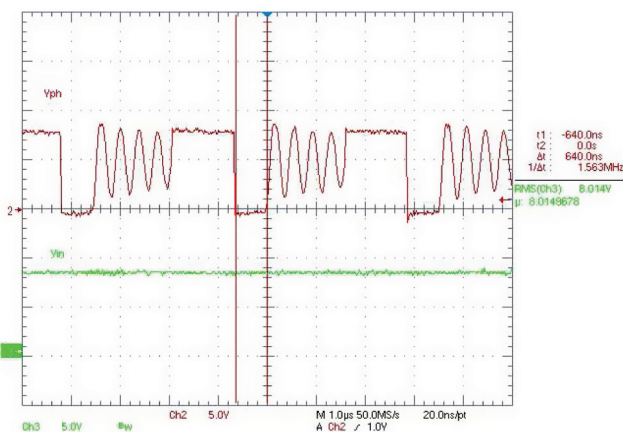


Рисунок 3. Форма колебаний сигнала PH в РДТП, VIN = 8 В, IOUT = 100 мА

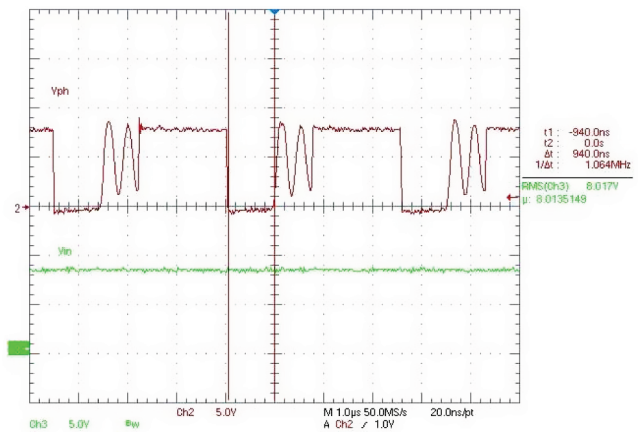


Рисунок 4. Форма колебаний сигнала PH в РДТП, VIN = 8 В, IOUT = 200 мА

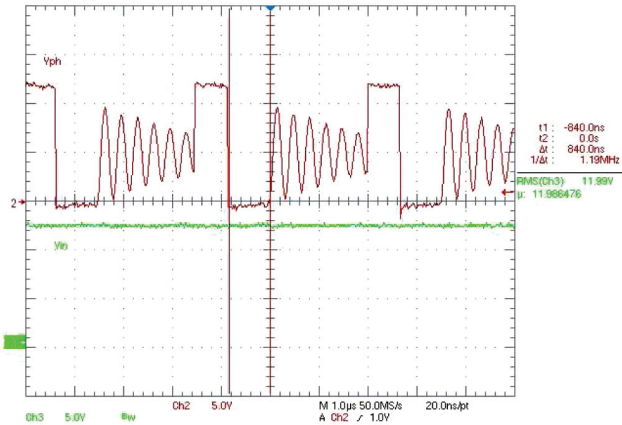


Рисунок 5. Форма колебаний сигнала PH в РДТП, $V_{IN} = 12\text{ В}$, $I_{OUT} = 100\text{ мА}$

но быть равно выходному напряжению. В действительности форма колебаний сигнала на PH изменяется из-за того, что выходной индуктор и ёмкость перехода каждого ограничивающего диода образуют резонансную LC-цепь.

На рисунках 3–5 представлены колебания сигнала на выводе PH, показанного на рисунке 1 для различных входных напряжений и нагрузок. Рисунок 3: $V_{IN} = 8\text{ В}$, $I_{OUT} = 100\text{ мА}$; рисунок 4: $V_{IN} = 8\text{ В}$, $I_{OUT} = 200\text{ мА}$; рисунок 5: $V_{IN} = 12\text{ В}$, $I_{OUT} = 100\text{ мА}$. Сравните рисунок 3 с рисунками 4 и 5. Вы увидите, что продолжительность состояния ВЫКЛЮЧЕНО короче, когда входное напряжение ниже, а нагрузка выше. Рисунок 3: $t_{off} = 640\text{ нс}$; рисунок 4: $t_{off} = 940\text{ нс}$; рисунок 5: $t_{off} = 840\text{ нс}$. При отсут-

ствии нагрузки продолжительность состояния ВЫКЛ. минимальна.

Работа с малой разностью напряжений при низкой нагрузке

При отсутствии нагрузки и минимальном входном напряжении продолжительность состояния ВЫКЛ. будет наименьшей, в соответствии с результатами, показанными в разделе «Работа в режиме дискретной токопроводимости (РДТП / DCM)». Не всегда оказывается достаточно времени для зарядки конденсатора BOOT, чтобы его напряжение было выше порога 2,1 В в состоянии ВЫКЛ. Как было показано выше, при увеличении нагрузки продолжительность состояния ВЫКЛ. увеличивается. Однако этого времени по-прежнему

может не хватать, если нагрузка недостаточно высока. При этом условии, если не учитывать резонансные колебания в состоянии БЕЗ НАГРУЗКИ, напряжение на выводе PH равняется выходному напряжению. Если входное напряжение на 2,1 В выше выходного напряжения, конденсатор BOOT может быть заряжен в состоянии БЕЗ НАГРУЗКИ до 2,1 В. Если входное напряжение ниже значения «выходное напряжение плюс 2,1 В», конденсатор BOOT не может быть полностью заряжен, и напряжение между BOOT и PH падает ниже 2,1 В, а при этом сторона высокого напряжения выключается. В этом режиме работы регулировка (стабильность) выходного напряжения ухудшается. На рисунке 6 показана работа при входном напряжении 6 В и низкой нагрузке на выходе. Напряжение $V_{BOOT} - V_{PH}$ не может оставаться выше 2,1 В, и пилообразные пульсации сигнала напряжения будут составлять примерно 2,1 В. При снижении входного напряжения ниже номинального напряжения 12 В без нагрузки эти колебания на выходе возникают при определённом входном напряжении. Это напряжение определяется как начальное напряжение. Если входное напряжение снова увеличится, преобразователь вернётся обратно к нормальной работе. Этот уровень напряжения определяется как напряжение восстановления. Между начальным напряжением и напряжением восстановления существует запаздывание (гистерезис). Начальное напряжение и напряжение восстановления рассматриваемого преобразователя на рисунке 1 составляют 7,7 и 8 В соответственно.

