

Компоненты

4/2015

БЮЛЛЕТЕНЬ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИИ
ПОЛНЫЙ СПЕКТР ПРИМЕНЕНИЙ

- Первый в отрасли NFC сенсор-транспондер с высокой степенью интеграции для промышленных, медицинских, носимых устройств и Интернет-вещей (IoT)
- Практическая разработка конструкции антенны транспондера датчика RF430FRL15xH NFC и ISO / IEC 15693

стр. 26

стр. 28



система-на-кристалле (SoC) с высокой степенью интеграции и ультранизким энергопотреблением

сенсоры-транспондеры RF430FRL15xH



■ Процессоры | Микроконтроллеры | Системы на кристалле

Набор разработчика MSP-EXP430FR5969 LaunchPad 2

Мекре Месганав (Mekre Mesganaw), Стивен Андервуд (Stephen Underwood)
Реализация недорогого трёхфазного электронного счётчика электроэнергии на основе MSP430F67641 (slaa621b) 3

■ Интерфейсы и стандартная логика

Артём Рогачев (Artem Rogachev)
Создание надёжных систем горячего резервирования. 1 часть (slva673a) 18

■ АЦП и ЦАП, кодеки

ADS1262 и ADS1263 – прецизионные 32-разрядные АЦП 24

■ Радиочастотная идентификация

TI представляет первый в отрасли NFC-сенсор-транспондер с высокой степенью интеграции для промышленных, медицинских, носимых устройств и Интернет-вещей (IoT) (sloa217a) 26

Кристиан Бухбергер (Christian Buchberger), Костас Асланидис (Kostas Aslanidis)
Практическая разработка конструкции антенны транспондера датчика RF430FRL15xH NFC и ISO/IEC 15693 (sloa217a) 28

■ Разное

Сяолин Лу (Xiaolin Lu), Оливер Моньер (Olivier Monnier)
Организация надёжной передачи данных по линиям электропитания (PLC) с поддержкой стандарта G3 (slay021) 37

■ Реклама

SAU-XDS510-USB lite-сверхминиатюрный высокопроизводительный USB JTAG-эмулятор класса XDS510 1

Беспроводные модули и системы на их основе 25

EM8500 – микросхема управления энергонакоплением и питанием от солнечных батарей и термоэлектрических генераторов в диапазоне мощности от мкВт до мВт 36

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

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“

NEW

JTAG EMULATOR

SAU-XDS510-USB Lite

499\$

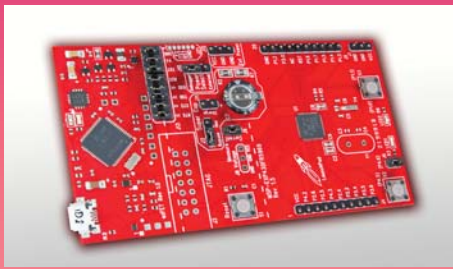
SAU-XDS510-USB Lite – сверхминиатюрный высокопроизводительный USB JTAG-эмулятор класса XDS510. Поддерживает следующие семейства процессоров Texas Instruments: C2000, C5000, C6000, ARM 7, 9, 11, Cortex-M, R, A, DaVinci, Sitara, OMAP, Tegra, Integra, Keystone, Stellaris, Tiva, TMS570, RM4 и т.д. Полностью совместим с TI Code Composer Studio IDE. Совместим с ОС Windows™, Linux.

Основные характеристики

- Поддерживает цифровые сигнальные процессоры, контроллеры и процессоры фирмы Texas Instruments (C2000 (включая LF24xx и F24x), C5000 (включая C54x), C6000, ARM7, ARM9, ARM11, Cortex-A, Cortex-R, Cortex-M, процессоры DaVinci, OMAP, Sitara, Tegra, Integra, Keystone, т.д., контроллеры Piccolo, Delfino, Hercules, Stellaris, Tiva, TMS470, TMS570, RM4, т.д.), TMS320VC33. А также любые многоядерные и/или многопроцессорные комбинации из перечисленных выше ядер и процессоров как на одном кристалле, так и объединённых в устройстве в одну JTAG цепочку, с возможностью подключения в эту же цепочку и прочих микросхем (например, FPGA).
- Сверхминиатюрный дизайн (самый маленький эмулятор класса XDS510 из производимых): эмуляционный контроллер вместе с буферными схемами расположен внутри корпуса разъема. Это позволило отказаться от JTAG кабеля/шлейфа, что значительно увеличило качество сигналов JTAG и устойчивость соединения в условия электромагнитных помех.
- Ускорение работы вплоть до 1.3 раз по сравнению с Iso Plus (Эмуляционный контроллер, аналогичный примененному в Iso Plus V.2)
- Работа с более высокими тактовыми частотами TCK без "тонких настроек" (вплоть до 52.5 МГц в зависимости от отлаживаемого устройства)
- Поддерживает JTAG интерфейсы с уровнями сигнала от +1.65V до +3.3V (толерантен к 5V уровням)
- Имеет управляемое ограничение уровней сигналов JTAG для работы с интерфейсами, в которых на сигнал PD подано завышенное напряжение.
- Имеет возможность жёсткой установки уровней сигналов JTAG, независимо от уровня сигнала PD.
- Поддерживает процессор 1867ВЦ5Т российского производства.
- При подключении к портам USB 3.0 обеспечивает резкий прирост производительности (зависит от модели хост-контроллера и его драйвера).
- Подключается к ПК через USB-интерфейс и не требует дополнительного источника питания.
- Имеет трёхцветный индикатор (LED) для отображения состояния и режима работы.
- Поддерживает программирование и конфигурирование FPGA и CPLD при помощи SVF-плеера (SVF Specification Rev.E +расширения Lattice Semiconductor +особенности SVF Xilinx).
- Предоставляет возможность внутрисхемного программирования внешней и внутренней памяти поддерживаемых процессоров и контроллеров при помощи специальной утилиты (SauFlash/TCLXDS), поставляемой в составе драйверов изделия.
- Поддерживает адаптивное тактирование без дополнительных адаптеров.
- Имеет гибкую регулировку частоты генератора сигнала TCK.
- Имеет возможность работы от источника TCK в отлаживаемом устройстве (от TCKR (TCK_RET)).
- Имеет возможность работы без сигнала TCKR (TCK_RET).
- Поддерживает буферирование сигналов JTAG-интерфейса, включая буферирование регистрами, тактируемыми от TCK.
- Совместим с Code Composer IDE (v 4.10 для TMS320C3x/4x) и Code Composer Studio IDE (всех версий) компании Texas Instruments.

Набор разработчика MSP-EXP430FR5969 LaunchPad

Семейство недорогих средств разработки LaunchPad пополнилось отладочной платой для микроконтроллеров MSP430 с FRAM-памятью



MSP-EXP430FR5969 LaunchPad — это недорогая и несложная в применении отладочная плата для микроконтроллеров семейства MSP430FR5969. Она содержит всё необходимое для начала разработки проекта на базе изделий этого семейства — FRAM-микроконтроллеров с рекордно низким энергопотреблением, — включая расположенный на плате эмулятор/программатор. Плата также содержит кнопки и светодиодные индикаторы для быстрого построения пользовательского интерфейса. Плата MSP-EXP430FR5969 может работать без внешнего источника питания. Основное преимущество микроконтроллеров семейства MSP430FR5969 — встроенная FRAM-память (Ferroelectric Random Access Memory) — энергонезависимая память программ/данных, характеризующаяся очень низкой мощностью потребления, высоким быстродействием и неограниченным количеством циклов записи/чтения.

Плата MSP-EXP430FR5969 LaunchPad поддерживает технологию EnergyTrace++™, позволяющую контролировать как ток потребления ядра микроконтроллера, так и ток потребления встроенных периферийных устройств. Эта технология предназначена для поддержки разработки приложений, оптимальных с точки зрения энергопотребления.

Благодаря наличию 20-пинового разъёма возможно быстрое создание прототипа проекта, поскольку плата MSP-EXP430FR5969 LaunchPad совместима с большим количеством аппаратно-совместимых плат BoosterPack, поддерживающих беспроводные технологии, работу с графическим дисплеем, различными датчиками и т. д. Более подробная информация о платах LaunchPad, платах поддержки BoosterPack и других доступных ресурсах, включая типовые проекты, может быть найдена по ссылке www.ti.com/ww/en/launchpad/launchpad.html

Поставляемая плата MSP-EXP430FR5969 LaunchPad уже содержит запрограммированный графический пользовательский интерфейс, который может работать в двух режимах:

1. Измерение температуры с помощью термодатчика, встроенного в микроконтроллер MSP430FR5969. Данные выводятся через UART.
2. Второй режим демонстрирует возможности накопления данных во FRAM-памяти при отключённом компьютере и использовании для питания микроконтроллера суперконденсатора. В этом режиме контроллер находится в sleep-режиме и периодически, раз в 5 секунд, «просыпается» для записи в память значения температуры и напряжения питания. Накопленные значения могут быть позже переданы в компьютер и представлены в виде графиков.

Плата MSP-EXP430FR5969 также может поставляться в комплекте с платой графического дисплея 430BOOST-SHARP96 Dot Matrix Memory LCD

BoosterPack. Подробные сведения о комплекте можно найти по ссылке: www.ti.com/tool/MSP-BNDL-FR5969LCD

Для работы с платой доступны свободно распространяемые комплекты программного обеспечения, такие как Code Composer Studio и/или IAR Embedded Workbench.

Основные характеристики платы:

- Микроконтроллер MSP430FR5969: 16-разрядный MCU с ультранизким потреблением и FRAM-памятью.
 - 64 кбайт FRAM / 2 кбайт SRAM.
 - 16-разрядная RISC-архитектура с 8-МГц доступом к FRAM при системной частоте 16 МГц.
 - 5 блоков таймеров.
 - Аналоговая периферия: 16-канальный, 12-разрядный АЦП, 16-канальный компаратор.
 - Цифровая периферия: AES256, CRC, DMA, HW MPY32.
- Поддержка технологии анализа энергопотребления EnergyTrace+.
- Стандартный 20-выводный LaunchPad-коннектор для плат BoosterPack.
- Суперконденсатор ёмкостью 0,1 Ф для вспомогательного питания.
- Встроенный эмулятор eZ-FET.
- Две кнопки и два светодиода для пользовательских приложений.
- Двухнаправленный интерфейс UART — USB для работы с PC.

Состав комплекта:

- Плата MSP-EXP430FR5969 LaunchPad — 1 шт.
- Кабель Micro USB — 1 шт.
- Краткая инструкция по эксплуатации Quick Start Guide — 1 шт.

Поддержка среды разработки Energia

Сегодня платы MSP-EXP430FR5969 LaunchPad поддерживаются не только средой разработки Code Composer Studio, но и кросс-системой программирования Energia, которая основана на хорошо известной системе Arduino — бесплатной среде программирования, поддерживающей целый ряд микроконтроллеров различных фирм-производителей. Подробности об этой среде разработки можно прочитать по ссылке: www.energia.nu/.

Energia использует язык C/C++ в качестве языка программирования и свободно распространяемый компилятор MSPGCC.

Energia может работать в ОС MacOS X, Linux и Windows. Скачать эту систему можно по ссылке: www.energia.nu/download/.

www.ti.com/tool/MSP-EXP430FR5969



Мекре Месганав (Mekre Mesganaw), Стивен Андервуд (Stephen Underwood)

Реализация недорогого трёхфазного электронного счётчика электроэнергии на основе MSP430F67641

В статье содержится необходимая информация относительно порядка проектирования метрологического программного и аппаратного обеспечения для однокристалльной реализации счётчика. Подробно описывается построение недорогого трёхфазного электронного счётчика электроэнергии на базе специализированного микроконтроллера учёта электроэнергии MSP430F67641 от Texas Instruments. Исходный код и пользовательский интерфейс, описываемые в статье, можно загрузить с сайта www.ti.com/lit/zip/slaa621. Файлы примера разработки интеллектуального трёхфазного счётчика класса 0.5 (TIDM-THREEPHASEMETER-F67641) можно загрузить для использования на отладочном модуле.

Введение

Микросхема MSP430F67641 — это новейшая высокоинтегрированная (System-On-Chip или SoC) система семейства MSP430F67xx для построения приборов учёта электроэнергии. Это семейство, в свою очередь, является частью мощной 16-разрядной платформы MSP430F6xx, которая реализует множество новых функций и обеспечивает универсальность, необходимую для поддержки надёжных многофазных метрологических решений. Такие устройства находят применение в области измерения потребления энергии и обладают необходимой для этого архитектурой.

Микросхема F67641 имеет мощное процессорное ядро с тактовой частотой 25 МГц с архитектурой MSP430CPUX. Входная аналоговая часть состоит из трёх 24-разрядных $\Sigma\Delta$ аналого-цифровых преобразователей (АЦП), которые используются для измерения тока, и 10-разрядного АЦП последовательного приближения для измерения фазных напряжений. $\Sigma\Delta$ АЦП построены на основе $\Sigma\Delta$ -архитектуры второго порядка и поддерживают дифференциальные входные сигналы. Сигма-дельта АЦП ($\Sigma\Delta_V$) работают независимо друг

от друга и способны формировать 24-разрядные результаты преобразования. Кроме того, микросхема также имеет встроенный каскад усиления, поддерживающий коэффициенты усиления до 128 для усиления низкоуровневых выходных сигналов датчиков тока. 10-разрядный АЦП последовательного приближения, напротив, имеет несимметричные входы и последовательно осуществляет измерение трёх разных фазных напряжений, сигнала встроенного датчика температуры, напряжения активного источника питания, питающего микросхему (напряжения VDSYS), и дополнительного (необязательного) вспомогательного источника питания (выбор осуществляется с помощью битов AUXADCSELx). Преобразователь $\Sigma\Delta24_V$ в модуле F67641 имеет генератор пусковых импульсов, который запускает 10-разрядный АЦП, чтобы обеспечить группирование и синхронизацию тактирования между 10-разрядным АЦП и $\Sigma\Delta$ -модулями.

Аппаратный умножитель 32×32 разряда, имеющийся в этой микросхеме, можно использовать для ускорения выполнения математических операций при расчётах энергопотребления. Библиотека программного обеспече-

ния поддерживает вычисление различных параметров для измерений энергопотребления в нескольких (до трёх) фазах. Основными параметрами, рассчитываемыми при учёте энергопотребления, являются: действующие значения тока и напряжения, активная и реактивная мощности и энергия, коэффициент мощности и частота. Библиотека ПО также содержит средства получения необработанных значений напряжений и токов для формирования данных учёта и более глубокого анализа, например анализа нелинейных искажений и определения полного коэффициента нелинейных искажений (THD).

Схемы системы

На рисунке 1 показана блок-схема взаимосвязей верхнего уровня, используемая для построения трёхфазного счётчика электроэнергии на основе F67641. В данном случае показано трёхфазное четырёхпроводное подключение «звезда» к сети переменного тока. Датчики тока подключаются к каждому из токовых каналов, а для измерения соответствующих напряжений используется простой делитель напряжения. Трансформатор тока (ТТ) имеет соответствующий нагрузочный резистор, который должен быть подключён всегда, чтобы защитить измерительный прибор. Определяющими соображениями при выборе ТТ и нагрузочного резистора являются изготовитель и диапазон токов, который требуется для измерений энергопотребления. ТТ можно легко заменить поясами Роговского, внеся небольшие изменения во входную часть системы.

Генератор пусковых импульсов $\Sigma\Delta$ АЦП используется для запуска выполнения преобразования 10-разрядным АЦП, синхронизируя его, таким образом, с тактированием $\Sigma\Delta$ -преобразователей. Для измерения напряжения используется сочетание делителя напряжения и схемы сдвига уровня, чтобы обеспечить соответствие входного напряжения рабочему диапазону напряжения несимметричного входа АЦП. Рабочий диапазон определяется выбранным источником опорного напряжения АЦП последовательного приближения. Выбор резисторов делителя напряжения для канала измерения

напряжения осуществляется таким образом, чтобы обеспечить деление напряжения сети до обычных диапазонов входных сигналов АЦП последовательного приближения, исходя из выбранного опорного напряжения. Эти значения смотрите в руководстве пользователя по семейству MSP430x5xx и MSP430x6xx ([SLAU208](#)), а также в технических описаниях конкретных микросхем.

Аппаратная реализация

В этой части описывается аппаратное обеспечение для построения

действующего варианта трёхфазного счётчика электроэнергии на базе F67641.

Питание

В состав семейства MSP430™ входят микроконтроллеры Texas Instruments со сверхнизким энергопотреблением. Эти устройства поддерживают ряд режимов низкого энергопотребления, имея также и низкое энергопотребление в активном режиме, когда активны ЦП и другие периферийные устройства. Низкое энергопотребление микросхем этого семейства позволяет разработчику реализовать простую и недорогую схему питания.

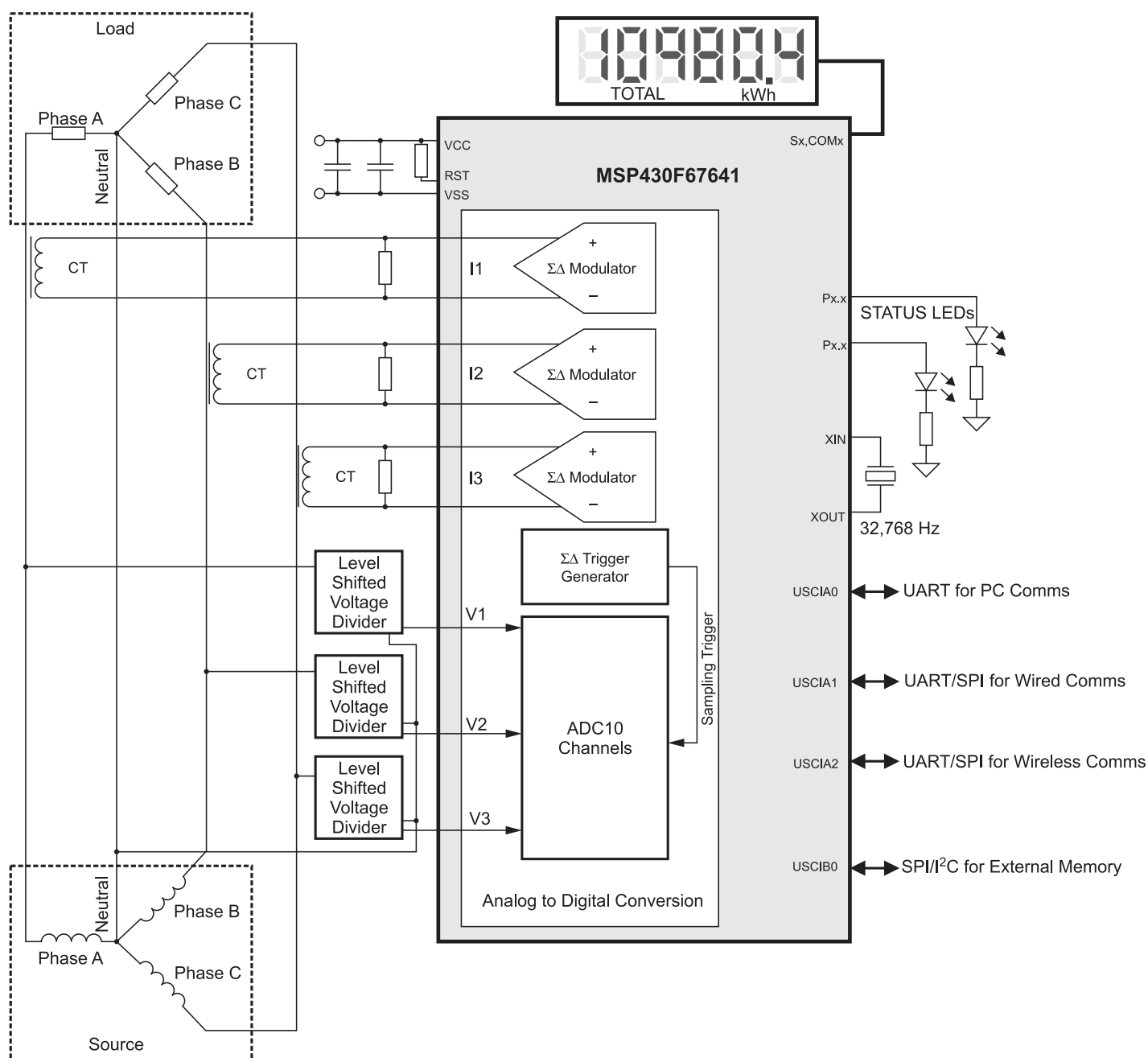


Рисунок 1. Трёхфазное 4-проводное подключение «звездой» с использованием MSP430F67641

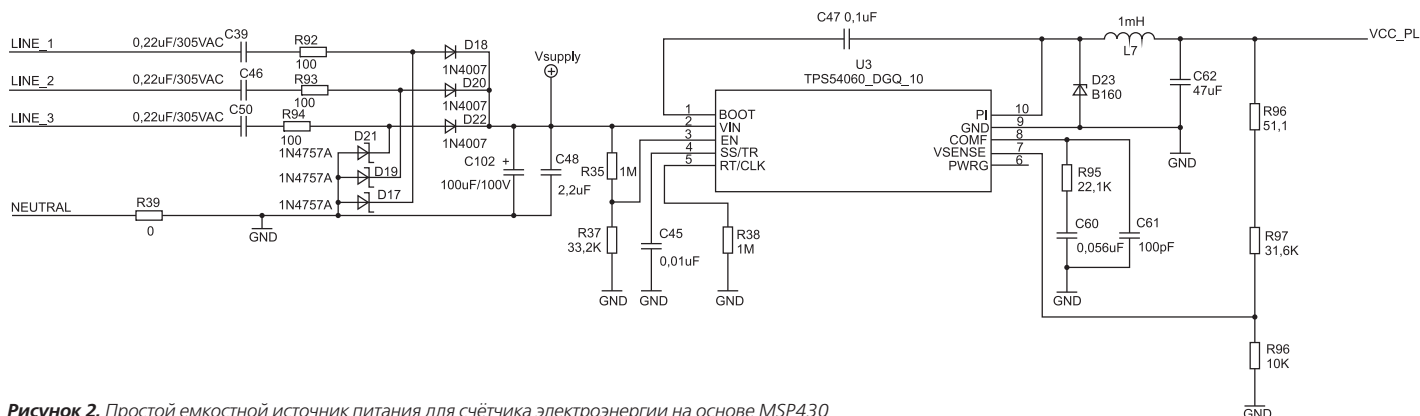


Рисунок 2. Простой емкостной источник питания для счётчика электроэнергии на основе MSP430

Такое питание позволяет счётчику электроэнергии работать, питаясь непосредственно от сети. Далее будут рассмотрены различные варианты реализации системы питания, которые разработчики могут использовать в своих решениях.

Резистивно-емкостной (RC) источник питания

На рисунке 2 показан емкостной источник питания, обеспечивающий единственное выходное напряжение 3,3 В при питании напрямую от сети переменного тока с действующим напряжением 120/230 В и частотой 50/60 Гц.

Соответствующие номиналы резисторов (R92, R93 и R94) и конденсаторов (C39, C46 и C50) выбираются исходя из требуемого выходного тока источника питания. Напряжение сети подаётся непосредственно на RC-цепь, после которой следует выпрямительный каскад, обеспечивающий постоянное напряжение для работы MSP430. Это напряжение установлено равным 3,3 В, чтобы MSP430

работал с максимальной производительностью. Расчётные выражения для проектирования системы питания приведены в статье «Улучшение тока нагрузки автономного источника питания на гасящем конденсаторе для счётчиков электроэнергии» (SLVA491). Вышеописанная схема позволяет всем трём фазам вносить свой вклад в выходной ток, что приблизительно втрое выше того, что можно получить от одной фазы. Если требуется обеспечить ещё больший выходной ток, можно использовать эту же схему, установив после неё выходной n-p-n-буфер. Другой вариант, который можно использовать вместо вышеописанной схемы, — это источник питания на основе трансформаторов или импульсный источник питания.

Импульсный источник питания

На рисунке 3 показан импульсный источник питания, обеспечивающий единственное выходное напряжение 3,3 В при питании напрямую от сети переменного тока с действующим напряжением от 100 до 230 В. В приве-

дённой схеме счётчик получает питание, пока в фазе С, соответствующей ЛИНИИ 3 на схеме и на плате, имеется напряжение переменного тока. Внутренняя схема импульсного источника питания в этой статье не приводится. Выходные параметры такого источника питания приводятся в документации на модуль питания.

Аналоговые входы

В состав микросхемы MSP430F6741 входят 10-разрядный АЦП последовательного приближения (ADC10_A), три $\Sigma\Delta$ АЦП и механизм для синхронизации этих двух типов преобразователей. Так как амплитуда тока изменяется в более широких пределах, чем амплитуда напряжения, то для измерения тока всегда нужно использовать АЦП с более высокой точностью.

Поэтому для измерения фазных токов следует использовать три $\Sigma\Delta$ АЦП. Для измерения фазных напряжений можно использовать АЦП последовательного приближения.

$\Sigma\Delta$ АЦП является дифференциальным, и для его работы требуется, чтобы входные напряжения на контактах не превышали ± 920 мВ ($K_U=1$). Чтобы выполнить это условие, сигналы токовых входов необходимо понизить путём деления. Кроме того, $\Sigma\Delta 24$ допускает максимальное отрицательное напряжение -1 В. Поэтому токовый сигнал переменного тока от сети можно подавать напрямую без устройств сдвига уровня.

Модуль ADC10_A, напротив, имеет несимметричные входы. Поэтому для работы ADC10_A требуется, чтобы измеряемое напряжение находилось в диапазоне от 0 до V_{OPORH} . (в вольтах), при этом источник и напряжение V_{OPORH} выбирается программно.

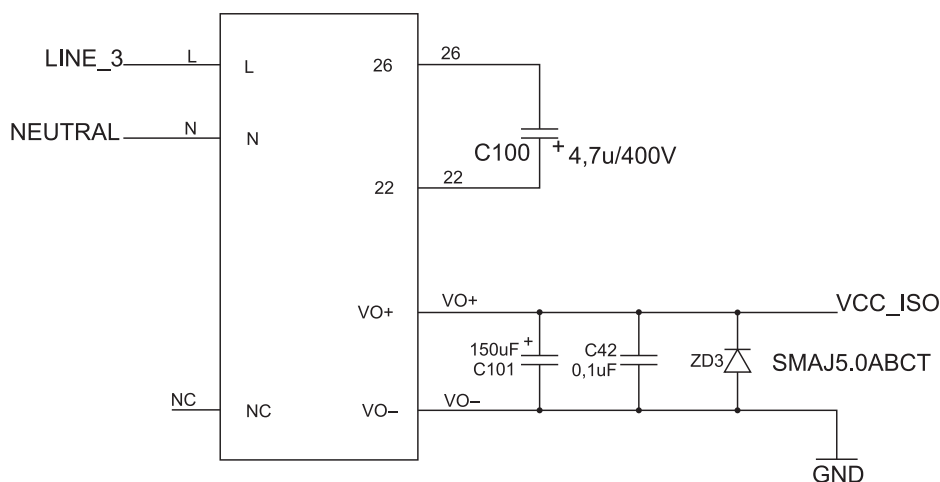


Рисунок 3. Импульсный источник питания для счётчика электроэнергии на основе MSP430

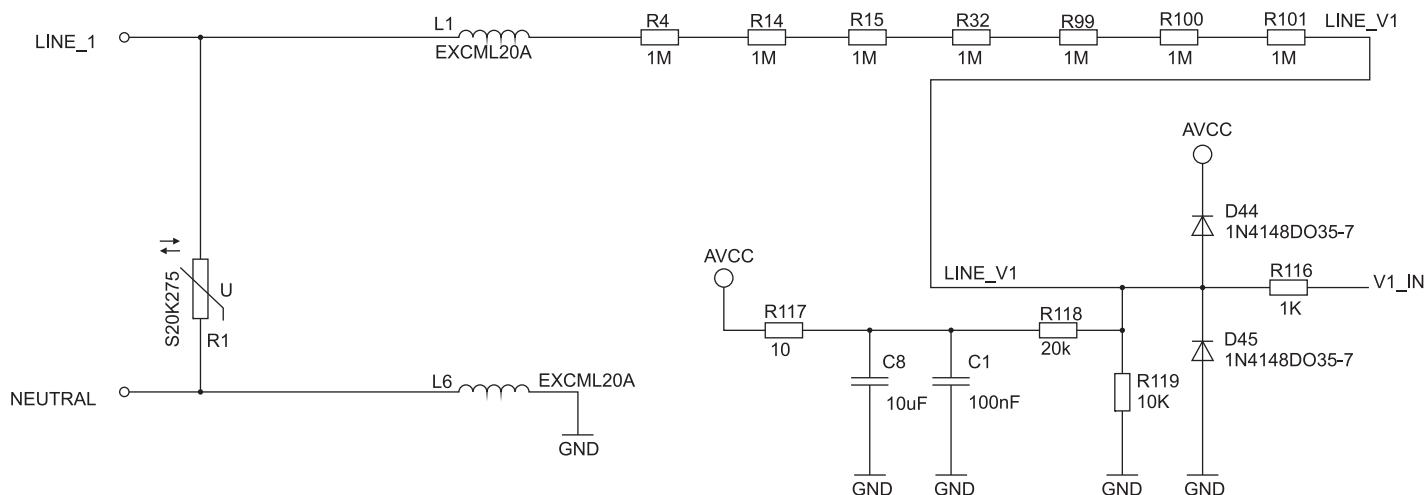


Рисунок 4. Аналоговая входная часть для входов измерения напряжения

В результате, после деления напряжения сети для измерения, входная схема измерения напряжения требует наличия устройства сдвига уровня для надлежащего сопряжения с модулем ADC10_A.

