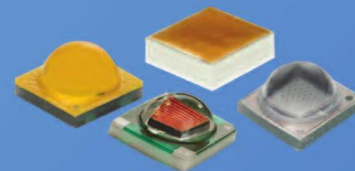


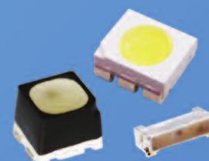


В номере:

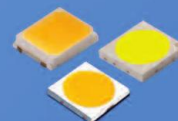
- Оптимизация параметров системы сбора данных
- Защита аналоговых входов ИМС
- Функциональная безопасность интегральных микросхем
- ИМС для управления электропитанием ПЛИС
- Блоки питания компании Mean Well мощностью 1000 Вт
- Снижение уровня шумов импульсных стабилизаторов напряжения
- Микро мощный кремниевый генератор
- **Высокоскоростная связь на транспорте с использованием технологии DSRC**
- Программа моделирования электронных схем LTspice, часть 3



XLAMP



HIGH-BRIGHTNESS



J SERIES

форм-фактор
2835, 3030,
5050, 5630

**ЛОМАЮТСЯ БАРЬЕРЫ,
МЕНЯЮТСЯ ПРАВИЛА ИГРЫ В ВЕДУЩИХ ОТРАСЛЯХ,
НО
МЫ НИКОГДА НЕ ИЗБЕГАЕМ ИННОВАЦИЙ**



VD MAIS – офіційний дистриб'ютор компанії CREE в Україні
тел.: (044) 220-0101, (057) 719-6718, (0562) 319-128, (032) 245-5478,
(095) 274-6897, (048) 734-1954, info@vdmals.ua, www.vdmals.ua

CREE 

ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ И СИСТЕМЫ

2018 апрель-июнь
№ 2 (222)

МАССОВЫЙ
НАУЧНО-
ТЕХНИЧЕСКИЙ
ЖУРНАЛ



Учредитель и издатель:
НАУЧНО-ПРОИЗВОДСТВЕННАЯ
ФИРМА VD MAIS

Зарегистрирован
Министерством информации
Украины 24.07.96 г.
Свидетельство о регистрации:
серия КВ, № 2081Б
Издается с мая 1996 г.

Директор фирмы VD MAIS:
В.А. Давиденко

Главный редактор:
В.А. Романов

Редакционная коллегия:
В.А. Давиденко
В.В. Макаренко
В.Р. Охрименко
Д-р Илья Брондз,
факультет биологии
Университета г. Осло, Норвегия

Адрес редакции:
Украина, Киев,
ул. М. Донца, 6
Тел.: (0-44) 492-8852, 220-0101
Факс: (0-44) 220-0202
E-mail: ekis@vdm.ais.ua
Интернет: www.vdm.ais.ua
www.ekis.kiev.ua

Адрес для переписки:
Украина, 03061 Киев, ул. М. Донца, 6

В ПОМОЩЬ РАЗРАБОТЧИКУ ЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ

- Н. Чандраппа, С. Банержи
Новая технология мониторинга качества электроэнергии позволит повысить надежность эксплуатации энергооборудования3
М. Стржеговский
О возможностях реализации усовершенствованной инфраструктуры при диагностике счетчиков электроэнергии5
Дж. Л. Пиже
Оптимизация параметров многоканальной системы сбора данных с учетом времени установления входного сигнала7
Д. Форде
Международный стандарт для защиты аналоговых входов ИМС в системах и устройствах 11
Т. Мини
Функциональная безопасность интегральных микросхем 13
Ф. Достал
ИМС для управления электропитания ПЛИС типа FPGA 17
М. Андерсон
Прецизионный опорный источник с нагрузочной способностью 200 мА20
М. Ридон
Как выбрать микроконтроллер для системы со сверхнизким потреблением23
Т. Тзич
Как использовать умножающий ЦАП?26

ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

- В. Котигорошко
Блоки питания компании Mean Well мощностью 1000 Вт28
В. Котигорошко
Снижение уровня шумов импульсных стабилизаторов напряжения34

ГЕНЕРАТОРЫ

- В. Котигорошко
Микромощный кремниевый осциллятор LTC693042

НОВЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

- В. Макаренко, В. Павлюченко
Высокоскоростная связь на транспорте с использованием технологии DSRC.....46

МОДЕЛИРОВАНИЕ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

- В. Макаренко
Программа моделирования электронных схем LTspice часть 352

КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ

- В. Макаренко
4-портовый контроллер IEEE 802.3 bt PoE PSE63

Перепечатка опубликованных в журнале материалов допускается с разрешения редакции. За рекламную информацию ответственность несет рекламодатель.

ASK THE APPLICATIONS ENGINEER

N. Chandrappa, S. Benerjee
The Next Generation of Power Quality Monitoring Technology Helping Industrial Equipment Stay Healthy 3
 M. Strzegowski
Realizing the Full Potential of Your AMT Deployment with Meters Diagnostic Data 5
 J. L. Peje
Performance Optimization of Multichannel Data Acquisition (DAQ) Systems: The Untold Story of the Input Settling Time 7
 D. Forde
Solving IEC System Protection for Analog Input 11
 T. Meany
Functional Safety for Integrated Circuits 13
 F. Dostal
Power Management for FPGAs 17
 M. Anderson
The Refulator: The Capabilities of a 200 mA Precision Voltage Reference20
 M. Redon
Strategies for Choosing the Appropriate Microcontroller when Developing Ultra Low Power Systems23
 T. Tzscheetzsch
Problem Solver: Multiplying Digital-to-Analog Converter26

POWER SUPPLIES

V. Kotigoroshko
Power supply: PSPA-100028
 V. Kotigorozko
Reducing noise generated by switching regulators34

GENERATORS

V. Kotigorozko
Precision μ Power silicon oscillator LTC6930.....42

NEW TECHNOLOGY

V. Makarenko, V. Pavluchenko
High-speed communications transport using the technology of DSRC46

MODELING ELECTRONIC DEVICES

V. Makarenko
The software for modeling electronic circuits LTspice, part 352

TNEWS BRIEFS

V. Makarenko
4-Port IEEE 802.3bt PoE PSE Controller63



ELECTRONIC COMPONENTS AND SYSTEMS
 April-June 2018
 No. 2 (222)

Scientific and Technical Journal

Founder and Publisher:
 Scientific-Production Firm
VD MAIS

Director
 V.A. Davidenko

Head Editor
 V.A. Romanov

Editorial Board
 V.A. Davidenko
 V.V. Makarenko
 V.R. Okhrimenko
 Dr. Ilia Brondz,
 Department of Biology,
 University of Oslo,
 Norway

Address:
 M. Dontsia Str., 6,
 03061 Kyiv, Ukraine
Tel.:
 (380-44) 220-0101,
 492-8852 (multichannel)
Fax:
 (380-44) 220-0202
E-mail:
 ekis@vdmais.ua
Web address:
 www.vdmais.ua
 www.ekis.kiev.ua
 Printed in Ukraine

Reproduction of text and illustrations is not allowed without written permission.

НОВАЯ ТЕХНОЛОГИЯ МОНИТОРИНГА КАЧЕСТВА ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ ПОЗВОЛИТ ПОВЫСИТЬ НАДЕЖНОСТЬ ЭКСПЛУАТАЦИИ ЭНЕРГООБОРУДОВАНИЯ *

THE NEXT GENERATION OF POWER QUALITY MONITORING TECHNOLOGY HELPING INDUSTRIAL EQUIPMENT STAY HEALTHY

В статье рассмотрена новая технология мониторинга качества электроэнергии, позволяющая увеличить время эксплуатации и надежность энергооборудования.

Abstract – Next-generation power quality monitoring technology is a new way to increase equipment lifetime and help it to stay healthy.

N. Chandrappa, S. Benerjee

N. Chandrappa, S. Benerjee

Согласно проведенным исследованиям только в США потери от резкого отключения и колебания напряжения в сети составляют сотни миллиардов долларов в год. Мониторинг качества электроэнергии может обеспечить надлежащую защиту оборудования, а так же выбрать соответствующую технологию для уменьшения последствий скачков и изменений напряжения в сети.

Качество электроэнергии зависит от множества причин: это и корректное заземление оборудования, и резкое изменение нагрузки, и переходные процессы, и многое другое. Если не реагировать на снижение качества электроэнергии, то это может привести к выходу из строя дорогого энергооборудования.

В Европе качество энергии определяется требованиями стандарта EN50160. Только искажение формы кривой напряжения может привести к перегреву оборудования, нарушению его работоспособности и быстрому старению. Несинусоидальный ток может вызвать пробой изоляции в трансформаторе или силовом кабеле. Рассмотрим, как можно снизить уровень ущерба от перечисленных причин. На рис. 1 приведена классификация источников нарушения качества электроэнергии, включая их количественную оценку, для США (диаграмма слева) и 25 стран Европы (диаграмма справа).

Ежегодные потери в США из-за низкого качества электроэнергии составляют 156 миллиардов долларов, в европейских странах – 150 миллиардов дол-

Причины, влияющие на качество электроэнергии в электросетях:

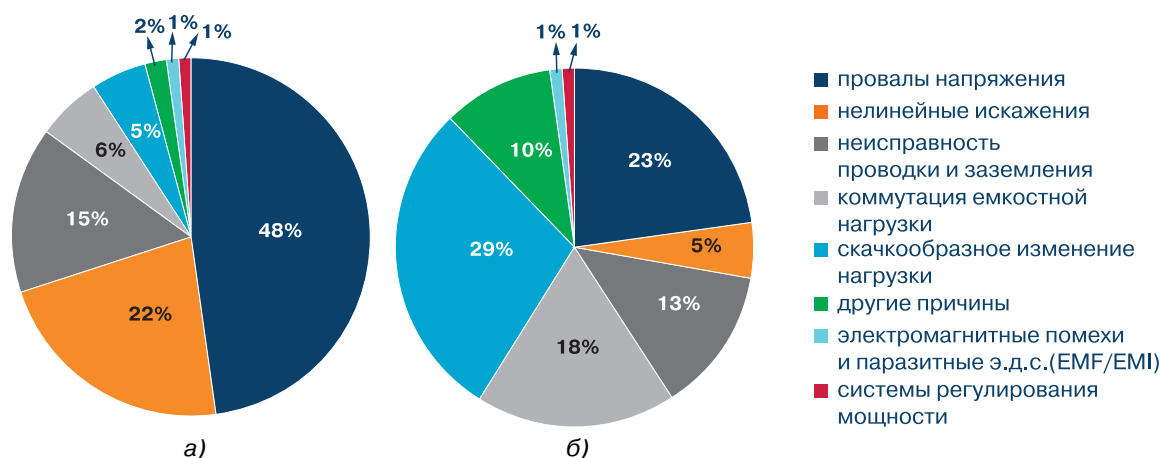


Рис. 1. Классификация причин нарушения качества электроэнергии в США (а) и странах Европы (б)

* Chandrappa N., Benerjee S. The Next Generation of Power Quality Monitoring Technology Helping Industrial Equipment Stay Healthy. www.analog.com. Technical article. Сокращенный перевод с английского и комментарии В. Романова.

ларов. Разные типы искажения напряжения в сети схематично показаны на рис. 2.

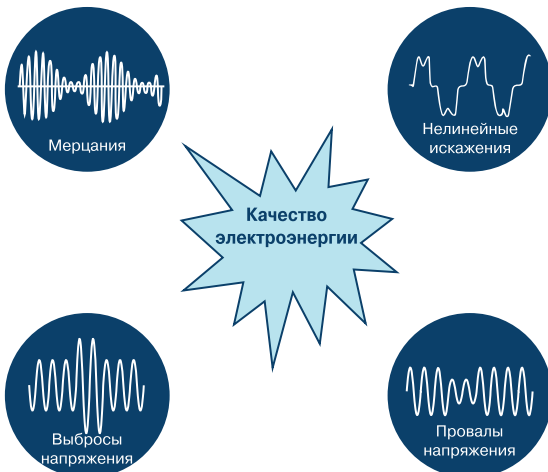


Рис. 2. Типы нарушений в электросетях: мерцания (Flicker), нелинейные искажения (Harmonics), выбросы напряжения (Swell), провалы напряжения (Dip)

В современной энергетике средства мониторинга качества электроэнергии могут быть встроены непосредственно в энергетическое оборудование, что позволяет компенсировать коэффициент мощности (косинус ϕ) и снижать уровень нелинейных искажений в сети (коэффициент гармоник) в реальном времени. Для встраиваемых систем мониторинга качества электроэнергии компанией Analog Devices разработана ИМС монитора ADE9000, включающая PGA-усилители, АЦП и сигнальный процессор, рис. 3.

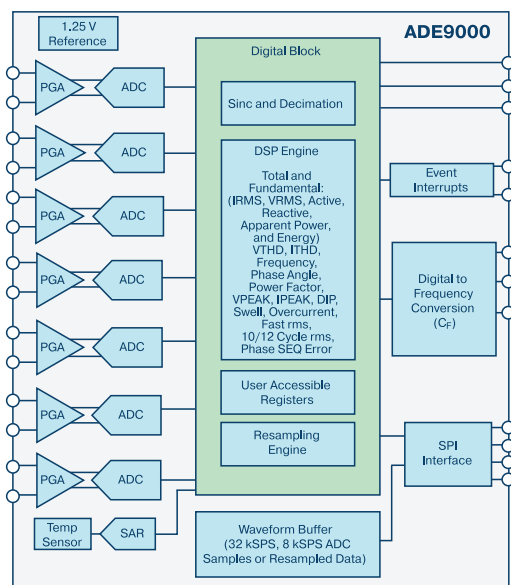


Рис. 3. Функциональная схема ИМС монитора качества электроэнергии ADE9000

Система мониторинга качества электроэнергии на основе ИМС ADE9000 (рис. 4) обеспечивает слежение за следующими параметрами сети:

- провалами и выбросами напряжения
- среднеквадратичным значением напряжения
- рассогласованием фаз и косинусом ϕ .

Система, кроме того, оценивает гармонические искажения в сети, как показано на диаграмме.

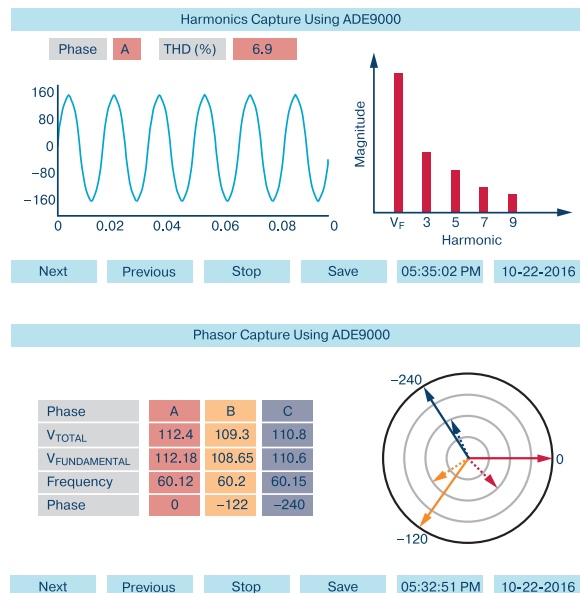


Рис. 4. Отображение параметров качества электроэнергии в системе мониторинга ADE9000

Структура системы мониторинга на базе ИМС ADE9000 приведена на рис. 5.

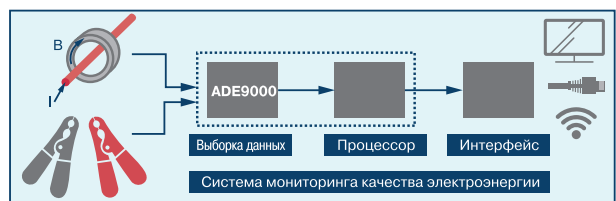


Рис. 5. Структура типовой системы мониторинга качества электроэнергии

Мониторинг качества электроэнергии встроенными системами имеет ряд преимуществ перед автономными приборами, в частности, оценивается интегральный показатель качества электроэнергии в реальном времени, что сводит к минимуму влияния возможных перебоев в подаче электроэнергии и увеличивает время эксплуатации энергооборудования в целом.