Если преобразователь работает в РНТП (CCM), напряжение PH подключается к земле на время, пока ключ верхнего плеча выключен, благодаря чему конденсатор BOOT заряжается полностью. В результате для РНТП данной проблемы нестабильности не существует. Однако при работе в области 100% скважности, при включении цепи блокировки питания при пониженном напряжении (ULVO) происходит провал выходного напряжения для BOOT. МОП-транзистор верхнего плеча выключается, а конденсатор на выходе должен обеспечивать нагрузку в течение всего этого времени (смотрите рисунок 7).

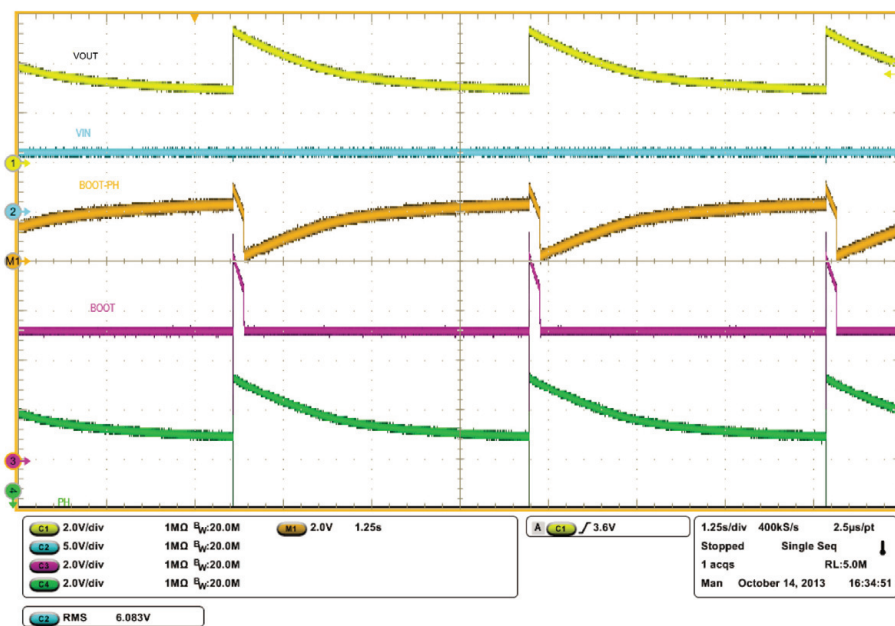


Рисунок 6. Форма сигналов при питании схемы с малым перепадом напряжения

Эта ситуация интересна потому, что при низкой нагрузке преобразователь переходит в экономичный режим Eco-mode™ для уменьшения потерь энергии. В этом режиме устройство прекращает нормальную коммутацию на некоторый период времени, генерируя лишь редкие всплески импульсов переключения, чтобы поддерживать выходное напряжение. При переключении МОП-транзистора конденсатор BOOT заряжается до определённого уровня – выше чем 2,1 В, после чего преобразователь переходит в спящий режим с остановкой коммутации. Конденсатор медленно разряжается за счёт внутреннего сопротивления вывода BOOT, и напряжение BOOT постепенно снижается. Когда напряжение становится ниже 2,1 В, цепь блокировки питания при пониженном напряжении (UVLO) блокирует коммутацию до тех пор, пока $V_{IN} - V_{OUT}$ не превысит 2,1 В. После этого конденсатор BOOT вновь будет заряжен до нужного уровня, и начнётся следующий цикл данной операции.

Чем больше нагрузка, тем дольше сохраняется нестабильность; это объясняется необходимостью большей зарядки в состоянии ВЫКЛ. при более высокой нагрузке, что приводит к более медленному снижению напряжения BOOT. При достаточном значении имитационной нагрузки преобразователь входит в работу в режиме фиксированной частоты (current mode). В этот момент проблема низкого уровня электропитания перестаёт существовать и функция экономичного режима Eco-mode™ отключается.

Основные решения

В соответствии с приведённым выше описанием, существуют два основных способа решения проблемы работы с малым перепадом напряжения. Как показано на рисунке 1, решение «А» касается имитации нагрузки на выходе. Решение «В» касается внешнего напряжения в точке BOOT через диод. Решение «А» увеличивает продолжительность состояния ВЫКЛ., чтобы конденсатор BOOT мог зарядиться до 2,1 В. Решение «В» увеличивает напряжение непосредственно в точке BOOT для обеспечения необходимого напряжения на конденсаторе BOOT.

Решение с имитацией нагрузки

Когда значение входного напряжения приближается к значению напряжения на выходе, требуется более высокая нагрузка для поддержания состояния ВКЛ. достаточно долго. Если применяется имитация нагрузки, пользователь может увидеть, что преобразователь выполняет регулировку в течение более длительного времени, прежде чем сигнал на выходе уменьшится. После этого сразу же произойдёт восстановление регулировки в следующем цикле работы. Продолжительность периода регулировки может составлять несколько минут, в зависимости от размера имитационной нагрузки и соотношения выход/вход, с последующим коротким временем восстановления.

На рисунке 7 показаны значения имитационных нагрузок для различных входных напряжений, когда напряже-

ние на выходе равно 5 В. Минимальная нагрузка выбирается таким образом, чтобы обеспечивалась хотя бы одна минута регулировки вслед за мгновенным восстановлением после прерывания электропитания. Также на рисунке показаны соответствующие значения имитационных резисторов.

Для напряжения 3,3 В, помимо переключения R6 обратно на 31,6 кОм, корпорация Texas Instruments рекомендует добавлять на входе сглаживающий конденсатор 220 мкФ для обеспечения стабильности входного напряжения. Когда значение входного напряжения приблизится к минимально допустимому значению для устройства TPS54260 (3,5 В), шум и импульсы на входе при коммутации могут вызвать отключение регулятора. На рисунке 8 показана имитационная нагрузка, необходимая для соответствующего сопротивления, необходимого для поддержания выходного напряжения 3,3 В при регулировании хотя бы в течение одной минуты.