Далее описывается аналоговая входная часть, используемая для каналов измерения тока и напряжения.

Входы напряжения

Напряжение от сети обычно составляет 230 или 120 В, и его необходимо снизить до диапазона $V_{\text{ОПОРН}}$. Аналоговая входная часть для измерения напряжения состоит из варисторов для защиты от выбросов напряжения, после которых следует схема делителя напряжения/устрой-

ства сдвига и RC-фильтр нижних частот, который работает как заграждающий фильтр (для подавления нежелательных спектральных составляющих).

На рисунке 4 показана аналоговая входная часть для входов измерения напряжения для сети 230 В. Напряжение понижается до диапазона $V_{\text{ОПОРН}}$, при этом значение $V_{\text{ОПОРН}}$, которое формируется модулем опорного напряжения микросхемы, выбрано равным 2 В. Максимальное напряжение, подаваемое на АЦП, обычно ниже максимального напряжения $V_{\text{ОПОРН}}$ на определённую величину запаса. Например, если выбрать опорное напряжение равным 2 В, входную часть можно по-

строить таким образом, чтобы она формировала напряжение не более 1,4–1,6 В при подаче максимального напряжения сети. Этот запас помогает предотвратить срезание сигналов в АЦП, если на счётчик попадают гармоники или при воздействии на него перенапряжения.

Токовые входы

Аналоговая входная часть для измерения тока отличается от входной части для измерения напряжения. На рисунке 5 показана аналоговая входная часть, используемая для канала измерения тока.

R24 – это нагрузочный резистор, номинал которого выбирают исходя из используемого диапазона

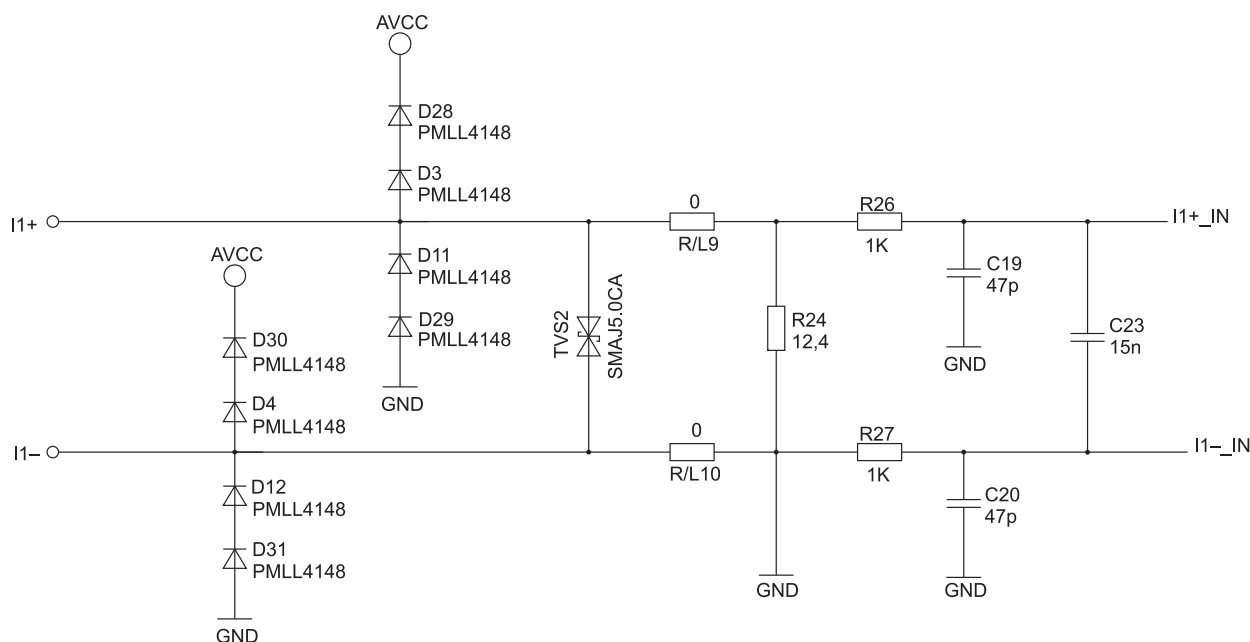


Рисунок 5. Аналоговая входная часть для входов измерения тока

тока и коэффициента трансформации ТТ. В данном случае номинал нагрузочного резистора 12,4 Ом. Схема заграждающего фильтра, состоящая из резисторов и конденсаторов, подключается после нагрузочного резистора. Входной сигнал преобразователя представляет собой полностью дифференциальный сигнал с максимальной амплитудой изменения напряжения ± 877 мВ при подаче на счётчик максимального номинального тока (100 А).

Реализация программного обеспечения

Программное обеспечение состоит из трёх частей (проектов): одна — для математических подпрограмм, другая — в основном для метрологической части (включая расчёт напряжения, тока и мощности) и третья — оболочка приложения, которая в основном реализует функции приложения-процессора (такие как обмен данными, часы реального времени (RTC) и индикация на ЖКИ). Разделение на метрологическую часть и часть приложения-процессора позволяет легко перенести систему с отладочного модуля корпорации Texas Instruments на изделие заказчика при минимальных изменениях кода метрологической части. Также, если требуется получить показания измеряемых параметров, чтобы внести какие-нибудь изменения в код, файл metrology-readings.h можно использовать для просмотра различных функций, которые могли быть вызваны из прикладной части, чтобы извлекать наиболее свежие значения измеряемых параметров. Размерности этих возвращаемых измеряемых параметров смотрите в файле metrology-types.h.

Далее описывается программное обеспечение для реализации метрологической части трёхфазного счётчика. В первом подразделе описывается настройка различных периферийных устройств MSP430. Затем вся метрологическая часть программного обеспечения описывается в виде двух основных процессов: приоритетного и фонового.

Настройка периферийных устройств

Основными периферийными устройствами являются 24-разрядный $\Sigma\Delta$ ($\Delta 24_8$) АЦП, 10-разрядный АЦП последовательного приближения (ADC10_A), вспомогательный модуль питания (AUX), система синхронизации, часы реального времени (RTC) и ЖКИ.

Настройка $\Sigma\Delta 24$

В микросхеме F67641 имеется три $\Sigma\Delta$ преобразователя данных, которые используются для измерения трёх токов в трёхфазной системе. Помимо этого, в ней имеется модуль генератора пусковых импульсов, используемый для запуска преобразователя ADC10, который используется для измерения соответствующих трёх напряжений трёхфазной системы. Код, приведённый в данной статье, разработан для метрологической части трёхфазной системы с ограниченными функциями защиты от несанкционированного вмешательства. Тактовый сигнал для АЦП $\Delta 24$ и генератора пусковых импульсов (f_M) формируется из тактового сигнала системы, которая сконфигурирована для работы с тактовой частотой 25 МГц. Частота дискретизации определяется следующим образом: $f_S = f_M / \text{OSR}$, где OSR устанавливается равным 256, а частота модуляции f_M устанавливается равной 1,048576 МГц. В результате получается частота дискретизации преобразователей 4,096 тыс. отсчётов в секунду и частота пусковых импульсов генератора 4096 Гц. Преобразователи $\Delta 24$ настроены на формирование периодических прерываний при взятии каждого отсчёта.

Ниже приведено соответствие каналов $\Delta\Sigma$ АЦП токам фаз:

- A0.0+ и A0.0- → ток I1;
- A1.0+ и A1.0- → ток I2;
- A2.0+ и A2.0- → ток I3.

Настройка ADC10_A

Преобразователь ADC10 используется для формирования отсчётов трёх напряжений сети и запускается генератором пусковых импульсов модуля $\Delta\Sigma$. После запуска модулем $\Delta\Sigma$ преобразователь ADC10 входит в режим автоматического сканирования и однократно формирует отсчёты всех сво-

их 16 каналов АЦ-преобразования. В программе тактовый сигнал, подаваемый в ADC10, имеет частоту 4 МГц. Время взятия отсчёта и промежуточного хранения отсчёта каждого преобразователя составляет 8 периодов, а время преобразования — 12 периодов, что даёт вместе задержку примерно в 20 периодов (приблизительно 5 мкс) между появлением результатов преобразования соседних преобразователей. Кроме того, преобразователь ADC10_A использует опорное напряжение $\bar{2}$ В от модуля опорного напряжения (REF) и сконфигурирован так, что выдаёт на выход 10-разрядный результат, который преобразуется в 16-разрядный с помощью дополнительного кода дополнения до двух (ADC10DF=1). Это позволяет обрабатывать результаты аналого-цифрового преобразования ADC10 как 16-разрядные числа со знаком при выполнении математических операций.

Ниже приведено соответствие каналов ADC10 напряжениям:

A12 (внутренний канал) → (напряжение AUXADC)/3, где AUXADC выбирается равным напряжению DVCC;

A11 (внутренний канал) → (напряжение VDSYS)/2;

A10 (внутренний канал) → датчик температуры;

A5 → напряжение V1;

A4 → напряжение V2;

A3 → напряжение V3.

Вспомогательный модуль питания AUX

Чтобы гарантировать наличие питания генератора частоты 32 кГц, должно быть обеспечено питание AUXVCC3. Это осуществляется программно, путём подачи на него питания внутри системы от DVCC с помощью внутреннего зарядного устройства AUXVCC3. Также имеется возможность использовать ADC10 для измерения основного или вспомогательного питания. В данном программном обеспечении преобразователь ADC10 настроен на измерение DVCC.

Модуль AUX настраивается таким образом, чтобы было возможно аппаратное переключение между DVCC, AUXVCC1 и AUXVCC2. В программе напряжение SVSMN настро-

но на уровень 4 (точные диапазоны напряжений, соответствующие конкретным уровням, смотрите в технических характеристиках). Если VDSYS (напряжение питания, выбранное для питания микросхемы) находится ниже уровня SVSMH, сработает механизм переключения VDSYS на другой источник питания, пока уровень питания, на которое происходит переключение, выше порога, установленного пользователем. Порогом нормального напряжения для AUXVCC1 (AUX1LVL) и AUXVCC2 (AUX2LVL) является уровень 5. Порогом нормального напряжения для DVCC (AUX0LVL) является уровень 6. Обратите внимание, что если ранее напряжение DVCC не было признано удовлетворительным, но позже было таковым признано, модуль AUX переключается на DVCC, даже если VDSYS не ниже уровня SVSMH. Такое автоматическое переключение действует только в отношении DVCC и не применяется в отношении AUXVCC1 или AUXVCC2. Подробнее о модуле AUX смотрите руководство пользователя по устройствам семейства MSP430x5xx и MSP430x6xx (SLAU208).

Часы реального времени (RTC_C)

RTC_C – это модуль часов реального времени, который сконфигурирован для формирования точных 1-секундных прерываний. На основе этих односекундных прерываний, при необходимости, в программном обеспечении обновляются дата и время. Также реализованы компенсация ухода и температуры RTC. В программе применяется базовая величина ухода, равная 118 ppm, которая установлена на основании погрешностей RTC, наблюдаемых в примерах на этом отладочном модуле. Для температурной компенсации применяется температурная погрешность $-34 \text{ ppm}/(^{\circ}\text{C}2)$. Этот коэффициент температурной погрешности взят из технических характеристик кристалла, используемого в данном отладочном модуле.

Контроллер ЖКИ

Контроллер ЖКИ в микросхеме MSP430F67641 способен поддерживать до 320 сегментов с мультиплексом до 8. Он также оснащён встро-

енным умножителем напряжения с накачкой заряда, который можно использовать для улучшения контрастности. В описываемом решении контроллер ЖКИ сконфигурирован для работы в режиме с мультиплексом 4 и с использованием 160 сегментов при частоте обновления информации, равной 512 Гц.

Приоритетный процесс

Приоритетный процесс предусматривает начальную настройку аппаратной и программной частей MSP430 непосредственно после СБРОСА устройства. На рисунке 6 показана блок-схема этого процесса.

Подпрограммы инициализации включают в себя настройку аналого-цифрового преобразователя, системы синхронизации, вспомогательной системы питания, выводов ввода/вывода (порта) общего назначения, модуля RTC для выполнения функций синхронизации, ЖКИ и универсального последовательного интерфейса связи USCI_A0 для работы в режиме UART. Кроме того, если включе-

на связь ZigBee™, конфигурируется USCI_A2.

После того как аппаратное обеспечение настроено, обрабатываются все кадры, поступающие от графического пользовательского интерфейса. Затем приоритетный процесс ожидает, когда фоновый процесс уведомит его о том, что нужно рассчитывать новые параметры учёта. Это уведомление осуществляется с помощью флага состояния «PHASE_STATUS_NEW_LOG», который устанавливается всякий раз, когда имеется кадр данных для обработки. Кадр данных состоит из обработанных результатов скалярного произведения, накопленных за одну секунду в фоновом процессе. Это эквивалентно накоплению 50 или 60 циклов данных, синхронизированных с поступающим сигналом напряжения. Кроме того, счётчик отсчётов продолжает отслеживать, сколько отсчётов было накоплено за этот период кадра. Это число может меняться, так как программное обеспечение осуществляет синхронизацию с частотой поступающего напряжения сети.

Результаты скалярного умножения включают в себя значения $V_{\text{действ.}}$, $I_{\text{действ.}}$, активной и реактивной мощности. Эти результаты используются приоритетным процессом для расчёта соответствующих метрологических показаний в реальных единицах измерения. Обработанные значения напряжения накапливаются в 48-разрядных регистрах. В отличие от них, обработанные значения тока, активной и реактивной мощности накапливаются в отдельных 64-разрядных регистрах для дальнейшей обработки и получения действующих и средних значений. На основании значений активной и реактивной мощностей, рассчитанных приоритетным процессом, вычисляется полная мощность. Частота (в герцах) и коэффициент мощности также рассчитываются с помощью параметров, вычисленных фоновым процессом с помощью формул, приведённых в разделе «Формулы для расчёта».

Приоритетный процесс также отвечает за обновление индикации на ЖКИ. Выводимый на ЖКИ параметр меняется каждые две секунды.

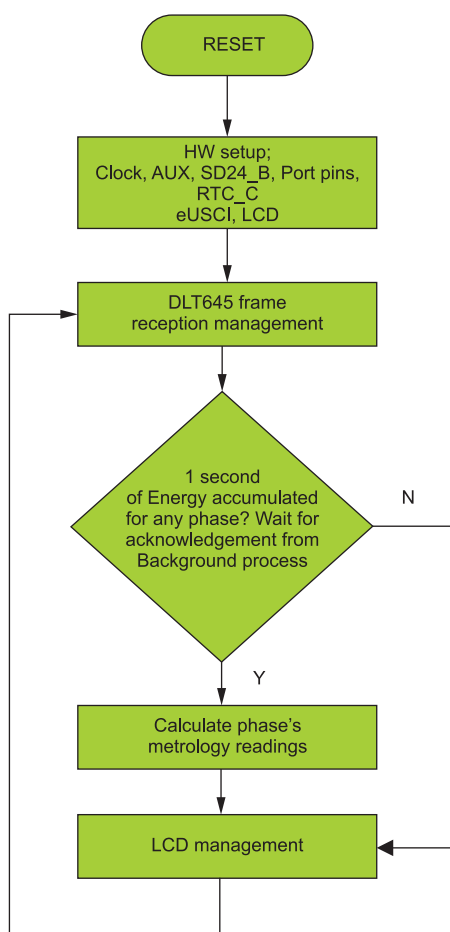


Рисунок 6. Приоритетный процесс

Формулы для расчёта

В этом разделе кратко описываются выражения, используемые для расчёта напряжения, тока, количества электроэнергии и температуры.

Действующие значения напряжения и тока

Как уже было отмечено выше, отсчёты напряжения и тока получают от ADC10 и $\Delta\Sigma$ -преобразователей с частотой дискретизации 4096 Гц. Все отсчёты, полученные за 1 секунду, сохраняются и используются для получения действующих значений напряжения и тока каждой из фаз. Действующие значения рассчитываются по следующим формулам:

$$V_{RMS,ph} = K_{v,ph} \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^{Sample\ count} v_{ph}(n) \cdot v_{ph}(n)}{Sample\ count}} - V_{offset,ph}$$

$$I_{RMS,ph} = K_{i,ph} \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^{Sample\ count} i_{ph}(n) \cdot i_{ph}(n)}{Sample\ count}} - i_{offset,ph}$$

где ph – фаза, параметры которой рассчитываются [то есть Фаза А(=1), В(=2) или С(=3)], $v_{ph}(n)$ – напряжение в момент взятия отсчёта n , $V_{offset,ph}$ – смещение, используемое для того, чтобы вычесть аддитивный белый гауссовский шум из результата, получаемого преобразователем сигнала напряжения, $i_{ph}(n)$ – ток в момент взятия отсчёта n , $i_{offset,ph}$ – смещение, используемое для того, чтобы вычесть аддитивный белый гауссовский шум из результата, получаемого преобразователем сигнала тока, $Sample\ count$ – количество отсчётов в течение одной секунды, $K_{v,ph}$ – коэффициент масштабирования для напряжения, $K_{i,ph}$ – коэффициент масштабирования для тока.

Мощность и энергия

Мощность и энергия рассчитываются для значений отсчётов активной и реактивной мощности в кадре. Эти отсчёты корректируются по фазе и передаются в приоритетный процесс, ис-

пользуемый число отсчётов ($sample\ count$) для расчёта активной и реактивной мощностей по формулам 2:

$$P_{ACT,ph} = K_{ACT,ph} \frac{\sum_{n=1}^{Sample\ count} v(n) \times i_{ph}(n)}{Sample\ count}$$

$$P_{REACT,ph} = K_{REACT,ph} \frac{\sum_{n=1}^{Sample\ count} v_{90}(n) \times i_{ph}(n)}{Sample\ count}$$

где $v_{90}(n)$ – отсчёт напряжения в момент взятия отсчёта n , сдвинутый на 90° , $K_{ACT,ph}$ – коэффициент масштабирования для активной мощности, $K_{REACT,ph}$ – коэффициент масштабирования для реактивной мощности.

Для расчёта реактивной мощности используется метод расчёта с фазовым сдвигом на 90° , что обусловлено двумя причинами:

- Это позволяет точно измерить реактивную мощность при очень маленьких токах.
- Это соответствует международно принятому способу измерения.

Рассчитанная частота сети используется для вычисления отсчёта напряжения, сдвинутого на 90 градусов. Поскольку частота сети изменяется, важно сначала точно измерить эту частоту, чтобы соответствующим образом сдвинуть по фазе отсчёты напряжения (смотрите раздел «Частота (Гц)»).

Точное значение фазового сдвига на 90° получается путём интерполяции между двумя отсчётами. В качестве этих двух отсчётов используется отсчёт напряжения, опережающий отсчёт тока чуть более чем на 90° , и отсчёт напряжения, опережающий отсчёт тока чуть менее чем на 90° . Фазовый сдвиг, реализуемый в устройстве, имеет целую и дробную части. Целая часть реализуется путём обеспечения задержки на N отсчётов. Дробная часть реализуется с помощью КИХ-фильтра с одним отводом. В программе имеется таблица подстановки, откуда берутся коэффициенты фильтра, используемые для получения дробной части задержки.

После вычисления активной и реактивной мощностей полная мощность каждой фазы рассчитывается по следующей формуле:

$$P_{APP,ph} = \sqrt{P_{ACT,ph}^2 + P_{REACT,ph}^2} \quad (3)$$

Помимо расчёта активной, реактивной и полной мощности по каждой фазе, общая сумма этих величин рассчитывается по следующим выражениям:

$$P_{ACT,Cumulative} = \sum_{ph=1}^3 P_{ACT,ph}$$

$$P_{REACT,Cumulative} = \sum_{ph=1}^3 P_{REACT,ph}$$

$$P_{APP,Cumulative} = \sum_{ph=1}^3 P_{APP,ph} \quad (4)$$

Затем рассчитанные мощности по каждой фазе преобразуются в значения количества электроэнергии по следующим выражениям:

$$E_{ACT,ph} = P_{ACT,ph} \times Sample\ count$$

$$E_{REACT,ph} = P_{REACT,ph} \times Sample\ count$$

$$E_{APP,ph} = P_{APP,ph} \times Sample\ count. \quad (5)$$

Эти значения также накапливаются для вычисления суммарных количеств энергии согласно приведённым ниже выражениям:

$$E_{ACT,Cumulative} = \sum_{ph=1}^3 E_{ACT,ph}$$

$$E_{REACT,Cumulative} = \sum_{ph=1}^3 E_{REACT,ph}$$

$$E_{APP,Cumulative} = \sum_{ph=1}^3 E_{APP,ph} \quad (6)$$

Затем рассчитанные значения энергии накапливаются в буферах, где хранится общее значение энергии, потреблённое с момента сброса счётчика. Обратите внимание: эти значения энергии отличаются от рабочих переменных, используемых для накопления значений энергии для формирования выходных импульсов учёта энергии. В распоряжении имеется четыре комплекта буферов: по одному для каждой из фаз и один для суммарного значения по трём фазам. В каждом комплекте буферов накапливаются следующие значения энергии:

1. Активная поступившая энергия (значение активной энергии, когда активная энергия ≥ 0).
2. Активная отданная энергия (значение активной энергии, когда активная энергия < 0).
3. Реактивная энергия квадранта I (значение реактивной энергии, когда реактивная энергия ≥ 0 , а активная мощность ≥ 0 ; индуктивная нагрузка).
4. Реактивная энергия квадранта II (значение реактивной энергии, когда реактивная энергия ≥ 0 , а активная мощность < 0 ; ёмкостной генератор).
5. Реактивная энергия квадранта III (значение реактивной энергии, когда реактивная энергия < 0 , а активная мощность < 0 ; индуктивный генератор).
6. Реактивная энергия квадранта IV (значение реактивной энергии, когда реактивная энергия < 0 , а активная мощность ≥ 0 ; ёмкостная нагрузка).
7. Полная поступившая энергия (значение полной энергии, когда активная энергия ≥ 0).
8. Полная отданная энергия (значение полной энергии, когда активная энергия < 0).

Частота (Гц)

Фоновый процесс рассчитывает частоту в виде количества отсчётов за период напряжения сети. Затем приоритетный процесс преобразует это значение в частоту в герцах по формуле (7):

$$\text{Frequency (Hz)} =$$

$$= \frac{\text{Sampling Rate (samples/second)}}{\text{Frequency (samples/cycle)}} \quad (7)$$

Коэффициент мощности

После того как получены значения активной и полной мощности, рассчитывается абсолютное значение коэффициента мощности. При внутренних расчётах в счётчике положительный коэффициент мощности соответствует ёмкостной нагрузке/генератору, а отрицательный коэффициент мощности — индуктивной нагрузке/генератору. Знак коэффициента мощности при его представ-

Internal Representation of Power Factor =
$$\begin{cases} \frac{|P_{ACT}|}{P_{Apparent}}, & \text{if capacitive load/generator} \\ -\frac{|P_{ACT}|}{P_{Apparent}}, & \text{if inductive load/generator} \end{cases} \quad (8)$$

$$Temp = (ADC(raw) - CAL_ADC_20T30) \times$$

$$\times \left(\frac{85 - 30}{CAL_ADC_20T85 - CAL_ADC_20T30} \right) + 30 \quad (9)$$

лении внутри счётчика определяется знаком активной и реактивной мощности. Поэтому для внутреннего представления коэффициент мощности рассчитывается по формуле (8).

Температура

Температура рассчитывается с помощью входных сигналов TLV в F67641. Для расчёта температуры используются измеренные значения для (30 ± 3) и (85 ± 3) °C при опорном напряжении 2 В. Точная формула для расчёта температуры приведена в формуле (9).

Температура измеряется в градусах Цельсия. Подробнее этот способ расчёта температуры описывается в руководстве пользователя (SLVA621).

Фоновый процесс

Функции фонового процесса работают в основном с событиями, на обработку которых налагаются жёсткие ограничения по времени. Фоновый процесс использует прерывание от $\Sigma\Delta$ АЦП в качестве запускающего сигнала для получения отсчётов напряжения и тока. $\Sigma\Delta$ -прерывание формируется либо когда готов новый отсчёт

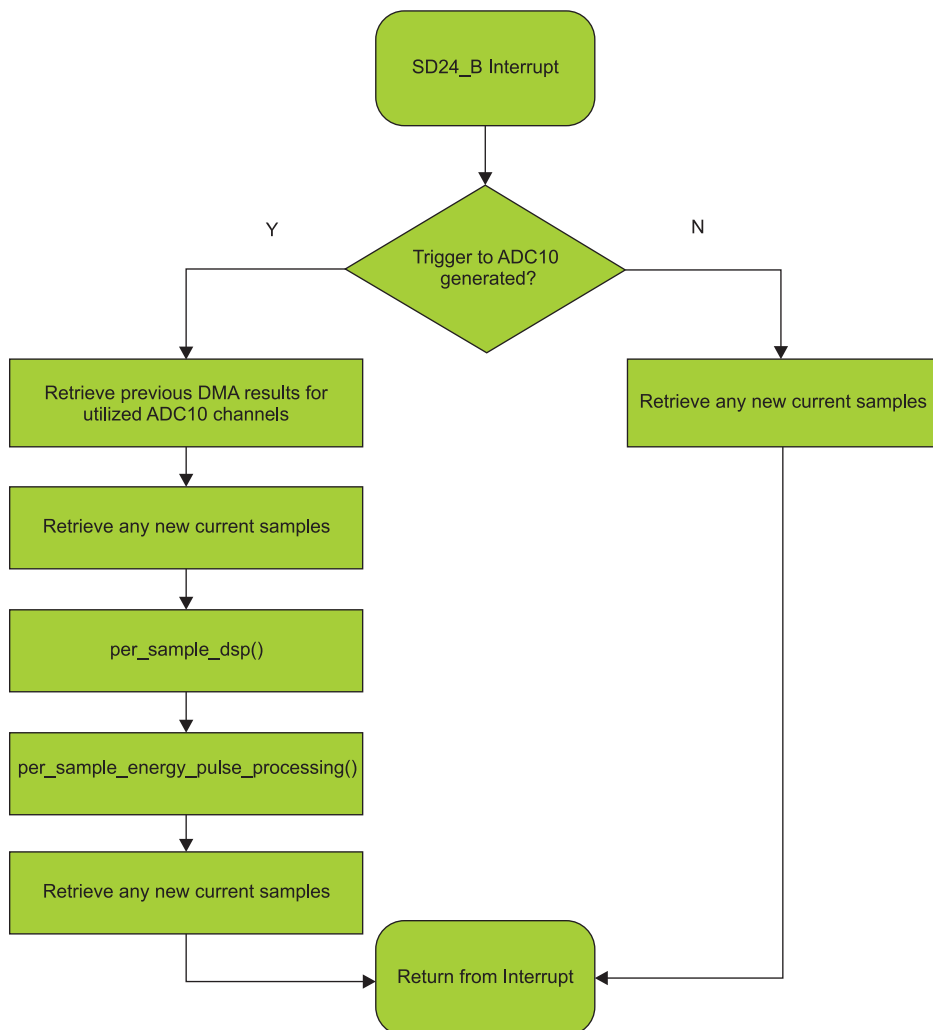


Рисунок 7. Фоновый процесс

тока, либо когда генератор пусковых импульсов Δ запускает преобразователь ADC10. Если сигнал запуска для АЦП сформирован, обработка отсчёта выполняется с ранее полученными значениями отсчётов тока и напряжения. Обработка отсчётов выполняется функцией «per_sample_dsp()». После обработки отсчётов фоновый процесс использует функцию «per_sample_energy_pulse_processing()» для расчёта и вывода на выход импульсов пропорционально энергии. На рисунке 7 показана блок-схема этого процесса.