ВЫВОДЫ

1. Производство электроэнергии в мире ежегодно увеличивается не менее чем на 5 %. Растет сложность и стоимость оборудования, подключаемого к электросетям. От качества электроэнергии зависит

работоспособность и время эксплуатации такого оборудования.

2. Компанией Analog Devices разработана ИМС ADE9000, позволяющая в реальном времени оценивать качество электроэнергии не менее чем по 10 параметрам.

О ВОЗМОЖНОСТЯХ РЕАЛИЗАЦИИ УСОВЕРШЕНСТВОВАННОЙ ИНФРАСТРУКТУРЫ ПРИ ДИАГНОСТИКЕ СЧЕТЧИКОВ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ *

REALIZING THE FULL POTENTIAL OF YOUR AMT DEPLOYMENT WITH METERS DIAGNOSTIC DATA

Включение автоматических счетчиков энергии в глобальную измерительную инфраструктуру позволяет улучшить учет и анализ данных, а также уменьшить влияние отказов счетчиков электроэнергии на стоимость услуг.

М. Стржеговский

Abstract - Automatic meter reading systems involved into advanced metering infrastructure systems make it possible to increase speed, ability to deliver large amounts of data to central data bases for billing, troubleshooting and analysis.

M. Strzegowski

Усовершенствованная измерительная инфраструктура (advanced metering infrastructure – AMI) – это система для автоматической двухсторонней связи между интеллектуальным счетчиком коммунальных услуг и компанией, предоставляющей эти услуги. Цель AMI состоит в том, чтобы предоставлять компании данные о потреблении энергии в реальном времени, а клиентам давать возможность использовать энергию с учетом ее стоимости на мо-

мент потребления.

Компания Analog Devices много лет разрабатывает и выпускает интеллектуальные счетчики электроэнергии с обеспечением их диагностики и уведомлением специальных служб о состоянии каждого такого счетчика. Такая технология получила название **mSure Diagnostic** (рис. 1). Она обеспечивает диагностику счетчика в период его работы, определяет потерю точности и другие отказы или сбои.

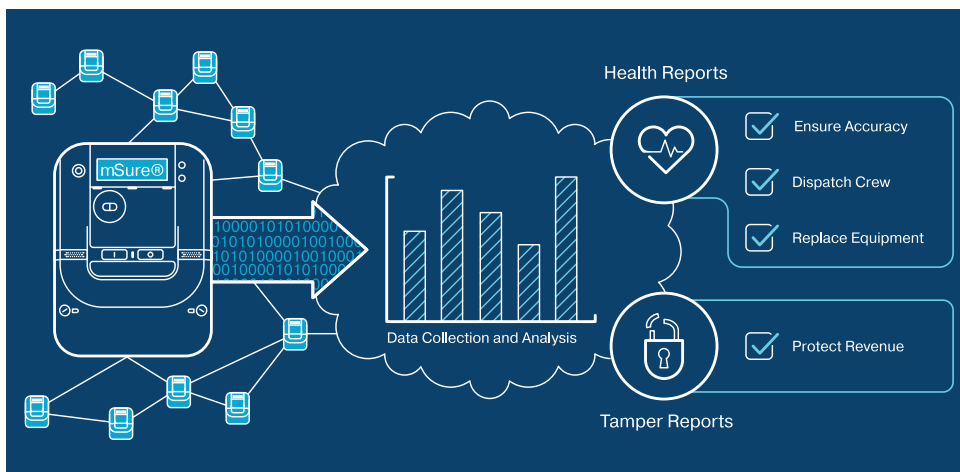


Рис. 1. Многоуровневая технология непрерывного обслуживания счетчиков энергии

* Strzegowski M. Realizing the Full Potential of Your AMT Deployment with Meters Diagnostic Data. www.analog.com. Сокращенный перевод с английского и комментарии В. Романова.

Технология **mSure-Enabled Meters** выполняет метрологическую аттестацию счетчика в процессе работы в реальном времени. Аналитические службы, которые, как правило, используют облачные технологии (Cloud Based Analytics), на основе полученных данных принимают решение о дальнейшей эксплуатации счетчика. До внедрения рассмотренных технологий поставщик электроэнергии требовал выполнение поверки всех установленных счетчиков дважды в течение всего времени эксплуатации. Для 10 миллионов счетчиков эта процедура стоила не менее 750 миллионов долларов, причем потребителю устанавливали временный счетчик в период аттестации поверяемого счетчика. Как отмечалось, использование технологии **mSure**, которая предусматривает поверку счетчика во время его эксплуатации, позволяет существенно уменьшить расходы на эксплуатацию счетчика и улучшить обслуживание потребителя за счет исключения сложной поверочной процедуры.

Важно вовремя производить замену счетчика, причем желательно, чтобы замена была сделана до первого отказа. Исходя из этого требования, почти все замененные и утилизированные счетчики, как правило, остаются работоспособными. Более точная поверка счетчиков позволяет избежать таких потерь. Предположим, что замена и установка нового счетчика составляет 100 долларов, тогда увеличение всего на два года времени эксплуатации счетчика, которое по регламенту составляло 15 лет, позволяет сэкономить более 10 долларов в перерасчете на один счетчик. Несмотря на то, что современные счетчики энергии не имеют отказов в течение гарантированных 15 лет эксплуатации, все же под воздействием разных факторов встречаются отказы счетчика в гарантированный период эксплуатации. Технология **mSure** благодаря неоднократной поверке счетчика в течение дня позволяет выявить отказ и в короткие сроки устранить его причину. В некоторых случаях наблюдается злонамеренное вмешательство в работу счетчика, что приводит к воровству электроэнергии в мире на сумму до 96 миллиардов долларов в год. Технология **mSure** компании Analog Devices основана на прямом контроле чувствительных элементов счетчика, а не на обработке статистических данных, что позволяет:

- обеспечить высокую достоверность результатов тестирования
- выявлять злонамеренное вмешательство
- выявлять такое вмешательство на уровне от-

дельных изделий

- выявлять злонамеренное вмешательство даже в случае перерывов в обслуживании сети
- оценивать количество злонамеренных вмешательств для проведения служебных расследований.

Преимущества технологии **mSure** по защите от злонамеренных вмешательств зависят от количества и типов вмешательств, и также от возможности их обнаружения. В масштабе страны это может составить десятки миллионов долларов в год.

Примером счетчика с технологией **mSure** является новая микросхема компании Analog Devices ADE9153, структура которой приведена на рис. 2.

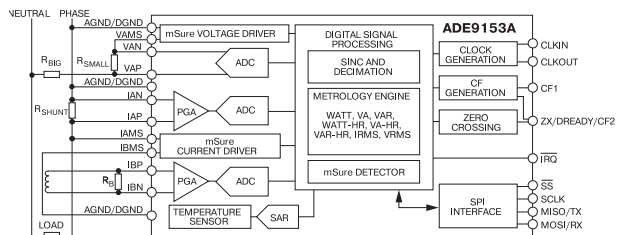


Рис. 2. Структура ИМС счетчика электроэнергии ADE9153 с технологией mSure

К преимуществам этой ИМС относятся следующие:

- непосредственное измерение напряжений и токов с изоляцией от источников входных сигналов
- встроенная диагностика точности и дрейфа счетчика в период жизненного цикла ИМС
- встроенная идентификация неисправностей счетчика
- выявление незаконного отбора электроэнергии
- встроенные аппаратно-программные средства подготовки данных для передачи на сервер генерирующей компании
- автоматическая поверка и калибровка без применения внешних эталонных приборов
- отношение сигнал/шум в каждом из трех каналов АЦП 86 дБ
- диапазон рабочих температур от -40 до +85 °С.

ВЫВОДЫ

Новое поколение счетчиков электроэнергии компании Analog Devices, поддерживающее технологию **mSure**, позволяет исключить замену счетчиков при поверке или аттестации, увеличить сроки эксплуатации счетчика, уменьшить риск и увеличить степень защиты от злонамеренных вмешательств.

ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ МНОГОКАНАЛЬНОЙ СИСТЕМЫ СБОРА ДАННЫХ С УЧЕТОМ ВРЕМЕНИ УСТАНОВЛЕНИЯ ВХОДНОГО СИГНАЛА *

PERFORMANCE OPTIMIZATION OF MULTICHANNEL DATA ACQUISITION (DAQ) SYSTEMS: THE UNTOLD STORY OF THE INPUT SETTLING TIME

В статье показано, как переходные процессы в мультиплексоре системы сбора данных влияют на производительность этой системы в целом.

The article describes how settling transients at the multiplexer input requires prolonged acquisition time, decreasing the overall throughput of the data acquisition system.

Дж. Л. Пеже

J. L. Peje

В современных многоканальных системах сбора данных используется, как правило, многоканальный мультиплексор и один АЦП. Структура такой системы приведена на рис. 1.

Для обеспечения высокой скорости преобразования мультиплексор располагается в непосредственной близости к АЦП, причем преобразователь выполнен по схеме поразрядного уравнивания. Это позволяет обеспечить одновременно высокую точность и скорость преобразования. Однако общая производительность системы зависит не только от этих параметров АЦП, но и от того, как используется АЦП в системе сбора данных. Известно, что в многоканальных системах сбора данных производительность определяется не только временем выборки преобразователя, но и задержкой, связанной с установлением входного сигнала на выходе мультиплексора. При переключении каналов мультиплексора на его выходе какое-то время сохра-

няется сигнал отключенного канала, что вызвано как емкостным характером нагрузки, так и наличием паразитных емкостей в измерительном канале. Упрощенные схематические модели мультиплексора приведены на рис. 2.

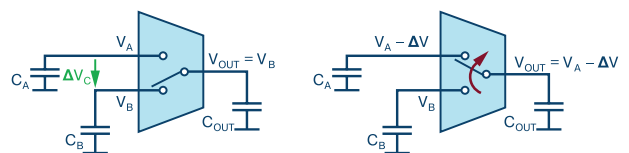


Рис. 2. Электрические модели ключа в режиме переключения

Из этих моделей следует, что после переключения входной конденсатор C_A будет включен параллельно выходному конденсатору C_{OUT} , причем заряды этих емкостей могут существенно отличаться друг от друга. Разница в зарядах приводит к выбросу напряжения на входе мультиплексора на величину

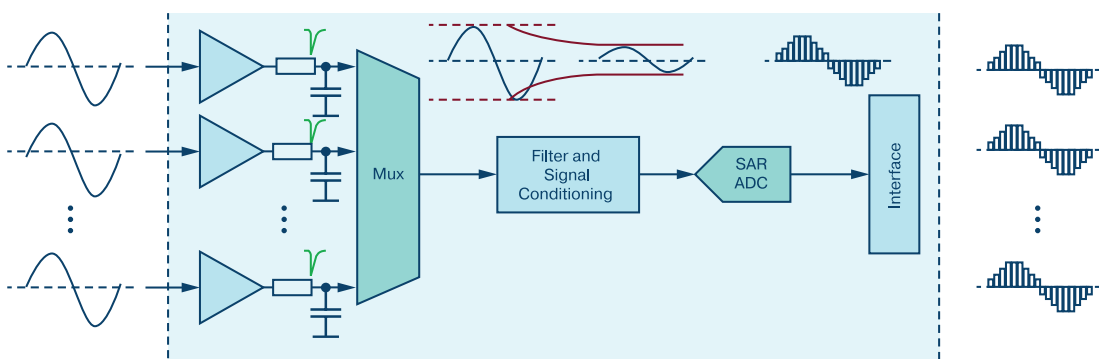


Рис. 1. Структура типовых систем сбора данных

* Peje J. L. Performance Optimization of Multichannel Data Acquisition (DAQ) Systems: The Untold Story of the Input Settling Time. Analog Dialogue, 52-04, April 2018. www.analogdialogue.com.

Сокращенный перевод с английского и комментарии В. Романова.

ну ΔV , которая равна

$$\Delta V = \Delta V_C [1 / (C_A / C_{OUT} + 1)] .$$

Для того, чтобы такой выброс не влиял на точность преобразования, необходимо его амплитуду уменьшить до 1 EMP. Таким образом, на время установления ΔV до 1 EMP формируется задержка t_s в цепи преобразования сигнала.

Уменьшить величину такого выброса можно использованием RC-фильтра между буферным усилителем и входом мультиплексора, как показано на рис. 3.

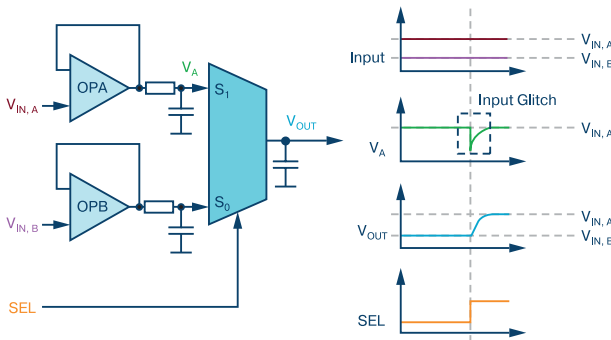


Рис. 3. Структура двухканального мультиплексора и временные диаграммы его работы

Время установления сигнала на входе мультиплексора до 1 EMP иллюстрируется графиками на рис. 4.

Из рисунка следует, что время выборки t_{ACQ} следует выбирать таким, чтобы сигнал на входе АЦП успел полностью установиться и погрешность его установления не превышала 1 EMP. Отметим, что время установления сигнала на входе АЦП t_s опре-

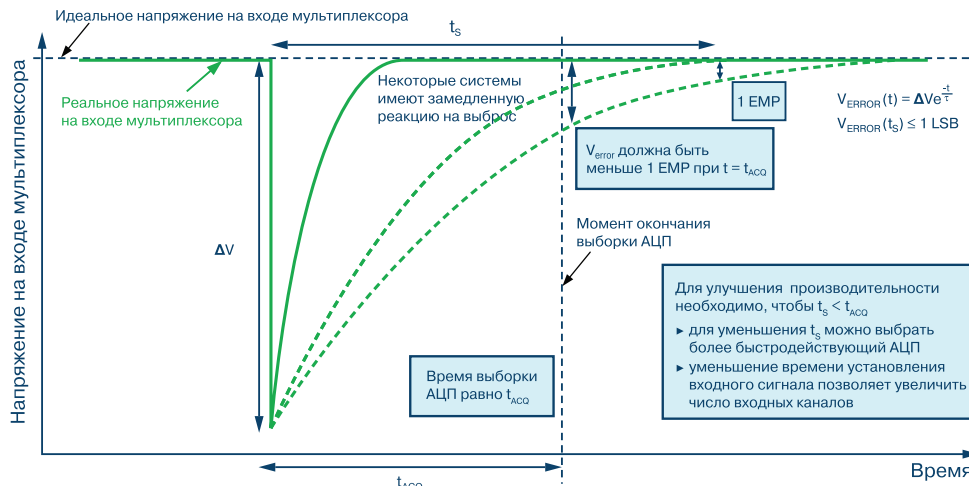


Рис. 4. Диаграммы времени установления сигнала на выходе мультиплексора в зависимости от времени выборки АЦП

деляется выражением

$$t_s = (\tau \cdot C_A / C_{OUT}) = \tau \cdot \eta (C_A / C_{OUT}),$$

а

$$\eta (C_A / C_{OUT}) = -\ln[(EMP / \Delta V_C) \cdot (C_A / C_{OUT} + 1)] = -\ln\{[1 / (2^N - 1)] \cdot (C_A / C_{OUT} + 1)\},$$

где η – функция отношения C_A / C_{OUT} , N – число разрядов АЦП.

Из приведенных выражений следует, что для уменьшения времени t_s можно уменьшить постоянную времени τ , однако это может привести к увеличению уровня шума в цепи сигнала. Такой же результат можно получить уменьшением коэффициента η . На рис. 5 приведены графики зависимости постоянных времени, необходимых для обеспечения погрешности установления, равной 1 EMP, от отношения C_A / C_{OUT} для АЦП с разрядностью 10, 14, 18 и 20 бит.