Внешнее напряжение на BOOT

При подаче напряжения на вывод BOOT, которое на 2,1 В выше выходного напряжения, на выходе будет осуществляться нормальная регулировка. Источник низкого напряжения позволит производить зарядку конденсатора BOOT, пока этот источник будет стабилен, он и будет обеспечивать достаточную мощность в нагрузке и быструю реакцию на колебания нагрузки. Ток от внешних источников напряжения подключён параллельно с внутренним регулятором BOOT. На рисунке 9 показано минимальное необходимое на-

Ток нагрузки и сопротивление нагрузки в зависимости от напряжения на входе

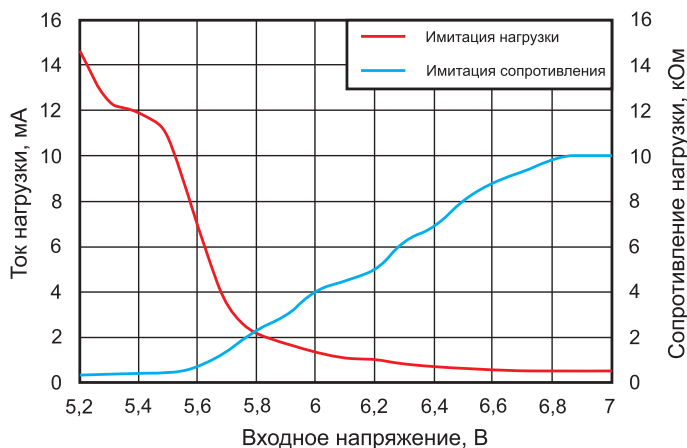


Рисунок 7. Имитация нагрузки с напряжением на выходе 5 В

Ток нагрузки и сопротивление нагрузки в зависимости от напряжения на входе

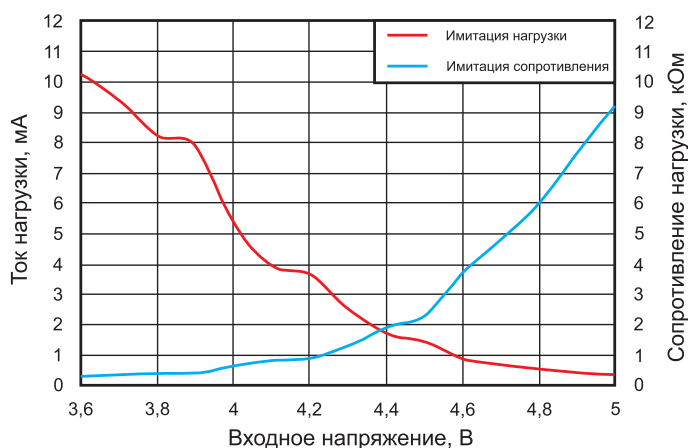


Рисунок 8. Имитация нагрузки с напряжением на выходе 3,3 В

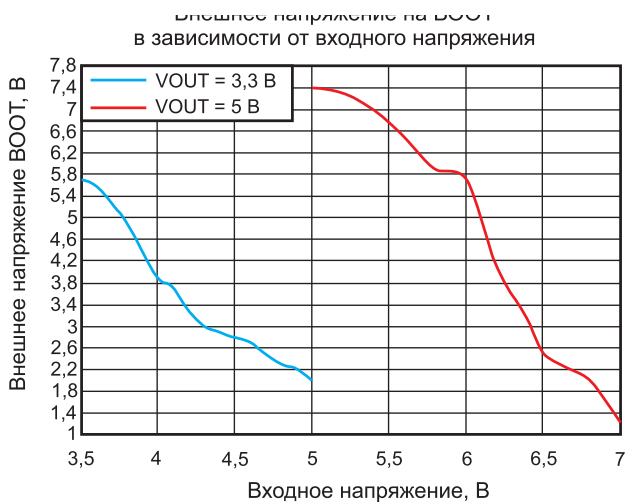


Рисунок 9. Необходимое внешнее напряжение на выводе BOOT

пряжение в точке BOOT для различных входных напряжений при отсутствии нагрузки, когда напряжение на выходе составляет 5 В и 3,3 В.

Если в системе имеется другое напряжение, оно может использоваться в устройствах семейства TPS54260 для улучшения регулировки при малом перепаде напряжения. Как показано на рисунке 9, внешнего напряжения 6 В достаточно для поддержания конвертера с выходным напряжением

3,3 В в состоянии регулировки при любом входном напряжении. Для конвертера напряжением 5 В аналогичный вывод справедлив для дополнительного внешнего напряжения 7,5 В.

Дополнительные решения

Базовые решения предлагают две идеи о том, как улучшить работу с малым падением напряжения:

1. Повышение уровня напряжения на выводе BOOT или повышение тока заряда конденсатора BOOT.
2. Подключение вывода PH к земле при выключенном МОП-транзисторе.
3. Генератор накачки заряда, включенный между выходом и BOOT.
4. Диод и резистор на выводе PH.

На рисунках 10 и 11 показаны принципиальные схемы этих решений для выходного напряжения 5 В.