После того как сформирован сигнал запуска, происходит следующий

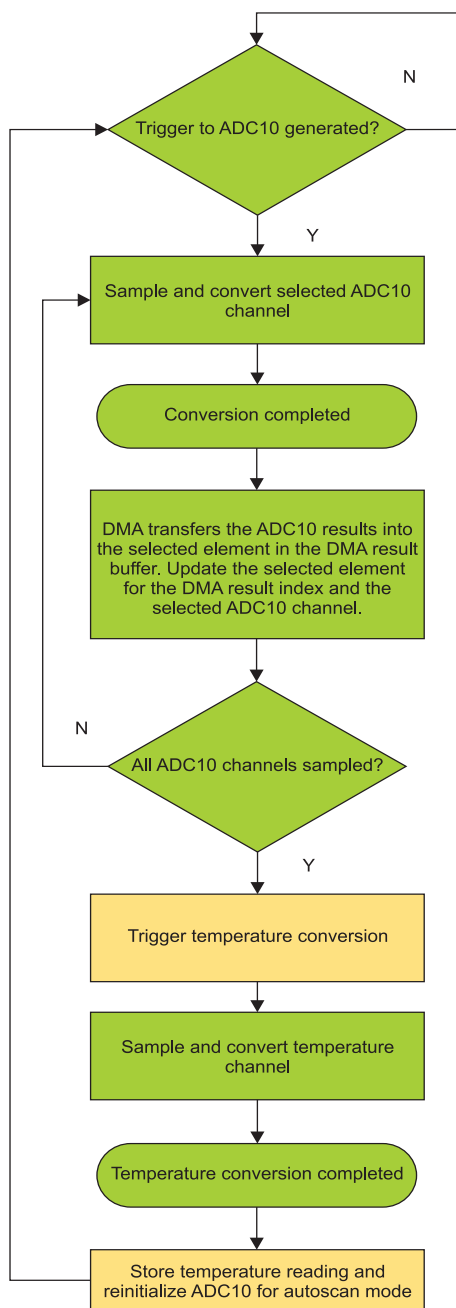


Рисунок 8. Процесс запуска ADC10

набор преобразований ADC10, которые идут параллельно с фоновым процессом. Эта параллельная работа отражена на рисунке 8, где зелёным показаны блоки, которые выполняются автоматически конфигурацией модулей ADC10, DMA и Δ . Для выполнения этих зелёных блоков вмешательство ЦП не требуется.

Как показано на рисунке 8, всякий раз, когда запускается ADC10, он входит в режим автоматического сканирования и однократно берёт отсчёты от всех своих 16 каналов АЦП. После того как в каждом канале получен результат преобразования, функция прямого доступа к памяти (DMA) автоматически помещает эти результаты в память, и автоматически начинается преобразование значения следующего канала. Для каждого преобразователя в памяти отведено место, в котором хранятся результаты преобразования только этого преобразователя. Процедура взятия отсчёта канала преобразователя и сохранения результатов в памяти повторяется, пока не будет взят отсчёт последнего преобразователя (ADC10INCH=0). Так как тактовая частота ADC10 установлена равной 4 МГц, время взятия отсчёта и промежуточного хранения отсчёта каждого преобразователя составляет 8 периодов, а время преобразования – 12 периодов, то имеется общая задержка примерно в 20 периодов (приблизительно 5 мкс) между появлением результатов преобразования соседних преобразователей.

Для снятия сигнала внутреннего датчика температуры с помощью ADC10 рекомендуемый период дискретизации должен быть, по крайней мере, 30 мкс. В результате показание температуры, снимаемое в режиме автоматического сканирования, может оказаться неправильным из-за недостаточного времени взятия отсчёта. Для решения этой проблемы запускается одиночное преобразование канала измерения температуры преобразователя ADC10. Оно запускается программой обслуживания прерываний DMA, когда все результаты автоматического сканирования АЦП помещены в соответствующие места в памяти. После того как показание температуры получено, запускается программа обслуживания

прерываний ADC10. В этой программе показание температуры сохраняется, а настройки ADC10 переустанавливаются для поддержки режима автоматического сканирования. ADC10 вновь входит в режим автоматического сканирования при поступлении следующей команды запуска от генератора пусковых импульсов Δ .

Функция per_sample_dsp()

Блок-схема функции per_sample_dsp показана на рисунке 9. Здесь функция per_sample_dsp используется для расчёта промежуточных результатов скалярного умножения, которые отправляются в приоритетный процесс для расчёта метрологических показаний. Преобразователь ADC10 сконфигурирован таким образом, что представляет 10-разрядные значения напряжения в виде 16-разрядных значений со знаком. Так как используются 16-разрядные отсчёты напряжения, эти отсчёты далее обрабатываются и накапливаются в предназначенных для этого 48-разрядных регистрах. В отличие от напряжения, поскольку отсчёты тока 24-разрядные,

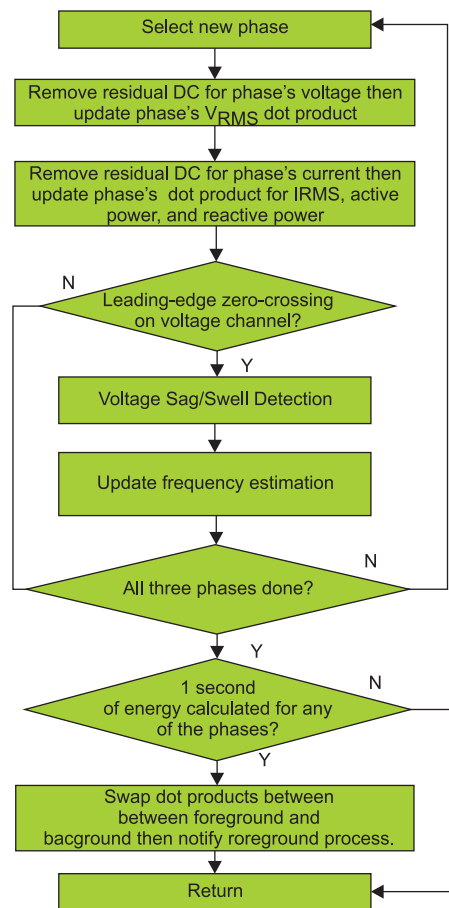


Рисунок 9. Функция per_sample_dsp()

эти отсчёты обрабатываются и накапливаются в выделенных для них 64-разрядных регистрах. Значения активной и реактивной мощностей каждой фазы также накапливаются в 64-разрядных регистрах.

Как только достаточное количество отсчётов (приблизительно столько, сколько получается за 1 секунду) накоплено, включается функция приоритетного процесса для расчёта окончательных значений $V_{\text{действ.}}$, $I_{\text{действ.}}$, активной, реактивной и полной мощностей, активной, реактивной и полной энергий, частоты, температуры и коэффициента мощности. В программе имеется два комплекта промежуточных результатов: в каждый момент времени один из них используется приоритетным процессом для расчёта, а другой используется фоновым процессом в качестве рабочего комплекта значений. После того как фоновый процесс получает достаточное количество отсчётов, происходит обмен двумя промежуточными результатами, так что приоритетный процесс использует вновь полученные промежуточные результаты, которые фоновый процесс только что вычислил, а фоновый процесс использует новый пустой комплект для расчёта следующей порции промежуточных результатов.

При каждом переходе переднего фронта через нулевой уровень (переходе от $-$ напряжения к $+$ напряжению) в канале напряжения функция `per_sample_dsp` также осуществляет обновление значения частоты соответствующей фазы (в виде количества отсчётов на период) и информации о состоянии пониженного или повышенного напряжения. В случае состояния пониженного напряжения, если действующее напряжение ниже определённого порога, заданного пользователем в процентах, количество периодов напряжения сети, в течение которых имеет место это состояние, регистрируется в качестве продолжительности понижения. Количество периодов во времени, в течение которых существовало состояние понижения, регистрируется в качестве значения счётчика событий пониженного напряжения. Следует заметить, что продолжительность понижения соответствует общему числу периодов, когда напряжение

находилось в пониженном состоянии с момента сброса, и поэтому оно не стирается при каждом событии пониженного напряжения. А если действующее напряжение выше определённого порога в процентах, аналогичным образом регистрируются продолжительность и события повышенного напряжения.

Далее описываются различные элементы измерения электроэнергии в функции `per_sample_dsp`.

Сигналы напряжения и тока

Выход каждого $\Sigma\Delta$ -преобразователя и ADC10 представляет собой целое значение со знаком, и все паразитные постоянные токи или смещения в этих преобразователях устранены с помощью фильтра отслеживания постоянной составляющей. Отдельные оценки постоянной составляющей для всех напряжений и токов получают с помощью фильтра и отсчётов напряжения и тока соответственно. Затем эти оценки вычитаются из каждого отсчёта напряжения и тока.

Получающиеся в результате отсчёты мгновенных значений напряжения и тока используются для формирования следующих промежуточных результатов:

- Накапливаемые значения квадратов напряжений и токов, которые используются для расчёта $V_{\text{действ.}}$ и $I_{\text{действ.}}$ соответственно.
- Накапливаемые отсчёты энергии для расчёта значений активной энергии.
- Накапливаемые отсчёты энергии с использованием тока и напряжения, сдвинутого по фазе на 90° , для расчёта значений реактивной энергии.

Эти накапливаемые значения обрабатываются приоритетным процессом.

Измерение частоты и отслеживание периодов

Мгновенное значение напряжения каждой фазы накапливается в 48-разрядных регистрах. В отличие от него, мгновенные значения тока, активной мощности и реактивной мощности накапливаются в 64-разрядных регистрах. Счётчик отслеживания периодов и счётчик отсчётов отслеживают количество накопленных отсчётов. Когда накапливается количество отсчётов, примерно равное количеству отсчётов за одну секунду, фоновый процесс осуществляет обмен данными между фоновым и приоритетным процессами, а затем извещает приоритетный процесс о том, что необходимо формировать усреднённые результаты, такие как действующие значения и значения мощности. Границы периода используются для включения приоритетного процесса усреднения, так как он даёт очень стабильные результаты.

Для измерений частоты используется линейная интерполяция между отсчётами напряжения, соответствующими пересечению нулевого уровня. На рисунке 10 показаны отсчёты вблизи пересечения нулевого уровня и процесс линейной интерполяции.

Поскольку шумовые выбросы также могут вызывать ошибки, в данной системе используется проверка скорости изменения, чтобы отфильтровать возможные ошибочные сигналы и гарантировать, что две точки, участвующие в интерполяции, дей-

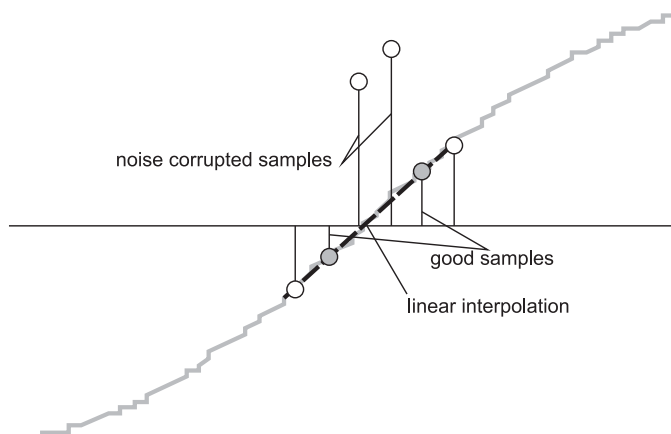


Рисунок 10. Измерение частоты

ствительно являются точками пересечения нулевого уровня. Например, при двух отрицательных отсчётах шумовой выброс может превратить один из них в положительный, и тогда такая пара отсчётов будет выглядеть как пара точек, между которыми произошло пересечение нулевого уровня.

Результирующие значения времён периода пропускаются через слабый фильтр нижних частот, чтобы дополнительно сгладить колебания этих значений от периода к периоду. В результате достигается стабильное и точное измерение частоты, устойчивое к шумам.

Формирование импульсов светодиодов (*per_sample_energy_pulse_processing*)

В счётчиках электроэнергии обычно потреблённая активная энергия измеряется в импульсах, которые соответствуют определённой доле киловатт-часа (кВтч). Эту информацию можно использовать для калибровки любого счётчика, чтобы получить точное измерение. Обычно за формирование импульсов пропорционально потреблён-

ной энергии отвечает измеряющий элемент (контроллер MSP430). Чтобы эффективно решать обе эти задачи, импульсы должны формироваться точно, с относительно низким дрожанием. Хотя временное дрожание не является признаком низкой точности, оно отрицательно характеризует общую точность счётчика. Поэтому дрожание необходимо усреднять.

В данной системе для формирования импульсов учёта энергопотребления используется средняя мощность. Средняя мощность (вычисляемая приоритетным процессом) накапливается при каждом $\Sigma\Delta$ -прерывании, распределяя тем самым энергию, накопленную за предыдущий 1-секундный кадр, равномерно по каждому прерыванию в текущем 1-секундном кадре. Это эквивалентно преобразованию мощности в энергию. Когда накопленная энергия преодолевает пороговый уровень, формируется импульс. Количество энергии выше этого порога запоминается, и новое значение энергии добавляется к нему в следующем цикле прерывания. Так как средняя мощность, как правило, является стабильной, такой способ формирования импульсов учёта энергии очень устойчив и не имеет дрожания.

Пороговый уровень определяет «минимальное количество учёта» энергии, устанавливаемое изготовителями счётчиков, и является константой. Обычно эта величина задаётся в виде количества импульсов на киловатт-час или просто в киловатт-часах. Один импульс формируется на каждое «минимальное количество учёта» энергии. Например, в данной системе количество импульсов, формируемых на один ккиловатт-час, установлено равным 1600 для активной и реактивной энергий. В этом случае «минимальное количество учёта» энергии составляет 1 кВтч/1600. Импульсы учёта энергии формируются и доступны в конструкции устройства, а также выводятся через светодиоды на плате. Для формирования этих импульсов используются выводы порта ввода/вывода общего назначения.

В отладочном модуле светодиоды, имеющие маркировку «Фаза 1», «Фаза 2», «Фаза 3» и «Активная», соответ-

ствуют активной потребляемой энергии фазы А, фазы В, фазы С и суммарному значению всех трёх фаз соответственно. Светодиод «Реактивная» соответствует сумме реактивных энергий трёх фаз. Количество импульсов на киловатт-часи длительность импульса можно настроить программно. На рисунке 11 показана блок-схема формирования импульсов. Эта блок-схема относится к формированию импульсов активной, реактивной и общей энергий по фазам или соответствующих суммарных значений энергии.

Средняя мощность измеряется в 0,001 Вт, а порог в 1 кВтч задаётся следующим образом:

Порог в 1 кВтч = $(1/0,001) \times 1 \text{ кВтч} \times (\text{количество прерываний в секунду}) \times (\text{количество секунд в одном часе}) = 1\,000\,000 \times 4096 \times 3600 = 0 \times \text{D693A400000}$.

Фазовая компенсация

Если в качестве датчика используется трансформатор тока (ТТ), он вносит дополнительный фазовый сдвиг в сигналы тока. Дополнительный фазовый сдвиг также могут вносить пассивные элементы схем измерения напряжения и тока. Ещё одним источником фазового сдвига является последовательное взятие отсчётов в канале напряжения. Чтобы измерения были точными, относительный фазовый сдвиг между отсчётами напряжения и тока необходимо скомпенсировать.

$\Sigma\Delta$ -преобразователи имеют программируемые регистры задержки (SD24PREx), которую можно применить к любому току. Эта встроенная функция (ПРЕДВАРИТЕЛЬНАЯ НАГРУЗКА) используется для обеспечения необходимой фазовой компенсации.

Дробное разрешение задержки регистра предварительной нагрузки зависит от частоты входного сигнала (f_{IN}), OSR и частоты дискретизации (f_S).

Delay resolution_{Deg} =

$$= \frac{360^\circ \times f_{IN}}{OSR \times f_S} = \frac{360^\circ \times f_{IN}}{f_M}. \quad (10)$$

В данной системе при частоте входного сигнала 60 Гц, OSR=256 и частоте

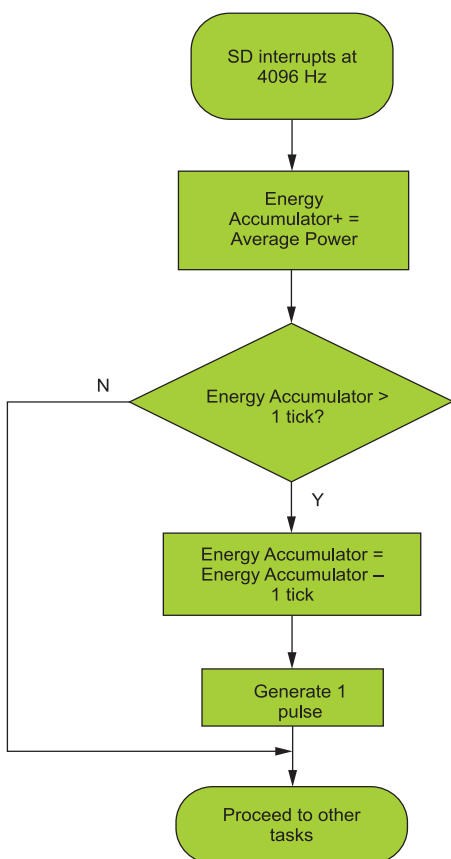


Рисунок 11. Формирование импульсов для учёта энергии

дискретизации 4096 каждый разряд регистра предварительной нагрузки соответствует приблизительно 0,02 при максимальной задержке 5,25 (максимальное значение – 255 дискретов). Если используются ТТ, вносящие фазовый сдвиг, превышающий этот максимум, в дополнение к дробной задержке необходимо обеспечить задержки отсчётов. Эту фазовую компенсацию можно также изменить в ходе работы системы, чтобы учесть температурный дрейф в ТТ, – пока осуществляется это изменение фазовой компенсации, преобразования в $\Sigma\Delta$ -преобразователях необходимо остановить.

Демонстрационный вариант счётчика электроэнергии

Отладочный модуль счётчика электроэнергии (EVM) для разработки, описываемой в данной статье, построен на микросхеме MSP430F67641 и демонстрирует возможность измерений параметров электроэнергии. Полная демонстрационная платформа состоит из модуля EVM, который легко сопрягается с любой испытательной системой, метрологического программного обеспечения и графического пользовательского интерфейса на ПК, который используется для просмотра результатов и проведения калибровки.

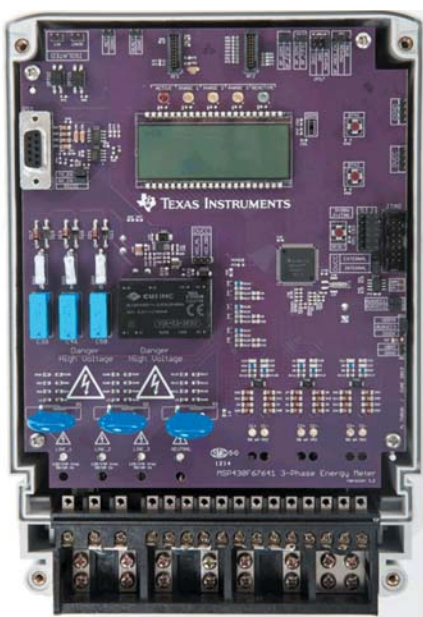


Рисунок 12. Вид отладочного модуля трёхфазного счётчика электроэнергии сверху

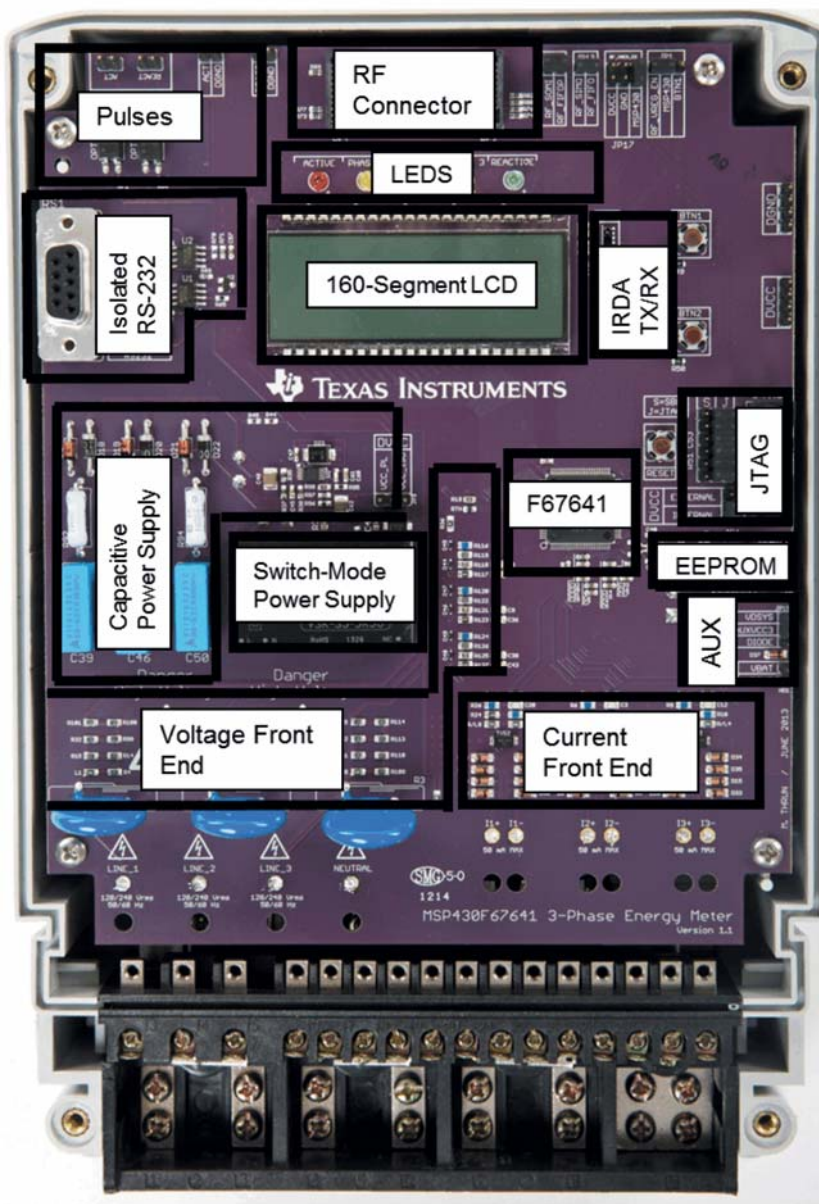
Общее описание отладочного модуля

На приведённых рисунках 12 и 13 показано аппаратное обеспечение отладочного модуля. На рисунке 12 показан вид счётчика электроэнергии сверху. На рисунке 13 показано расположение различных функциональных частей отладочного модуля.

Подключение к испытательной установке или источникам напряжения переменного тока ОСТОРОЖНО

Не оставляйте необесточенный отладочный модуль без присмотра.

В целях проведения испытаний токи и напряжения переменного тока можно




	Опасно Высокое напряжение
<p>При подключении платы к необесточенным проводам возможно поражение электрическим током. Работа с платой осуществляется только специалистами при соблюдении надлежащих мер предосторожности. Для обеспечения безопасности настоятельно рекомендуется пользоваться только изолированным испытательным оборудованием с защитой от превышения допустимого напряжения и тока.</p>	

Рисунок 13. Вид отладочного модуля сверху с выделенными элементами

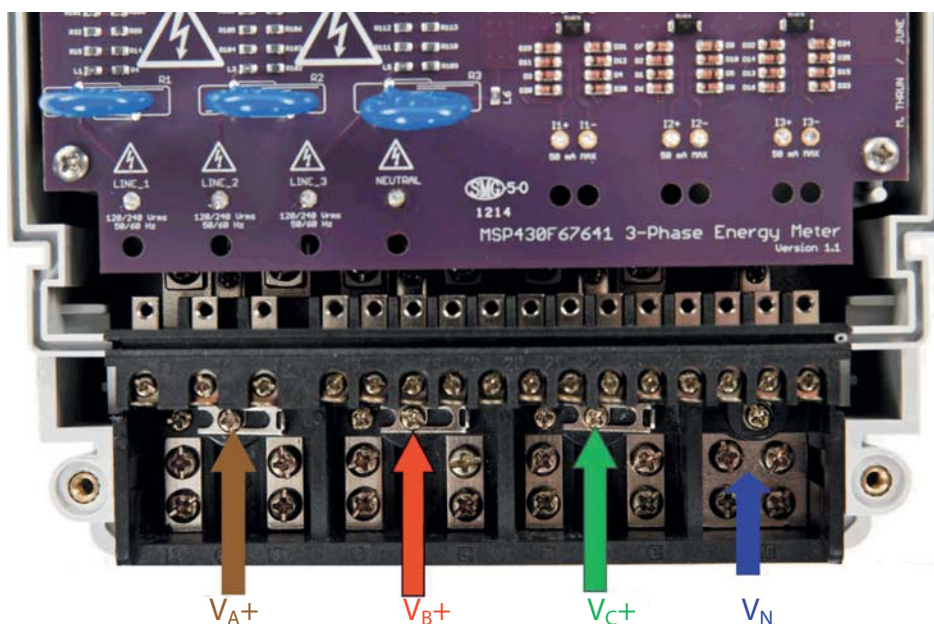


Рисунок 14. Вид сверху на отладочный модуль с подключением к испытательной установке

подавать на плату в следующих точках:

- Контактная точка «ЛИНИЯ_1» соответствует подключению линии фазы А.
- Контактная точка «ЛИНИЯ_2» соответствует подключению линии фазы В.
- Контактная точка «ЛИНИЯ_3» соответствует подключению линии фазы С.
- Контактная точка «НЕЙТРАЛЬ» соответствует напряжению нейтрали.

Напряжение между любой из трёх линий и нейтралью может быть до 230 В перем. тока при частоте 50/60 Гц.

- «11+» и «11-» — это входы тока от датчиков в фазе А. Если используется датчик тока, убедитесь в том, что напряжение

между «11+» и «11-» не превышает 920 мВ. В ДАННОМ СЛУЧАЕ ЭТИ ВХОДЫ ПОДКЛЮЧЕНЫ К ТТ В ОТЛАДОЧНОМ МОДУЛЕ.

- «12+» и «12-» — это входы тока от датчиков в фазе В. Если используется датчик тока, убедитесь в том, что напряжение между «12+» и «12-» не превышает 920 мВ. В ДАННОМ СЛУЧАЕ ЭТИ ВХОДЫ ПОДКЛЮЧЕНЫ К ТТ В ОТЛАДОЧНОМ МОДУЛЕ.

- «13+» и «13-» — это входы тока от датчиков в фазе С. Если используется датчик тока, убедитесь в том, что напряжение между «13+» и «13-» не превышает 920 мВ. В ДАННОМ СЛУЧАЕ ЭТИ ВХОДЫ ПОДКЛЮЧЕНЫ К ТТ В ОТЛАДОЧНОМ МОДУЛЕ.