Из этих графиков следует, что чем больше отно-

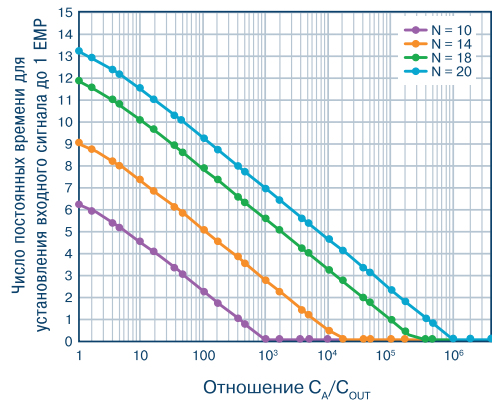


Рис. 5. Зависимость установления входного сигнала АЦП с погрешностью 1 EMP для АЦП разной разрядности от величины отношения C_A / C_{OUT}

шение C_A/C_{OUT} , тем меньше время установления t_S . Для обеспечения нулевого времени установления сигнала на входе 10-разрядного АЦП емкость C_A должна быть в 1000 раз больше емкости C_{OUT} , для 20-разрядного АЦП емкость C_A должна быть больше в 10^6 раз C_{OUT} , т.е. если C_{OUT} равна 100 пФ, то C_A для 10-разрядного АЦП должна быть равна 100 нФ, а для 20-разрядного АЦП $C_A = 100$ мкФ для обеспечения нулевого времени установления.

Если в системе сбора данных, приведенной на рис. 1, используется буферный усилитель с единичным коэффициентом усиления, следует обратить внимание на особенности работы буферного каскада на емкостную нагрузку, воспользовавшись для анализа электрическими моделями, приведенными на рис. 6.

Для снижения влияния постоянной времени на

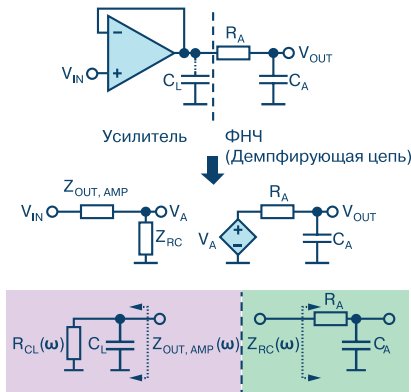


Рис. 6. Электрические эквивалентные схемы и модели буферного усилителя и демпферных цепей (snubber network)

работу буферного каскада можно сделать следующее:

- уменьшить постоянную времени $R_A C_A$ (рис. 6)
- уменьшить емкость C_A
- выбрать усилитель с малым выходным импедансом в режиме с отрицательной обратной связью.

На рис. 7 представлены диаграммы времени установления сигнала на входе мультимплексора для усилителя ADA4096-2 при разных значениях C_A и частотах входного сигнала.

Как следует из верхнего рисунка, при частоте 10 кГц с увеличением C_A уменьшается время установления, а при частоте 200 кГц с увеличением C_A сначала время установления сигнала на входе мультимплексора растет, а затем появляются выбросы, что говорит о том, что выбор отношения C_A/C_{OUT} и типа усилителя существенно влияют на время установления сигнала в измерительном канале системы сбора

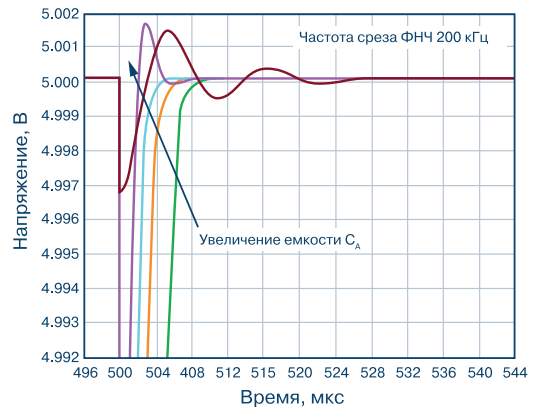
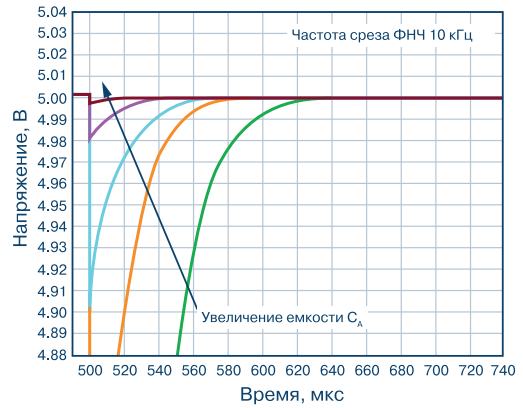


Рис. 7. Диаграммы напряжения на входе мультимплексора для полосы 10 кГц (вверху) и 200 кГц (внизу)

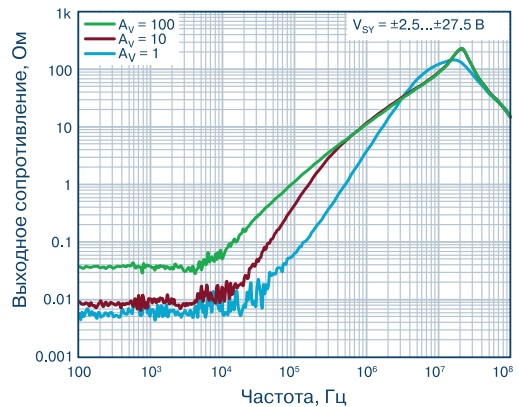


Рис. 8. Диаграмма зависимости выходного импеданса буферного каскада ADA4522-2 от частоты входного сигнала

данных. Как было отмечено, на время установления сигнала на входе АЦП влияет величина выходного импеданса усилителя с отрицательной обратной связью. Графики зависимости выходного импеданса буферного каскада на базе усилителей ADA4522-2 и ADA4096-2 от частоты входного сигнала приведены на рис. 8 и 9.

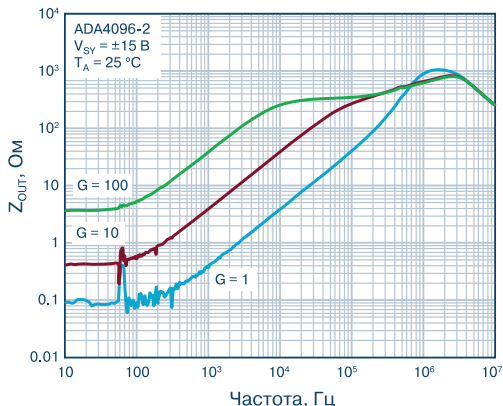


Рис. 9. Диаграмма зависимости выходного импеданса буферного каскада ADA4096-2 от частоты входного сигнала

ВЫВОДЫ

1. Быстродействие и точность многоканальных систем сбора данных, включающих буферный усилитель, мультиплексор и АЦП, существенно зависят от переходных процессов в мультиплексоре, а также типа и схемы включения буферного каскада.
2. Используя аналитические зависимости и рекомендации, приведенные в статье, можно обеспечить оптимальный выбор параметров компонентов многоканальных систем сбора данных.



Печатные платы на металлической основе

- выполнение по стандарту IPC-A-600
- единичное и серийное производство
- количество слоев 1
- структура платы: фольга, термопрепрег, алюминий
- толщина слоя меди до 140 мкм
- изготовление в Китае и Корее



тел.: (044) 220-0101, (057) 719-6718, (0562) 319-128, (062) 385-4947, (032) 245-5478, (095) 274-6897, (048) 734-1954, info@vdmals.ua, www.vdmals.ua

МЕЖДУНАРОДНЫЙ СТАНДАРТ ДЛЯ ЗАЩИТЫ АНАЛОГОВЫХ ВХОДОВ ИМС В СИСТЕМАХ И УСТРОЙСТВАХ *

Требования на устойчивость аналоговых входов/выходов ИМС и систем на их основе к электростатическому разряду, электрическим переходным процессам, импульсным помехам, содержащиеся в стандартах IEC 61000, рассмотрены в настоящей публикации.

Д. Форде

Высоковольтное переходное напряжение на аналоговых входах и выходах ИМС и систем на их основе может разрушить не только микросхему, но и устройство в целом, если не предусмотрена защита их входов и выходов. Как правило, современные аналоговые ИМС имеют такую защиту как от переходных напряжений, так и электростатических разрядов. В соответствии с международными стандартами предусмотрено тестирование проектируемых изделий на устойчивость к перечисленным воздействиям в процессе производства, включая монтаж печатных плат. Кроме того, если изделие эксплуатируется в сложных промышленных условиях, то его входы/выходы в этом случае должны быть надежно защищены.

Международный стандарт IEC 61000 содержит системные требования, обеспечивающие устойчивость систем при воздействии на них различных влияющих факторов, причем три его части IEC 61000-4-2, IEC 61000-4-4 и IEC 61000-4-5 ориентированы, соответственно, на защиту систем и устройств от электростатических разрядов (electrostatic discharge – ESD), переходных процессов (electrical fast transients – EFT) и импульсных помех (surge). Основной целью стандарта IEC 61000-4-2 является определение устойчивости системы к электростатическим разрядам в процессе ее работы. Например, при контакте входов/выходов системы с человеком, на теле которого присутствует электростатический заряд, а также при контакте с электрическим кабелем или другими устройствами, причем этот стандарт ориентирован на тестирование устойчивости систем к электростатическим разрядам, которые воздействуют на систему кон-

SOLVING IEC SYSTEM PROTECTION FOR ANALOG INPUT

Abstract – The system-level standards for system protection from electrostatic discharge, electrical fast transients and surge of analog input/output are considered.

D. Forde

тактным путем или через воздушный зазор. Стандарт IEC 61000-4-4 отвечает за тестирование систем на устойчивость к переходным импульсным процессам, вызванным коммутацией внешних электрических цепей. Кроме того, перенапряжение на входах/выходах систем может быть вызвано ударом молнии, что тоже должно быть учтено при проектировании таких систем. Для ослабления высоких переходных напряжений используются специальные устройства, называемые гасителями выбросов напряжения (Transient Voltage Suppressors – TVS).

Следует учитывать что ESD- и EFT-процессы могут иметь время нарастания напряжений, составляющее единицы наносекунд. Импульсные помехи, как правило, имеют длительность фронта единицы микросекунд, а их продолжительность может достигнуть 50 мкс и более. Исходя из перечисленных параметров внешних переходных процессов и помех, воздействующих на систему, следует выбирать соответствующие устройства-гасители этих напряжений. Аналоговые входы/выходы ИМС и систем на их основе, как правило, защищены от перенапряжений с помощью специальных ключей и гасителей, как показано на рис. 1.

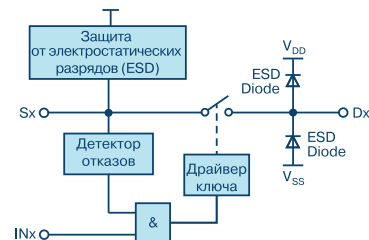


Рис. 1. Схема включения ключа для ослабления перенапряжения на входе аналогового устройства

* Forde D. Solving IEC System Protection for Analog Input. Analog Dialogue, 52-02, February, 2018. www.analogdialogue.com. Сокращенный перевод с английского и комментарии В. Романова.

В этой схеме защиту от электростатического разряда (ESD) выполняет специальный узел (ESD protection) совместно с ограничительными диодами (ESD Diodes).

Схема, приведенная на рис. 2, обеспечивает устойчивость системы к электростатическим разрядам до 8 кВ (контактный разряд) и до 16 кВ (разряд в воздушном зазоре), а также к импульсным помехам до 4 кВ. Ключ ADG5412F обеспечивает защиту от перенапряжений по сигнальным цепям входов/выходов ИМС до ± 55 В.

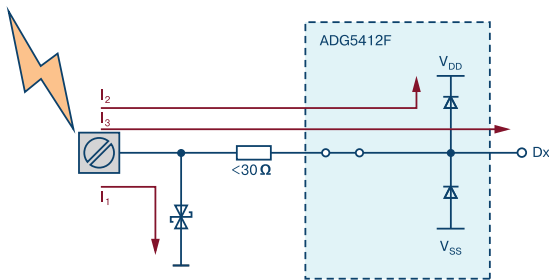


Рис. 2. Цепи защиты от электростатических разрядов и перенапряжения на входе аналогового устройства

На рис. 3, 4 показаны результаты измерений устойчивости системы к контактному электростатическому разряду до 8 кВ и электростатическому разряду в воздушном зазоре до 16 кВ, полученными с помощью схемы тестирования, приведенной на рис. 5.

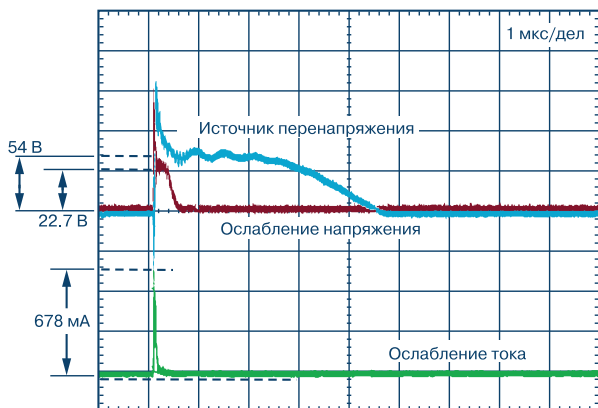


Рис. 3. Диаграмма ослабления напряжения и тока, вызванных контактными электростатическим разрядом напряжением 8 кВ

На рис. 6 показаны диаграммы ослабления импульсных переходных процессов величиной 4 кВ, а также постоянных перенапряжений до 54 В.

На рис. 7 показаны диаграммы ослабления им-

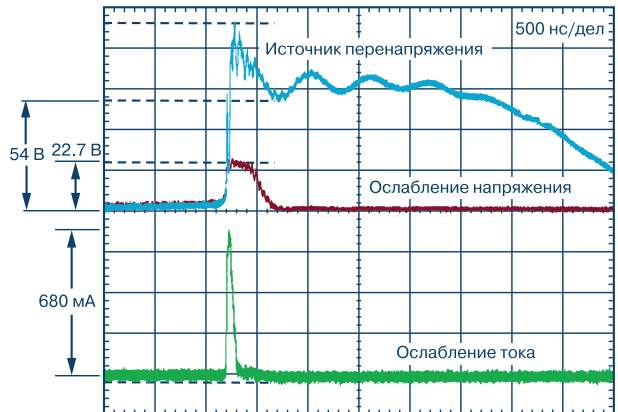


Рис. 4. Диаграмма ослабления напряжения и тока, вызванных электростатическим разрядом в воздушном зазоре напряжением 16 кВ

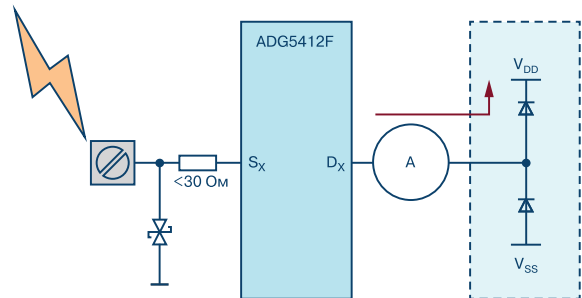


Рис. 5. Схема тестирования цепей защиты от электростатического разряда

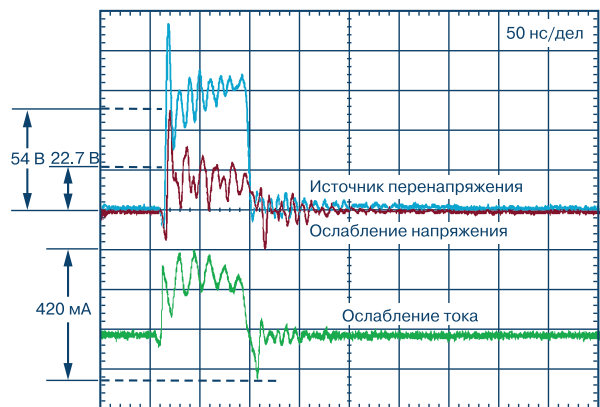


Рис. 6. Диаграмма ослабления напряжения и тока, вызванных переходными процессами на входе цепи защиты

пульсной помехи напряжением 4 кВ, поступающей на вход цепей защиты. Время реакции ключа в цепи защиты не превышает 500 нс, причем пиковый ток, вызванный этой помехой, составляет 608 мА.