Первые три дополнительных решения работают за счёт подачи дополнительного напряжения на вывод BOOT для поддержки зарядки конденсатора BOOT. Четвёртое решение работает за счёт переключения напряжения PH на землю с дополнительным ре-

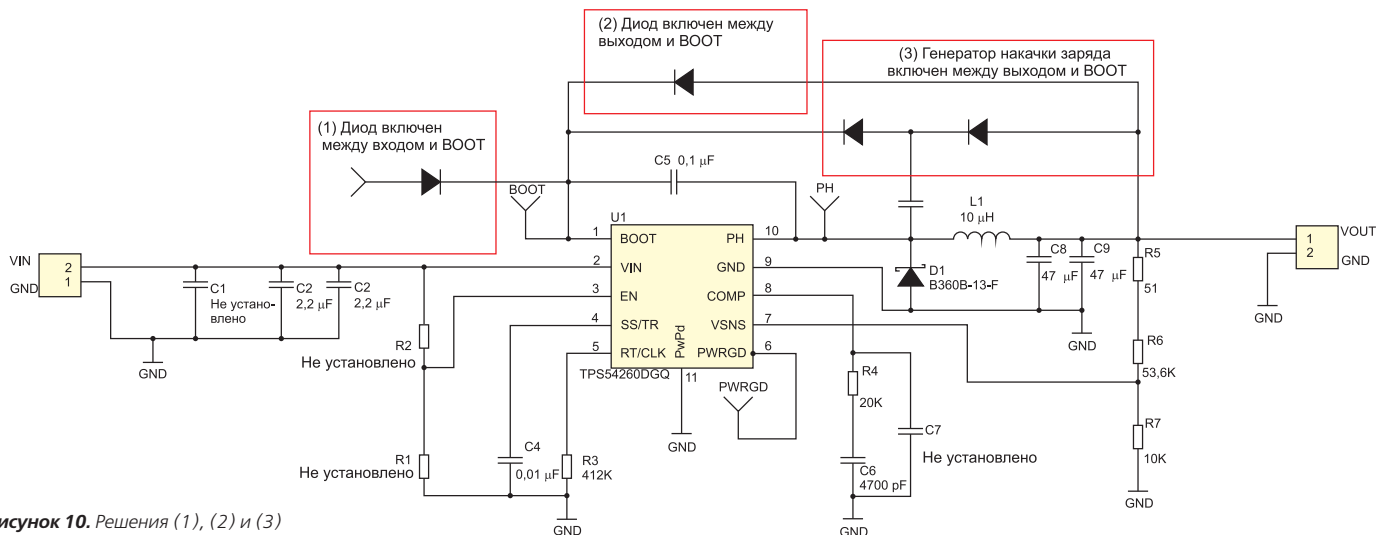


Рисунок 10. Решения (1), (2) и (3)

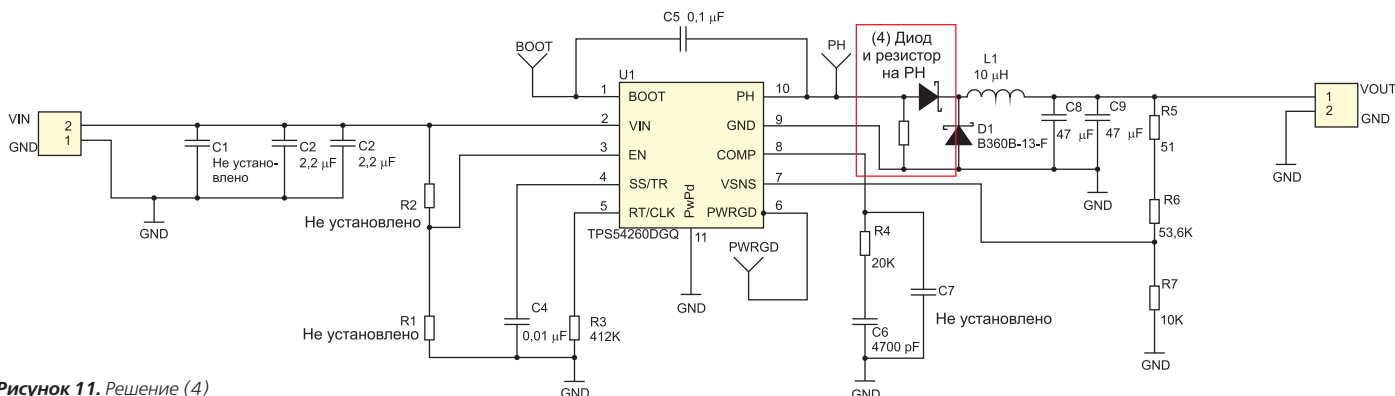


Рисунок 11. Решение (4)

зистором, что позволяет конденсатору BOOT заряжаться в состоянии БЕЗ НАГРУЗКИ. Для того чтобы ток не утекал в землю через добавленный резистор, необходимо установить диод. В состоянии ВКЛ. напряжение PH равно входному напряжению, и ток подтягивающего резистора равен V_{IN}/R (входному напряжению, деленному на сопротивление). Это решение было протестировано с использованием сопротивления 39 кОм. Обратите внимание на рассеиваемую мощность в резисторе при максимальном входном напряжении, равную $I^2 \times R$.

Начальное напряжение и напряжение восстановления

Определения начального напряжения и напряжения восстановления приведены в разделе «Работа с малой разностью напряжений при низкой нагрузке». В таблицах 1 и 2 приведены значения начального напряжения и напряжения восстановления для четырёх дополнительных решений в сравнении с первичным преобразователем, показанным на рисунке 1 для выходных напряжений 3,3 и 5 В. Ограничения максимальных входных напряжений, указанные в таблицах 1 и 2, рассмотрены в разделе «Диапазон напряжений на входе и на выходе».

Ниже приводятся некоторые первоначальные выводы на основании данных таблиц 1 и 2. Гистерезис (разность) между начальным напряжением и напряжением восстановления гораздо меньше для выходного напряжения 3,3 В, чем для напряжения 5 В. Начальные напряжения для этих решений для напряжения 3,3 В также близки. Для напряжения 5 В решения (1) и (4) дают самые низкие входные напряжения. Решение (3) с генератором накачки заряда позволяет улучшить работу при низком перепаде напряжения в сравнении с решением (2) с установкой диода между выходом и BOOT, но для него требуется установка двух дополнительных компонентов. Из всех решений гистерезис решения (1) наименьший.