На рисунках 14 и 15 показаны различные линии, подключённые к ис-

пытательной установке, которые необходимы, чтобы отладочный модуль работал правильно.

Если требуется подключить источник переменного тока, соединения необходимо выполнять в соответствии с конструкцией отладочного модуля. На рисунке 14 показан вид подключения сверху. «V_{A+}», «V_{B+}» и «V_{C+}» соответствуют напряжениям фаз А, В и С, соответственно. «V_N» соответствует напряжению нейтрали испытательного источника переменного тока.

На рисунке 15 показан вид подключения спереди. «I_{A+}» и «I_{A-}» соответствуют токовым входам фазы А, «I_{B+}» и «I_{B-}» соответствуют токовым входам фазы В, а «I_{C+}» и «I_{C-}» соответствуют токовым входам фазы С. «V_N» соответствует напряжению нейтрали испытательной установки.

Загрузка кода примера ПО

Исходный код разработан в среде IAR Embedded workbench™ с использованием программы обслуживания прерываний (IAR) версии 5.60.7 для интегрированной среды разработки MSP430 и версии 6.6.4.2867 для общих компонентов среды IAR Embedded workbench. Используемую версию IAR можно посмотреть с помощью пункта «Информация о программе» в меню «Справка».

Метрологическое программное обеспечение учёта электроэнергии состоит из четырёх основных частей:

- Инструментарий, который содержит библиотеку подпрограмм, в основном для выполнения математических операций.
- Код метрологической части, используемый для расчёта метрологических параметров.
- Код приложения, который используется для выполнения функций главного процессора счётчика (например, для обмена данными, индикации на ЖКИ и настройки часов реального времени).
- Графический пользовательский интерфейс, используемый для калибровки.

Открытие проекта

На рисунке 16 показано содержимое папки исходного кода (Source)

В папке emeter-app-67641, находящейся в папке emeter-app folder, проект emeter-app-67641.ewp — это

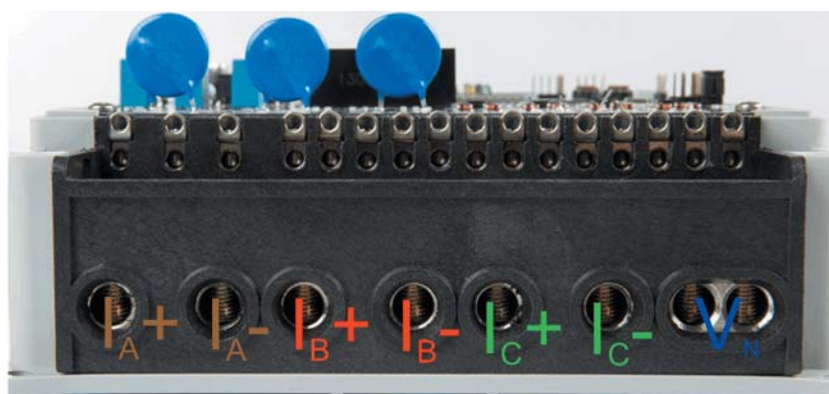


Рисунок 15. Вид спереди на отладочный модуль с подключением к испытательной установке

Name	Date modified	Type	Size
GUI	2/16/2014 2:26 PM	File folder	
emeter-metrology	2/16/2014 2:24 PM	File folder	
emeter-toolkit	2/16/2014 2:23 PM	File folder	
settings	2/16/2014 2:22 PM	File folder	
emeter-app	2/16/2014 2:21 PM	File folder	
F67641.eww	2/12/2014 9:20 AM	IAR IDE Workspace	1 KB

Рисунок 16. Структура папки исходного кода

код приложения. Аналогично в папке emeter-metrology-67641, находящейся в папке emeter-metrology folder, проект emeter-metrology-67641.ewp соответствует метрологической части кода. И, наконец, в папке emeter-toolkit-67641, находящейся в папке emeter-toolkit, содержится соответствующий файл инструментария для проекта – emeter-toolkit-67641.ewp. При первом использовании рекомендуется полностью создать все три проекта заново, выполнив следующие действия:

1. Открыть интегрированную среду разработки IAR.
2. Открыть рабочую среду F67641, которая находится в папке Source.

3. В рабочем окне IAR выбрать вкладку Overview (просмотр), чтобы вывести на экран список всех проектов.
4. Выполнить щелчок правой кнопкой мыши на emeter-toolkit-67641 в рабочем окне и выбрать пункт Rebuild All (Пересобрать всё), как показано на рисунке 17.
5. Выполнить щелчок правой кнопкой мыши на emeter-metrology-67641 в рабочем окне и выбрать пункт Rebuild All (Пересобрать всё), как показано на рисунке 18.
6. В рабочем окне IAR выбрать вкладку emeter-app-67641.
7. В рабочем окне выбрать emeter-app-67641, выбрать пункт Rebuild

All (Пересобрать всё), как показано на рисунке 19, и загрузить этот проект в MSP430F67641.

Примечание. Если в какой-либо из файлов проекта инструментария внесены какие-нибудь изменения и проект скомпилирован, необходимо заново скомпилировать проект метрологической части. После компиляции проекта метрологической части необходимо заново скомпилировать проект приложения. Аналогично, если в какой-либо из файлов проекта метрологической части внесены какие-нибудь изменения и проект скомпилирован, необходимо заново скомпилировать проект приложения.

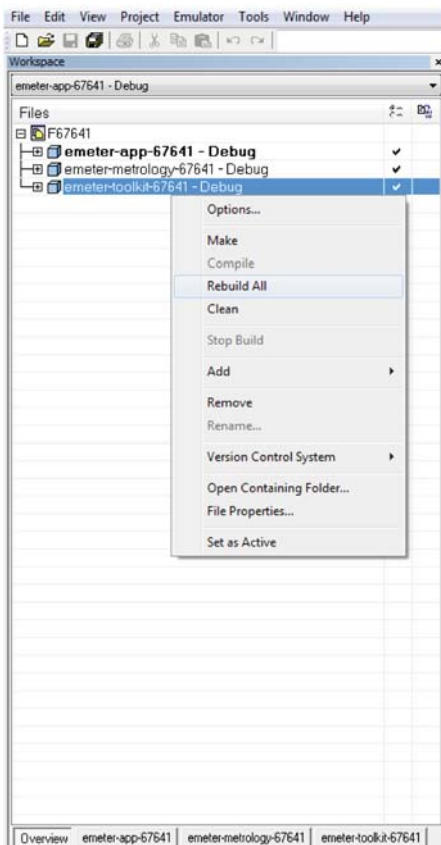


Рисунок 17. Проект инструментария «Компиляция»

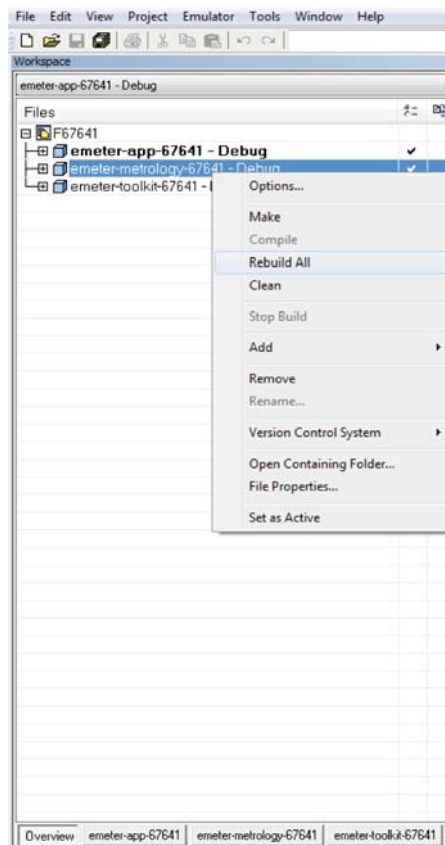


Рисунок 18. Проект метрологической части «Компиляция»

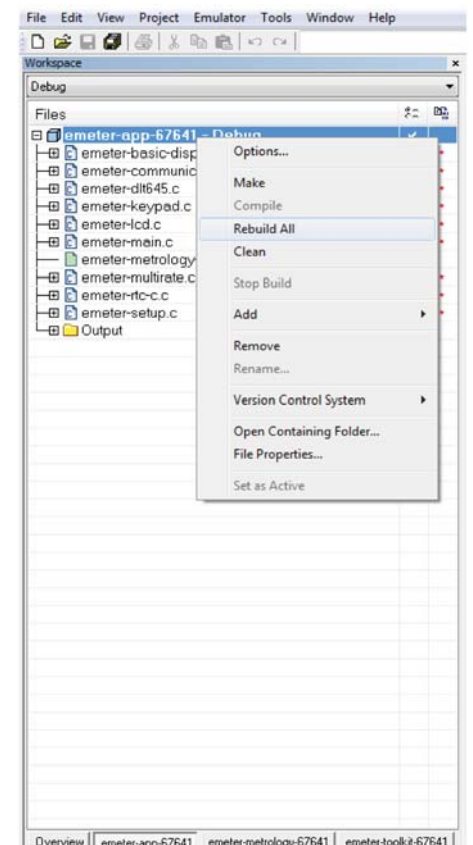
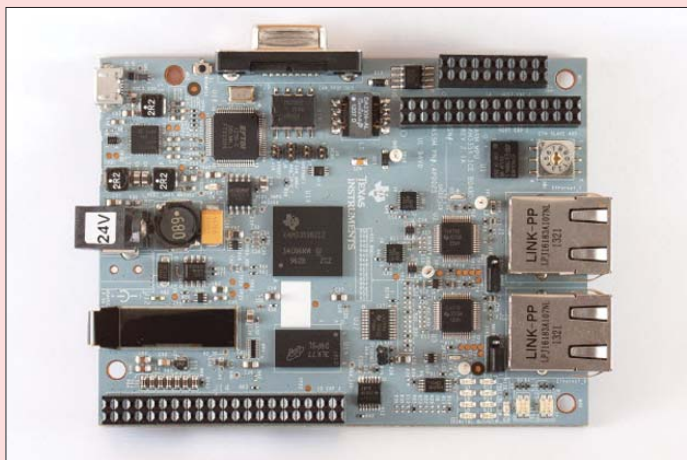


Рисунок 19. Проект приложения «Компиляция»

Опорный проект платформы разработчика Ethernet Powerlink



Платформа разработчика TIDEP0028 Ethernet Powerlink объединяет в себе процессор AM335x семейства Sitara корпорации Texas Instruments (TI) и стек Powerlink протокола управления доступом к среде в одном решении системы на кристалле. Решение TIDEP0028, ориентированное на работу ведомым устройством Ethernet Powerlink, позволяет разработчикам реализовывать обмен данны-

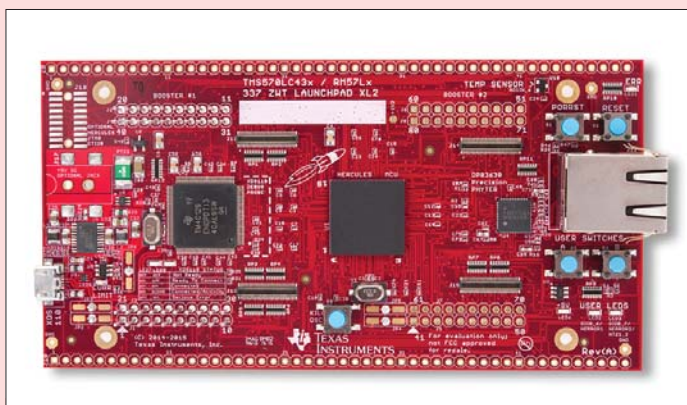
ми в реальном масштабе времени по стандарту Powerlink для широкого спектра оборудования промышленной автоматизации. Проект основан на базе отладочной платы TMSICE3359 Industrial Communications Engine (ICE).

Ключевые особенности:

- Протестированное соответствие требованиям Ethernet Powerlink.
- Программное обеспечение Ethernet Powerlink для сопроцессора PRU-ICSS вместе с интерфейсом openMAC.
- Комплект поддержки отладочной платы и промышленный программный набор разработчика доступны от TI и третьих партнёров.
- Платформа для разработки включает в себя схемотехнику, перечень комплектующих, руководства пользователя, примеры применения, программное обеспечение и многое другое.
- Поддержка других промышленных коммуникационных стандартов на одной и той же аппаратной платформе (например, EtherCAT, Profinet, Ethernet/IP и другие).

www.ti.com

Сила Геркулеса в бюджетном исполнении. Новая отладочная плата LaunchPad от TI



Оцените микропроцессоры Hercules™ для приложений со значительной производительностью с высокоэффективными отладочными платами LaunchPad от TI.

TI представила две новые отладочные платы LaunchPad для приложений со встроенным интерфейсом Ethernet PHY, сложными алгоритмами, обработкой в режиме реального времени и плавающей запятой. Отладочные платы LaunchPad RM57Lx и TMS570LC43x были разработаны для оценки микроконтроллеров Hercules™ от корпорации TI с самой большой производительностью и интерфейсов Precision PHYTER™ Ethernet PHY DP83630 с поддержкой IEEE 1588.

- Микроконтроллер на основе высокопродуктивного Cortex®-R5F с частотой процессора до 330 МГц.
- Улучшенная точность благодаря интерфейсу DP83630 Ethernet PHY от корпорации TI.
- Гибкость расширения до FPGA или SRAM с помощью расширительных головок EMIF.
- Демонстрационная версия для оценки защитных характеристик микроконтроллеров Hercules согласно стандартам ISO 26262 и IEC 61508.

www.ti.com

Создание надёжных систем горячего резервирования

1 часть

Схема горячего резервирования обычно устанавливается на входе подключаемой платы для обработки броска тока и защиты основной шины и нагрузки во время сбоев. Использование горячей замены налагает высокие требования на МОП-транзистор, используемый в качестве последовательного регулирующего элемента, и основная проблема – убедиться в том, что он успешно работает при любых возможных условиях.

Для начала данное руководство по применению рассматривает общие принципы и рекомендации для системы горячей замены. Затем в общих чертах описывается методика проектирования, в качестве примера используется LM5066I. Данная методика применяется для вычислений при проектировании схем со следующими микросхемами: LM25066, LM5066, LM5066I, LM5067, LM5069, TPS24710 и TPS24720. Рекомендуется использовать эти методики для проектирования систем горячей замены, и данное руководство по применению разработано для описания и объяснения методики, используемой в «design-калькуляторах» – инструментах, представляющих собой Excel-таблицы для расчёта внешних компонентов схемы.

Введение и сопутствующие документы

Цель данного руководства по применению – предоставить руководящие указания для обеспечения безопасной работы МОП-транзистора в цепях горячей замены. Подобные темы рассматривались в следующих руководствах по применению от TI: (SLVA379) [1], (SLVA158) [2]. Обе работы представляют собой отличные отправные точки для изучения и разработки схем с горячей заменой. В настоящей статье рассматриваются дополнительные вопросы, охватывающие данную тему:

- Ограничение поддержки низкого уровня питания контроллерами горячей замены.
- Применение методик управления выходом dv/dt .
- Дополнительные техники оценки сопротивления МОП-транзистора при непостоянном питании в течение средних периодов времени.
- Многие МОП-транзисторы с низким $R_{DS(ON)}$ не имеют графиков области безопасной работы (ОБР) для постоянного питания, и их переходное тепловое со-

противление не идеально для расчёта возможностей устойчивости к перегрузкам.

- Использование нескольких МОП-транзисторов.

TI предлагает программы-калькуляторы горячей замены с ограничением мощности на базе Excel, которые работают в соответствии с приведённым здесь подходом. Поэтому инженеры, которые хотят понять практическую пользу и причину использования этих инструментов, оценят полезность информации данного руководства по применению. Во второй части этой статьи будут приведены полные примеры разработки на базе LM5066I, демонстрирующие, каким образом применять эти принципы. Помимо рассмотрения способности МОП-транзистора выдерживать перегрузки, другим важным фактором разработки схем горячей замены является выбор защитных TVS-диодов. Более подробное обсуждение этой темы приведено в статье «Ограничительные TVS-диоды в цепях горячей замены» [3].

Ключевые факторы разработки схем горячей замены

Контроллеры горячей замены с защитой области безопасной работы полевого транзистора

Для того чтобы убедиться, что МОП-транзистор остаётся в пределах своей ОБР при запуске и восстановлении после ошибок, многие контроллеры TI используют функцию ограничения питания полевого транзистора. Активная управляющая цепь питания будет регулировать затвор, обеспечивая, чтобы ток и рассеивание мощности МОП-транзистора были ниже соответствующих запрограммированных значений. Максимальный ток, который может проходить через МОП-структуру (I_{LIM}), определяется по уравнению (1). $I_{LIM,CL}$ – это запрограммированное ограничение тока, P_{LIM} – это запрограммированное ограничение мощности, а V_{DS} – это напряжение сток-исток в МОП-транзисторе с горячей заменой.

$$I_{LIM} = \text{MIN} \left(I_{LIM,CL}, \frac{P_{LIM}}{V_{DS}} \right). \quad (1)$$

Это приводит к вольт-амперной характеристике, показанной на рисунке 1. $I_{LIM,PL}$ обозначает максимально

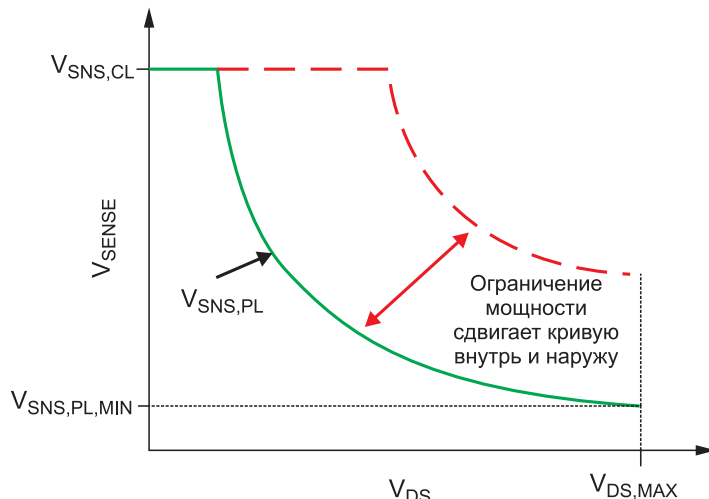
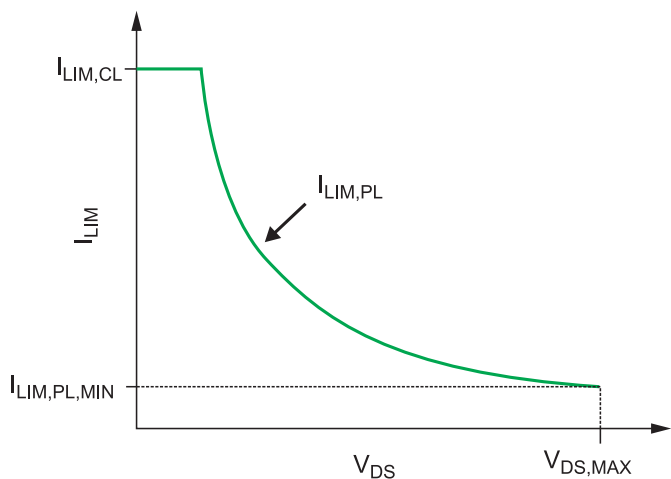


Рисунок 1. Работа механизма ограничения мощности

допустимый ток (I_{DS}) МОП-структуры, когда она находится в состоянии ограничения мощности. Если V_{DS} повышается, то $I_{LIM,PL}$ снижается и $I_{LIM,PL,MIN}$ обозначает низший $I_{LIM,PL}$, возникающий при высшем V_{DS} ($V_{DS,MAX}$). Контроллеры обеспечивают это регулированием напряжения в R_{SENSE} (V_{SENSE}). $V_{SNS,PL}$ обозначает V_{SENSE} при активном ограничении мощности. Подобно $I_{LIM,PL}$, $V_{SNS,PL}$ снижается при повышении V_{DS} , и $V_{SNS,PL,MIN}$ соответствует самому низкому $V_{SNS,PL}$, которое возникает при $V_{DS,MAX}$.

Обратите внимание, что при уменьшении $V_{SNS,PL,MIN}$ снижается уровень сигнала, поэтому увеличивается количество ошибок вследствие смещения. Для обеспечения нормальной работы большинство контроллеров имеют минимальные рекомендованные значения $V_{SNS,PL,MIN}$, которые необходимо соблюдать. $V_{SNS,PL,MIN}$ можно рассчитать с помощью уравнения 2. Так как совершаются всё новые попытки создать на маленьких полевых транзисторах схемы с всё большей мощностью и эффективностью, существует необходимость снизить P_{LIM} (меньшая нагрузка на полевой транзистор), снизить $V_{SNS,CL}$ (большая эффективность) и повысить $I_{LIM,CL}$ (поддержка большего тока нагрузки). Всё это снизит $V_{SNS,PL,MIN}$, и разработчик должен убедиться, что оно не слишком низкое:

$$V_{SNS,PL,MIN} = \frac{P_{LIM} \times V_{SNS,CL}}{V_{DS,MAX} \times I_{LIM,CL}} \quad (2)$$

Понятие перегрузки в приложении к МОП-транзисторам схем с горячей заменой

Для обеспечения надёжности схемы горячей замены нагрузки МОП-транзистора не должно быть превышений номинальных значений. Для этого необходимо понимать различия в условиях тестирования и влияние, которое они оказывают на МОП-транзистор. Необходимо рассмотреть три основных сценария:

- Запуск.
- «Горячее» КЗ — замыкание на землю, когда устройство горячей замены уже включено.

- Запуск в короткое замыкание — подача питания на плату, когда выход и земля уже закорочены.

Горячая замена только с ограничением мощности

Для многих применений необходима схема, рассчитанная на ограничение мощности и ограничение тока. Для отключения полевого транзистора при превышении длительности установленного значения превышения нагрузки используется таймер.

На рисунке 2 показан запуск при чисто емкостной нагрузке. Горячая замена будет регулировать затвор управляющей МОП-транзистора так, чтобы он поддерживал рассеивание мощности, находящееся в пределах ограничения мощности, и держал входной ток ниже ограничения тока. Обратите внимание, что бросок тока повышается с повышением V_{OUT} , так как V_{DS} МОП-транзистора будет снижаться. Время запуска можно рассчитать с помощью уравнения 3. Обратите внимание, что схема горячего резервирования будет находиться в пределах ограничений

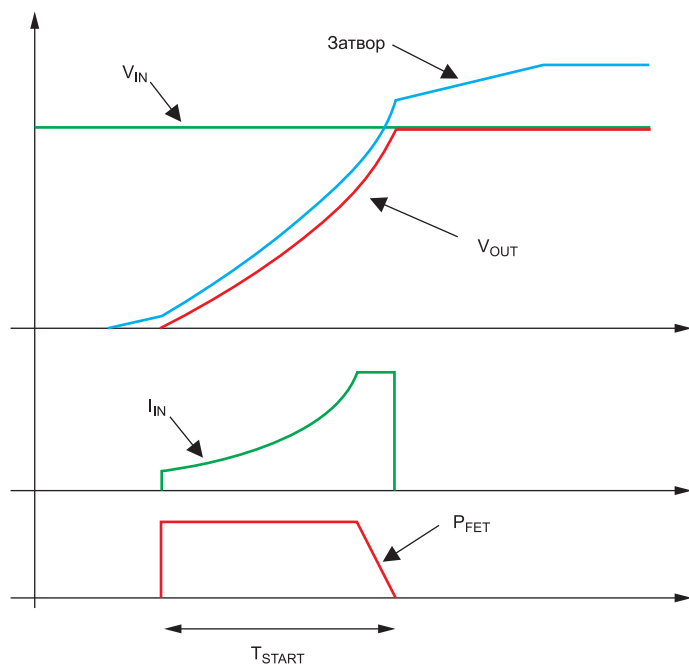


Рисунок 2. Горячая замена только с ограничением мощности

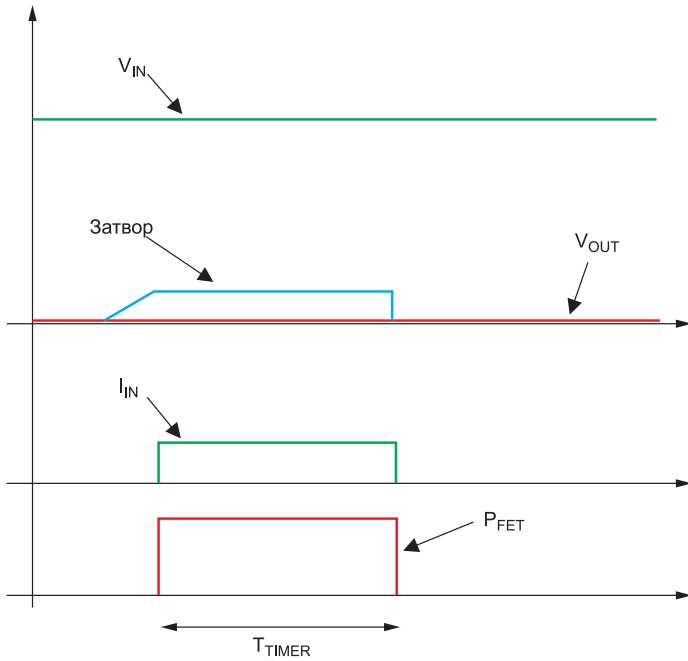


Рисунок 3. Запуск в короткое замыкание

мощности или тока большую часть запуска, и поэтому необходимо понимать, что число в таймере будет уменьшаться всё время процесса запуска. Поэтому время таймера нужно устанавливать больше, чем T_{START} . Нагрузка на МОП-транзистор примерно равна P_{LIM} Вт в течение T_{START} миллисекунд:

$$T_{START} = \frac{C_{OUT}}{2} \left[\frac{V_{IN}^2}{P_{LIM}} + \frac{P_{LIM}}{I_{LIM}^2} \right]. \quad (3)$$

Теперь рассмотрим запуск в режиме короткого замыкания (рисунок 3). В этом случае V_{OUT} запускается закороченным на землю, и контроллер регулирует сигнал на затворе для поддержания постоянной мощности полевого транзистора. Так как $V_{OUT}=0$ В, V_{DS} полевого транзистора равняется V_{IN} , бросок тока равен P_{LIM}/V_{IN} . Схема горячей замены будет регулировать затвор, пока не обнулится таймер. Таким образом, перегрузка на МОП-транзисторе примерно равна P_{LIM} в ваттах при T_{TIMER} в секундах. Обратите внимание, что T_{TIMER} больше T_{START} , так что это тестовое состояние будет создавать большую перегрузку, чем обычный запуск.

В конечном итоге, рассмотрим горячий запуск на КЗ (рисунок 4). В данном случае V_{OUT} будет закорочен на землю, и контроллер быстро «потянет» затвор вниз, а затем перезапустит драйвер затвора в состояние поддержания постоянной мощности в полевом транзисторе. Уровень мощности и её длительность будут такими же, как в предыдущем тесте. Тем не менее полевой транзистор обычно запускается в более горячем состоянии (ввиду наличия тока нагрузки), и поэтому это считается самым напряжённым событием.

В заключение, к разработке схемы горячего резервирования только с ограничением мощности относится следующее:

- Содержимое таймера определяется временем запуска.