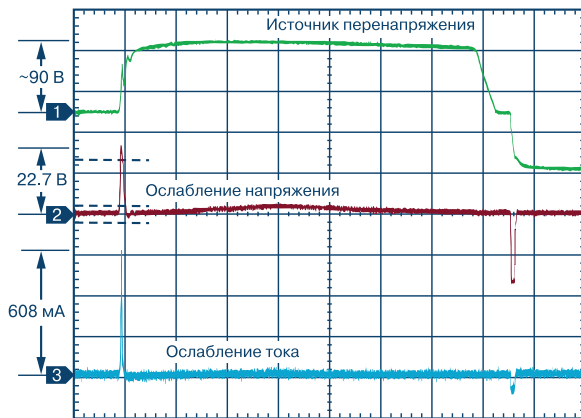


Рис. 7. Диаграмма ослабления перенапряжения на входе цепи защиты, вызванного импульсной помехой напряжением 4 кВ

ВЫВОДЫ

1. Рекомендации, приведенные в статье, позволяют системным разработчикам защитить проектируемые устройства от электростатического электричества, переходных процессов и импульсных помех.

2. Рекомендации полностью соответствуют требованиям международных стандартов IEC 61000 и позволяют ослаблять уровень электростатических разрядов до 16 кВ, а также уровни переходных процессов и импульсных помех до 4 кВ на входах/выходах аналоговых устройств и систем.

ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ БЕЗОПАСНОСТЬ ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ *

Несмотря на то, что международные стандарты по функциональной безопасности сложных изделий электронной техники широко применяются в Европе, для интегральных схем, которые являются основой таких изделий, стандарты все еще отсутствуют.

В статье предложена интерпретация существующих стандартов для применения их при производстве изделий микроэлектроники.

Т. Мини

FUNCTIONAL SAFETY FOR INTEGRATED CIRCUITS

Abstract – The article gives guidance on interpreting the existing functional standards for integrated microcircuits.

T. Meany

Как правило, современные ИМС с обеспечением функциональной безопасности разрабатываются в соответствии с требованиями международных стандартов IEC 61508 или ISO 26262. Соответствие разработанной ИМС требованиям этих стандартов может служить основанием того, что она действительно обладает свойством функциональной безопасности. Первоначально стандарт IEC 61508 предназначался для заказных изделий, в то время, как ИМС представляют собой массовый продукт. Однако большинство требований этого стандарта, как в дальнейшем будет показано, может быть отнесено к разработке ИМС. Поскольку функциональная безопасность характеризует промышленные изделия, в статье рассматриваются такие сферы применения ИМС, как автомобильная промышленность, авионика и медицина (рис. 1).

Функциональная безопасность (functional safety) – это часть общей безопасности системы или ее

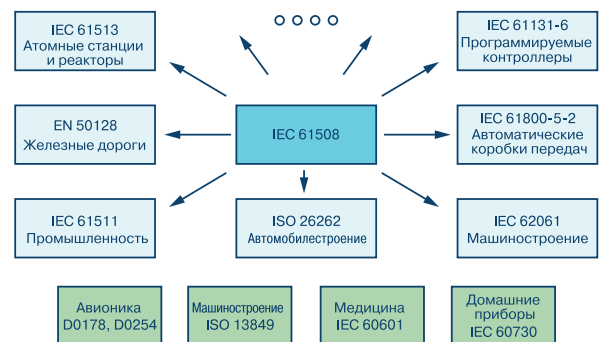


Рис. 1. Стандарты, определяющие требования к функциональной безопасности проектируемых изделий

компонента, обеспечивающая отсутствие неприемлемого риска здоровью людей, материальным ценностям или окружающей среде [1]. Это активная форма поддержания безопасности, например, ко-

* Meany T. *Functional Safety for Integrated Circuits*. www.analog.com. Technical Article. Сокращенный перевод с английского и комментарии В. Романова.

гда вы входите в магазин, вы ожидаете, что автоматические двери достаточно быстро откроются перед вами и безопасно закроются за вами, или, когда вы пользуетесь газонокосилкой, встроенные датчики безопасности своевременно ее отключат, чтобы газонокосилка не смогла вас травмировать. Базовым в области функциональной безопасности является международный стандарт IEC 61508.

Адаптированная версия этого стандарта для автомобильной промышленности – это стандарт ISO 26262, для систем управления – IEC 61800-5-2.

Функциональная безопасность системы обеспечивается функцией безопасности (safety function), которая является частью системы, служит для поддержания безопасного состояния управляемого оборудования и направлена на предотвращение аварий. Типовая функция безопасности включает входную, логическую и выходную подсистемы. Это означает, что потенциально опасное состояние системы распознается и принимается решение о переводе системы в безопасное состояние, если система в рабочем состоянии может привести к аварии. Критическим является время перехода от опасного состояния в безопасное. Функция безопасности, как правило, включает сенсоры-детекторы опасного состояния, контроллер для обработки полученных данных и высокоскоростной драйвер с исполнительным механизмом, который мгновенно переводит систему в безопасное состояние, например, выключает двигатель изделия, блокирует режущие или колющие части и т.п. Согласно стандарту IEC 61508 функциональная безопасность нормируется уровнями интегральной безопасности (Safety Integrated Level). Существует четыре интегральных уровня безопасности: 1, 2, 3, и 4 согласно таблице.

Отметим, что в общем случае уровень безопасности SIL 4 ориентирован на предотвращение смерти большого количества людей; уровень SIL 3 – на

предотвращение смерти нескольких человек; уровень SIL 2 – на предотвращение тяжелой травмы или смерти одного человека; уровень SIL 1 – на предотвращение травмы малой степени тяжести [1].

Однако в интегральных схемах вряд ли следует закладывать функцию безопасности выше уровня SIL 3. Кроме того, стандарт IEC 61508 относится ко всем этапам жизненного цикла изделия, включая такие фазы, как обслуживание и снятие с эксплуатации. Некоторые из этих циклов не актуальны для ИМС.

Ведущие производители ИМС строго придерживаются требований по производству надежных ИМС, т.к. выявление отказов и их устранение при производстве ИМС обходятся в сотни тысяч долларов.

В приложениях F1 и F2 к стандарту IEC 61508-2-2010 содержится перечень методов и средств, предотвращающих появления отказов в процессе проектирования и разработки заказных СБИС и программируемых СБИС типа FPGA/PLD/CPLD соответственно. Перечисленные в стандарте методы на 99% относятся к уровню безопасности SIL 3. Следует отметить, что содержащиеся в стандарте IEC 61508-3 требования распространяются и на модули, спроектированные на основе ИМС, исходя из этого, требования к ИМС могут быть на первый взгляд сверхжестким, потому что производители ИМС не всегда знают, в каком изделии будут использоваться выпускаемые ИМС. Требования к встроенному в ИМС, например, контроллеру или сигнальному процессору, программному обеспечению содержатся в стандарте IEC 61508-3.

Отметим, что за качество прикладного ПО несет ответственность разработчик устройства, а не производитель ИМС, однако разработчик ИМС, который кроме микросхемы поставляет компилятор и драйверы, тоже должен руководствоваться требова-

Уровни интегральной безопасности и вероятности отказа на запрос в соответствии со стандартами IEC 61508 и IEC 61511

SIL, уровень интегральной безопасности	PFDavg, средняя вероятность отказа на запрос в год (низкая интенсивность запросов)	RRF, фактор снижения риска	PFDavg, средняя вероятность отказа на запрос в час (высокая интенсивность запросов)
SIL 4	$\geq 10^{-5}$ и $< 10^{-4}$	от 100000 до 10000	$\geq 10^{-9}$ и $< 10^{-8}$
SIL 3	$\geq 10^{-4}$ и $< 10^{-3}$	от 10000 до 1000	$\geq 10^{-8}$ и $< 10^{-7}$
SIL 2	$\geq 10^{-3}$ и $< 10^{-2}$	от 1000 до 100	$\geq 10^{-7}$ и $< 10^{-6}$
SIL 1	$\geq 10^{-2}$ и $< 10^{-1}$	от 100 до 10	$\geq 10^{-6}$ и $< 10^{-5}$

ниями стандарта IEC 61508-3. Стандарт IEC 61508 формулирует требования к надежности ИМС в таких единицах, как средняя частота опасных отказов в час (PFH) или средняя вероятность отказа на запрос (PFD). Максимальное значение PFH для ИМС, соответствующее уровню безопасности SIL 3, составляет 10^{-7} /час или один опасный отказ за 1000 лет. Если выразить величину интенсивности отказов в FIT (единица измерения интенсивности отказов, где FIT – это один отказ на 10^9 часов наработки), то для уровня SIL 3 интенсивность отказов ИМС должна составлять 100 FIT.

Для повышения надежности ИМС может быть использовано внутреннее резервирование, однако это может привести к увеличению размеров и энергопотребления ИМС в целом. Специальные требования к архитектуре ИМС с избыточностью на кристалле приведены в стандарте IEC 61508-2:2010, приложение E. Они включают избыточность для резервирования и для диагностики, причем чувствительность ИМС с избыточностью на кристалле к отказам оцениваются β -фактором. Существуют следующие группы (опции) ИМС для проектирования систем с функциональной безопасностью:

- ИМС, соответствующие требованиям стандарта IEC 61508, с внешней оценкой и руководством по безопасности
- ИМС, соответствующие требованиям стандарта IEC 61508, с руководством по безопасности, но без внешней оценки безопасности
- ИМС, выполненные в соответствии с стандартом компании-производителя, с информацией по безопасности в технической документации
- ИМС, выполненные в соответствии с стандартом компании-производителя.

Отметим, что если ИМС не соответствуют требованиям стандарта IEC 61508, то вместо руководства по безопасности они должны содержать параметры надежности в технической документации. Первая группа ИМС наиболее затратная для производителей, но и наиболее предпочтительна для разработчиков систем с высоким уровнем функциональной безопасности. Вторая группа ИМС менее затратная для производителя, но разработчики систем, используя ИМС этой группы, могут сертифицировать законченное изделие для любого применения. Третья группа ИМС включает практически все выпускаемые сейчас микросхемы, причем в технической документации имеются все необходимые параметры надежности для сертификации законченного изделия в соответствии с требованиями ISO 9001.

К четвертой группе относятся ИМС, использование которых требует применения дополнительных мероприятий (включая усложнение структуры законченного изделия) при проектировании и проведении испытаний на надежность законченного изделия.

В дополнение отметим, что ведущие производители электронных компонентов, в том числе и компания Analog Devices, имеют внутренние нормативные документы, регламентирующие требования к производимым ИМС. Так, например, компания Analog Devices разработала внутренние стандарты ADI 61508 и ADI 26262, причем в стандарте ADI 61508 сформулированы требования международного стандарта IEC 61508:2010 применительно к разработке и производству непосредственно ИМС.

В ряде случаев разработчики проектируют ИМС в соответствии с требованиями уровня безопасности SIL 3, которые приведены в таблице F1 стандарта IEC 61508-2:2010: “Методы и средства, предотвращающие появление отказов в процессе проектирования и разработки полностью и не полностью специализированных цифровых ИМС”. Однако, что касается чисто аппаратных средств этих ИМС, то их уровень безопасности может соответствовать SIL 2. Такие ИМС характеризуются уровнем безопасности SIL 2/3. Используя микросхемы этой группы, разработчик законченного изделия, может обеспечить уровень безопасности изделия SIL 3 путем, например, введения резервирования и средств диагностики уже на системном уровне. Таким образом, необходимый уровень безопасности для законченного изделия диктует разработчику, какие ИМС ему следует использовать и какие структурные решения следует применять для того, чтобы уровень безопасности разработки не выходил за пределы заданной.

Отметим, что функциональная безопасность как комплексное свойство включает информационную безопасность, которая регламентируется серией стандартов IEC 62443 «Сети промышленной коммуникации. Безопасность сетей и систем». Требования этих стандартов относятся, прежде всего, к ИМС микропроцессоров, программируемых контроллеров, сигнальных процессоров, приемопередатчиков и памяти, причем реализуется данные требования на системном уровне. Учитывая, что ИМС, как правило, является частью систем, а функциональная безопасность является системным свойством, не все стандарты серии IEC 61508

имеют отношение к ИМС. Однако требования к безопасности ИМС могут содержаться в стандартах, относящихся к конкретной отрасли промышленности, например, к авионике, химической или автомобильной промышленности, медицинскому приборостроению, обороне, в которых изложены требования к ИМС, применяемых в этих отраслях промышленности. Поэтому системные разработчики должны руководствоваться при выборе микроэлектронной элементной базы как стандартами общего применения, так и отраслевыми стандартами.

ВЫВОДЫ

1. Обеспечение заданного уровня функциональной безопасности проектируемой системы следует

начинать с выбора соответствующей элементной базы, включая интегральные микросхемы.

2. Мировые фирмы-производители электронных компонентов, включая компанию Analog Devices, кроме международных стандартов руководствуются собственными более жесткими требованиями, что позволяет системным разработчикам оптимизировать как выбор элементной базы, так и структуру проектируемого изделия, включая глубину резервирования и встроенной диагностики.

ЛИТЕРАТУРА

1. Романов В., Галелюка И. Функциональная и информационная безопасность беспроводных сенсорных сетей. ЭКиС, № 4, 2017, С. 14 – 21.



[От ремесла к искусству]

ПЕЧАТНЫЕ ПЛАТЫ

▪ проектирование

Проектирование печатных плат в НПФ VD MAIS – это:

- многолетний опыт конструирования и знание специфики:
 - разработки электронных устройств
 - технологии производства печатных плат
 - различных CAD-CAM систем проектирования (P-CAD, Mentor Graphics, CAM-350 и пр.)
- полная реализация возможностей изготовителя печатных плат и контрактного производства VD MAIS
- качество работы, соответствующее ISO 9001:2015, ISO 14001:2015, IATF 16949:2016 и ISO 13485:2016.



VD MAIS
PCB Professionally

тел.: (044) 220-0101, (057) 719-6718, (0562) 319-128, (062) 385-4947, (032) 245-5478,
(095) 274-6897, (048) 734-1954, info@vdmαιs.ua, www.vdmαιs.ua

ИМС ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ПЛИС ТИПА FPGA *

В аппаратуре, выполненной на ПЛИС типа FPGA, предъявляются высокие требования к источникам питания. Особенности построения таких источников питания изложены в настоящей публикации.

Ф. Достал

POWER MANAGEMENT FOR FPGAs

Abstract – The voltage accuracy of the FPGA power supply needs to be quite high. The features of the power supply for the FPGAs are considered in the article.

F. Dostal

Построение источников питания для аппаратуры, выполненной на ПЛИС типа FPGA, является непростой задачей. Это связано с тем, что для питания таких ПЛИС используются многоуровневые источники питания, причем отдельно для питания ядра, отдельно для периферийных узлов, отдельно для памяти и т.д. Как правило, в одну и ту же ИМС источника питания, в которой имеются разные dc/dc-преобразователи, включены узлы для управления работой многоуровневого источника, что важно для построения источника питания ПЛИС FPGA в целом. Кроме того, следует отметить, что ПЛИС FPGA не имеют регламентируемой мощности потребления.

Для оптимизации проектирования источников питания с встроенным узлом управления компанией Analog Devices разработаны автоматизированные средства проектирования LTpowerCAD, рис. 1, которые находятся в свободном доступе в сети Интернет.



Рис. 1. Автоматизированные средства проектирования LTpowerCAD источников питания ПЛИС FPGA

После выбора структуры многоуровневого источника питания, включая преобразователи для требуемых уровней напряжения, необходимо выбрать соответствующие пассивные компоненты. При этом следует учитывать требования к нагрузочной способности используемых в проектируемом изделии ПЛИС типа FPGA, к которым относят следующие:

- требования к токам нагрузки
- требования к последовательности включения разных уровней напряжения питания
- требования к монотонности нарастания напряжения питания
- требования к минимальной длительности переходных процессов в цепях питания
- требования к точности установления напряжения питания.