Диапазон напряжений на входе и на выходе

Обычно устройство TPS54260 устанавливает напряжение BOOT равным 6,5 В для зарядки конденсатора BOOT, как показано на рисунке 2. Если входное

Таблица 1. Начальное напряжение и напряжение восстановления при $V_{OUT} = 3,3 В$

Решения	Начальное напряжение, В	Напряжение восстановления, В	Максимальное входное напряжение V_{IN} , В
(1) Диод, включённый между входом и BOOT	4,1	4,2	8
(2) Диод, включённый между выходом и BOOT	4,2	5	60
(3) Генератор накачки заряда, включённый между выходом и BOOT	4,2	5	60
(4) Диод и резистор на первичном преобразователе PH	4,3	4,4	60
Исходная схема конвертера	4,9	5	60

Таблица 2. Начальное напряжение и напряжение восстановления при $V_{OUT} = 5 В$

Решения	Начальное напряжение, В	Напряжение восстановления, В	Максимальное входное напряжение V_{IN} , В
(1) Диод, включённый между входом и BOOT	5,9	6	8
(2) Диод, включённый между выходом и BOOT	6,7	7,9	60
(3) Генератор накачки заряда, включённый между выходом и BOOT	6,3	7,8	60
(4) Диод и резистор на первичном преобразователе PH	5,8	7,5	60
Исходная схема конвертера	7,7	8	60

напряжение меньше 6,5 В, напряжение заряда будет приблизительно равняться входному напряжению. В решениях (1), (2) и (3) на BOOT подаётся внешнее напряжение, которое может увеличить напряжение заряда. Абсолютно максимальное значение разности напряжений между BOOT и PH составляет 8 В. Для решения (1) напряжение BOOT приблизительно равно входному напряжению в состоянии ВЫКЛ. В результате, если входное напряжение равно 8 В, конденсатор BOOT может быть заряжен до 8 В. Если входное напряжение выше 8 В, напряжение конденсатора BOOT

будет выше 8 В и будет превышать абсолютное максимальное значение. Это ограничивает входное напряжение максимально до 8 В. На рисунке 12 показан рабочий статус для решения (1), когда входное напряжение $V_{IN} = 8 В$, а измеренное напряжение между V_{BOOT} и V_{PH} составляет 8 В.

В решениях (2) и (3) диод соединяет выход и BOOT. Напряжение BOOT в этом случае может нагружать выходное напряжение. Если напряжение на выходе выше 8 В, разница напряжений V_{BOOT} и V_{PH} будет превышать абсолютное максимальное значение.

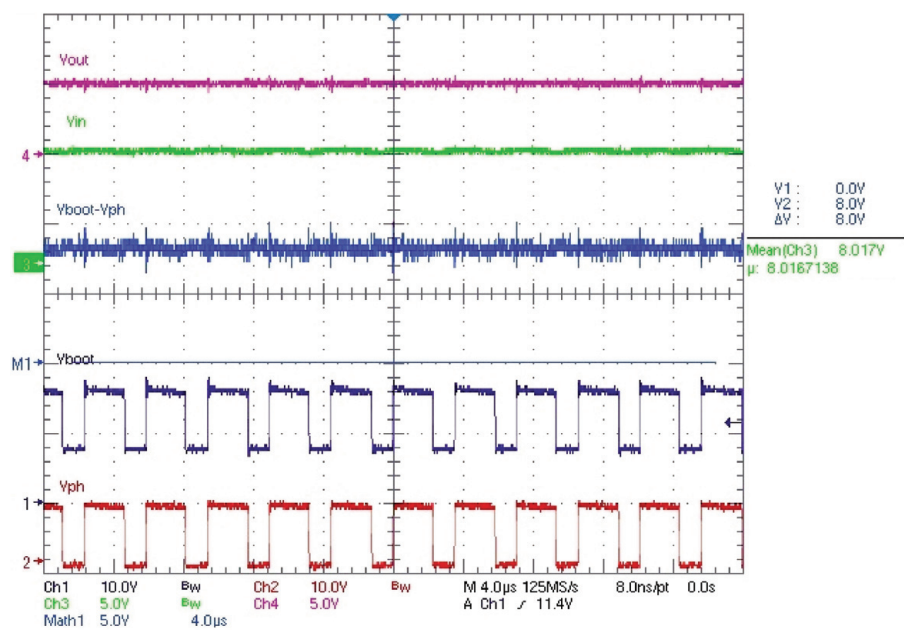


Рисунок 12. Рабочая форма сигнала для решения (1)