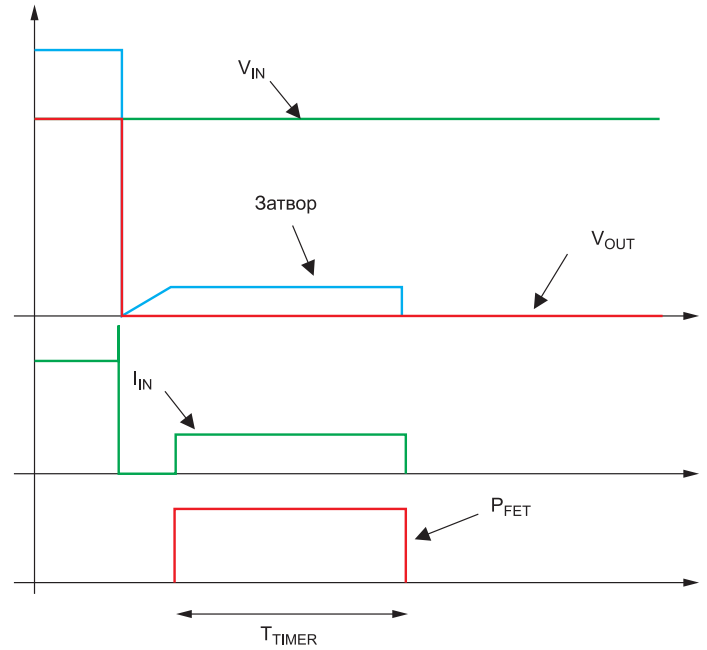


Рисунок 4. «Горячий» пуск на короткое замыкание

- В наихудшем случае перегрузка на полевой транзистор составляет P_{LIM} Вт в течение T_{TIMER} секунд.

Горячая замена с ограничением мощности и управлением крутизной dv/dt

Для структур с большими током нагрузки и выходной ёмкостью использование запуска на основе ограничения мощности может быть непрактично. В основном увеличение тока нагрузки снизит чувствительность по току, что повысит минимальное ограничение мощности. Использование конденсатора большой ёмкости приведёт к более длительному времени запуска и потребует установки большего времени срабатывания таймера. Поэтому потребуется установка более длительного значения и таймера ограничения мощности, что повысит нагрузку на МОП-транзистор во время горячего запуска и запуска в короткое замыкание. В конце концов, не найдётся полевых транзисторов, которые смогут поддерживать такое требование. Альтернативой является ограничение броска тока цепью управления dv/dt, показанной на рисунке 5. $C_{dv/dt}$ ограничивает скорость нарастания

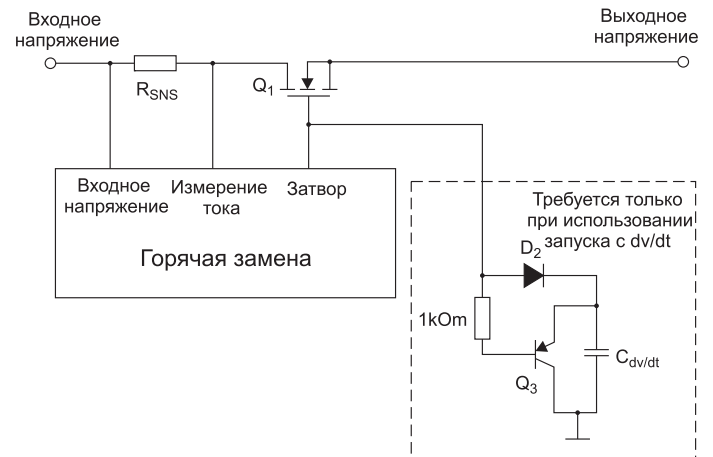


Рисунок 5. Цепь управления выводом dv/dt

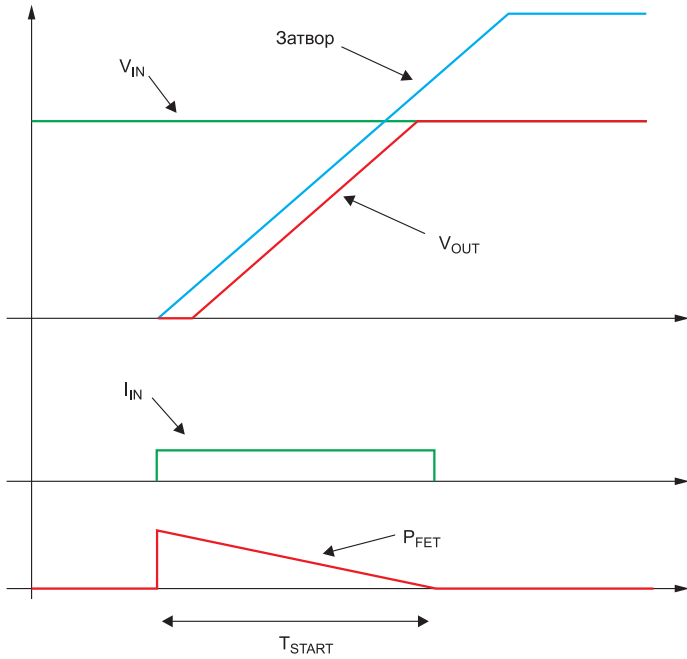


Рисунок 6. Запуск с управлением выводом dv/dt

выходного напряжения затвора и само выходное напряжение, что, в свою очередь, ограничивает бросок тока.

На рисунке 6 представлена типичная кривая запуска. Обратите внимание, что бросок тока постоянен, и мощность МОП-транзистора снижается при повышении V_{OUT} и понижении V_{DS} . Запуск в короткое замыкание и горячий запуск будут иметь схожие кривые для цепи ограничения только по мощности.

При использовании цепи управления dv/dt совместно с ограничением мощности разработчик может сделать следующее:

- Снизить бросок тока насколько необходимо, чтобы убедиться, что МОП-транзистор переживёт запуск.
- Снизить при необходимости значение таймера, чтобы убедиться, что МОП-транзистор переживёт запуск в короткое замыкание и горячий запуск.

Понимание ограничений перегрузки МОП-транзистора

Для разработки надёжной схемы горячей замены необходимо обязательно убедиться, что МОП-транзистор безопасно работает при любых условиях. В данном разделе описаны техники проверки того, что МОП-транзистор переживёт различные тестовые состояния.

Кривая ОБР МОП-транзистора и тепловая модель

На рисунке 7 показана типичная кривая области безопасной работы (ОБР) для полевого транзистора PSMN4R8-100BSE. Для каждого промежутка времени существует вольт-амперная характеристика, соответствующая току и напряжению, которые устройство может выдержать за данный период времени. Если посмотреть на кривую 10 мс, МОП-структура может выдержать 80 А при 10 В (800 Вт) или 4 А при 70 В (280 Вт). Этот эффект обычно наблюдается в МОП-транзисторах ввиду сжатия тока и других вторичных эффектов, и он хуже для МОП-структур с более высоким напряжением. Чтобы убедиться в надёжности транзистора, расчёт мощности МОП-структуры должен быть основан на максимальном V_{DS} , которое может быть подано (обычно V_{IN}). Также важно отметить, что эти данные основаны на $T_{MB}=25^\circ\text{C}$, что также называют температурой корпуса (T_C).

Для целей разработки схем горячей замены достаточно упрощённой тепловой модели МОП-транзистора (рисунок 8). T_J представляет собой температуру перехода, T_C — это температура корпуса, T_A — это температура окружающей

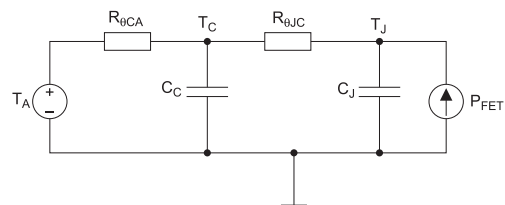
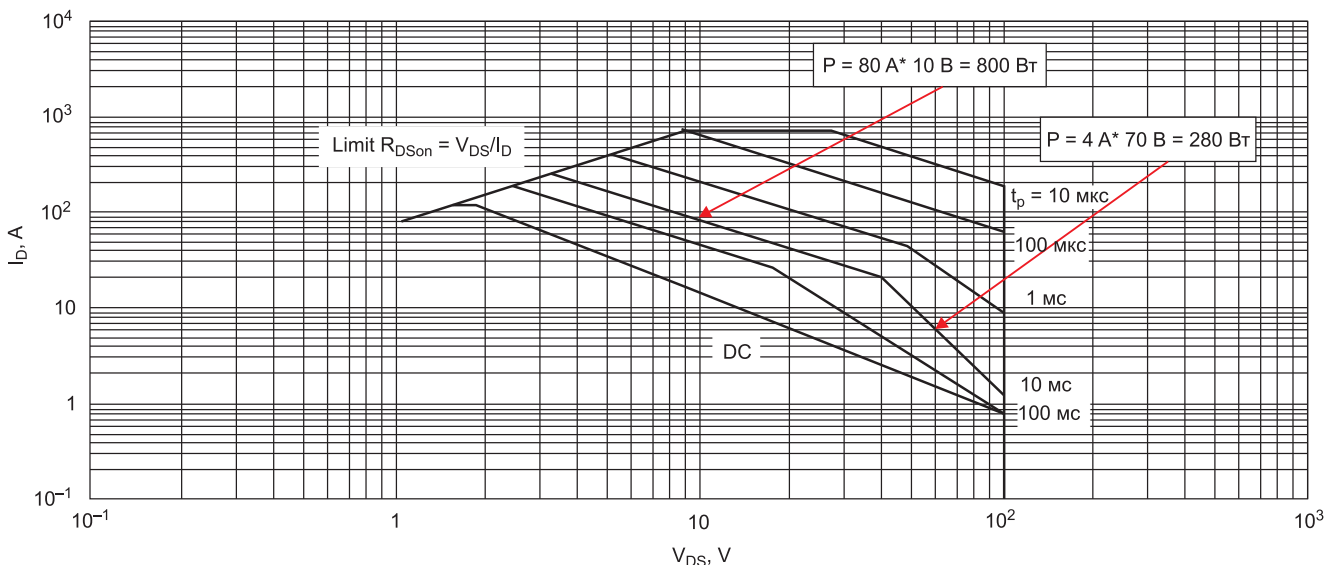


Рисунок 8. Упрощённая тепловая модель МОП-транзистора



$T_{mb} = 25^\circ\text{C}$; IDM в виде единичного импульса; Ограничено 120 А в зависимости от типа корпуса

Рисунок 7. Кривая ОБР PSMN4R8-100BSE

щей среды, C_j — это тепловая ёмкость перехода, C_c — это тепловая ёмкость корпуса, а P_{FET} — это мощность, генерируемая на кристалле. Если ток нагрузки постоянен и полевой транзистор полностью открыт, P_{FET} будет постоянной, а T_j и T_c — чистой функцией $R_{\theta CA}$ и $R_{\theta JC}$. Обратите внимание, что в реальном тестовом сценарии T_c может быть гораздо выше $25^\circ C$, и необходимо уменьшить ОБР.

$R_{\theta CA}$ и $R_{\theta JC}$ часто объединяют в одно целое и называют $R_{\theta JA}$, которое представляет собой тепловое сопротивление между кристаллом и воздухом. Обычно $R_{\theta CA}$ представляет собой функцию от размещения компонента, а $R_{\theta JC}$ — функцию от типа корпуса. Кроме того, $R_{\theta JC}$ обычно гораздо ниже $R_{\theta CA}$ для МОП-транзистора с теплопроводящими изоляторами, и поэтому $R_{\theta CA}$ и $R_{\theta JC}$ очень похожи и используются взаимозаменяемо. Кроме того, C_c довольно большое, и поэтому T_c принимается за константу в ходе временных термических событий, таких как горячий запуск. Для верного определения устойчивости полевого транзистора к перегрузке сначала необходимо рассчитать температуру корпуса в состоянии покоя по уравнению 4. Обратите внимание, что R_{DSON} — это функция температуры перехода, и уравнение 4, вероятно, потребует решить несколько раз с обновлением R_{DSON} и T_c в каждой итерации.

$$T_c = T_A + R_{\theta CA} \times P_{LOAD,MAX} \times R_{DSON}(T_j). \quad (4)$$

Как только станет известна T_c , можно будет соответственно снизить ОБР с использованием уравнения 5. Обратите внимание, что это подразумевает, что T_c остаётся постоянной на период нестационарного режима теплообмена.

$$SOA(T_c) = SOA(25^\circ C) \times \frac{T_{j,ABS,MAX} - T_c}{T_{j,ABS,MAX} - 25^\circ C}. \quad (5)$$

Проверка ОБР для средних интервалов времени

В дополнение к вычислению зависимости T_c разработчик должен учесть зависимость мощности от времени. Во многих случаях полевой транзистор будет «напряжён» в течение произвольных отрезков времени, таких как 5 мс, но данные ОБР могут быть доступны только в течение временных интервалов в 1 и 10 мс. В этом случае необходима соответствующая экстраполяция. В таблице показана способность выдерживать перегрузку по вре-

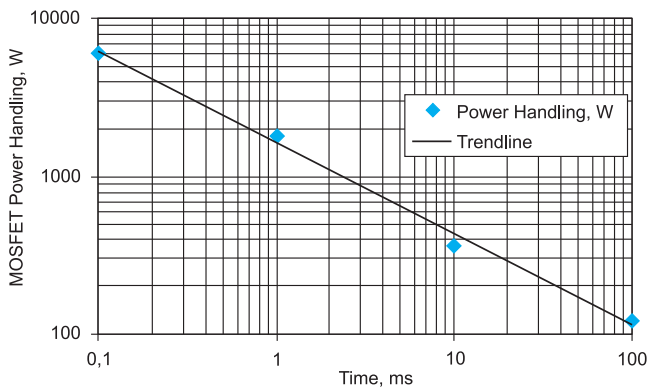


Рисунок 9. ОБР по времени для $V_{DS}=60$ В (PSMN4R8-100BSE) [4]

Таблица. Способность выдерживать напряжение по времени для PSMN4R8-100BSE ($V_{DS}=60$ В) [4]

Время, мс	ОБР, Вт	Энергия, Дж
100	120	12
10	360	3,6
1	1800	1,8
0,1	6000	0,6

мени для PSMN4R8-100BSE. ОБР по времени для $V_{DS}=60$ В (PSMN4R8-100BSE).

На рисунке 9 показаны данные из таблицы. Обратите внимание, что точки складываются в линию по графику в логарифмическом масштабе по обеим осям, что подразумевает, что функция мощности — наилучший способ оценки ОБР.

Функция мощности соответствует формату, указанному в уравнении 6. Коэффициенты a и m можно вычислить экстраполированием, если доступны две точки данных. Данный принцип используется в калькуляторах на основе Excel и в последующих примерах структуры.

$$SOA(t) = a \times t^m$$

$$m = \frac{\ln(SOA(t_1) / SOA(t_2))}{\ln(t_1 / t_2)} \quad (6)$$

$$a = \frac{SOA(t_1)}{t_1^m}$$

Проверка ОБР неквадратичных импульсов мощности

При использовании запуска на базе dv/dt или если при запуске есть нагрузка, временная перегрузка полевого транзистора не может быть квадратичным импульсом. В таком случае его необходимо конвертировать в квадратичный импульс, как показано на рисунке 10, чтобы его можно было сравнивать с кривой ОБР.

Консервативным способом «эквивалентный квадратичный импульс» можно рассчитать следующим образом:

$$E_2 = E_1 = \int_0^{t_1} P(t) dt$$

$$P_2 = P_{MAX} \quad (7)$$

$$t_2 = \frac{E_2}{P_2}$$

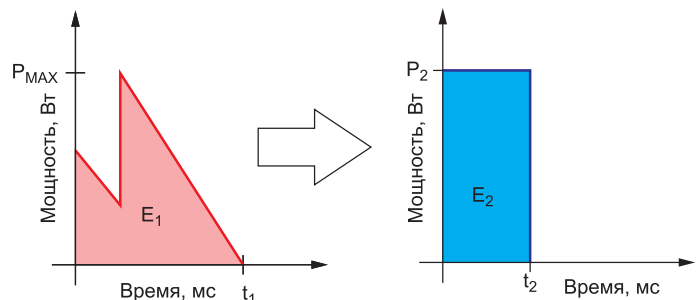


Рисунок 10. Приближённое вычисление перегрузки полевого транзистора для неквадратичных импульсов

Как видно из таблицы, полевой транзистор может выдерживать большее количество энергии, если она распространена по большему промежутку времени.

Поэтому такой подход консервативен, так как энергия равная, но прилагается в ходе более короткого промежутка.

Факторы для параллельных МОП-структур

При использовании параллельных МОП-транзисторов разработчик должен учитывать, насколько хорошо они распределяют ток между собой. Для структур горячей замены TI рекомендует исходить из следующих предположений:

- Когда полевые транзисторы полностью открыты ($V_{GS} > 10\text{ В}$), они будут распределять ток равномерно. Поэтому при расчёте температуры корпуса в состоянии покоя можно предположить, что ток каждого полевого транзистора равен току нагрузки, деленному на количество МОП-транзисторов.
- При запуске, горячем запуске и запуске в короткое замыкание МОП-структуры находятся в области насыщения (V_{GS} близко к V_T и высокое V_{DS}), и один МОП-транзистор заберёт весь ток.

Первое предположение основано на двух фактах. Первый — это то, что $R_{DS(on)}$ МОП-структур обычно варьируется в пределах не более $\pm 25\%$. Второй — то, что у $R_{DS(on)}$ положительный температурный коэффициент. Поэтому если один из МОП-транзисторов забирает более половины тока, он нагреется и его $R_{DS(on)}$ повысится, что, в свою очередь, сбалансирует ток, который он пропускает.

Далее рассмотрим работу полевого транзистора в области насыщения. Ток — очень сильная функция V_{GS} , которая равняется $V_{GS} - V_T$. Обратите внимание, что V_T будет часто варьироваться в пределах $\pm 1\text{ В}$. Поэтому, даже если две МОП-структуры имеют одинаковое V_{GS} , их V_{GS} может быть довольно разным, что приведёт к большой разнице в пропускаемом токе. Более того, МОП-структуры будут забирать больше тока при высокой температуре, работая при низком V_{GS} , как показано на рисунке 11. Это приводит к положительной обратной связи, когда МОП-структура, которая забирает боль-

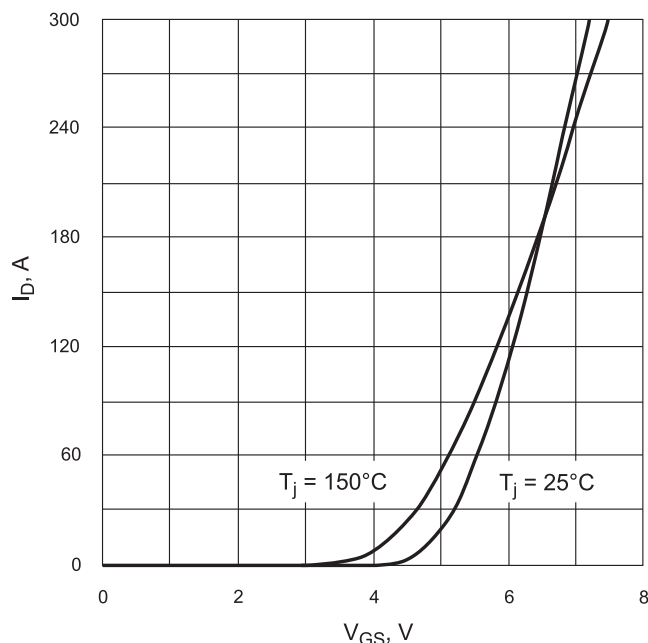


Рисунок 11. Переходные характеристики (PSMN4R8-100BSE) [4]

ше тока, будет нагреваться и, следовательно, забирать на себя всё больше тока.

Литература

1. Выбор транзисторов для применений горячей замены (SLVA379).
2. Разработка устройств горячей замены с применением TPS2490/91 и изменение температуры при неустановившемся теплообмене МОП-структуры (SLVA158).
3. Ограничительные TVS-диоды в цепях горячей замены, силовая электроника, 29.9.2011.
4. www.powerelectronics.com/circuit-protection-ics/tvs-clamping-hot-swap-circuits.
5. Паспорт технических данных PSMN4R8-100BSE, компания NXP Semiconductors, 12.4.2013.
6. Оригинал данной статьи «Robust Hot Swap Design», (SLVA673A), www.ti.com/lit/an/slva673a/slva673a.pdf.

НОВОСТИ

Компаратор с рабочим напряжением от 0,9 В и сверхнизким током потребления

Новая микросхема TLV3691 представляет собой низковольтный компаратор, рассчитанный на работу в широком диапазоне питающих напряжений. Предназначен, в первую очередь, для приложений с батарейным питанием, в частности, для датчиков расхода. Входы компаратора — Rail-To-Rail.

Выходы выполнены по схеме Push-Pull.

Основные характеристики микросхемы:

- Рабочий диапазон напряжения питания: от 0,9 до 6,5 В.
- Низкий ток потребления: типовое значение 75 нА.
- Время отклика: 24 мкс.

- Широкий диапазон температур: $-40...+125\text{ }^{\circ}\text{C}$.
- Миниатюрный корпус SC70 (1,25×2 мм) или DFN (1×1 мм).

Более подробную информацию, а также формулы расчета номиналов резисторов для типовой схемы включения смотрите на сайте www.ti.com.

ADS1262 и ADS1263 – прецизионные 32-разрядные АЦП

Микросхемы ADS1262/1263 – это прецизионные 32-разрядные дельта-сигма АЦП, которые включают в себя также входной мультиплексор, усилитель с программируемым усилением (PGA), источник опорного напряжения, датчик температуры и ещё ряд узлов. 11 аналоговых выводов микросхемы могут работать либо как 5 дифференциальных входов, либо как 10 входов с общей «землёй». Несколько аналоговых выводов могут быть также использованы как источники тока для питания внешних датчиков. Характерной особенностью данного АЦП является его высокое быстродействие, – до 38 400 отсчётов/с.

Обе микросхемы содержат PGA с усилением от 1 до 32 и цифровой фильтр, обеспечивающий подавление помех с частотой 50 или 60 Гц с эффективностью до 130 дБ. В состав микросхем входит также 8-разрядный цифровой порт ввода/вывода общего назначения.

Отличие микросхем ADS1262 и ADS1263 состоит в том, что в состав ADS1263, помимо основного 32-разрядного АЦП, входит ещё и вспомогательный 24-разрядный дельта-сигма АЦП.

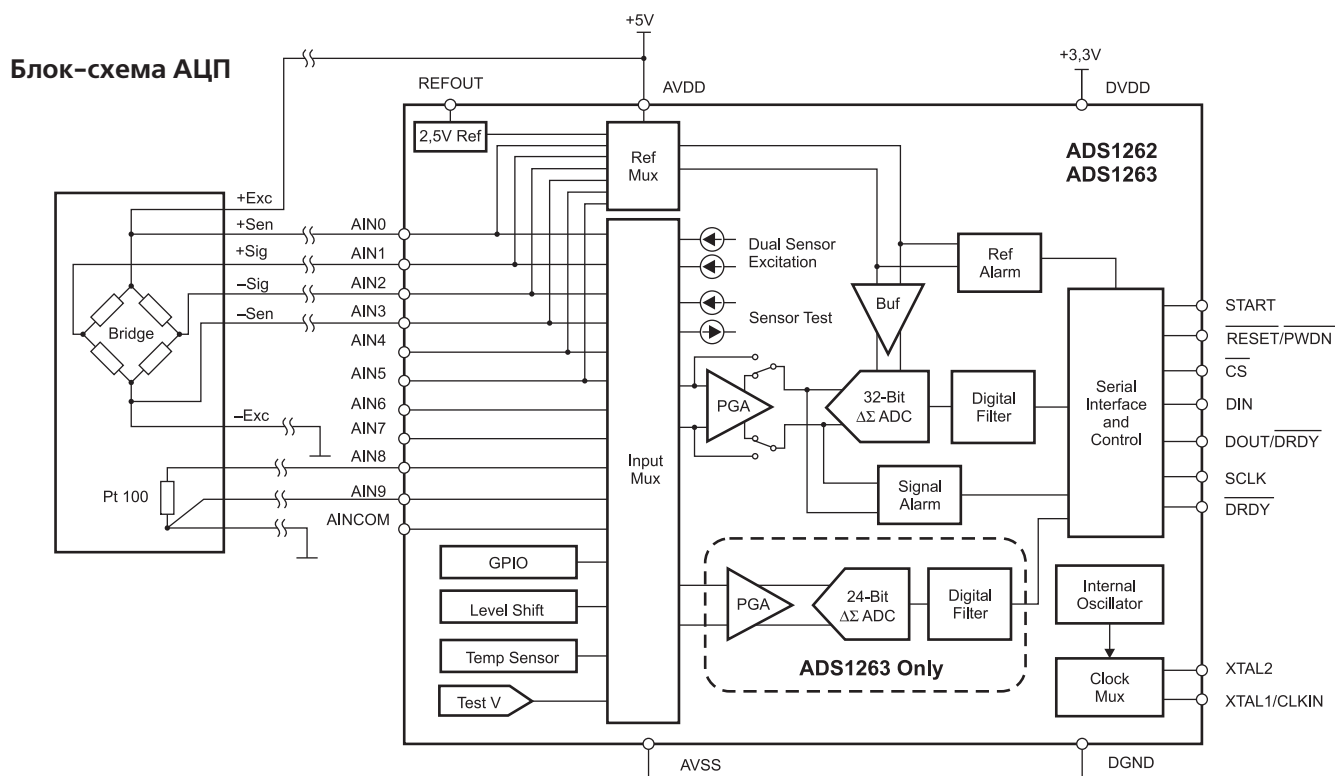
Микросхемы ADS1262 и ADS1263 совместимы по функциям и разводке выводов. Они выпускаются в корпусах TSSOP-28, рассчитаны на работу в температурном диапазоне $-40...+125\text{ }^{\circ}\text{C}$ и предназначены для работы в таких изделиях, как промышленные контроллеры, цифровые весы, измерители температуры и давления, аналитические приборы и т. п.

www.ti.com



Основные характеристики:

- Разрядность: 32 бит.
- Быстродействие: от 2,5 до 38 400 отсчётов/с.
- 5 дифференциальных входов или 10 входов с общей «землёй».
- SPI-совместимый интерфейс.
- Внутренний ИОН: 2,5 В.
- Внутренний генератор тестового сигнала.
- Внутренний мониторинг ошибок.
- Внутренний датчик температуры.
- Внутренний 50/60-Гц фильтр.
- 8 цифровых входов/выходов.

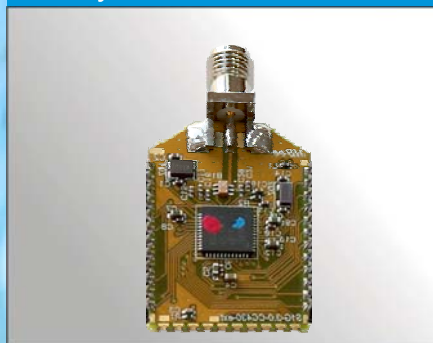


MBee-S1G-3.0 – радиомодули, диапазона 868 МГц, предназначенные для использования в составе систем беспроводной передачи данных и управления, сетях сбора показаний приборов учета электроэнергии, промышленной телеметрии и системах безопасности. Модули разработаны на основе семейства микросхем CC430 типа «Система-на-Кристалле» корпорации Texas Instruments и поддерживают протоколы 6LoWPAN и SimpliCI, обеспечивая минимальный уровень энергопотребления во всех режимах. Выбор конструктивного решения, а также форм-фактор изделия значительно расширяет возможные сферы использования модулей. Используемый частотный диапазон обеспечивает устойчивую связь на расстоянии нескольких километров в зоне прямой видимости и сотни метров внутри помещений, позволяя развертывать системы без установки дополнительных ретрансляторов.