Далее подробнее остановимся на реализации перечисленных требований. Для выбора тока нагрузки можно руководствоваться рекомендациями производителей ПЛИС FPGA, в которых указаны максимальные токи нагрузки в зависимости от схемы включения ПЛИС FPGA, или ориентироваться на максимально допустимую нагрузку конкретной ИМС FPGA.

Во многих ПЛИС FPGA необходимо строго соблюдать последовательность включения разных уровней напряжения питания, например, напряжение питания ядра ПЛИС должно быть установлено раньше напряжения питания периферийных узлов. При нарушении этой последовательности ИМС FPGA может выйти из строя. Необходимую последовательность включения питания ПЛИС FPGA можно обеспечить путем управления отдельными DC/DC-преобразователями по входу "enable". Од-

* Dostal F. Power Management for FPGAs. Analog Dialogue, 52-03, March, 2018. www.analogdialogue.com. Сокращенный перевод с английского и комментарии В. Романова.

нако лучшим решением проблемы является использование специальной ИМС для управления последовательностью включения отдельных источников питания. К таким ИМС относится микросхема ADP5014, рис. 2, позволяющая управлять включением/выключением до четырех независимых источников питания.

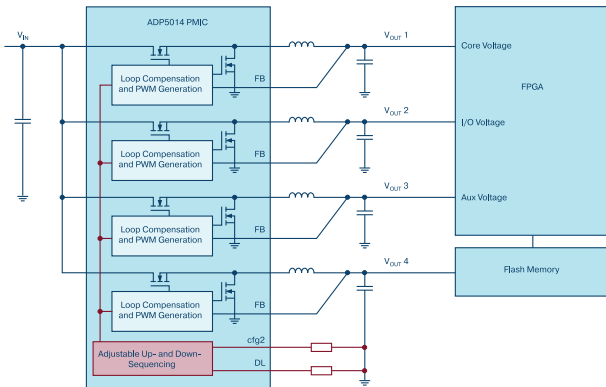


Рис. 2. Схема включения ИМС ADP5014 для управления временем включения/выключения источников напряжения питания с разными уровнями напряжения

Временные диаграммы работы ADP5014 приведены на рис. 3. Регулировка задержки включения/выключения каждого источника питания осуществляется по выводу DL этой ИМС. Если для питания ПЛИС FPGA используются отдельные источники питания, для управления их включением/выключением может быть использована ИМС LTC2924.



Рис. 3. Временные диаграммы работы многоуровневого источника питания ПЛИС FPGA

Как было отмечено, важно чтобы напряжение питания нарастало монотонно (рис. 4, график А). На графике В (рис. 4) показано немонотонное нарастание напряжения питания, что, как правило, связано с тем, что в начальный момент времени ПЛИС FPGA

имеет максимальный ток потребления, который со временем может уменьшаться. Для исключения немонотонности нарастания напряжения питания можно увеличить время включения этого питания, применив режим “мягкого” запуска.

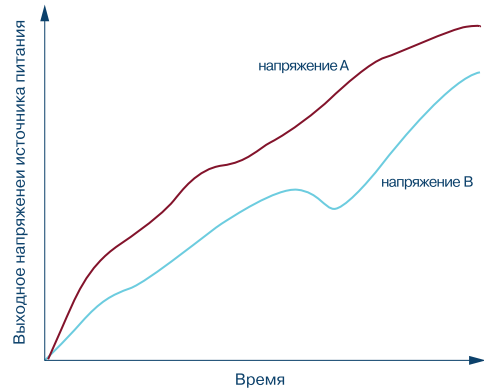


Рис. 4. Зависимости (монотонная А и немонотонная В) нарастания уровней напряжения питания на выходе многоуровневого источника питания

При быстром запуске источника питания в цепях напряжений питания ПЛИС FPGA возникают нежелательные переходные процессы. С целью их ослабления используются цепи развязки в цепях питания ПЛИС типа FPGA, рис. 5.

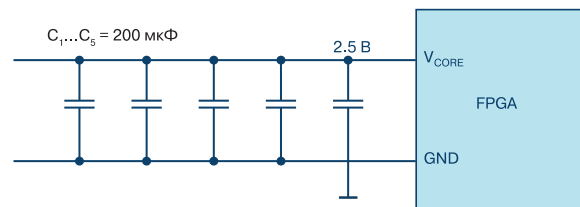


Рис. 5. Схема включения ПЛИС FPGA с развязывающими конденсаторами в цепях питания

Следует учитывать, что некоторые источники питания при работе на большую емкостную нагрузку могут перейти в режим короткого замыкания. Чтобы не допустить короткое замыкание на выходе источника питания, можно использовать «мягкий» запуск источника питания. Еще одним недостатком включения развязывающих конденсаторов в цепи питания ПЛИС FPGA является потеря устойчивости источника питания, если он имеет цепь обратной связи для регулировки выходного напряжения. Для обеспечения устойчивой работы источника питания может быть использована схема с конденсатором C_{FF} , который увеличивает запас по фазе источника питания с обратной связью, рис. 6.

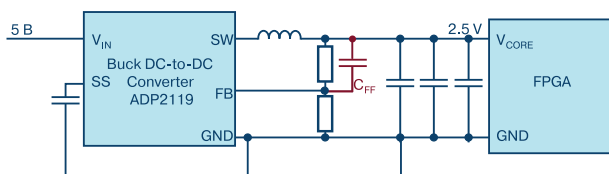


Рис. 6. Схема повышения устойчивости DC/DC-преобразователя ADP2119

Автоматизировать процесс проектирования устойчивого к возмущению источника питания с малым уровнем переходных процессов можно с помощью средств проектирования LTpowerCAD и LTspice. Кроме того, с помощью этих же средств можно промоделировать влияние паразитной индуктивности, рис. 7, в цепях питания ПЛИС FPGA.

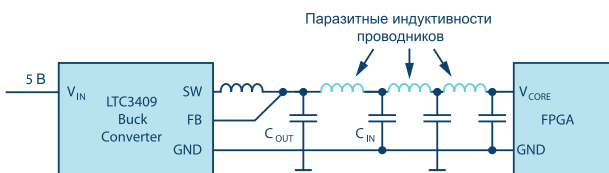


Рис. 7. Модель паразитных индуктивностей в цепи питания ПЛИС FPGA

Отдельно следует остановиться на точности установления напряжения питания ПЛИС FPGA. Кажется бы, погрешность напряжения питания 3 % не должна влиять на работу проектируемого изделия на основе ПЛИС FPGA. Однако, если напряжение питания ядра составляет 0.85 В, то погрешность 3 % допускает отклонение напряжения питания не более чем на 25.5 мВ, чтобы обеспечить надежную работу ядра ПЛИС.

ВЫВОДЫ

1. Для питания изделий на основе ПЛИС FPGA желательно использовать многоуровневые источники напряжения питания со встроенным узлом управления последовательностью включения отдельных источников напряжения питания.

2. Для оптимального выбора источников питания ПЛИС FPGA компанией Analog Devices разработаны средства проектирования LTpowerCAD и LTspice, которые находятся в свободном доступе в сети Интернет.

Telit

wireless solutions

GL865 V3.1

GL865 V3.1

GSM | GPRS встроены

GL865-Dual V3.1

GSM/GPRS модуль

- пригоден для обновления проектов с использованием модулей серии GL865
- рекомендован для новых разработок в сетях 2G
- рекомендован как платформа для приложений с ультранизким энергопотреблением
- идеальное решение для применения в системах охранной сигнализации, счетчиках с дистанционным мониторингом, POS-терминалах
- простое решение для разветвленных проектов мониторинга и контроля движения транспортных средств с помощью комбинированных GPS или GPS/ГЛОНАСС приемников
- полная SMT-платформа для решений m2m, работающих в приложениях пользователей модулей со встроенным интерпретатором скриптов Python
- **сертифицирован в Украине и соответствует требованиям Технического регламента радиоборудования.**

Возможность работы с модулями близкой связи

и GNSS модулями

Готов для подключения Интернета Вещей

IoT ПЛАТФОРМЫ

IoT ПОДКЛЮЧЕНИЕ

IoT ЗНАНИЯ



VD MAIS – официальный дистрибьютор компании Telit в Украине

тел.: (044) 220-0101, (057) 719-6718, (0562) 319-128, (062) 385-4947, (032) 245-5478, (048) 734-1954, (095) 274-6897, info@vdmiais.ua, www.vdmiais.ua

ПРЕЦИЗИОННЫЙ ОПОРНЫЙ ИСТОЧНИК С НАГРУЗОЧНОЙ СПОСОБНОСТЬЮ 200 мА *

THE REFULATOR: THE CAPABILITIES OF A 200 mA PRECISION VOLTAGE REFERENCE

Новая микросхема опорного источника LT6658 имеет высокую точность выходного напряжения при максимальном выходном токе 200 мА.

Abstract - New LT6658 provides low noise precision outputs with combined 200 mA output current.

М. Андерсон

M. Anderson

Если в недалеком прошлом разработчику системы сбора данных при выборе опорного источника приходилось отдавать предпочтение или высокой точности, или большой нагрузочной способности, то с появлением ИМС LT6658 получили решение одновременно две проблемы. ИМС LT6658 (рис. 1) представляет собой прецизионный стабилизатор с низким уровнем шумов и малым дрейфом, который может быть использован и в качестве опорного источника. Исходная (без регулировки) погрешность источника составляет 0.05%, температурный дрейф 10 ppm/°C, ток нагрузки по одному из выходов составляет 150 мА, по-другому – 50 мА. Влияния изменения нагрузки на выходное напряжение не превышает 0.1 ppm/мА. Схема включения ИМС LT6658 приведена на рис. 1.

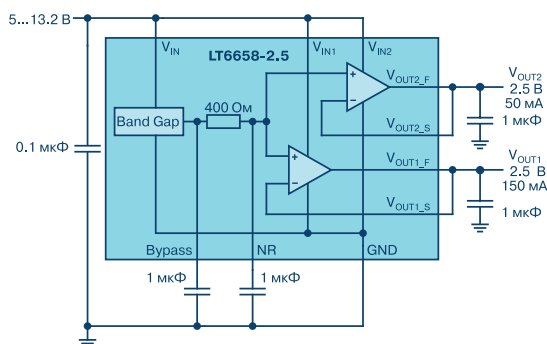


Рис. 1. Функциональная схема опорного источника LT6658

В составе опорного источника стабилизатор, шумоподавляющий ФНЧ, содержащий резистор сопротивлением 400 Ом и два конденсатора емкостью 1 мкФ, два изолированных друг от друга выходных буферных каскада. Переходные характеристики опорного источника при скачкообразном изменении тока нагрузки на 1 мА и на 140 мА приведены на рис. 2а и 2б.

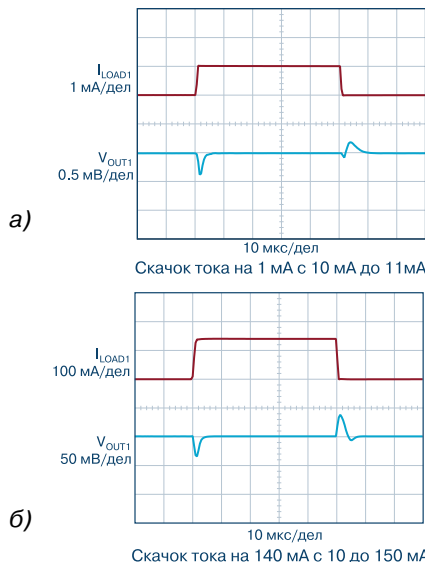


Рис. 2. Изменение выходного напряжения опорного источника при скачке тока нагрузки с 10 до 11 мА (а) и при скачке тока нагрузки с 10 до 150 мА (б)

Как следует из этих рисунков, выходное напряжение опорного источника при скачкообразном изменении нагрузки устанавливается за доли микросекунды. Несмотря на то, что выходные напряжения V_{OUT1} и V_{OUT2} опорного источника формируются одним и тем же стабилизатором, максимальное изменение тока нагрузки на одном выходе незначительно влияет на выходное напряжение на другом выходе. Зависимость влияния такого изменения нагрузки представлена на рис. 3.

Опорный источник имеет высокий коэффициент ослабления нестабильности питания (Power Supply Rejection Ratio – PSRR). На рис. 4 приведены графики изменения коэффициента PSRR от частоты пульсаций в цепи питания при разных значениях емко-

* Anderson M. The Refulator: The Capabilities of a 200 mA Precision Voltage Reference. Analog Dialogue, 52-04, April, 2018. www.analogdialogue.com.

Сокращенный перевод с английского и комментарии В. Романова.

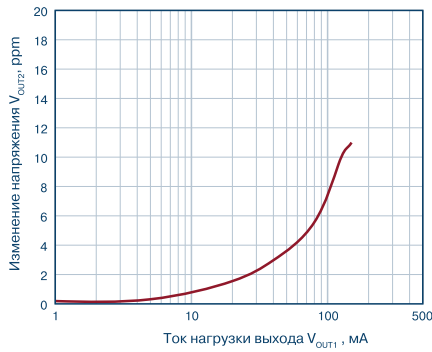


Рис. 3. Влияние изменения тока нагрузки в канале V_{OUT1} на изменения напряжения на выходе V_{OUT2}

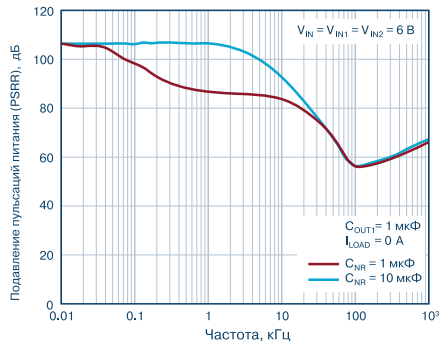


Рис. 4. Зависимость коэффициента PSRR при разных значениях емкости конденсатора в цепи NR

сти конденсатора, подключенного к выводу NR ИМС. Уровень изоляции выходных каналов в полосе частот по цепям питания показан на рис. 5.

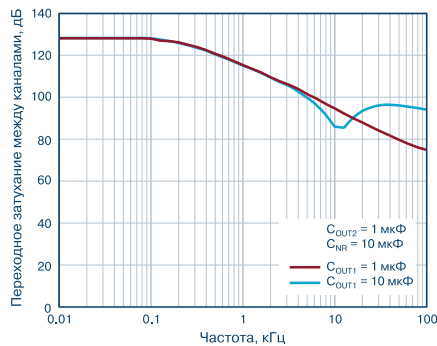


Рис. 5. Зависимость переходного затухания между каналами V_{OUT1} и V_{OUT2} от частоты при разных значениях емкостной нагрузки

Повысить уровень коэффициента PSRR можно введением обратной связи в цепь питания, как показано на рис. 6. Зависимость коэффициента PSRR от частоты для этой схемы приведена на рис. 7. Уровень шума на выходе опорного источника оказывает существенное влияние на точность АЦП. Одним из способов борьбы с выходным шумом является под-

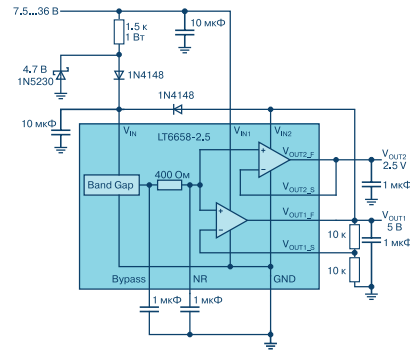


Рис. 6. Введение обратной связи в цепь питания опорного источника для повышения коэффициента PSRR

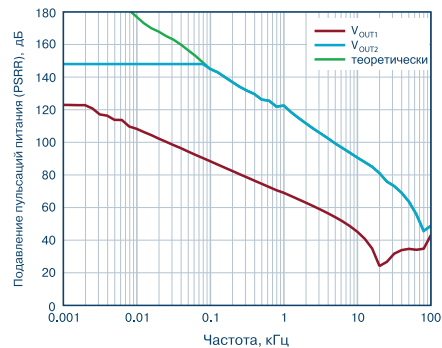


Рис. 7. Зависимость коэффициента PSRR от частоты для опорного источника с обратной связью в цепи питания

ключение конденсатора к выводу NR ИМС LT6658.