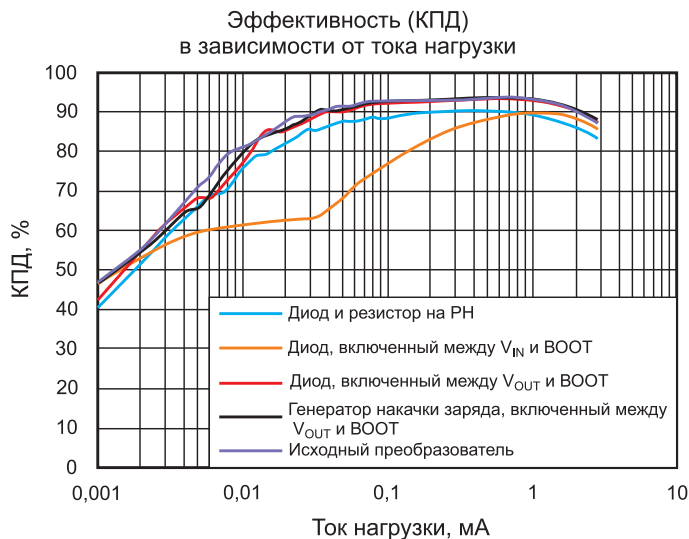


Рисунок 13. КПД при входном напряжении 8 В

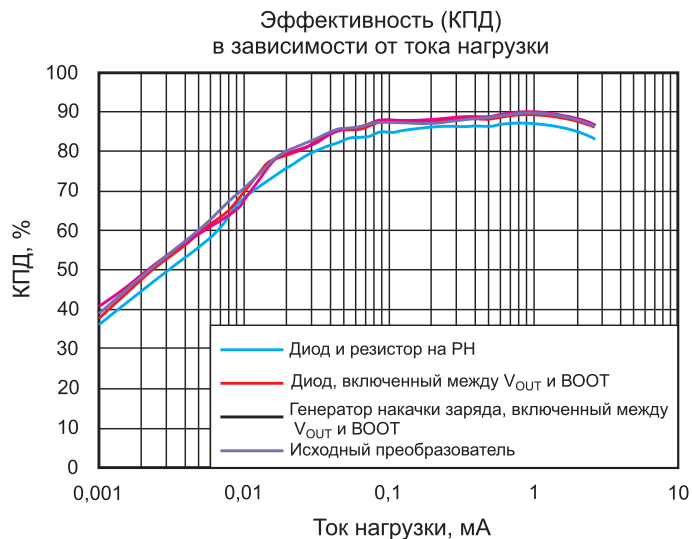


Рисунок 14. КПД при входном напряжении 12 В

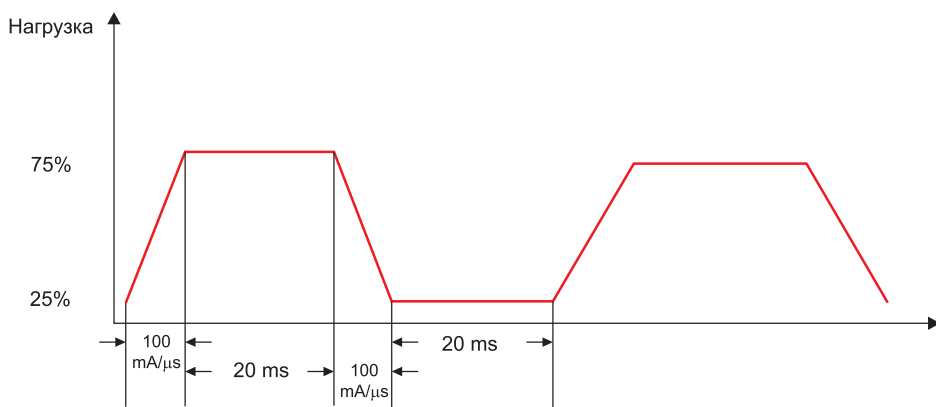


Рисунок 15. Динамическая нагрузка

В решении (4) напряжение на BOOT не подаётся, поэтому ограничений для входного и выходного напряжений нет.

Эффективность (КПД)

На рисунке 13 показана эффективность для четырёх дополнительных решений относительно исходного

преобразователя при $V_{IN} = 8 В$, а на рисунке 14 показана эффективность без решения (1), когда $V_{IN} = 12 В$, поскольку решение (1) не работает для входного напряжения свыше 8 В, как это описано в разделе «Диапазон напряжений на входе и на выходе».

Основным выводом, который может быть сделан на основании полученных результатов, является то, что для решения с диодом и резистором на RN эффективность (КПД) оказывается ниже. Низкая эффективность может быть вызвана диодом, добавленным последовательно к выходному току. Здесь происходит дополнительная потеря мощности, равная среднеквадратичному значению выходного тока, умноженному на прямое падение напряжения на добавленном диоде.

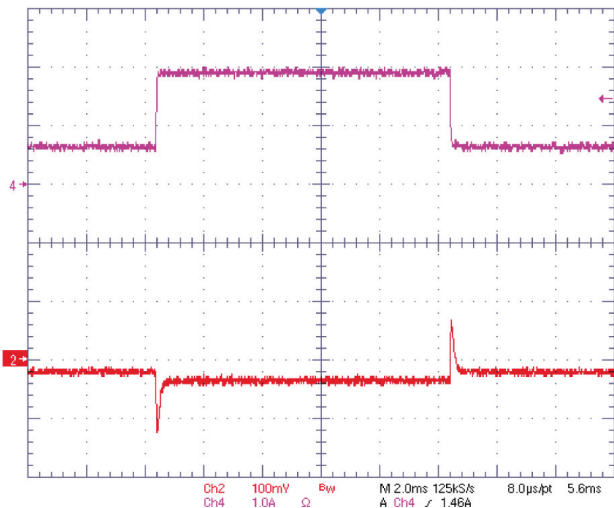


Рисунок 16. Реакция на переходные процессы в нагрузке. Решение (1): диод, включенный между входом и BOOT

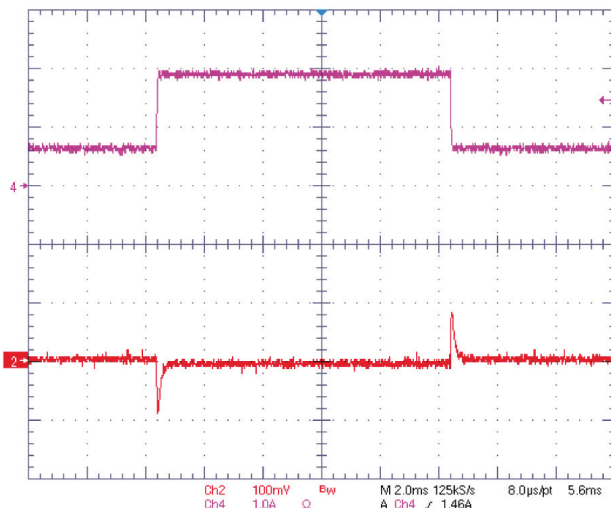


Рисунок 17. Реакция на переходные процессы в нагрузке. Решение (2): диод, включенный между выходом и BOOT

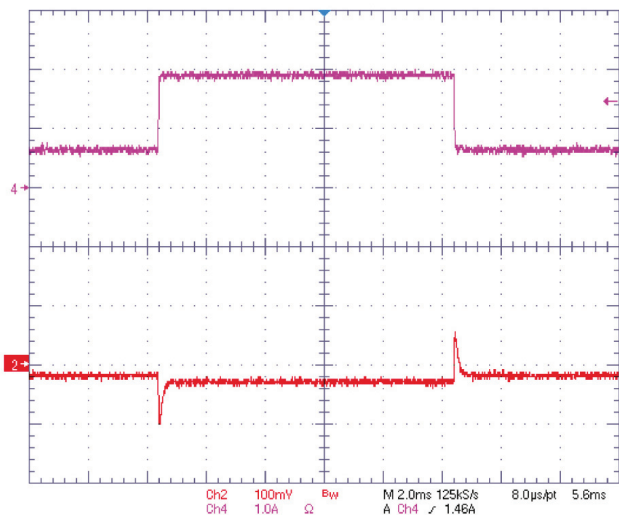


Рисунок 18. Реакция на переходные процессы в нагрузке. Решение (3): генератор накачки заряда, включённый между выходом и BOOT