Радиочастотные характеристики

- Протокол верхнего уровня 6LoWPAN или SimpliCI
- Рабочий диапазон частот 868,7-869,2 МГц
- Программируемая выходная мощность передатчика до 12 дБм
- Чувствительность приёмника до -110 дБм
- Скорость передачи данных до 115 Кбит/с
- Тип модуляции 2-FSK, 2-GFSK, 4-FSK, MSK
- Тип антенны – внешняя, разъём SMA (UFL – опционально)
- Дальность связи вне городской застройки в зоне прямой видимости до 4000 м

Модуль MBee-S1G-3.0



Характеристики микроконтроллера

- Расширенное ядро MSP430
- Размеры FLASH-памяти 32 Кбайт
- Размер SRAM-ОЗУ 4 Кбайт
- Аппаратный модуль CRC-16
- Аппаратный сопроцессор AES-128
- Мощный контроллер DMA
- 6-канальное 12-разрядное АЦП с дифференциальными и однополярными входами, а также с широким выбором возможных конфигураций источников опорного напряжения
- Два модуля USART, с поддержкой SPI и UART
- Сторожевой таймер
- До 30 линий ввода/вывода
- Возможность подключения к линиям, настроенным на ввод подтягивающих резисторов как к «GND», так и к «Vdd»
- Индивидуальное назначение прерываний на каждую линию ввода/вывода
- Аппаратный отладчик

Беспроводные модули и системы на их основе



TI представляет первый в отрасли NFC-сенсор-транспондер с высокой степенью интеграции для промышленных, медицинских, носимых устройств и Интернет-вещей (IoT)

Первый в отрасли полностью программируемый ISO 15693-совместимый сенсор-транспондер на 13,56 МГц объединяет ультранизкое энергопотребление микроконтроллера с энергонезависимой памятью FRAM

рировать транспондер и датчики для удовлетворения потребностей любого приложения.



Интеграция NFC-сенсоров в медицинских и промышленных приложениях, а также в приложениях слежения

Теперь разработчики могут создавать продукты, в которых требуется аналоговый или цифровой интерфейс, возможности регистрации данных и передачи данных по NFC с поддержкой их считывания. Транспондер RF430FRL15xH действует как основа для этих приложений, способная сгенерировать готовое IoT-решение, где NFC-совместимое устройство передаёт данные к «облаку».

- В медицинских приборах или в приложениях для фитнеса и здоровья, например в одно-разовых клейких накладках, которые улавливают температуру, влажность и т. п. Это позволяет пациентам контролировать своё состояние и отправлять жизненно важные данные сотрудникам здравоохранения. Данные мониторинга сохраняются в локальном хранилище (FRAM) для последующей передачи их в планшет или смартфон с поддержкой NFC.
- RF430FRL15xH позволяет реализовать проекты герметичных и гальванически изолированных систем сенсоров для промышленных рынков. Эти сенсоры запитываются от радиочастотных полей и общаются через беспроводную

Семейство гибких высокочастотных 13,56 МГц сенсоров-транспондеров представляет собой систему-на-кристалле (SoC) с высокой степенью интеграции и ультранизким энергопотреблением. Семейство RF430FRL15xH объединяет: ISO 15693-совместимый Near Field Communication (NFC) интерфейс с программируемым микроконтроллером (MCU), энергонезависимой FRAM-памятью, аналого-цифровой преобразователь (АЦП) и SPI- или I²C-интерфейс. Благодаря наличию двух интерфейсов NFC сенсоры-транспондеры RF430FRL15xH в полной мере оптимизированы для использования пассив-

ных (без батареек) или полуактивных способов достижения долгого срока службы батареи в широком спектре потребительских продуктов носимых устройств — промышленных, медицинских, охранных и логистических. Энергонезависимая FRAM-память сочетает в себе скорость, гибкость и долговечность SRAM со стабильностью и надёжностью flash-памяти, при обеспечении самого низкого в отрасли энергопотребления и практически неограниченном количестве циклов записи. FRAM позволяет разработчикам создавать продукты, которые способны быстро сохранить данные от сенсора, а также легко конфигу-

связь NFC для сбора и регистрации данных.

- Логистика таких приложений, как отслеживание пищевых продуктов, где необходим постоянный контроль температуры, тут все операции могут быть проведены и данные зарегистрированы транспондером RF430FRL15xH. Это позволяет создать проект с высокой степенью интеграции, в оптимальном размере и сделать его простым в использовании — в виде регистратора данных с нескольких сенсоров, которые подключаются к NFC-устройству и считываются по всему маршруту следования.

Особенности и преимущества:

- Поддержка беспроводной связи по стандарту ISO/IEC 15693, RFID-интерфейс, совместимый с ISO/IEC 18000-3.
- Оптимизирован для 1,5-В конструкций с питанием от одного элемента или простого источника, который собирает энергию из RF-поля, генерируемого NFC-устройством на расстоянии чтения. Интеллектуальное управление энергопотреблением вклю-

чает в себя выключатель аккумуляторной батареи, чтобы обеспечить длительный срок службы батареи.

- 14-битный сигма-дельта АЦП с ультранизким входным током, низким уровнем шума и ультранизким смещением позволяет разработчикам подключать до трёх дополнительных внешних датчиков в дополнение к встроенному сенсору температуры.
- SPI- или I²C-интерфейс может поддерживать цифровые сенсоры или подключение устройства к хост-системе.
- Программный код приложения встроен в ROM и управляет RF-связью и считыванием данных с сенсоров, обеспечивая максимальную гибкость при конфигурировании устройства. Можно настроить частоту дискретизации, пороги измерения и сигнализации.
- Универсальная FRAM-память позволяет хранить как данные, так и расширение или корректировку программного кода приложения.
- Интеграция с 16-битным программируемым процессором

MSP430™ с ультранизким энергопотреблением, поддерживаемым большим и надёжным набором инструментов разработки.

- Полная совместимость с интегрированными средами разработки (IDE) — как с Code Composer Studio™ (CCS) от TI, так и с Embedded Workbench IAR®.

Используя новую плату RF430FRL152HEVM, разработчики могут сразу приступить к оценке нового семейства NFC датчиков-транспондеров. Оценочная плата может питаться от батареи, USB или за счёт сбора радиочастотной энергии из расположенного поблизости NFC-устройства с поддержкой чтения, или смартфона.

Ради дальнейшего расширения возможностей оценочная плата совместима с BoosterPacks — от недорогих LaunchPad от TI (для быстрого прототипирования системы) до таких изделий, как плата с набором датчиков Hub BoosterPack с возможностью подключения дополнительных датчиков. Комплект RF430FRL152HEVM доступен в TI магазине за \$19,90*.

www.ti.com

система-на-кристалле (SoC) с высокой степенью интеграции и ультранизким энергопотреблением

сенсоры-транспондеры RF430FRL15xH

* предложение действительно при заказе на территории США.

Кристиан Бухбергер (Christian Buchberger), Костас Асланидис (Kostas Aslanidis)

Практическая разработка конструкции антенны транспондера датчика RF430FRL15xH NFC и ISO/IEC 15693

Транспондер датчика TI RF430FRL15xH и ISO/IEC 15693 представляет собой устройство NFC-меток 5 типа, работающее на частоте 13,56 МГц (диапазон ВЧ). Геометрию антенны можно изменять в зависимости от требований дальности связи. Устройство обеспечивает гибкость использования в сочетании с различными вариантами геометрии антенны. Данный документ представляет собой краткое практическое руководство по основам конструкции антенны.



Рисунок 1. RF430FRL152HEVM

Транспондер датчика RF430FRL15xH NFC и ISO/IEC 15693

Общие сведения о транспондере

Устройство RF430FRL15xH представляет собой чип транспондера с частотой 13,56 МГц и программируемым низковольтным 16-разрядным микроконтроллером MSP430™. Устройство оборудовано встроенной универсальной энергонезависимой памятью FRAM для хранения программного кода и пользовательских данных, таких как данные калибровки и измерений. RF430FRL15xH поддерживает установку связи, задание параметров и настройку через интерфейсы, совместимые с радиочастотами: ISO/IEC 15693,

NFC-метки 5 типа (T5T) (проект) и ISO/IEC 18000-3, а также шины связи SPI или I²C. Измерения датчика могут поддерживаться внутренним датчиком температуры, а также 14-разрядным сигма-дельта аналого-цифровым преобразователем (АЦП), внешний цифровой датчик можно подключить через шину SPI или I²C.

Устройства RF430FRL15xH оптимизированы для работы в полностью пассивном режиме (без батарей) или в режиме с одноэлементной батареей (полуактивном), что позволяет обеспечить максимальный срок работы батареи при портативных или беспроводных измерениях.

FRAM — это энергонезависимая память, совмещающая в себе скорость, гибкость и выносливость SRAM, а также стабильность и надёжность flash-памяти при более низком общем энергопотреблении.

На рисунке 2 изображена схема типового применения этих транспондеров.

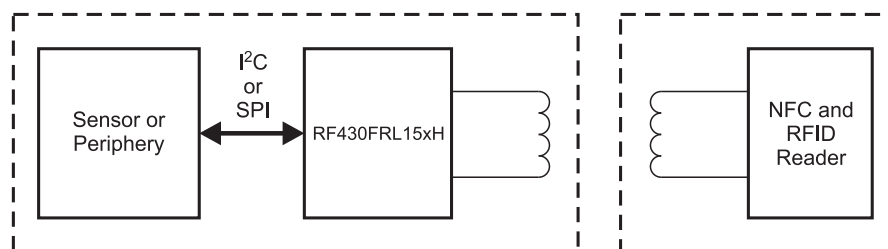


Рисунок 2. Типовое применение

На рисунке 3 показана функциональная блок-схема транспондера.

На рисунке 4 показаны типовые присоединения к транспондеру в качестве примера приложения.

Радиочастотный (РЧ) интерфейс

РЧ-интерфейс (рисунок 5) основан на стандарте ISO15693 и поддерживает спецификации NFC T5T (проект). Он поддерживает скорость передачи данных 26,48 и 1,65 кбит/с при передаче со считывателя на метку и 26 кбит/с при передаче с метки на считыватель.

Интерфейсом передачи данных с модуля РЧ во внешний мир является антенна. К внешней антенне можно подключить два контакта — ANT1 и ANT2. Размеры и параметры антенны зависят от основных требований применения, включая:

- дальность связи;
- доступное пространство;
- технология антенны.

Резонансный конденсатор (CINT), встроенный в кристалл, имеет типовое значение в 35 пФ с погрешностью ±10%.

Резонансный контур образуется с помощью внешней антенны

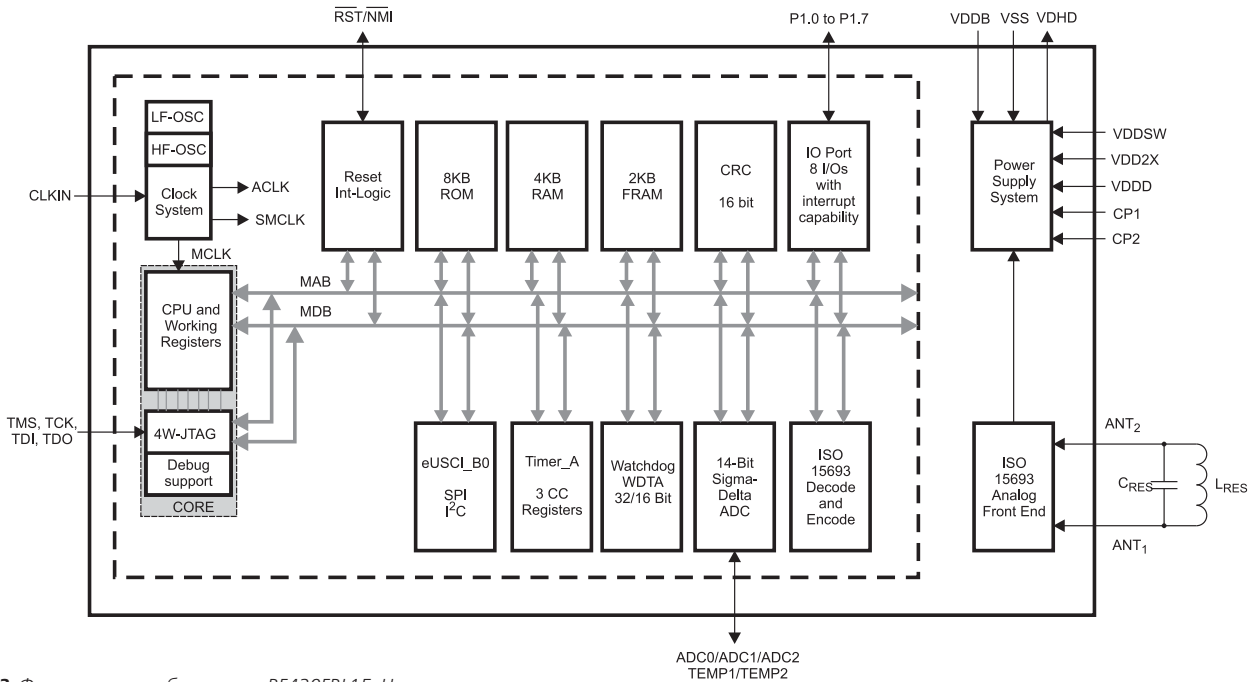


Рисунок 3. Функциональная блок-схема RF430FRL15xH

(индуктивность L), резонансного конденсатора, встроенного в кристалл (C_{int}), и, при необходимости, внешнего конденсатора (C_{ext}). Можно подключить дополнительный внешний резонансный конденсатор (C_{ext}), чтобы учесть варианты антенн с более низкой индуктивностью ($L < 3,8$ мкГн) (рисунок 10). Резонансная частота

вычисляется по следующей формуле:

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \times C}}, \quad (1)$$

где L – индуктивность антенны, C – общая резонансная ёмкость ($C = C_{int} + C_{ext}$), f_{res} – резонансная частота.

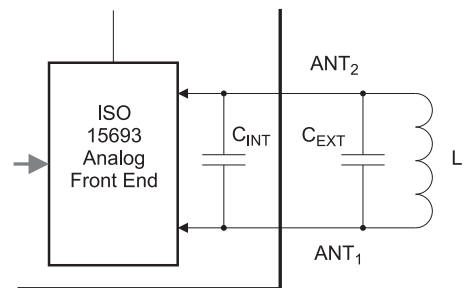
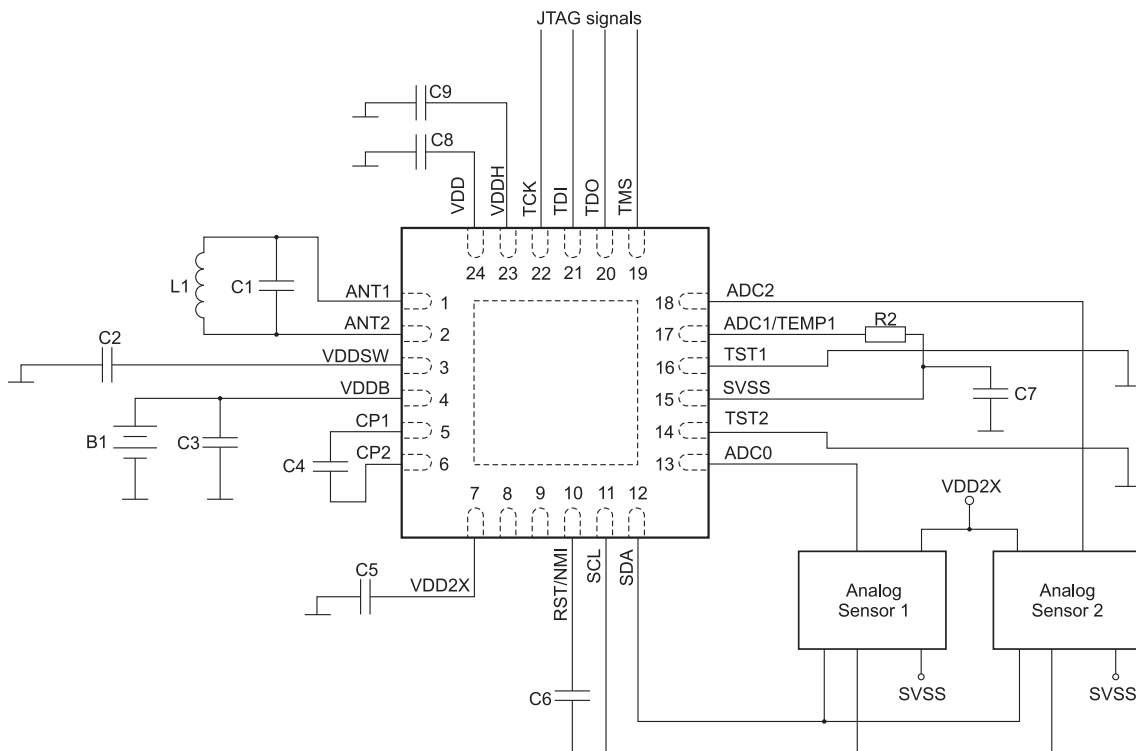


Рисунок 5. Модуль PC-интерфейса с антенной



Two analog sensors connected through I²C, supplied by VDD2X (≈3 V)

Рисунок 4. Схема примера приложения

Внутренний резонансный конденсатор

Был использован встроенный резонансный конденсатор (C_{int}). C_{int} параллельно соединён с контактами антенны ANT1 и ANT2, образуя резонансный контур с антенной (катушкой), подключённой к контактам ANT1 и ANT2 (таблица 1).

Входное сопротивление устройства непостоянно. Значение меняется по мере изменения входного напряжения, активации выпрямителя, а также ограничителя РЧ-устройства (рисунок 7).

Антенна

Внешнюю антенну можно подключить к JP1 на устройстве RF430FRL152HEVM (контакты 1 и 2). Эти контакты параллельны с внутренним резонансным конденсатором C_{int} , благодаря чему образуется резонансный контур.

В зависимости от индуктивности антенны можно использовать дополнительный внешний резонансный конденсатор, параллельный C_{int} .

Индуктивность бортовой антенны

Индуктивность бортовой антенны имеет стандартное значение в 1,8 мкГн. Погрешности антенны, вытравленной на печатной плате, обычно находятся в диапазоне $\pm 2\%$ (таблица 2).

Диапазон индуктивности внешней антенны без внешнего конденсатора

Теоретически, индуктивность антенны может иметь любое значение в логическом диапазоне отношения L к C .

Если внешний конденсатор не используется, предполагая, что $f_{res} \approx 13,7$ МГц, при вычислении ин-

Таблица 3. Индуктивность антенны ($f_{res} \approx 13,7$ МГц)

Мин.	Станд.	Макс.
3,57 мкГн (при $C_{int}=38,5$ пФ)	3,85 мкГн (при $C_{int}=35$ пФ)	4,28 мкГн (при $C_{int}=31,5$ пФ)

дуктивности антенны необходимо учитывать погрешность CINT (таблица 3).

Примечание: В данном расчёте погрешность антенны не учитывается. Обычно эти значения находятся в пределах $\pm 2\%$.

Подключение внешней антенны

В устройстве RF430FRL152HEVM можно отключить «бортовую» антенну и подключить внешнюю.

Необходимо внести следующие изменения в конструкцию платы (рисунок 8):

- Удалить R27 и R31 (помечены зелёным цветом).
- Подключить внешнюю антенну к двум контактам антенны на JP1 (помечены синим цветом).
- Используйте конденсаторы, параллельно соединённые с внешней катушкой или антенной, чтобы подстроить её под резонансную частоту.

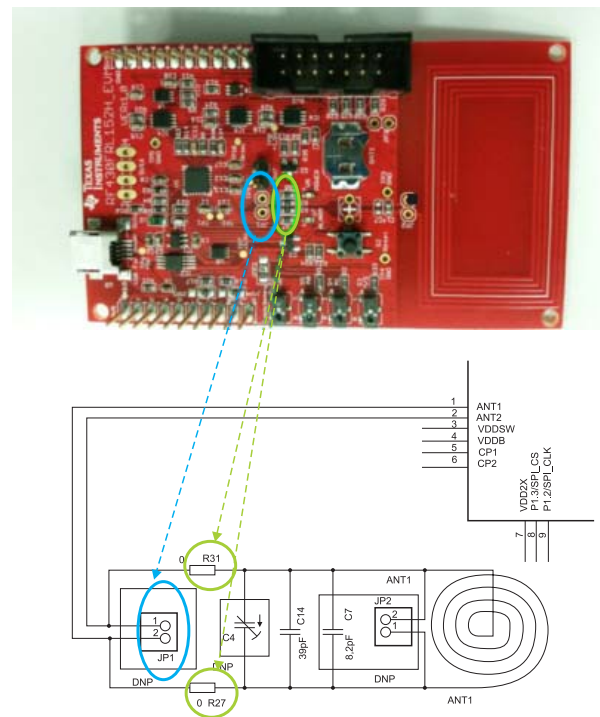


Рисунок 8. Подключение антенны к модулю оценки

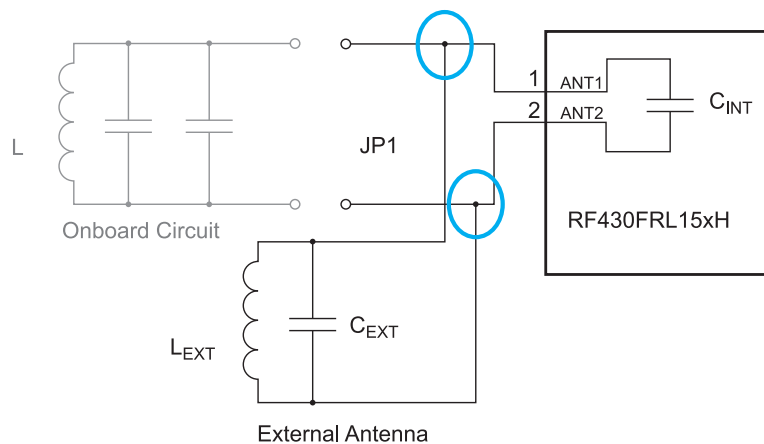


Рисунок 9. Подключение антенны EVM

Таблица 1. Внутренний резонансный конденсатор ⁽¹⁾

Мин.	Станд.	Макс.
31,5 пФ	35 пФ	38,5 пФ

⁽¹⁾ $C_{int} = 35$ пФ $\pm 10\%$ резонансный конденсатор, встроенный в кристалл (C_{int})

Таблица 2. Индуктивность бортовой антенны

Мин	Станд.	Макс
	1,8 мкГн	

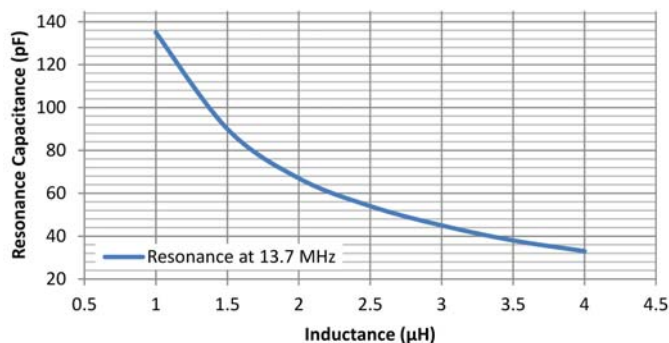


Рисунок 10. Значения индуктивности и резонансной ёмкости

Резонансный контур антенны

На рисунке 9 показана основная входная цепь RF430FRL15xH. Антенна (бортовая) (L) с внутренним параллельным конденсатором (C_{int}) создаёт резонансный контур желаемой частоты.

При использовании внешней антенны L_{ext} подключается к JP1 устройства RF430FRL152HEVM, как описывается в разделе «Подключение внешней антенны». Если вы не собираетесь использовать внешнее емкостное сопротивление C_{ext} , выбирается метод подключения, описанный в разделе «Диапазон индуктивности внешней антенны без внешнего конденсатора».

В зависимости от индуктивности антенны можно использовать дополнительный внешний резонансный конденсатор C_{ext} , подключённый параллельно к L_{ext} . При расчёте соответствующего значения C_{ext} необходимо учитывать внутреннюю ёмкость C_{int} . Сумма ёмкостей параллельных конденсаторов будет значением полной резонансной ёмкости:

$$C_{res} = C_{int} + C_{ext}$$

В ходе фазы разработки рекомендуется использовать внешний регулируемый (подстроечный) конденсатор для точной настройки. Это поможет устрани-

тить погрешность компонентов и паразитных элементов платы. Для производства значение этого переменного конденсатора можно измерить и заменить внешним фиксированным конденсатором с тем же значением (или набором нескольких конденсаторов).

Рекомендованная рабочая резонансная частота (f_{res}) составляет около $f_{res} \approx 13,7$ МГц для оптимальной работы в соответствии с разделом «Нарушение настройки резонансной частоты». Для стабильной работы убедитесь, что резонансная частота остаётся в пределах от 13,56 до 13,7 МГц, включая все погрешности. Использование резонансной частоты вне указанных пределов приводит к снижению эффективности работы.

На рисунке 10 показаны значения индуктивности и ёмкости для создания резонанса при 13,7 МГц.

Показатель добротности (Q) пассивного резонансного контура должен составлять $Q < 50$. В случае более высокого Q для его снижения можно добавить внешний резистор, параллельный индуктору L_{ext} . Подходящее значение может быть в диапазоне от 10 до 20 кОм.

Примечание. В данном документе ёмкости паразитных элементов схемы и подключений не учитываются.

Замер эффективности с разными внешними антеннами

В зависимости от применения, размеры антенны могут быть ограничены. Для общего описания того, каким образом антенны разных размеров влияют на эффективность системы, приведены несколько примеров измерений расстояния считывания.

В качестве образцового считывателя используется TRF7970A EVM, полностью интегрированный трансивер с бортовой антенной ПП (www.ti.com/tool/trf7970aevm) (рисунок 11).

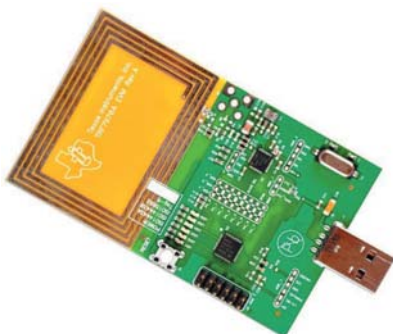


Рисунок 11. TRF7970A EVM образцовый считыватель

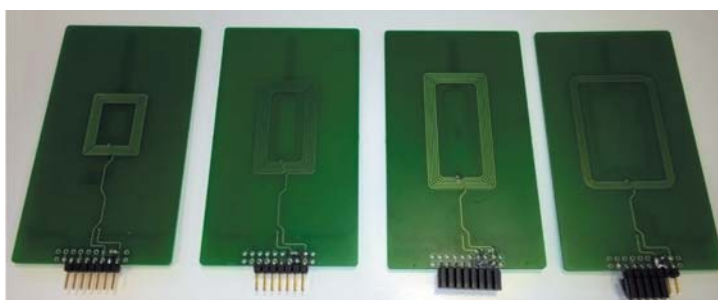


Рисунок 12. Антенны класса 6 по ISO, класса 5 по ISO, класса 4 по ISO, класса 3 по ISO



Рисунок 13. Катушки Premo 3DC15HF-0003K и SDTR1103-HF2-0002K



Рисунок 14. Катушки Neosid 3D15 (88 8035 82) и MS32 ka (88 8036 10)

На рисунках с 12 по 14 показаны разные антенны, использованные со стороны RF430FRL15xH.

Антенны во всех случаях были настроены на резонансную частоту $f_{res}=13,7$ МГц с помощью внешних конденсаторов, подключённых параллельно индукторам. В таблице 4 приведены значения индуктивности и соответствующие значения ёмкости для достижения резонанса с частотой 13,7 МГц.

В таблице 5 приведены показатели эффективности при использовании TRF7970AEVM в качестве считывателя по умолчанию. Расстояние считывания, описанное в таблицах 5 и 6, даёт понимание диапазона, на котором считыватель и метка могут соединяться и обмениваться информацией. Расстояние зарядки будет больше. Расположите считыватель и антенну метки параллельно друг другу для наибольшей эффективности.

NFC также позволяет использовать мобильные телефоны для считывания RF430FRL15xH. В таблице 6 приведены расстояния считывания при использовании различных мобильных телефонов и RF430FRL15xH с внешней антенной класса 6 по ISO.

Добротность антенны

Основные понятия

Добротность антенны резонансного контура даёт понимание о том, как ведёт себя антенна в частотном спектре при её резонансной частоте. Более высокий показатель Q приводит к более узкому диапазону частот. Если рабочий диапазон частот антенны слишком узкий (высокий Q), информация более не сможет быть получена или передана в связи с ограниченным диапазоном частот (ДЧ) и связь может прерываться. С другой стороны, если рабочий диапазон частот слишком широкий (низкий Q), эффективность системы снижается в связи с более низким полем РЧ, что приводит к уменьшению запаса энергии и сбоям связи, вызванным шумом ввиду широкого ДЧ.