На рис. 8 представлены зависимости выходного шума от частоты при разных значениях емкости внешнего конденсатора, подключенного к выводу NR ИМС LT6658. Дальнейшее уменьшение шума обеспечивается включением внешних конденсаторов на выходе LT6658, рис. 9, причем последовательное включение резистора 1 Ом в цепь конденсатора C2 позволяет уменьшить выброс в характеристике шума на выходе ИМС LT6658, как показано на рис. 10.

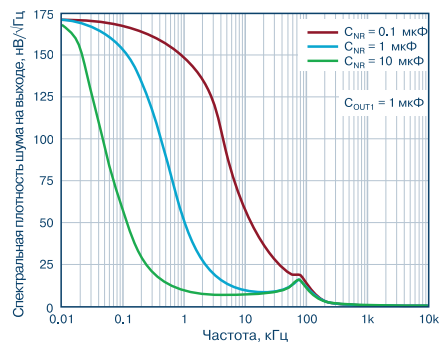


Рис. 8. Зависимость уровня выходного шума от частоты при разных значениях емкости C_{NR}

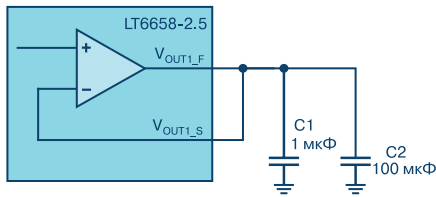


Рис. 9. Схема включения внешних конденсаторов на выходе опорного источника для уменьшения его шума

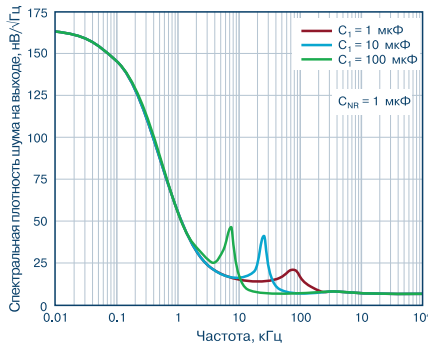


Рис. 10. Зависимость уровня спектральной плотности шума опорного источника от величины емкости внешних конденсаторов

Опорный источник LT6658 находит широкое применение в системах сбора данных. Пример такой системы приведен на рис. 11, в которой используется 18-разрядный быстродействующий АЦП LTC2379-18 и входной усилитель LT6362. В этой схеме опорный источник формирует опорное напряжение 4.096 В для АЦП (по выходу V_{OUT2}) и синфазное напряжение для входного усилителя. На более мощном выходе V_{OUT1} опорного источника формируется напряжение 5 В для питания усилителя и других аналоговых цепей системы сбора данных. Параметры системы сбора данных (рис. 11) приведены в таблице.

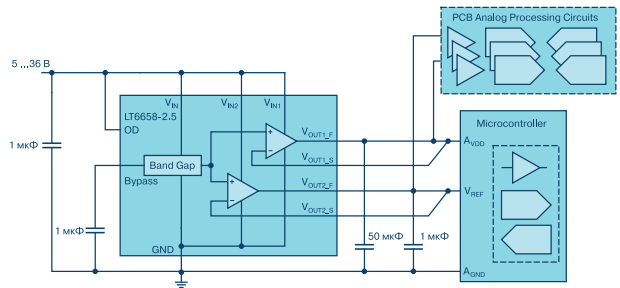


Рис. 11. Схема применения опорного источника LT6658 в системе сбора данных

Параметры системы сбора данных

Наименование параметра	16-разр. АЦП	18-разр. АЦП
Отношение сигнал/шум (SNR), дБ	92.7	97.5
Нелинейные искажения плюс шум (SINAD), дБ	92.1	95.9
Нелинейные искажения (THD), дБ	-101.2	-101.1
Динамический диапазон неискаженного сигнала (SFDR), дБ	101.6	103.2
Число достоверных двоичных разрядов (ENOB)	15.01	15.64

ВЫВОДЫ

ИМС LT6658 – новое поколение опорных источников, включающих кроме, собственно, опорного источника линейный стабилизатор напряжения с большой нагрузочной способностью. Применение таких микросхем в системах сбора данных, отличающихся низким уровнем шумов, большим коэффициентом ослабления нестабильности питания и большой нагрузочной способностью, позволяет упростить проектирование и уменьшить размеры новых систем сбора данных.

VD MAIS
Разработка и серийное производство электроники

- разработка электрических схем
- проектирование и изготовление печатных плат
- комплектация изделий электронными компонентами и конструктивами
- контрактное производство (по стандарту IPC-A-610H):
 - автоматизированный монтаж SMD-компонентов и автоматизированная селективная пайка компонентов, монтируемых в отверстия
 - изготовление опытных образцов изделий
- мелко- и крупносерийное производство
- многолетний опыт разработки и производства
- гарантия качества

Сертификация на соответствие требованиям стандартов ISO 9001:2015, ISO 14001:2015, IATF 16949:2016 и ISO 13485:2016.
 Цены – оптимальные.

Украина, 03061 Киев, ул. М. Донца, 6
 тел.: (0-44) 220-0101, 492-8852, факс: (0-44) 220-0202
 e-mail: info@vdm.ais.ua, www.vdm.ais.ua

VD MAIS
Контрактное производство электроники
 (по стандарту IPC-A-610)

- автоматизированный монтаж SMD-компонентов (до 2.5 млн в сутки)
- автоматизированная селективная пайка компонентов, монтируемых в отверстия
- монтаж прототипов печатных плат
- 100% автоматический оптический контроль качества монтажа
- изготовление опытных образцов изделий
- мелко- и крупносерийное производство
- 10-летний опыт контрактного производства
- гарантия качества

Сертификация на соответствие требованиям стандартов ISO 9001:2015, ISO 14001:2015, IATF 16949:2016 и ISO 13485:2016.
 Цены – оптимальные.

Украина, 03061 Киев, ул. М. Донца, 6
 тел.: (0-44) 220-0101, 492-8852, факс: (0-44) 220-0202
 e-mail: info@vdm.ais.ua, www.vdm.ais.ua

КАК ВЫБРАТЬ МИКРОКОНТРОЛЛЕР ДЛЯ СИСТЕМЫ СО СВЕРХНИЗКИМ ПОТРЕБЛЕНИЕМ *

STRATEGIES FOR CHOOSING THE APPROPRIATE MICROCONTROLLER WHEN DEVELOPING ULTRA LOW POWER SYSTEMS

В технологии Интернета-вещей множество компонентов работают с батарейным питанием. Проблема выбора таких компонентов на примере микроконтроллеров рассмотрена в настоящей публикации.

М. Ридон

Abstract – The Internet of Things is driving a huge demand for a wide assortment of battery-operated devices. Strategies for choosing such devices are considered in the article.

M. Redon

Выбор программируемого устройства, например, такого как микроконтроллер, со сверхнизким потреблением является достаточно сложной задачей. Предположим, что нас интересует микроконтроллер с потреблением в активном режиме 30...40 мкА/МГц и в спящем режиме 50...70 нА. Однако при выборе микроконтроллера, кроме этого, необходимо учитывать его архитектуру, технологию изготовления, состав периферии и многое другое. Как сделать выбор оптимального микроконтроллера, покажем на примере двух ИМС контроллеров компании Analog Devices.

Прежде всего рассмотрим, каким образом измерено потребление того или иного микроконтроллера. Активный режим микроконтроллера подробно расписан в технической документации, однако разные производители ИМС пользуются разными начальными условиями. Может быть указано типовое напряжение питания или максимальное (минимальное) и т.п. Лучше всего пользоваться рекомендациями консорциума EEMBC для встраиваемых систем, который объединяет 29 ведущих производителей ИМС, включая компанию Analog Devices. Это позволяет сравнивать потребление микроконтроллеров различных производителей по единой методике.

В спящем режиме потребление микроконтроллера тоже нормируется по-разному. Не всегда указано, все ли типы памяти или периферийные устройства в спящем режиме отключены от источника питания. Если переход в активный режим не должен быть продолжительным, то в спящем режи-

ме ряд устройств микроконтроллера должны оставаться под напряжением. В некоторых микроконтроллерах может быть до пяти спящих режимов. Поэтому целесообразно использовать для этого случая рекомендации консорциума EEMBC, согласно которым микроконтроллер просыпается один раз в секунду, выполняет поставленную задачу и опять переходит в спящий режим, рис. 1.

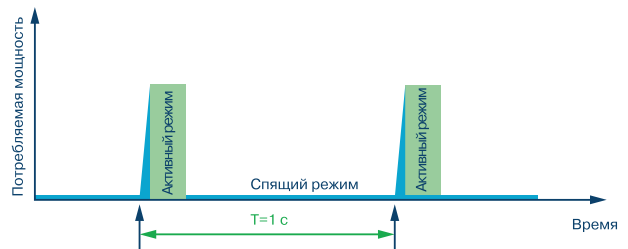


Рис. 1. Рабочий цикл микроконтроллера длительностью одна секунда с распределением во времени активного и спящего режимов

Отметим, что уменьшив тактовую частоту микроконтроллера, мы можем снизить его потребление, но при этом придется увеличить время на выполнение задачи. Энергия, которую потребляет микроконтроллер в течении рабочего цикла D , включающего активный и спящий режимы, может быть вычислена согласно выражению

$$Energy = V \times t [(I_{active} \times D_{active}) + (I_{sleep} \times D_{inactive})].$$

Воспользовавшись рекомендациями консорциума EEMBC, сравним потребление микроконтроллеров

* Redon M. *Strategies for Choosing the Appropriate Microcontroller when Developing Ultra Low Power Systems. Analog Dialogue, 51-12, December. 2017. www.analogdialogue.com.*

Сокращенный перевод с английского и комментарии В. Романова.

ADuCM4050 и ADuCM302x. Тактовая частота первого составляет 52 МГц, второго – 26 МГц. Для выполнения тестовой задачи микроконтроллеру ADuCM4050 требуется 11284 цикла, а ADuCM302x – 10920 циклов. Таким образом, активный режим первого микроконтроллера в рамках одного рабочего цикла занимает 217 мкс, а второго микроконтроллера – 420 мкс. Отметим, что для получения подробных рекомендаций от консорциума EEMBC можно обратиться к автору статьи (Monica Redon – monica.redon@analog.com), которая является представителем компании Analog Devices в этом консорциуме. Ниже приведена сравнительная таблица микроконтроллеров. Базовым параметром сравнения является количество рабочих циклов для решения тестовой задачи.

Количество рабочих циклов для решения тестовой задачи разными микроконтроллерами

ARM-ядро	Количество рабочих циклов
Cortex-M0	15 174
Cortex-M0+	14 253
Cortex-M3	10 920
Cortex-M4	11 852
Cortex-M4F	11 264

Подводя итоги рассмотренному, покажем, почему микроконтроллер ADuCM4050 потребляет на 10мкА/МГц больше, чем ADuCM3029:

- тактовая частота выше вдвое
- удвоенный объем SRAM и Flash памяти
- дополнительный RGB-таймер

- дополнительные аппаратные средства защиты
- три дополнительных SensorStrobe™ выхода.

Анализируя параметры потребления и различия в архитектуре, пользователь может принять осмысленное решение по выбору того или иного микроконтроллера. Кроме архитектуры микроконтроллера на его потребление влияет используемый разработчиком компилятор. С помощью компилятора можно заставить микроконтроллер работать быстрее, но при этом вырастет его потребление.

При выборе энергоэффективного микроконтроллера следует обратить внимание на уровень рабочего напряжения питания. Так, например, если микроконтроллер может работать при напряжении питания 3 и 1.8 В, но не имеет встроенного DC/DC-преобразователя для понижения общего напряжения питания, то введение в проектируемое устройство внешнего DC/DC-преобразователя приведет к дополнительному энергопотреблению и увеличению стоимости законченного изделия. Отметим, что рассматриваемые нами контроллеры ADuCM302x и ADuCM4050 не требуют использования внешних устройств при работе с пониженным напряжением питания (рис. 2). Таким образом, следует внимательно относиться к внешнему DC/DC-преобразователю, особенно, если его использование требует установки индуктивности – дополнительного источника электромагнитных помех. Встроенные в микроконтроллеры компании Analog Devices понижающие преобразователи построены на основе емкостного импульсного стабилизатора.

Потребление микроконтроллера, особенно в спящем режиме, зависит от паразитных токов утечки. Это связано с качеством микроэлектронных технологических процессов и может составлять раз-

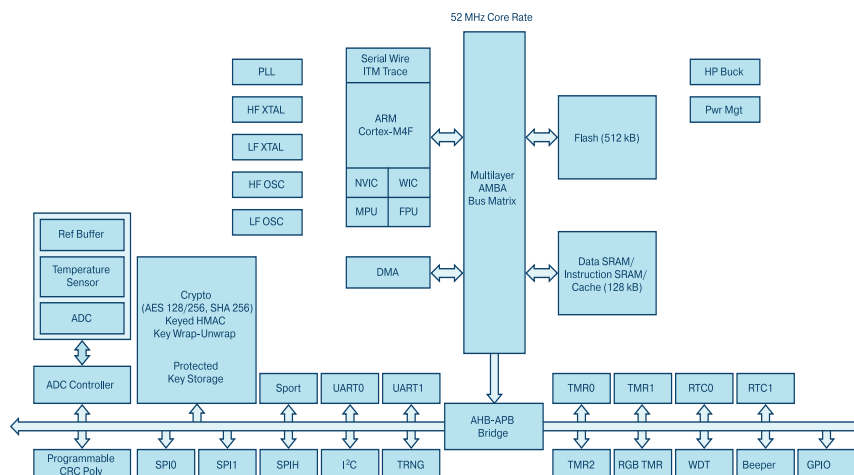


Рис. 2. Структурная схема микроконтроллера ADuCM4050 с понижающим стабилизатором напряжения питания до 1.2 В

брос от образца к образцу одного и того же микроконтроллера не менее 15%.

Разработчикам микроконтроллеров важно помнить, что они могут обращаться в консорциум EEMBC для сертификации своих изделий. Отметим, что сертификация каждого подобного изделия осуществляется в идентичных условиях. Пример оценочной платы для сертификации микроконтроллеров ADuCM3029 EZ-Kit приведен на рис. 3. Консорциум обеспечивает программную поддержку такой сертификации с визуализацией параметров энергопотребления (рис. 4). Консорциум поддерживает сертификацию не только процессорного ядра, но и периферии микроконтроллера, включающей АЦП, ШИМ-преобразователи, SPI-интерфейсы и т.п. В разработке находятся средства сертификации для приемников-передатчиков Bluetooth, которые используются в технологии Интернет-вещей. Консорциум заинтересован в сотрудничестве со всеми производителями микроконтроллеров. Он публикует результаты сертификации новых изделий, что способствует их продвижению на мировом рынке.

ВЫВОДЫ

1. Выбор высокопроизводительного и одновременно энергоэффективного микроконтроллера с батарейным питанием является сложной задачей

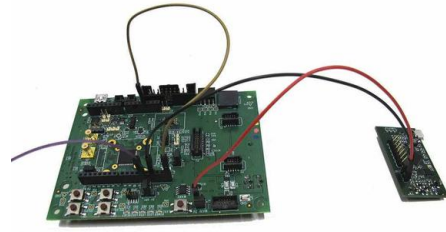


Рис. 3. Оценочная плата для сертификации микроконтроллера ADuCM3029 EZ-Kit

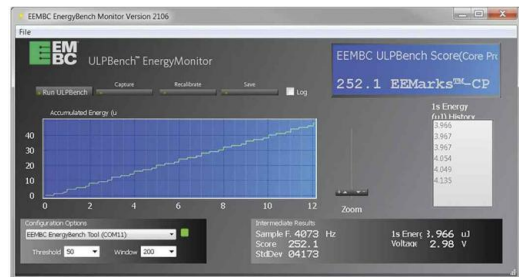


Рис. 4. Графический интерфейс монитора для сертификации параметров микроконтроллера

2. Ведущими производителями электронных компонентов создан консорциум EEMBC (в который входит компания Analog Devices) для сертификации новых разработок, что позволяет выбрать оптимальный микроконтроллер для различных применений, в том числе для использования в технологии Интернет-вещей.