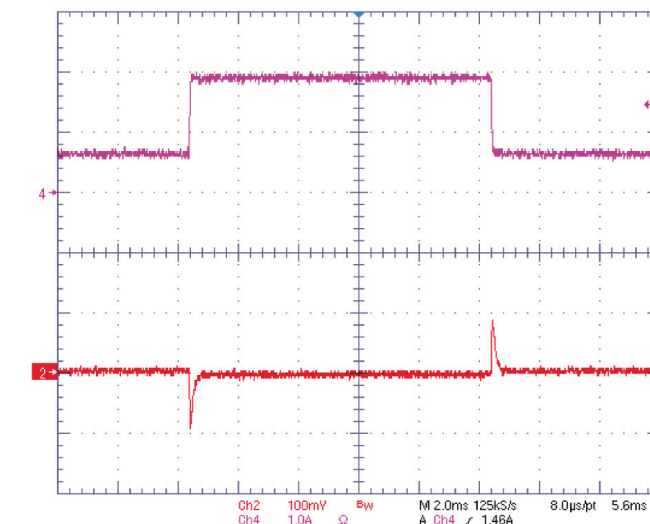


Рисунок 19. Реакция на переходные процессы в нагрузке. Первичный преобразователь

Реакция на переходные процессы в нагрузке

Тестирование реакции на переходные процессы в нагрузке подтвердило отсутствие значительного ухудшения характеристик. На рисунках 16–20 показаны реакции на изменения нагрузки для дополнительных решений в сравнении с исходным преобразователем. Входное напряжение равно 8 В, а условия нагрузки показаны на рисунке 15. Максимальный выходной ток 2,5 А определяется как 100% нагрузка.

Все отклонения от номинала в меньшую и большую стороны не превышают 100 мВ, что составляет 4% от выходного напряжения, как показано на рисунках 16–19. Однако на рисунке 20, для диода и резистора на РН, видны более значительные отклонения от номинала.

Заключение

Для улучшения работы устройств TPS54240 и TPS54260 при малом перепаде напряжения рассмотрена работа с малым перепадом при низких нагрузках. Представлены два базовых решения, которые включают (А) имитацию нагрузки на выходе и (В) внешнее напряжение на выводе BOOT. На рисунках 7–9 показана работа базовых решений. На основании базовых решений представлены 4 дополнительных решения:

1. Диод, включённый между входом и BOOT.

2. Диод, включённый между выходом и BOOT.
3. Генератор накачки заряда, включённый между выходом и BOOT.
4. Диод и резистор на РН.

Сравнение дополнительных решений, представленных в разделах выше, описывает их достоинства и недостатки.

Для решения (1) между входом и BOOT включается диод, несмотря на то, что он обладает наименьшим начальным напряжением и самым небольшим гистерезисом (таблицы 1 и 2) и его максимальное входное напряжение равно всего 8 В (рисунок 12), что в значительной степени ограничивает практическое применение этого решения.

Эффективность решений (1) и (4) ниже эффективности решений (2) и (3) (рисунки 13 и 14). Эффек-

тивность (КПД) решений (2) и (3) наиболее близка к эффективности исходного преобразователя.

Если выходное напряжение ниже 8 В, решения (2) и (3) могут использоваться для улучшения работы при малом перепаде напряжения. В соответствии со сравнениями, представленными в разделах «Начальное напряжение и напряжение восстановления», «Диапазон напряжений на входе и на выходе», «Эффективность (КПД)» и «Реакция на переходные процессы в нагрузке», другие характеристики этих двух решений также наиболее близки к характеристикам исходного преобразователя. Корпорация Texas Instruments рекомендует применять решение (2) для улучшения работы с малым перепадом напряжения для выходного напряжения 3,3 В

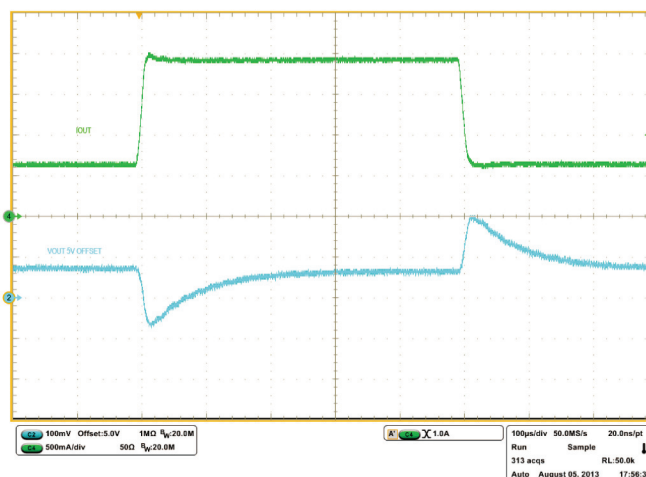


Рисунок 20. Реакция на переходные процессы в нагрузке. Решение (4): диод и резистор на РН

и решение (3) для напряжения 5 В. Эти рекомендации объясняются тем, что начальное напряжение и напряжение восстановления решений (2) и (3) близки друг другу для преобразователя 3,3 В, как указано в таблице 1. Для применения с напряжением 5 В начальное напряжение для решения (3) ниже, чем напряжение для решения (2), как показано в таблице 2, но требуется установка ещё двух внешних компонентов.

Данные решения и выводы также могут применяться для устройств TPS54040A, TPS54060A, TPS54140A и TPS54160A.

Кроме того, более современное семейство несинхронных регуляторов с более высокими токами нагрузки содержит в себе полевой транзистор для зарядки конденсатора BOOT с целью улучшения работы при малом перепаде напряжения. Это семейство содержит устройства с напряжением до 60 В: TPS54360, TPS54560, TPS54361, TPS54561 и их аналоги с напряжением до 42 В.