Показатель Q антенны можно вычислить с помощью следующих формул:

$$\begin{aligned} BW_{3dB} &= f_2 - f_1 \\ Q &= f_{res}/BW, \end{aligned} \quad (2)$$

где BW_{3dB} – пропускная способность антенны в 3 дБ, f_2 – верхний предел

Таблица 4. Значения настроечных конденсаторов

Антенна	Индуктивность, мкГн	Общий резонансный конденсатор, пФ
Класс 3 по ISO	2,4	56
Класс 4 по ISO	2,4	56
Класс 5 по ISO	2,4	56
Класс 6 по ISO	2,4	56
SDTR1103-HF2-0002K	2	68
3DC15HF-0003K	3	45
3D15 (88 8035 82)	3,25	41
MS32 (88 8036 10)	2,1	64

Таблица 5. Максимальное расстояние связи

Внешняя антенна RF430FRL152H	Максимальное расстояние связи (см)
RF430FRL152H EVM (бортовая антенна)	9,5
Класс 3 по ISO	6,5
Класс 4 по ISO	7,5
Класс 5 по ISO	8
Класс 6 по ISO	8,5
3DC15HF-0003K	4,5
SDTR1103-HF2-0002K	3,5
3D15 (88 8035 82)	5
MS32 (88 8036 10)	3,5

Таблица 6. Расстояние связи мобильных телефонов при использовании RF430FRL15xH с антенной класса 6 по ISO

Мобильный телефон с функцией NFC	Расстояние связи (см)
Nokia Lumia 830	3
HTC One M8	2,5
Samsung Galaxy S3	3,5
Samsung Galaxy S5	4

частоты, f_1 – нижний предел частоты, f_{res} – желаемая резонансная частота (в данном случае $f_{res}=13,7$ МГц).

Размещение и измерение

Для вычисления фактора Q необходимо измерить резонансную частоту и диапазон частот. Это можно сделать с помощью анализатора спектра со следящим генератором (такого как FSP от компании R&S) и специального

стенда для испытаний. Стенд для испытаний должен быть оборудован приёмной катушкой, подключённой к входу анализатора спектра, и катушкой большего размера, подключённой к выходу следящего генератора анализатора спектра, как показано на рисунке 15.

Размещение анализатора спектра:

- Все измерения нужно производить с антенной, подключённой к остальной системе (включая оценочную

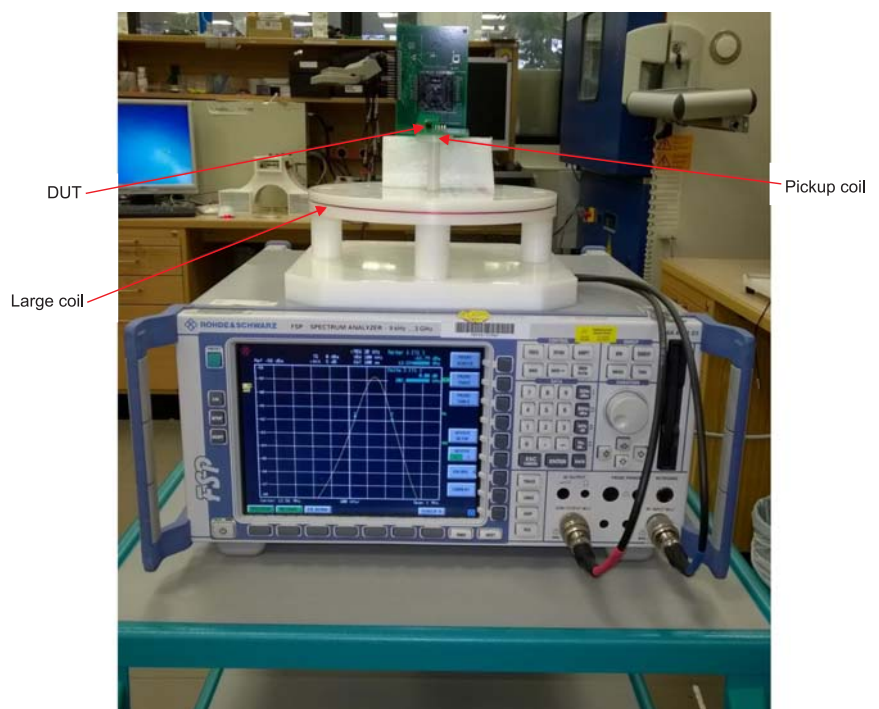


Рисунок 15. Резонансная частота и измерение добротности

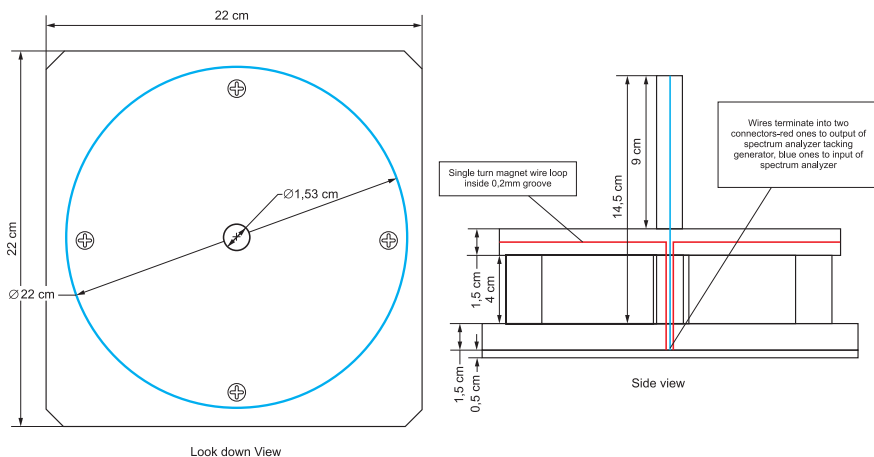


Рисунок 16. Диагностический инструмент

плату и ПП). Иначе внутренняя ёмкость и ёмкости паразитных элементов будут проигнорированы.

- Подключите испытательный стенд к анализатору спектра. Подключите большую катушку (красный коннектор) к выходу следящего генератора, а катушку меньшего размера (синий коннектор) – к каналу входа, как показано на рисунке 15.
- Расположите проверяемое устройство (DUT) сверху стенда, установите его строго по центру и выровняйте по горизонтали в соответствии с приёмной катушкой.
- Включите выход следящего генератора, сосредоточив желаемую частоту совмещения (13,6 МГц) на амплитуде в диапазоне от 1 до 5 МГц. Если резонансная кривая не отображается, скорректируйте амплитуду и образцовый уровень. Рекомендуется использо-

вать вертикальную шкалу с ценой деления от 1 до 3 дБ.

- Используйте маркеры, чтобы определить и измерить 3-дБ диапазон частот резонансной кривой. (-3 дБ от резонансного пика в положительном и отрицательном направлениях f).
- Теперь можно рассчитать показатель качества с помощью формул (2).

Примечание. Температура, влажность и близкое расположение металлов или органических материалов влияют на резонансную частоту и показатель Q антенн.

Диагностический инструмент

Пример

Значения, показанные на рисунке 18:

$$f_1 = 13,594 \text{ МГц}, f_2 = 13,796 \text{ МГц}, BW_{3dB} = f_2 - f_1 = 202 \text{ кГц}.$$

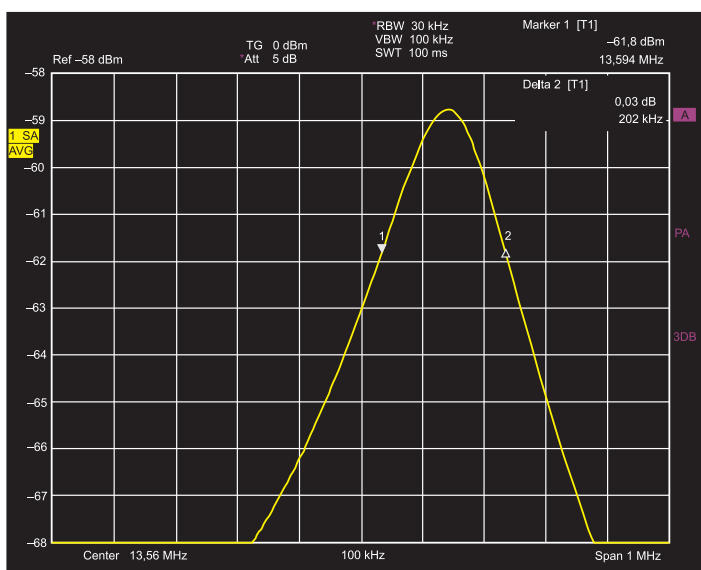


Рисунок 18. Измерение показателя Q антенны

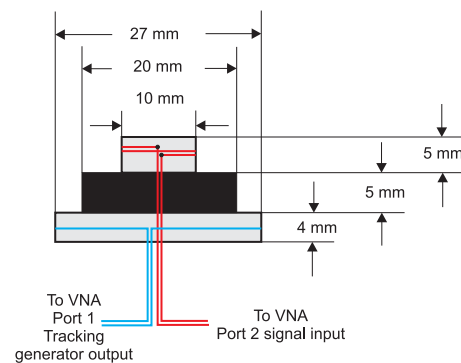


Рисунок 17. Небольшой диагностический инструмент (дополнительно)

В качестве альтернативного варианта, напрямую установите настройки маркеров для считывания разницы между ними.

При резонансной частоте $f_{res} = 13,7 \text{ МГц}$ показатель качества антенны (или DUT) будет:

$$Q = \frac{f_{res}}{BW_{3dB}} = \frac{13,7 \text{ МГц}}{202 \text{ кГц}} = 67,8. \quad (3)$$

Нарушение настройки резонансной частоты

Резонансная частота (совместно со стабильным показателем добротности) должна быть настроена для обеспечения наибольшей дальности связи между считывателем и транспондером. Отклонения от резонансной частоты приводят к снижению эффективности.

Отклонения обычно вызываются погрешностью внутреннего конденсатора метки, параметрами антенны, соединениями и внешним влиянием, таким как близкое расположение металлических или органических объектов.

В таблице 1 приведены погрешности внутреннего резонансного конденсатора ПП RF430FRL15xH. По практическим соображениям рекомендуется компенсировать все погрешности с помощью внешнего конденсатора, подключённого между ANT1 и ANT2. В ходе фазы разработки для точной настройки максимального расстояния связи можно использовать регулируемый конденсатор. В конечном продукте этот конденсатор можно заменить фиксированным значением. Сложно заранее компенсировать колебания резонансной частоты, вызванные непредсказуемым внешним влиянием, так как оно неизвестно.

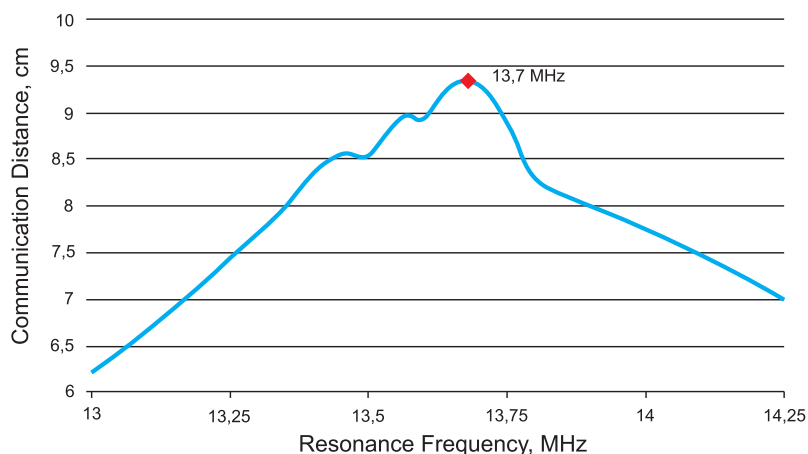


Рисунок 19. Дальность связи и нарушение настройки резонанса

В таких случаях для снижения внешнего влияния можно использовать особую конструкцию антенны.

На рисунке 19 показан пример влияния нарушенной настройки антенны класса 6 по ISO на метку RF430FRL152H на расстоянии связи с использованием считывателя NFC TRF7970AEVM.

Примеры расчёта индуктивности прямоугольной антенны

Процесс расчёта индуктивности антенны очень сложен. Для технических целей существует несколько упрощённых формул, использующих некие допущения для получения довольно точного расчёта индуктивности. Существуют различные упрощённые формулы с различными допущениями. Эти допущения необходимо учитывать при выборе формулы.

Уравнение 4 рассчитывает значение индуктивности прямоугольной катушки, такой, как показана на рисунке 20:

$$L = N^2 \times \frac{\mu_0}{\pi} \left[-2(w+h) + 2\sqrt{h^2+w^2} - h \times \ln\left(\frac{h+\sqrt{h^2+w^2}}{w}\right) - w \times \ln\left(\frac{w+\sqrt{h^2+w^2}}{h}\right) + h \times \ln\left(\frac{2h}{a}\right) + w \times \ln\left(\frac{2w}{a}\right) \right] \quad (4)$$

где N – количество витков, w – средняя ширина прямоугольника, h – средняя высота прямоугольника, hout – внешняя высота, wout – внешняя ширина, hin – внутренняя высота, win – вну-

тренняя ширина, a – ширина трассировки, μ_0 – проницаемость среды, P – коэффициент коррекции.

Наилучшие результаты были получены при использовании параметров w и h (рисунок 21). Рассчитывается следующим образом:

$$h = \frac{hout - hin}{2} \quad (5)$$

$$w = \frac{wout - win}{2}$$

Коэффициент коррекции P обозначен в литературе как:

- Подключение проводом: от 1,8 до 1,9.
- Протравливание: от 1,75 до 1,85.
- Печатное: от 1,7 до 1,8.

Другие способы расчёта индукции антенны можно найти на различных сайтах, включая:

- www.emclab.mst.edu/inductance/rectgl/
- www.emclab.mst.edu/inductance/

Бортовая антенна RF430FRL152H EVM

Следующий пример показывает расчёт для бортовой антенны RF430FRL152HEVM (рисунок 22).

- N: 6
- w: 37 мм



Рисунок 22. RF430FRL152HEVM

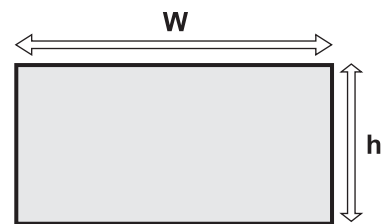


Рисунок 20. Катушка прямоугольной антенны

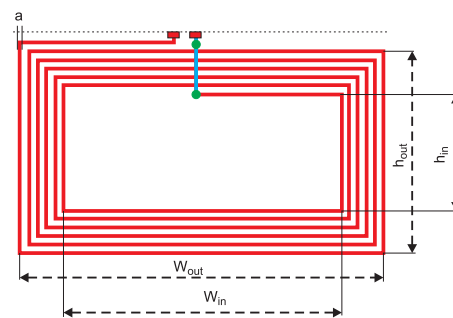


Рисунок 21. Геометрия антенны

- h: 19 мм
- hout: 25 мм
- wout: 43 мм
- hin: 13 мм
- win: 31 мм
- a: 0,5 мм
- P: 1,8
- Измеренное L=1,8 мкГн.
- Рассчитанное значение с P=1,8.

Эталонная антенна класса 1 по ISO10373-6

Следующий пример показывает расчёт для антенны класса 1 по ISO (рисунок 23).

- N: 4
- w: 69 мм
- h: 39 мм
- hout: 42 мм
- wout: 72 мм
- hin: 36 мм
- win: 66 мм
- a: 0,5 мм
- P: 1,9
- Измеренное L=2,3 мкГн.
- Рассчитанное значение с P=1,9.



Рисунок 23. Эталонная антенна класса 1 по ISO 10373-6



EM8500 – микросхема управления энергонакоплением и питанием от солнечных батарей и термоэлектрических генераторов в диапазоне мощности от мкВт до мВт



EM8500 представляет собой решение для управления питанием от первичных (термоэлектрических генераторов, солнечных батарей, гальванических элементов) и вторичных (аккумуляторов, ионисторов и обычных конденсаторов) источников постоянного тока в диапазоне мощности от микроватт до милливатт.

Для достижения наилучшей эффективности в EM8500 применяется технология отслеживания точки максимальной мощности.

При использовании непerezаряжаемых гальванических элементов вместе с аккумулятором/конденсатором в EM8500 встроен механизм оптимизации, увеличивающий время жизни батареи.

Для обеспечения точечного управления приложением в EM8500 имеются 4 независимых выхода питания, а также спящий режим с возможностью отключить все или только некоторые источники энергии.

Применение:

- Устройства с возможностью зарядки от солнечных батарей и/или термоэлектрических генераторов (ТЭГ).
- Персональные гаджеты.
- Маячки и беспроводные датчики/Мониторинг окружающей среды.
- Устройства с батарейным питанием.

Основные особенности:

Интеллектуальное управление питанием:

- Потребление 25 нА в режиме регулирования.
- 3 вспомогательных входа.
- Программируемое выходное напряжение.
- Функция будильника – внутренний счётчик или внешнее событие.

Сверхнизкое входное напряжение и мощность:

- «Холодный» старт: 0,3 В/3 мВт.
- Рабочий режим от 0,1 В/1 мВт.

Сверхнизкое собственное потребление:

- 15 нА от батареи в защищённом режиме.
- 125 нА при питании слабых приложений.

Быстрый старт из «холодного» состояния:

- Быстрый старт благодаря двум накопителям.
- STS/LTS: (Short Term Storage / Long Term Storage).
- Поддержание STS в конфигурировании окна напряжений, когда LTS ниже заданного минимума.

MPPT – технология отслеживания точки максимальной мощности:

- Полностью встроенная MPPT, конфигурируемая для солнечной батареи или термоэлектрического генератора через EEPROM безо всяких внешних компонентов.

USB-зарядник:

- Конфигурируемый зарядный ток.
- Работа приложения от USB-источника питания.

Увеличение времени жизни первичных батарей:

- Конфигурирование для увеличения времени жизни непerezаряжаемой батареи на LTS (с использованием накопителя энергии).

Гибкий интерфейс:

- SPI или I²C.

Конфигурирование через EEPROM:

- Не требуется внешних компонентов, значения по умолчанию хранятся в EEPROM.

Контроль зарядки:

- Прекращение зарядки при достижении заданного значения.
- Конфигурирование в пределах как ниже, так и выше напряжения платы защиты батареи.

Преимущества EM8500 перед конкурентными предложениями:

- существенно лучшие условия холодного старта, лучшая эффективность, меньшее потребление.

Измеритель освещённости (датчик тока) в нескольких диапазонах.

Размер корпусированной версии 4×4 мм (на кристалле тоже доступны).

Дополнительную информацию и консультацию можно получить у сотрудников компании Сканти

Сяолинь Лу (Xiaolin Lu), Оливер Моньер (Olivier Monnier)

Организация надёжной передачи данных по линиям электропитания (PLC) с поддержкой стандарта G3

Введение

Связь по линиям электропитания (PLC) – это глобальная технология, в разработке которой заинтересован весь мир. Коротко говоря, PLC модулирует сигналы передачи данных и управления, проходящие по существующим линиям питания. Это позволяет подсоединять устройства к сети связи без введения новых проводов и кабелей. Такая возможность чрезвычайно привлекательна для разнообразных областей применения, где можно получить значительный выигрыш от повышения интеллектуальности и эффективности в результате взаимодействия по сети. В число начальных рыночных возможностей для PLC входят:

1. Приборы учёта коммунальных услуг.

Приборы учёта коммунальных услуг являются самой обширной областью применения PLC. PLC является приоритетной технологией предприятий коммунальных услуг, выбранной ими для связи в целях автоматизированного снятия показаний измерений (AMR) и поддержания инфраструктуры для таких измерений (AMI), вследствие устранения необходимости в прокладке дополнительных проводов. Она также активно стимулируется теми потребителями, которые хотят подключить счётчики к устройству контроля энергии, то есть к домашнему блоку отображения данных учёта (IHD), чтобы можно было увидеть потребление энергии и использовать более дешёвые тарифные сетки с учётом времени суток.

2. Домашняя вычислительная сеть.

Если домашняя вычислительная сеть расширяется, чтобы охватить различные устройства для обеспечения эффективного потребления энергии, производители комплектного оборудования (ОЕМ) обращаются к PLC, чтобы она служила связующей технологией между устройствами и домашней сетью. Одной из ключевых проблем на этом рынке является высокий уровень помех от устройств при их использовании. Производителям комплектного оборудования требуется оптимизированная по стоимости реализация, обеспечивающая надёжную связь, что делает узкополосную PLC наилучшим вариантом выбора, когда дело касается проводной связи или создания мостов между существующими беспроводными технологиями.

3. Освещение.

В силу своей пригодности для целей автоматизации, как в бытовых, так и в промышленных условиях, PLC позволяет ОЕМ-производителям встраивать интеллектуальные возможности в широкий ассортимент осветительных приборов. В число ключевых функциональных возможностей входят дистанционное управление освещением, автоматическое включение и выключение светильников, контроль потребления для точного расчёта стоимости энергии, а также подключения к сети. Ключевым требованием к проектированию является возможность реализации эффективного по стоимости единого чипа для управления и PLC.

4. Солнечная энергетика.

PLC служит важной технологией, содействующей массовому развёр-

тыванию солнечного оборудования, обеспечивая канал связи с инверторами для солнечных батарей для контроля предприятиями коммунальных услуг потребляемой мощности и управления мощностью в сети. Несмотря на то, что радиочастотные технологии в солнечных установках несколько продвинулись вперёд, PLC предлагает идеальные средства для высоконадёжного и недорогого подключения оборудования по линиям постоянного и переменного тока.

G3. Устойчивая и надёжная связь

PLC – это, фактически, общий термин для любой технологии, которая использует линию электропитания в качестве канала передачи информации. Поэтому PLC, на самом деле, состоит из нескольких стандартов, фокусирующих внимание на разных рабочих показателях и вопросах, касающихся определённых областей применения и условий эксплуатации (таблица 1). Двумя из наиболее известных стандартов являются G3 и PRIME. В общих чертах, среди множества стандартов G3 или родственного ему стандарт IEEE P1901.2 в большей степени фокусируют внимание на устойчивости. При условии разнообразия сред, в которых может работать PLC, и наличия в них разных видов помех устойчивость G3 к помехам зачастую делает его более привлекательным вариантом для глобального распространения.

Развитие G3 как стандарта происходило под управлением Альянса G3. G3 работает в Европе в диапазоне частот CENELEC-A (3–95 кГц) и мо-

Таблица 1. Области применения и условия эксплуатации

Параметр	IEC61334 S-FSK	PRIME (OFDM)	G3 (OFDM)	P1901.2 / G3-FCC (OFDM)
Формат модуляции	Частотная манипуляция с расширением спектра	DBPSK / DQPSK/D8PSK	DBPSK / DQPSK/ (D8PSK)	DBPSK/DQPSK/D8PSK/ когерентная модуляция
Прямая коррекция ошибок	Неприменимо	Скорость свёрточного кода 1/2	Внешний код RS + скорость внутреннего свёрточного кода 1/2	Внешний код RS + скорость внутреннего свёрточного кода 1/2
Скорость передачи данных	2,4 кбайт/с	21, 42, 64, 84, 64 кбайт/с (с кодированием)	20,36, /34,76/(46) кбит/с (с кодированием)	Масштабируется до 250 кбайт/с
Сетка частот	CENELEC-A	Непрерывная 42–89 кГц (определено для сценария LV)	36–91 кГц с маскированием тонального сигнала для SFSK	CENELEC-A, полоса частот FCC
Режим ROBO	Нет	Нет	Да	Да
Маска тонального сигнала	Нет	Нет	Да	Да
Адаптивная карта тональных сигналов	Нет	Да	Да	Да
MAC	IEC61334 MAC	PRIME MAC	Профиль 802.15.4/G3	На базе 802.15.4
Уровень конвергенции	IEC61334-4-32	IEC61334-4-32/IPv6	6LoWPAN/IPv6	6LoWPAN/IPv6
Применение приборов учёта	COSEM/DLMS	COSEM/DLMS, IP	COSEM/DLMS, IP	COSEM/DLMS, IP

жет быть распространён на полный диапазон частот FCC для обеспечения более высокой скорости передачи данных в других странах. G3 является двунаправленным, с эффективной скоростью передачи данных 20–40 кбайт/с в диапазоне частот CENELEC-A и до 200–400 кбайт/с в диапазоне частот FCC (G3-FCC). Он сосуществует с S-FSK и другими традиционными технологиями PLC и эффективно поддерживает DLMS/COSEM (серия IEC 62065), а также предоставляет 128-битовый AES 2-го уровня для CCM в целях обеспечения дополнительной защиты данных. Поддержка IPv6 в настоящее время позволяет G3 эффективно сводить воедино устройства IPv4 и IPv6 и сети.

G3 использует модуляцию по схеме мультиплексирования с ортогональным делением частот (OFDM) для обеспечения высокой устойчивости к интерференции и затуханию сигнала. В результате он может обеспечивать надёжную связь на расстоянии до 6 миль при прохождении между трансформаторами среднего напряжения. Этот стандарт также позволяет поддерживать связь при наличии в линии трансформаторов низкого напряжения и среднего напряжения (LV/MV) с прохождением общего расстояния до 2–3 миль, в зависимости от состояния канала.

Способность G3 проходить через трансформатор является важным свойством, в особенности в сельской местности с низкой плотностью населения. В частности, в Северной

Америке дистанция между домашним трансформатором низкого напряжения и коммуникациями общего пользования может быть длиной только 3–4 метра. Размещение концентратора перед трансформатором просто не может дать нужной плотности для оправдания стоимости концентратора.

G3 был разработан для решения этого вопроса, позволяя сигналам PLC проходить через трансформатор низкого напряжения и далее на линию среднего напряжения. Это позволяет разместить концентратор там, где он сможет собирать данные от существенно большего числа участков, тем самым повышая рентабельность соединения жилого помещения/коммерческого предприятия с коммунальным предприятием.

G3 также формирует части Приложения-A и Приложения-D (G3-FCC) к стандарту ITU G.9955 (G.9956 для G3 MAC). IEEE (Институт инженеров по электротехнике и радиоэлектронике) разрабатывает глобальную версию G3 под названием P1901.2. В число других относящихся к OFDM стандартов входит основная часть G.9955/9956, или G.hnem.

В целях поддержания возросших скоростей передачи данных и охвата, G3-FCC использует опцию когерентной модуляции. В действительности там, где можно надёжно оценить качество канала с помощью пилотных сигналов, существует и возможность улучшения производительности дифференциальной модуляции. G3-FCC поддерживает

когерентную демодуляцию для режимов Robo, BPSK, QPSK, 8PSK и 16-QAM и обеспечивает усиление до 5 дБ. В число известных проблем, связанных с когерентной модуляцией, входит уход частоты кварцевого генератора и управленческие изменения каналов внутри периода переменного тока.

Помимо G3

В поисках наиболее подходящей реализации PLC многие страны начали выполнять свои оценки с определения того, насколько хорошо G3 работает в условиях наличия помех, характерных для региона. Например, в Корее многие кабели прокладываются под землёй. В настоящее время корейское правительство полагает, что можно будет использовать широкополосную PLC-технологии с использованием этих кабелей. Однако надёжность широкополосной связи при использовании под землёй значительно снижается. Узкополосная реализация, такая как G3, больше подходит для этих условий эксплуатации.