ОФИСНЫЙ ЦЕНТР VD MAIS

Если Вам необходимо провести семинар, тренинг или презентацию, добро пожаловать в офисный центр НПФ VD MAIS!

К Вашим услугам современный конференц-зал площадью 300 кв.м, рассчитанный на 250 мест, который идеально подходит для проведения тренингов, семинаров и конференций. Для ведения деловых встреч имеются комнаты для переговоров. Офисный центр расположен в живописном парке "Отрадный". Зал оборудован мультимедийным проектором, микрофоном, LCD-монитором, компьютером, удобной мебелью, системой кондиционирования и гардеробной. Возможна организация "кофе-паузы", а также обедов в ресторане "VD Restaurant Park".



Обращаться по адресу: г. Киев, ул. М. Донца 6
 info@vdmiais.ua
 тел.: (044) 220-0101 (внутр. 1329, 1328)
 факс: (044) 220-0202
 Контактное лицо: Пацев Андрей Викторович

VD MAIS
 The Professional Dashboard

КАК ИСПОЛЬЗОВАТЬ УМНОЖАЮЩИЙ ЦАП? *

PROBLEM SOLVER: MULTIPLYING DIGITAL-TO-ANALOG CONVERTER



Вопрос: Как отличается работа умножающего ЦАП от стандартного преобразователя?

Ответ: Большинство цифро-аналоговых преобразователей работают с постоянным, как правило, положительным источником опорного напряжения, а выходное напряжение или ток такого ЦАП пропорциональны цифровому коду на его входе.

В умножающих ЦАП (MDAC) напряжение опорного источника изменяется, как правило, в диапазоне ± 10 В. Выходное напряжение или ток в этом случае зависят от произведения входного кода на напряжение опорного источника. Таким образом, умножающий ЦАП может усиливать, ослаблять или инвертировать выходной сигнал относительно опорного напряжения. Основные области применения умножающих ЦАП: генераторы сигналов произвольной формы, программируемые фильтры, усилители с программируемым коэффициентом усиления (PGA-усилители) и многие другие устройства с программируемым наклоном или смещением передаточной характеристики.

Структурная схема умножающего 14-разрядного ЦАП AD5453 в составе PGA-усилителя приведена на рис. 1. Рассчитать величину выходного напряжения усилителя можно по формуле

$$V_{OUT} = -K_y \times V_{IN} \times D / 2^n,$$

где V_{OUT} – выходное напряжение; K_y – коэффициент усиления; V_{IN} – напряжение опорного источника; D – значение цифрового кода.

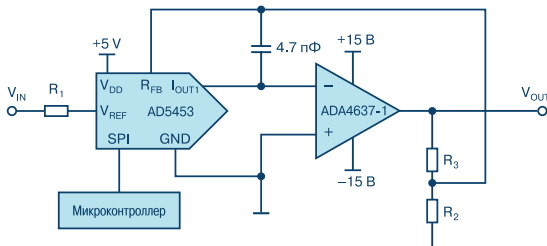


Рис. 1. Усилитель с программируемым коэффициентом усиления на основе умножающего ЦАП

Напряжение питания усилителя ADA4637-1 ± 15 В, а максимальный размах выходного напряжения – ± 12 В. Коэффициент усиления усилителя K_y определяется из выражения

$$K_y = (R_2 + R_3) / R_2.$$

Желательно, чтобы ТКС этих резисторов был таким же, как и ТКС резисторов ЦАП. Величина сопротивления R_1 выбирается исходя из соотношения

$$R_{ЦАП} + R_1 = R_{ЦАП} + (R_2 R_3 / (R_2 + R_3)),$$

где $R_{ЦАП}$ – сопротивление матрицы R-2R ЦАП.

Это позволяет поддерживать выходное напряжение программируемого PGA-усилителя в заданном диапазоне напряжения при $V_{REF} = \pm 10$ В.

Отметим, что в приведенной на рис. 1 схеме напряжение и ток смещения должны быть минимальны, т.к. они будут умножаться на величину, равную K_y . Использование в цепи обратной связи конденсатора емкостью 4.7 пФ позволяет обеспечить устойчивость усилителя.

Стандартные ЦАП тоже могут работать в умножающем режиме, однако напряжение опорного источника стандартных ЦАП изменяется в узком диапазоне, как правило, положительной полярности. Диапазон частот по входу опорного источника в стандартном ЦАП не превышает нескольких сотен килогерц, например, для 16-разрядного ЦАП AD5664 эта величина составляет всего 340 кГц. В то время, как умножающий ЦАП AD5453 работает с биполярным напряжением в полосе частот до 12 МГц.

ВЫВОДЫ

Современные умножающие ЦАП не получили широкого распространения в промышленности, однако их применение в ряде устройств позволяет обеспечить функции, которые не поддерживаются стандартными ЦАП. Кроме того, современные умножающие ЦАП отличаются сравнительно малым потреблением, не более 50 мВт, что дает возможность использовать их в мобильных устройствах.

* Tzscheetzsch T. Problem Solver: Multiplying Digital-to-Analog Converter www.analog-dialogue.com, April, 2018. Сокращенный перевод с английского и комментарии В. Романова.

We make it *possible*

- диапазон рабочих температур от -90° до $+400^{\circ}$ C
- срок службы 30 лет



Цельнометаллические демпферы



Резиновые виброизоляторы



Силиконовые виброизоляторы



Цельнометаллические подушки



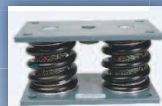
Тросовые амортизаторы



Малогабаритные
цельнометаллические
амортизаторы



Шнуры изоляции
электромагнитных волн



Пружинные изоляторы

Основным направлением работы фирмы Hutchinson является производство широкого ряда цельнометаллических демпферов (амортизаторов, виброизоляторов, виброопор), как малогабаритных – для различного вида электронного и навигационного оборудования, так и крупногабаритных – для различных областей применения.

Все изделия имеют широкий диапазон статической нагрузки и устойчивы к воздействию агрессивной среды, сохраняют свои характеристики в диапазоне температур от -90° до $+400^{\circ}$ C. Срок службы не менее 30 лет.

Рабочим телом демпферов является металлическая подушка, изготовленная из нержавеющей CrNi стальной арматурной проволоки.



VD MAIS – авторизованный торговый представитель фирмы
Hutchinson Stop-Choc GmbH & Co. KG (Германия) в Украине

тел./факс: (044) 220-0101, (057) 719-6718, (0562) 319-128, (032) 245-5478,
(048) 734-1954, (095) 274-6897, info@vdmals.ua; www.vdmals.ua

БЛОКИ ПИТАНИЯ КОМПАНИИ MEAN WELL МОЩНОСТЬЮ 1000 ВТ

POWER SUPPLY: PSPA-1000

В статье приведены основные технические характеристики и возможности блоков питания серии PSPA-1000 компании Mean Well.

Abstract – The main characteristics and possibilities of power supplies PSPA-1000 are considered in this article.

В. Котигорошко

V. Kotigoroshko

PSPA-1000 (рис. 1) – блоки питания выходной мощностью 1000 Вт с возможностью принудительного охлаждения благодаря использованию встроенного вентилятора [1, 2]. Номинальное выходное напряжение 12/15/24/48 В. Блоки питания изготавливаются в металлическом кожухе, имеют габаритные размеры 170×120×93 мм и ориентированы на применение в системах промышленной автоматизации, контрольно-измерительном и испытательном оборудовании, с серводвигателями постоянного тока, в лазерных системах, оборудовании информационных сетей, телекоммуникационном оборудовании и пр. Монтаж блока осуществляется с помощью винтов М3.



Рис. 1. Блок питания PSPA-1000

В табл.1 приведены основные характеристики блоков питания серии PSPA-1000, их структура приведена на рис. 2. Блоки снабжены встроенным активным корректором коэффициента мощности (PF). КПД до 94%. Предусмотрена защита от перегрева, перегрузки и перенапряжения. Кроме того, имеется возможность регулировки величины выходного напряжения в небольшом диапазоне, а также предусмотрена возможность дистанционного включения и выключения блока питания.

Блоки питания серии PSPA-1000 выдерживают вибрации уровнем до 2g в диапазоне частот 10...500 Гц. Диапазон рабочих температур -20...70 °С. В случае эксплуатации блоков питания на высоте более 2000 м над уровнем моря максимальная ра-

бочая температура, соответственно, уменьшается. В режиме обдува вентилятором рабочая температура снижается со скоростью 3.5 °С/1000 м, если принудительный обдув не используется, то скорость снижения составляет 5 °С/1000 м. Допускается кратковременное (не более 5 с) увеличение входного напряжения до 300 В. С целью исключения влияния падения напряжения на соединительных проводах на точность измерения напряжения на нагрузке для подключения датчика напряжения (рис. 3) предусмотрены специальные клеммы (RS-, RS+).

Допускается параллельное подключение до четырех блоков питания, что дает возможность увеличить выходную мощность (рис. 4). Выходное напряжение параллельно подключенных блоков питания не должно отличаться более чем на 0.2 В. При этом предпочтительнее использовать провода небольшой длины и с большим поперечным сечением. При параллельном подключении блоков питания максимальный суммарный выходной ток определяется из выражения $I_{MAX} = 0.9NI_H$, где, N – количество блоков питания, I_H – номинальный ток [1].

В настоящее время существует несколько методов расчета среднего прогнозируемого времени наработки между отказами (Mean Time Between Failures – MTBF). К ним относятся метод MIL-HDBK-217F и Telcordia Special Report (SR) -332 (Bellcore). Т.к. существуют разные методы расчета, часто возникают проблемы при сравнении приведенных в документации разных производителей параметров надежности.

MIL-HDBK 217 – это военный справочник Military Handbook 217, впервые представленный Министерством обороны США в 1961 году с целью стандартизации алгоритмов определения параметров надежности военного электронного оборудования, что, в конечном счете, могло бы способствовать повышению надежности разрабатываемых изделий. В стандарте, по сути, изложены два метода прогнозирования времени между отказами, а также общие

Таблица 1. Основные характеристики блоков питания серии PSPA-1000

Наименование параметра	Обозначение			
	PSPA-1000-12	PSPA-1000-15	PSPA-1000-24	PSPA-1000-48
Вход				
Диапазон вх. напряжений, В	90...264 переменного тока (47...63 Гц), 127...370 постоянного тока			
Вх. ток, А (вх. напряж. перем. тока, В)	8.5(115), 5(230)			
КПД, типов., %	92	93	93.5	94
Коэффициент мощности (PF), типов.	0.95 (230 В), 0.99 (115 В) при полной нагрузке			
Ток утечки, не более, мА	0.5 (240 В переменного тока)			
Пусковой ток, А (тип.)	20 (115 В), 40 (230 В)			
Выход				
Номинальное вых. напряж., В	12	15	24	48
Номинальный вых. ток, А	80	64	42	21
Номинальный вых. мощность, Вт	960	960	1008	1008
Диапазон регулировки вых. напряж., В	11...14	14...17	22...28	46...56
Суммарная погрешность вых. напряжения, %	±2			
Погрешность вых. напр. при изменении входного напряжения, %	±0.5			
Погрешность вых. напр. при изменении тока нагрузки, %	±2	±1.5	±0.5	±0.5
Уровень шумов и пульсаций вых. напряж., п-п, макс. в полосе 20 МГц, мВ	150	150	200	250
Время старта, мс	1000, 50 (115 В), 1000, 50 (230 В)			
Защита от перегрева	+ (с авт. восстановлением после устранения причины)			
Защита от перегрузки	105...135% $P_{НОМ}$ (с авт. восстановлением после устранения причины)			
Защита от перенапряжения	14.5-16.5 В	18.2-20.6 В	29-33 В	58-65 В
	с авт. восстановлением после устранения причины			

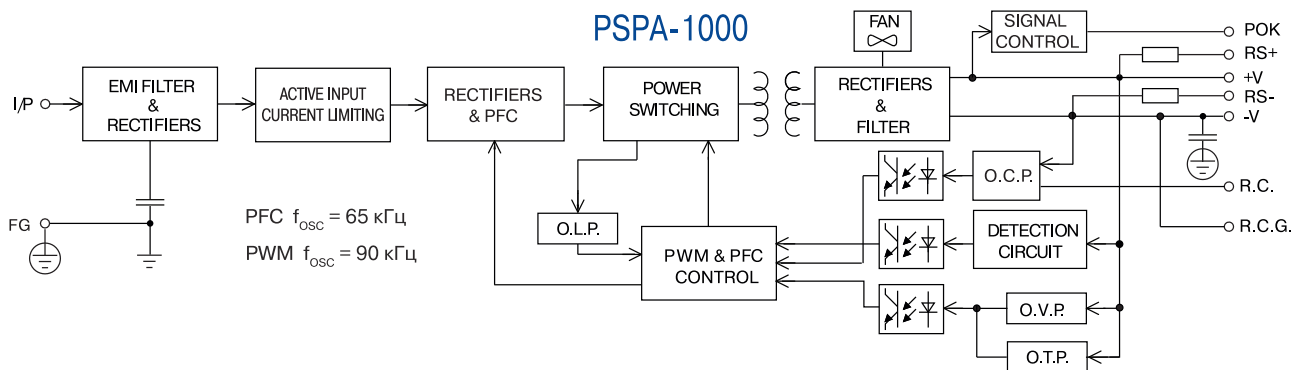


Рис. 2. Структура блока питания PSPA-1000

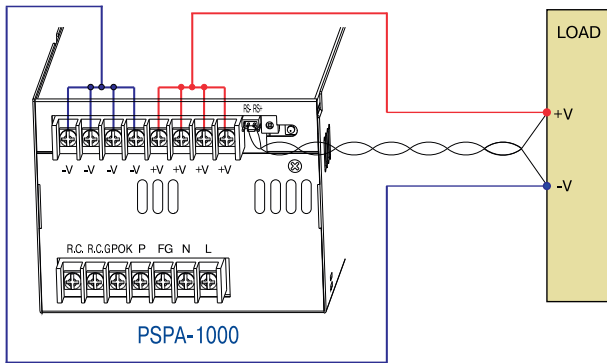


Рис. 3. Вариант подключения датчика напряжения к нагрузке

подходы для сравнения показателей надежности схожих изделий.

Telcordia SR-332 (Bellcore). Первоначально этот метод определения надежности был разработан компанией Bellcore Communications Research, отсюда и название Bellcore. Этот метод широко применяется при расчете показателей надежности телекоммуникационного оборудования. Впоследствии, после приобретения компании Bellcore, название метода было переименовано в Telcordia. В его основе лежат рекомендации справочника MIL-HDBK-217, однако алгоритмы были модифицированы с учетом особенностей эксплуатации телекоммуникационного оборудования. Параметры надежности блоков питания PSPA-1000 приведены в табл. 2.