Литература

1. TPS54260 3.5 V to 60 V Input, 2.5 A, Step Down Converter with Eco-mode™ (Понижающий пре-

- образователь с экономичным режимом Eco-mode™), корпорация Texas Instruments (SLVSA86).
2. TPS54260EVM-597 2.5 A, SWIFT™ Regulator Evaluation Module (Оценочный модуль регулятора SWIFT™ TPS54260EVM-597), корпорация Texas Instruments (SLVU372).
3. Philip Meyer, John Tucker (Филип Майер, Джон Такер) (2011 г.). Providing Continuous Gate Drive Using a Charge Pump (Обеспечение постоянного управления затвором с помощью генератора накачки заряда), корпорация Texas Instruments (SLVA444).

BQ21040 – полнофункциональное зарядное устройство в корпусе SOT23-6



Микросхема BQ21040 представляет собой линейное зарядное устройство для одноэлементных Li-Ion и Li-Pol аккумуляторов. Размещённое в корпусе SOT23-6, оно является компактным зарядным устройством, обеспечивающим все необходимые функции, включая слежение за температурой элемента и индикацию состояния. Микросхема обеспечивает как заряд батареи, так и питание системы, а также одновременное выполнение обеих этих функций. BQ21040 обеспечивает три фазы заряда: предварительный заряд для восстановления сильно разряженной батареи, быстрый заряд при постоянном значении тока и поддержание постоянного напряжения после окончания заряда.

ЗУ обеспечивает три фазы заряда: предварительный заряд для восстановления сильно разряженной батареи, быстрый заряд при постоянном значении тока и поддержание постоянного напряжения после окончания заряда.

Микросхема BQ21040 предназначена для работы от USB-разъёма или аналогичного адаптера. При входном напряжении более 6,5В срабатывает защита и микросхема отключается. Кроме того, микросхема BQ21040 имеет все остальные виды защиты, — от перегрева батареи, от перегрузки по току, по таймеру. Микросхема также контролирует наличие или отсутствие аккумулятора.

Основные характеристики:

- Входное рабочее напряжение до 6,5В. Защита от перенапряжения – до 30 В.
- Ток заряда до 0,8 А. Его значение задаётся внешним резистором.
- Рабочее напряжение аккумулятора 4,2 В.
- Точность поддержания режимов: по напряжению – 1%, по току – 10%.
- Таймер безопасности на 10 часов.
- Индикатор состояния «заряд-готово».

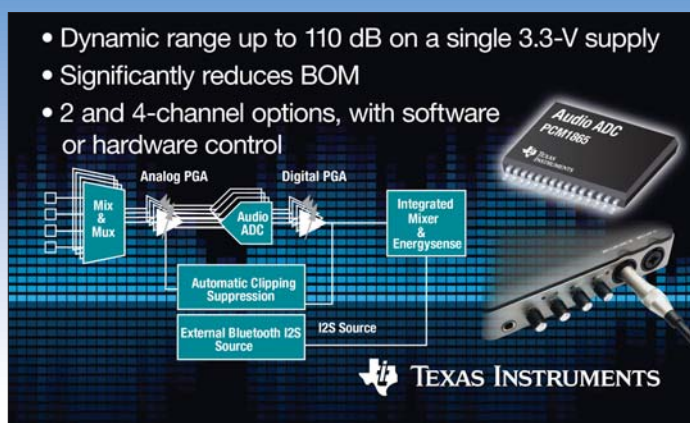
Микросхема BQ21040 предназначена для применения в портативных приборах с питанием от аккумуляторов.

Имеется отладочная плата:

www.ti.com/tool/bq21040evm-777

www.ti.com/product/BQ21040

Новые многоканальные устройства семейства PCM1865 упрощают проектирование входной части аудиосистемы, одновременно уменьшая её энергопотребление в режиме ожидания



- Dynamic range up to 110 dB on a single 3.3-V supply
- Significantly reduces BOM
- 2 and 4-channel options, with software or hardware control

TI представила семейство высокоэффективных аналого-цифровых преобразователей (АЦП) для аудиосигналов. Данные устройства семейства PCM1865, обладая динамическим диапазоном в 110 дБ, реализуют функциональные возможности, характерные для кодеков аудиосигналов переносных устройств, обеспечивая при этом разработчикам такой уровень рабочих характеристик, который ранее достигался лишь в специальных профессиональных АЦП для аудиосигналов. Каждое из этих устройств 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 окончательного оборудования, например, персональных компьютеров, звуковых панелей, аудиодокстанций, громкоговорителей Bluetooth®, охранных видеосистем и автомобильного информационно-развлекательного оборудования, включая дополнительно устанавливаемые в автомобиле головные устройств, 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 2- и 4-канальные 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):** поддерживая 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 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, поможет разработчикам выполнить эксплуатационные требования, установленные директивой Европейского союза (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 30-контактных малогабаритных корпусах типа TSSOP размером 7,8×4,4 мм, уменьшение размера по сравнению с конкурирующими устройствами составляет до 45%.

www.ti.com/PCM1865-pr-eu



2/2016



3/2016



4/2016

Контакты

Центральный офис

115533, Москва, пр. Андропова, д. 22
БЦ «Нагатинский», 10 этаж
Тел: +7(495)987-1119
факс: +7(495)987-1118
E-mail: order@scanti.com / www.scanti.com

Офис в Санкт-Петербурге

195027, Санкт-Петербург,
пр. Энергетиков, д. 10, лит А, БЦ «Крол», офисы: 602, 603
Тел: +7(812)380-8391
Факс: +7(812)380-8392
E-mail: order@scanti.com / www.scanti.com

Офис в Минске

Беларусь, 220099, Минск, ул. Казинца, д. 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, д. 23
офис 1026
Тел./факс: +38(044)206-2277
E-mail: order@scanti.com

4/2016 ВМЕСТЕ В БОРЬБЕ ЗА ЛИДЕРСТВО!