В то время как ряд стран, особенно Франция, выполнили стандартизацию по G3, некоторые другие страны, например Испания, выбрали другие технологии, такие как PRIME. Однако настоящая битва стандартов только началась. Такие страны, как Китай, Индонезия и Япония, ещё должны выполнить стандартизацию по определённой разновидности PLC. Производители комплектного оборудования (ОЕМ), которые могут

Таблица 2. Характерные параметры PLC-Lite от корпорации TI

Полоса частот	Половинная полоса А/В/С/D, конфигурируемая во время работы, соответствующая стандарту CENELEC compliant	Полная полоса CENELEC A
Полоса пропускания, кГц	23	47
Частота дискретизации, кГц	500	250
Длительность символа данных/заголовка, мс	2,24	2,24
Длительность преамбулы (каждой), мс	2,048	2,048
Скорость передачи РНУ-данных	21 кбайт/с (BPSK)	42 кбайт/с (BPSK)
	11 кбайт/с (BPSK + FEC)	21 кбайт/с (BPSK+FEC)
	2,6 кбайт/с (Robo-4)	5,2 кбайт/с (Robo-4)
	1,3 кбайт/с (Robo-8)	2,6 кбайт/с (Robo-8)
Размер FFT	1024	512
Размер CP	96	48
Число поднесущих	49	97
MAC	CSMA/CA	CSMA/CA

создавать продукцию, поддерживающую несколько стандартов, будут находиться в более выгодном положении с точки зрения возможностей на этом развивающемся рынке.

Корпорация Texas Instruments обеспечивает платформу PLC, на которой можно реализовать все стандарты, перечисленные в таблице 1. Помимо этого, она предлагает PLC-Lite™ в качестве не основанного на стандартах, более дешёвого и гибкого подхода к PLC. Поскольку PLC-Lite не является фиксированным стандартом, разработчики могут воспользоваться его универсальностью для оптимизации реализации с учётом характеристик конкретного канала в целях повышения устойчивости связи в тех средах, где G3 и PRIME испытывают затруднения из-за того, что помехи на линии требуют особого обращения.

PLC-Lite обеспечивает максимальную скорость передачи данных 21 кбайт/с и поддерживает как полнодиапазонный, так и полудиапазонный режимы (таблица 2). Данное решение разработано с целью обеспечения дополнительной устойчивости к определённому типу помехам, включая узкополосные помехи, которые могут влиять на каналы G3. Оно содержит простое управление доступом к носителю CSMA/CA (множественный доступ с контролем несущей и предотвращением коллизий) MAC, которое может быть объединено с любым стеком специального применения.

Благодаря простоте и более низкой скорости передачи данных технология PLC-Lite может быть реализована при значительно более низкой стоимости канала, чем, например, при

использовании стандарта G3 или PRIME. Кроме того, PLC-Lite обеспечивает огромную гибкость, позволяя разработчикам настраивать параметры связи по желанию заказчика.

Благодаря своей простоте и более низкой скорости передачи данных данное решение может быть реализовано при значительно более низких затратах на канал. PLC-Lite™ также обеспечивает огромную гибкость и позволяет разработчикам индивидуально настраивать информационные каналы за рамками ограничений промышленного стандарта.

PLC-Lite подходит для чрезвычайно чувствительных к затратам конфигураций и областей применения, где не требуются сложности G3 и PRIME, однако нужен устойчивый канал связи. Точно так же, как пульту дистанционного управления телевизором не нужны все возможности Wi-Fi™, чтобы переключать каналы и регулировать громкость, не в каждой области применения требуются расширенные функции и скорость передачи данных стандартов PRIME и G3. Например, PLC-Lite является идеальным решением для простой осветительной лампочки или настенного выключателя внутри домашней сети, где будет достаточно всего нескольких кбайт/с.

PLC-Lite особенно хорошо подходит для иных устройств, помимо электросчётчика, включая преобразователи солнечной энергии, бытовое и промышленное освещение и устройства доступа в сеть. Данное решение представляет большую ценность во многих областях применения благодаря своему экономичному подходу, одновременно обеспечи-

вающему устойчивость, требуемую для надёжной работы в условиях высокого уровня помех. Его оптимизированный объём памяти и требуемая вычислительная производительность позволяют разработчикам осуществлять вдобавок к PLC-связи управление освещением и управление инверторами, что обеспечивает уникальный уровень интеграции в одном-единственном чипе.

Гибкость PLC достигается благодаря программному обеспечению

В сочетании с программным обеспечением plcSUITE™ корпорация TI обеспечивает полное рабочее решение для всех основных разновидностей PLC с полной обработкой уровня РНУ (физического) и MAC (управление доступом к сетевой среде), а также API (интерфейс прикладных программ), рисунок 1. Программная реализация системы PLC также даёт разработчикам огромную гибкость в решениях, позволяя им поддерживать каждую разновидность G3, включая G3-FCC, вдобавок к стандарту PRIME для устройств, требующих повышенных скоростей передачи данных, и PLC-Lite™, — для недорогих применений.

Простые в использовании библиотеки программного обеспечения plcSUITE от TI позволяют разработчикам индивидуально настраивать проекты PLC под заказчика за меньшее время и быстрее выпускать в продажу свою продукцию. Библиотеки программ являются сквозным продуктом, обеспечивающим решения как для

стороны конечной точки (электронные приборы учёта и концентраторы данных), так и для стороны контроллера, поэтому разработчики могут изучать и контролировать всю сеть. Кроме того, plcSUITE может использоваться либо как решение «чёрного ящика», либо как «платформа», позволяющая разработчикам добавить свой собственный IP поверх библиотек PLC, обеспечивая большую дифференциацию рынка.

Разработчики могут затребовать лицензированную копию исходного кода от корпорации TI, что даст им возможность использовать только те компоненты, которые им нужны. Они могут также вносить специализированные изменения в код, если им нужно привести реализацию в соответствие с особенно тяжёлыми условиями эксплуатации. Кроме того, реализация G3 от корпорации TI поддерживает дополнительные усовершенствования, которые дополнительно повышают надёжность и устойчивость для аппаратуры, работающей в жёстких условиях окружающей среды или в условиях с высоким уровнем помех. Например, разработчики могут воспользоваться когерентной модуляцией, более длинной преамбулой, устойчивыми алгоритмами приёма (Robust Receiver Algorithms) и автоматическим частотным детектированием или настройкой маскирования тональных сигналов на основании динамического режима канала.

Программное обеспечение G3 и PRIME от TI аттестовано альянсом и позволяет разработчикам поддерживать все аспекты этих стандартов. Корпорация TI также предлагает реализации для конкретных применений, например программное обеспечение auto-REM PLC, разработанное специально для электромобилей (EV).

Ценность предложения TI во многом определяется тем, что программное обеспечение PLC работает во всех её устройствах из портфеля MCU. Для областей применения, требующих реализации PLC в виде независимой подсистемы, микроконтроллер PLC83 обеспечивает интегрированное, рентабельное решение. Для тех систем, в которых разработчики хотят, чтобы приложение и программное обеспечение PLC работали

на одном и том же процессоре, платформа микроконтроллеров C2000™ Concerto™ предоставляет ряд опций для разных объёмов памяти и возможностей обработки. Процессоры Concerto также способны поддерживать повышенную скорость обмена данными и требования к обработке по стандарту G3-FCC. Для недорогих вариантов применения, в которых возможно использование PLC-Lite™, TI предлагает свой процессор C2000 Piccolo™ F280x.

Универсальность портфеля PLC корпорации TI, позволяющая поддерживать несколько стандартов PLC, также даёт возможность производителям комплектного оборудования выбрать оптимальный процессор, а затем соединить устройства в сети. Для примера рассмотрим фабрику с интеллектуальным освещением. Сами светильники могут управляться и контролироваться с помощью PLC-Lite – для достижения наименьших затрат на единицу оборудования. Единственный концентратор, поддерживающий как PLC-Lite, так и G3, может управлять множеством узлов и отсылать консолидированные данные в центральный пункт агрегирования с использованием G3 для обеспечения максимальной надёжности. В конечном итоге, центральный

агрегатор может подсоединять сеть G3-FCC к сети PRIME предприятия коммунальных услуг.

Ускорение разработки прикладных систем на базе PLC

Чтобы помочь разработчикам в их начальной оценке технологии PLC, TI предоставляет оценочные изделия TMDSPLOCKIT-V3 в комплекте с plcSUITE и Zero-Configuration GUI Tool (инструмент ГИП нулевой конфигурации). Это мощный инструмент, позволяющий получить характеристики канала передачи данных.

В нулевой конфигурации разработчики имеют возможность передавать данные между узлами без необходимости определять какие-либо параметры конфигурации. Это существенно упрощает процесс оценки, в особенности для тех разработчиков, которые не слишком хорошо знакомы с деталями реализации PLC.

Этот инструмент также служит для ускорения разработки продукта, поддерживая экспертный режим, в котором разработчики могут точно настроить конфигурацию канала, чтобы собрать о нём больше данных. Это даёт важную информацию о характеристиках канала, которые требуются

Структура программного обеспечения plcSUITE

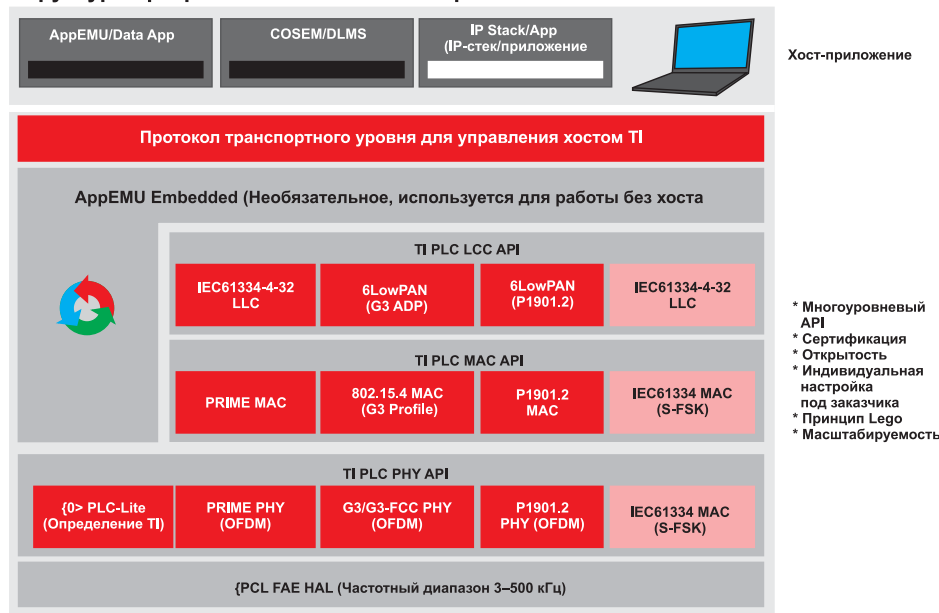


Рисунок 1. Программное обеспечение plcSUITE™ с полной обработкой уровня PHY (физического) и MAC (управление доступом к сетевой среде), а также интерфейс API к приложению. Например, стек обеспечивает полный законченный интерфейс вплоть до приложения снятия показаний, таким образом упрощая конфигурацию PLC и значительно ускоряя проектирование

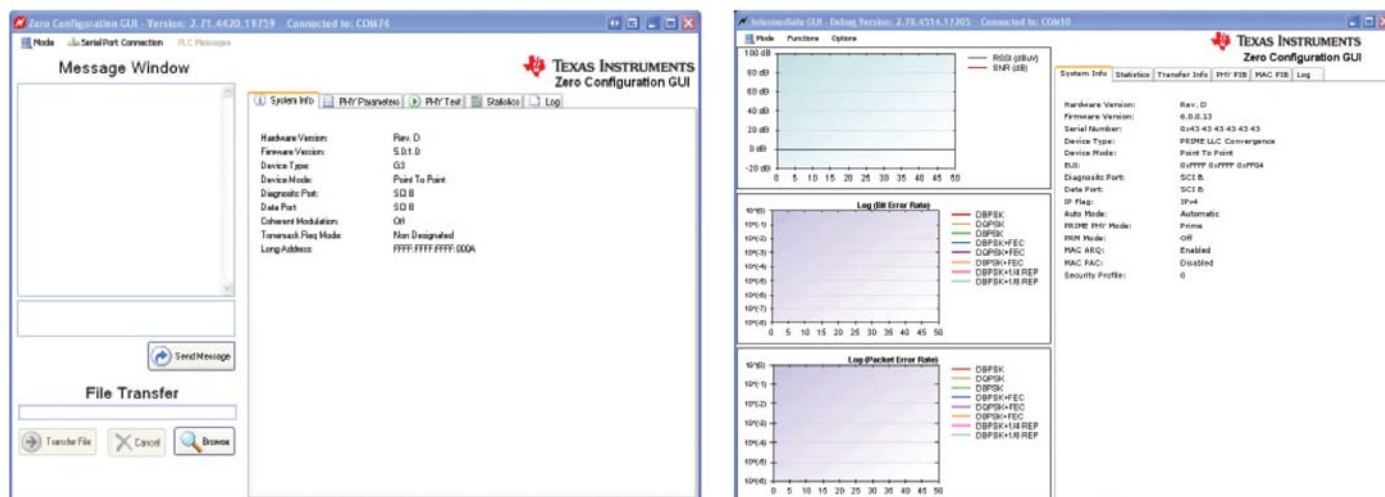


Рисунок 2. Инструмент нулевой конфигурации ускоряет разработку продукта, позволяя разработчикам быстро менять конфигурацию канала для сбора дополнительных данных о канале и оптимизации реализации для определённого рынка

для оптимизации разработки для определённого рынка (рисунок 2). TI использует тот же ГИП нулевой конфигурации для полевых испытаний у заказчиков по всему миру, но при этом позволяет заказчикам получать доступ к этой технологии и вести разработку с её помощью.

Несмотря на то, что использование полосы частот FCC в Европе запрещено, предполагается, что поддержка G3-FCC будет достаточно полезной для многих стран. Для разработчиков, которые хотят протестировать

производительность G3 по FCC, у TI имеется F28M35x controlCARD. Этот сменный модуль позволяет быстро оценить G3 на базе FCC на многих макетных платах корпорации TI, включая PLC Thumb.

Имея сегодня в своём распоряжении аппаратное и программное обеспечение (пока стандарты PLC ещё находятся в процессе развития), производители комплектного оборудования имеют возможность начать разработку и смогут быстро реализовать продукцию, как только

стандарты станут официальными. Возможность моментально начать проектирование PLC имеет решающее значение для захвата доли рынка, как только каждый из стандартов будет официально признан.

В дополнение к предоставлению аппаратного обеспечения, программно-обеспечения и инструментов, необходимых для обработки сигналов PLC, TI также предлагает обширный портфель аналоговых компонентов для дальнейшего повышения надёжности. Устройство AFE031, напри-

Таблица 3. Краткий отчёт о результатах испытаний G3 (2011–2012)

Где	Когда	Испытания	Результаты
Милуоки, штат Висконсин	Март 2011 г.	G3-CEN/FCC	Пройдены с нарушениями связи при использовании с приводами
Южные штаты США	Март 2011 г.	G3-CEN MV/LV	Прохождение сигналов через трансформатор среднего/низкого напряжения на расстояние до 2 миль с адаптивным маскированием тональным сигналом
Хиросима, Япония	Апрель 2011 г.	G3-ARIB LV/LV	Успешно пройдены все варианты испытаний по установлению связи низкое напряжение/низкое напряжение
Пекин, Китай	Апрель 2011 г.	G3-CEN, испытание в жилых помещениях	Успешно достигнуто расстояние до 200 м в наружной электросети при проверке счётчиков
Мехико, Мексика	Май 2011 г.	G3-CEN, электрощитовая	Прохождение через 2 автоматических выключателя
Турция	Июнь 2011 г.	G3-CEN, заводское испытание	Успешно пройдены все варианты испытаний, которые конкурент проходил удачно или неудачно
Восточные штаты США	Сентябрь 2011 г.	G3-FCC, MV/LV	Прохождение сигналов через трансформатор среднего/низкого напряжения на расстояние до 2 миль с адаптивным маскированием тональным сигналом
Таншань, Китай	Ноябрь 2011 г.	G3-CEN, от электросети до счётчика	Успешно пройдено 95% контрольных точек только с маскированием CEN-A тональным сигналом
Индия	Ноябрь 2011 г.	G3-CEN LV/LV	Успешно пройдены все варианты испытаний низкое напряжение/низкое напряжение
Япония	Декабрь 2011 г.	G3-ARIB, сетевое испытание	Испытания на участке от электросети до счётчика с 30 узлами и интерференцией. Образована стабильная сеть с минимальным числом скачков по сравнению с конкурентом. Испытания MAC
Токио, Япония	Февраль 2012 г.	G3-ARIB для MV/MV и LV/MV	100% охват для всех испытательных маршрутов. Повышение производительности с добавочной когерентностью в определённых случаях
Тайбэй, Тайвань	Февраль 2012 г.	G3-CENLEEC, с трансформатором тока	Успешно пройдена большая часть шумовых сценариев
Корея	Март 2011 г.	CENELEEC/FCC	Успешно пройден весь подземный кабель длиной до 150 м

мер, интегрировано в решения PLC TI и представляет собой аналоговый адаптер сбора данных со встроенным усилителем мощности, который гарантирует превосходную производительность, повышает общую надёжность системы и увеличивает частотный диапазон. TI придерживается принципа использования одних и тех же технологий в находящихся в разработке устройствах.

TI преданно служит ускорению развития PLC-технологии и активно содействует работе Альянса G3 и рабочей группы IEEE P1901.2, фактически удерживает руководящие позиции в альянсах PRIME и G3 и является членом-учредителем P1901.2. TI также создал всемирный центр исследований и разработки PLC, базирующийся в Далласе, штат Техас, где рождаются новаторские решения по программному и аппаратному обеспечению для PLC, и открывает центр квалификации по G3-PLC во Франции.

Ведущие в отрасли полевые исследования и инновации

Чтобы лучше разобраться в проблемах, возникающих в области PLC в реально существующих сетях в разных странах, TI выполнила всесторонние полевые испытания стандарта G3 по всему миру (таблица 3), чтобы измерить влияние условий эксплуатации на характеристики и устойчивость сигналов.

Полевые испытания охватили всё разнообразие условий эксплуатации и конфигураций, начиная с топологий «точка-точка» и заканчивая взаимосвязанной многоинтервальной сетью, состоящей из более чем 30 узлов на базе G3. В ходе всех испытаний расстояние между узлами увеличивалось, а их места расположения изменялись для проверки пределов технологии. Испытания также проводились в разные часы и при добавлении на линии различных нагрузок с высоким уровнем помех, чтобы проверить способность каналов G3 обмениваться данными при динамически изменяющихся рабочих условиях (рисунок 3).

В результате этих испытаний TI добилась лучшего понимания того, что требуется для надёжного соединения

устройств с помощью PLC (смотрите раздел «Заключение: факторы, влияющие на производительность и надёжность G3»). Кроме достижения лучшего понимания характеристик каналов PLC собственными инженерами, TI внесла свой вклад в виде полученных знаний в разработку стандарта IEEE P1901.2.

Например, TI поделилась результатами своих исследований по технологии разделения полосы частот для повышения надёжности каналов. Разделение полосы частот использует разнесение по частоте PLC-канала для определения наилучшего подхода для использования поддиапазона на основании динамических состояний каналов.

TI также внесла существенный вклад в разработку моделей каналов P1901.2 для PLC. Модели каналов

играют ключевую роль в предоставлении разработчикам возможности создать технологию, которая сможет приводить в соответствие определённые характеристики канала при разных рабочих условиях. Например, исследователи разработали всесторонние и полные модели характеристик канала для беспроводной связи. Эти модели позволяют всей промышленности в целом обеспечить совместимые и надёжные изделия для беспроводной связи. Без таких моделей производительность, надёжность и оперативная совместимость изделий для беспроводной связи были бы сомнительными. TI находится на переднем крае научных исследований, позволяющих достигнуть такого уровня понимания технологии G3 PLC, который требуется для того, чтобы гарантировать бес-



Рисунок 3. Полевые испытания для проверки и оценки различных методов PLC в различных вариантах реальной окружающей обстановки: а) в Китае; б) в Индии

препятственное принятие решения о переходе к связи по линиям электропитания.

PLC-технология позволяет реализовать рентабельное сетевое взаимодействие в широком спектре областей применения. Производителям комплектного оборудования, которые хотят воспользоваться благоприятными возможностями на этих рынках, нужно поддерживать гибкость реализации, которая позволит им разрабатывать продукцию, способную поддерживать разные стандарты PLC, чтобы её можно было использовать во многих странах и регионах.

Придерживаясь принципа полностью программной реализации PLC, TI обеспечивает гибкость, необходимую OEM-производителям, чтобы выгодно использовать базовую конфигурацию PLC во всём разнообразии областей применения, стандартов и рынков. Гибкость, приобретаемая благодаря программному обеспечению, является ключом к решению проблем с разнообразными по своим характеристикам помехами, неизбежно присутствующими в разных областях применения. Использование программной реализации также позволяет разработчикам применить разрабатываемый ими сегодня PLC IP в будущем — на новом уровне и во всём ассортименте продукции.

Имея широкий ассортимент процессоров, способных поддерживать PRIME, G3 и недорогие альтернативные варианты, подобные PLC-Lite™, TI

обеспечивает технологический фундамент для вывода PLC на многие новые рынки. Обладая одновременно непосредственным практическим опытом и компетенцией в области применения, TI способен предоставить аппаратное и программное обеспечение, а также инструменты, необходимые разработчикам для удовлетворения меняющихся требований, чтобы вернуть сети PLC по всему миру.

Являясь лидером в области PLC-технологии, TI продолжает активно выявлять и решать проблемы, возникающие по мере развития многочисленных стандартов PLC. Благодаря обширным полевым испытаниям TI приобрела глубокие знания в области специфических требований к PLC в каждой стране и в каждом регионе.

Выполняя независимые исследования и работая в сотрудничестве с IEEE и G3 Alliance, TI постоянно повышает производительность и надёжность PLC-технологии. TI является глобальной корпорацией, вооружённой всем необходимым, чтобы управлять изменениями технологий по всему миру и обеспечивать требуемый для этого объём производства. Корпорация TI также уникальна своими возможностями поддержки широкого ассортимента аппаратуры, помимо приборов учёта потребления коммунальных услуг. Например, на сегодня это единственная компания, предлагающая программное обеспечение концентратора постоянного тока как для G3, так и для PRIME.

Заключение

Проводя обширные полевые испытания по всему миру, TI выявила многочисленные факторы, которые могут влиять на рабочие характеристики и надёжность сигналов G3, включая следующее:

- *Асимметричная производительность канала.* Поведение восходящего и нисходящего каналов в одной и той же физической среде может быть совершенно разным. Например, несущая частота сигнала восходящего канала не обязательно будет так же хорошо подходить и для нисходящего канала.
- *Локальная интерференция.* Помехи от бытовых электрических приборов могут оказывать значительное воздействие на рабочие характеристики сигнала. Например, в Японии бытовой водонагреватель создавал существенные проблемы с помехами, которые нужно было решать.
- *Прохождение через трансформатор.* Блок сопряжения на низковольтных трансформаторах создаёт проблемы с помехами, которые следует решать особым образом.
- *Топология.* Сетевое взаимодействие между электросетью к жилищу и от жилища к жилищу следует рассматривать как сегменты с разными характеристиками канала.

НОВОСТИ

Сверхнизкий ток покоя для нательных устройств и «Интернета вещей»

Увеличьте время работы элементов питания нательных устройств, устройств «Интернета вещей» и портативных медицинских устройств с лучшими в классе понижающими и повышающими преобразователями со сверхнизким током покоя.

Благодаря минимальным размерам интегрированного переключателя нагрузки эти DC/DC-конвертеры отличаются разнообразием вариантов напряжения и широкая функциональность, помогающие оптимизировать размеры вашей печатной платы.

Основные устройства:

- TPS610981 — повышающий преобразователь сверхнизкого тока с двойным выходом и током покоя 300 нА.
- TPS62743 — понижающий преобразователь с током покоя 360 нА в компактном восьмиконтактном корпусе WCSP, доступный в 8 вариантах выходного напряжения.
- TPS62745 — понижающий преобразователь с входным напряжением 10 В, током покоя 400 нА

и интегрированным переключателем входного напряжения.

- TPS62746 — понижающий преобразователь с током покоя 360 нА в компактном восьмиконтактном корпусе WCSP с интегрированным переключателем входного напряжения.
- TPS61046 — компактный повышающий преобразователь с напряжением 28 В в шестиконтактном корпусе WCSP.

www.ti.com

Микросхема SN65DSI86 поддерживает самые высокие значения разрешения экрана (до 4K2K) для планшетных ПК, ноутбуков и моноблочных ПК

Устройство обеспечивает мост DSI MIPI® от процессора к встроенным ЖК-панелям DisplayPort



Texas Instruments представляет новую микросхему SN65DSI86, которая обеспечивает мост DSI (последовательного интерфейса дисплея) MIPI® между графическим процессором и встроенной панелью DisplayPort (eDP). Микросхема поддерживает самое высокое в отрасли разрешение экрана, до 4K2Kp60 (4096×2160 точек при частоте смены кадров 60 Гц) для планшетных ПК, двусторчатых ноутбуков и моноблочных ПК. По сравнению с конкурирующими устройствами скорость передачи данных DSI микросхемы SN65DSI86, составляющая 1,5 Гбит/с, обеспечивает более чем 30-процентное увеличение полосы пропускания. Кроме того, её вдвоенные каналы DSI MIPI в корпусе размером 5×5 мм (что на 20% меньше) экономят место на печатной плате, предоставляя разработчикам систем более широкие возможности проектирования мобильных приложений при наличии пространственных ограничений.

Особенности и преимущества:

- *Оптимизированный мост DSI MIPI для связи с eDP.* Поддерживает ЖК-панели с разрешением до 4096×2160 точек при глубине передачи цвета 18 бит на точку (bpp) и частоте обновления кадров 60 раз в секунду (fps) и разрешение трёхмерной графики 1920×1200 WXUGA (24 bpp) при частоте смены кадров 120 fps с нечётной/чётной или левой/правой конфигурацией. Это обеспечивает разработ-

чикам систем гибкость с точки зрения поддержки разнообразных панелей и вариантов разрешения.

- *Более высокая частота/ширина полосы пропускания DSI.* Четыре тракта двухканального DSI MIPI поддерживают скорость передачи 1,5 Гбит/с, обеспечивая максимальную ширину полосы входа 12 Гбит/с, что означает самую высокую пропускную способность среди конкурирующих решений. Совместимость с eDP версии 1.4 обеспечивает поддержку семи скоростей передачи данных до 5,4 Гбит/с HBR2, что позволяет разработчикам систем использовать меньше проводов и печатных проводников на платах между устройством и ЖК-панелью.
- *Сверхнизкое энергопотребление.* Потребляемая мощность составляет менее 200 мВт в активном режиме, 30 мВт в экономичном режиме и 3 мВт в отключённом режиме, продлевая срок службы аккумулятора системы.
- *Усовершенствованное формирование сигналов.* Сочетание компенсации принимаемых сигналов, возможности выбора коррекции предискажений передатчика и размаха изменения сигнала на выходе обеспечивает гибкость при выборе места размещения компонентов и позволяет делать более длинные тракты между графическим процессором и SN65DSI86, а также использовать более длинные кабели между микросхемой моста и ЖК-панелью.

SN65DSI86 работает с редрайвером DisplayPort SN75DP130 и принадлежит к семейству совместимых по выводам микросхем моста DSI MIPI, что позволяет разработчикам выбрать нужный мост для требуемого разрешения. Эти микросхемы представляют собой расширение популярной линейки последовательных интерфейсов FlatLink корпорации Texas Instruments, которые сокращают количество линий сигналов, используемых для структур синхронных параллельных шин данных, без ущерба для пропускной способности. Линейка интерфейсов дисплеев рассчитана на панели дисплеев всех форм и размеров. ИС интерфейсов Flatlink работают с короткими линиями связи для мобильных устройств и изделий с небольшими дисплеями, а наборы микросхем FPD-Link SerDes поддерживают длинные, надёжные каналы связи, используемые в автомобилях.

В настоящее время микросхемы SN65DSI86 выпускаются в корпусе 5×5 мм типа PBGA с 64 шариковыми контактами. Рекомендуемая розничная цена – \$5,61 при заказе партии в 1000 шт. на сайте производителя.

www.ti.com



2/2015



3/2015



4/2015

Контакты

Центральный офис

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

Офис в Санкт-Петербурге

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

Офис в Минске

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

Офис в Киеве

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

4/2015 ВМЕСТЕ В БОРЬБЕ ЗА ЛИДЕРСТВО!