В стандарте EN61000-3-3 ("Электромагнитная совместимость. Часть 3-3. Нормы. Ограничение изменений напряжения, колебаний напряжения и фликера в общественных низковольтных системах электроснабжения для оборудования с номинальным током в одной фазе не более 16 А, подключаемого к сети электропитания без особых условий") приведены нормы и условия испытаний электро-

Таблица 2. Параметры надежности блоков питания PSPA-1000

Надежность, безопасность, окружающая среда, габаритные размеры		
Стандарты безопасности	UL62368-1, TUV EN62368-1, EAC TP TC 004	
Прочность изоляции, кВ (перемен. ток)	3 (вход/выход), 2 (вход/корпус), 0.5 (выход/корпус)	
Сопротивление изоляции, не менее, МОм	Вход-выход, вход-корпус, выход-корпус 100 (500 В пост. тока, 25 °С, влажность 70%)	
Среднее расчетное время между отказами, мин., тыс. ч	MIL-HDBK-217F (25 °С)	94.4
	Telcordia SR-332 (Bellcore)	274.3
Диапазон рабочих температур, °С	-20...70	
Относительная влажность воздуха, %	20...90 (без выпадения конденсата)	
Габаритные размеры, мм	170×120×93	
Масса, кг	1.93	
Гарантия	5 лет	

оборудования разного типа (холодильников, стиральных машин, фенов, водонагревателей, компьютеров, телевизоров, электроконфорок, других нагревательных элементов электроплит и пр.). Рекомендованные в этом стандарте нормы должны применяться к колебаниям напряжения и фликеру на сетевых зажимах испытуемого оборудования, измеренным или рассчитанным в соответствии с указаниями данного стандарта. Нормы, установленные

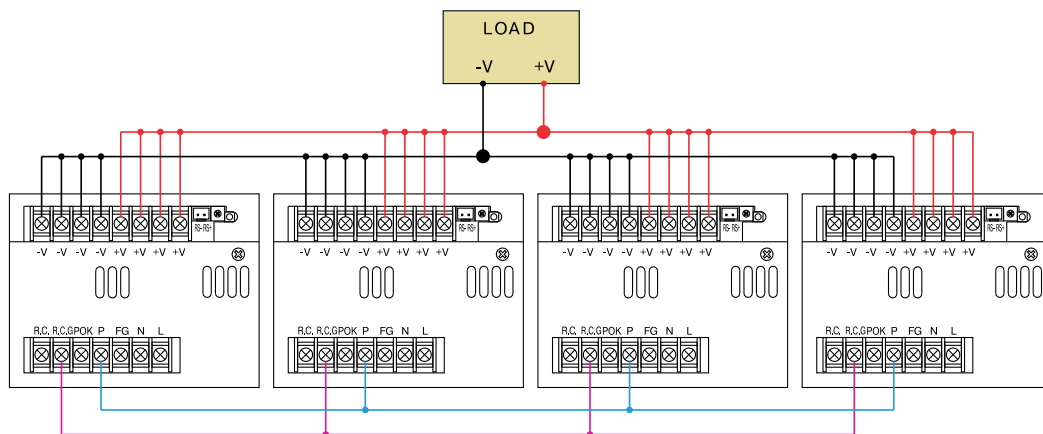


Рис. 4. Вариант подключения четырех блоков питания

в стандарте, основаны преимущественно на субъективном восприятии фликера, наложенного колебаниями питающего напряжения на световой поток ламп накаливания мощностью 60 Вт с биспиральными нитями, рассчитанными на рабочее напряжение 230 В. Параметры электромагнитной совместимости блоков питания PSPA-1000 приведены в табл. 3.

Под термином фликер (flicker) в стандарте EN61000-3-3 подразумевается ощущение неустойчивости зрительного восприятия, вызванное световым источником, яркость или спектральный состав которого изменяются во времени. Иными словами, фликер – это субъективное восприятие человеком колебаний светового потока искусственных источников освещения, вызванных колебаниями напряжения в электрической сети, питающей эти источники (рис. 5). Например, обыкновенная лампа накаливания при снижении напряжения питания гаснет,



Рис. 5. Пример возникновения флуктуаций напряжения в сети

а при увеличении – светит ярче. Если колебания напряжения питания носят систематический характер, изменение яркости лампочки может негативно сказываться на человеке, вызывая у него излишнее утомление, вплоть до эпилептических припадков у некоторых людей.

Таблица 3. Параметры электромагнитной совместимости блоков питания PSPA-1000

Параметр	Стандарты	Примечание
Электромагнитные помехи (EMC Emission)		
Кондуктивные помехи	EN55032 (CISPR32)/ EN55011 (CISPR11)	Класс В
Излучаемые помехи		
Эмиссия гармонических составляющих потребляемого тока	EN61000-3-2	Класс А
Ограничение изменений напряжения, колебаний напряжения и фликера (Voltage Flicker)	EN61000-3-3	—
Электромагнитная устойчивость (EMC Immunity)		
Электромагнитная совместимость технических средств (стандарты EN55024, EN61000-6-2)		
Параметр	Стандарты	Примечание
Устойчивость к электростатическим разрядам (ESD)	EN61000-4-2	Степень жесткости испытаний 3 (8 кВ воздушный разряд). Степень жесткости испытаний 2 (4 кВ контактный разряд)
Устойчивость к излучаемому электромагнитному полю	EN61000-4-3	Испытательный уровень 3
Устойчивость к наносекундным импульсным помехам	EN61000-4-4	Степень жесткости испытаний 3
Устойчивость к выбросу напряжения	EN61000-4-5	Степень жесткости испытаний 4: • 2 кВ (линия-линия) • 4 кВ (линия-земля)
Устойчивость к кондуктивным помехам, наведенным электромагнитным полем	EN61000-4-6	Степень жесткости испытаний 4
Устойчивость к магнитному полю промышленной частоты	EN61000-4-8	Степень жесткости испытаний 4
Устойчивость к провалам, кратковременным прерываниям и изменениям напряжения электропитания	EN61000-4-11	• провалы >95% в течение 0.5 периода • провалы >30% в течение 25 периодов • прерывания напряжения >95% в течение 250 периодов

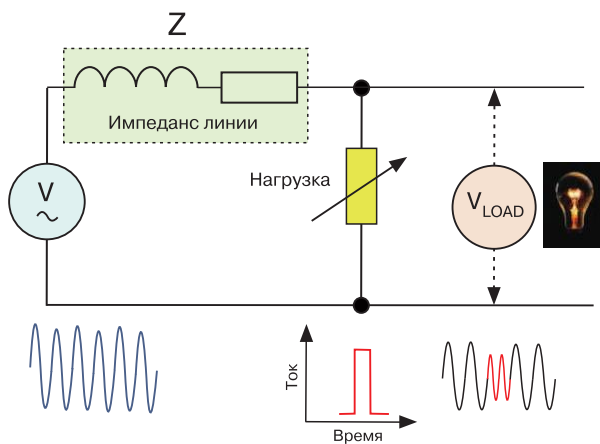


Рис. 6. Схема подключения, используемая при измерении фликера

В случае общей электропроводки при скачкообразном изменении нагрузки напряжение в сети изменяется синхронно с изменением нагрузки (рис. 6), что создает помехи для функционирования подключенного к сети оборудования. Объяснение простое. В образованном резистивном делителе изменяется эквивалентное сопротивление нагрузки и, соответственно, напряжение на участке электросети (V_{LOAD}). Подключение электрического устройства, пред-

ставляющего собой переменную нагрузку, в сеть переменного тока приводит к флуктуациям напряжения в сети (рис. 5). Пример такого устройства – стиральная машина, которая содержит мощные электрические нагреватели и электродвигатели, потребляющие большой ток. Если к этой электропроводке подключены также лампы накаливания, то флуктуация напряжения может проявляться в виде модуляции светового потока светильника, т.е. мерцания (фликера). Наиболее неприятные ощущения у человека вызывают мерцания с частотой 8.33 Гц. Подобно любым другим воздействиям, если устройство чувствительно к колебаниям напряжения, существует проблема обеспечения электромагнитной совместимости.

Дополнительную информацию о новых блоках питания компании Mean Well можно найти в [1, 2] или в фирме VD MAIS – официальном дистрибьюторе Mean Well в Украине.

ЛИТЕРАТУРА

1. <http://www.meanwell.com/py/productPdf.aspx?i=860>.
2. http://www.datasheetlib.com/datasheet/577198/psp-1000-12_mean-well/download.html.

CREE

LEDIL

MW MEAN WELL

VD MAIS
The Professional Distributor

- + светодиоды
- + LED-драйверы
- + вторичная оптика
- + разъемы и клеммы
- + конформные покрытия
- + термопасты и компаунды
- + печатные платы для светодиодов
- + кабельно-проводниковая продукция
- + контрольно-измерительное оборудование
- + контрактное производство электроники

ФОРМУЛА СВЕТА

VD MAIS – официальный дистрибьютор компаний MEAN WELL, CREE и LEDIL в Украине

тел.: (044) 220-0101, (057) 719-6718, (0562) 319-128, (032) 245-5478,
(095) 274-6897, (048) 734-1954, info@vdmαιs.ua, www.vdmαιs.ua



Осциллографы смешанных сигналов MSO серии 5

Основные характеристики:

- самый большой в отрасли сенсорный дисплей 15.6 дюйма, разрешающая способность 1920x1080 точек
- интерфейс пользователя, позволяющий управлять режимами работы жестами на экране
- наличие универсальных входов FlexChannel™, каждый из которых позволяет измерять один аналоговый или восемь цифровых сигналов
- число анализируемых аналоговых сигналов до 8, цифровых – до 64
- 12-разрядный АЦП для измерения параметров аналоговых сигналов (16-разрядный при частоте дискретизации менее 125 МГц)
- частота дискретизации до 6.25 ГГц
- полоса частот исследуемых сигналов до 2 ГГц в режиме реального времени (в режиме интерполяции эквивалентная частота 500 ГГц).

- объем памяти для записи отсчетов 62.5 миллиона ячеек (в каждом канале)
- быстрая запись в сегментированную память (более 5 миллионов осциллограмм в секунду)
- 36 видов измерений
- встроенный генератор сигналов произвольной формы
- встроенный 4-разрядный цифровой вольтметр
- анализ сигналов в последовательных шинах интерфейсов I²C, SPI, RS-232/422/485/UART, CAN, CAN FD, LIN, FlexRay, USB 2.0, Ethernet, I²S, LJ, RJ, TDM, MIL-STD-1553
- интерфейсы внешних устройств: 7 портов USB Host. 1 порт USB Device, Ethernet (10/100/1000 Base-T Ethernet; LXI Compliant), Display Port, DVI-D, Video Out

Tektronix[®]
Enabling Innovation

www.tektronix.com

VD MAIS – официальный дистрибьютор компании Tektronix в Украине

тел.: (044) 220-0101, (057) 719-6718, (0562) 319-128, (062) 385-4947, (032) 245-5478, (048) 734-1954, (095) 274-6897, info@vdmαιs.ua, www.vdmαιs.ua



СНИЖЕНИЕ УРОВНЯ ШУМОВ ИМПУЛЬСНЫХ СТАБИЛИЗАТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ

REDUCING NOISE GENERATED BY SWITCHING REGULATORS

В статье рассматриваются некоторые типы шумов импульсных DC/DC-преобразователей и способы борьбы с ними.

Abstract – This article will introduce different types of noise in switched-mode power supplies and present solutions to reduce the generation of noise.

В. Котигорошко

V. Kotigoroshko

В процессе работы импульсных источников питания (Switch-Mode Power Supply – SMPS) генерируются шумы, оказывающие неблагоприятное воздействие на разнообразное электронное оборудование, для которого они, собственно, являются помехами. В дальнейшем под термином помеха подразумевается любой сигнал или воздействие электромагнитного происхождения, которые могут оказать неблагоприятное влияние на работу устройства [1-6]. В подавляющем большинстве случаев уровень помех должен быть ограничен в соответствии с рекомендациями соответствующих международных и региональных стандартов, регламентирующих допустимые уровни электромагнитных помех. Источником помех могут быть различные устройства. Одни из них (например, импульсные источники питания и пр.) порождают помехи в сравнительно узком диапазоне частот, другие (сварочные аппараты и пр.) – в более широком. Помехи, которые распространяются по проводным линиям получили название кондуктивные помехи. Кондуктивная связь возникает, когда канал между источником помех и приемным устройством сформирован вследствие непосредственного контакта, который может быть реализован через линию передачи, провод, кабель, проводник печатной платы или металлический корпус [1]. В противоположность им излучаемые помехи распространяются через электромагнитное поле.

В статье рассматриваются некоторые виды шумов, которые генерируются импульсными источниками питания, а также способы борьбы с ними. Возможные варианты их распространения к объекту воздействия (т.е. приемнику помех) не анализируются. Тезис очень простой – нет шумов в источнике значит нет помех и в приемнике.

Хотя обсуждаемые проблемы в общем случае применимы ко всем SMPS-источникам питания, ос-

новное внимание в статье уделяется неизолированным DC/DC-преобразователям типа POL (Point of Load) или POU (Point of Use), которые широко используются для электропитания низковольтных устройств разного назначения.

DSP, CPU, ASIC и другие устройства отличаются наличием нескольких низковольтных цепей питания (0.85, 1.0, 1.2, 1.5, 1.8, 2.5, 2.8, 3.0, 3.3 В). Поэтому в современных сложных электронных приборах возникает проблема распределения больших токов по многочисленным низковольтным цепям. Для того, чтобы снизить потери мощности, эффективнее использовать возможности процессоров, а также наиболее оптимально решать проблемы отвода тепла, низковольтные источники питания размещают как можно ближе к нагрузке. Это, как правило, реализуется с использованием импульсных неизолированных DC/DC-преобразователей, размещаемых в непосредственной близости от конкретного оконечного устройства (рис. 1).

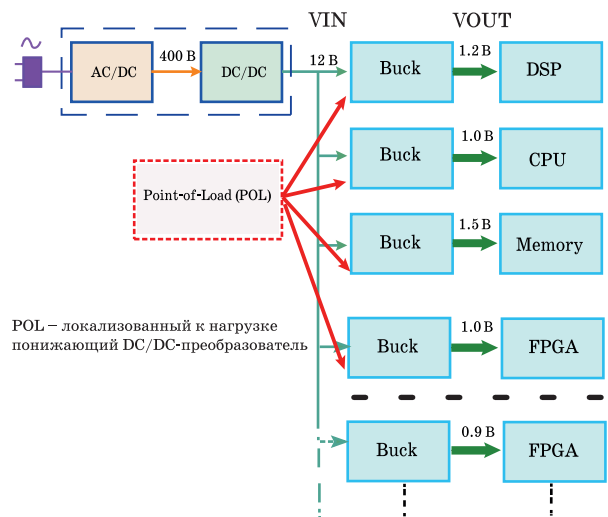


Рис. 1. Структура локализованных к нагрузке источников питания

Современные импульсные DC/DC-преобразователи обеспечивают широкий диапазон выходных напряжений и токов, формируемых из стандартных входных напряжений 3.3/5/9/12/24/48/64 В. При этом их КПД может превышать 96...98%, а выходное напряжение составляет 0.8...2.5 В.

Импульсные источники генерируют разные помехи. В процессе их работы происходит коммутация больших токов на протяжении очень коротких интервалов времени. Поскольку принцип работы импульсных DC/DC-преобразователей нельзя изменить, существуют способы, позволяющие, во-первых, уменьшить генерируемые помехи (шумы), а, во-вторых, отфильтровать их.

Основные виды и источники помех импульсных DC/DC-преобразователей:

- помехи, связанные с коммутацией переключающих элементов на рабочей (основной) частоте преобразователя
- высокочастотные помехи, вызванные большой скоростью нарастания тока в переключающих элементах, а также наличием паразитных индуктивностей
- помехи, обусловленные переходными процессами в переключающих элементах (звон)
- помехи на частоте биений и помехи во входных цепях преобразователя.

В импульсных DC/DC-преобразователях частота следования импульсных помех кратна рабочей частоте преобразователя, которая, как правило, составляет сотни килогерц или единицы мегагерц. Помехи, связанные с переходными процессами, накладываются на шумы, обусловленные рабочей частотой преобразователя. При подавлении помех наибольшую проблему представляют помехи, связанные с высокой скоростью нарастания тока, которые, в свою очередь, вызывают переходные процессы в сопутствующих паразитных цепях преобразователя. Такого рода помехи передаются как непосредственно по проводным цепям, так и через паразитные индуктивности и емкости. В изолированных DC/DC-преобразователях шумы проявляются в меньшей степени, чем в неизолированных. Наиболее актуально проблема генерируемых помех проявляется при использовании источников питания типа POL, что объясняется большими токами потребления микропроцессорных модулей (до нескольких десятков ампер при напряжении питания всего 0.9...1.5 В). Еще один источник помех связан со скачкообразным изменением тока нагрузки, что, соответственно, вызывает скачкообразное измене-

ние выходного напряжения. Конечно, система регулирования сглаживает эти выбросы, но наличие задержки в цепи обратной связи приводит к тому, что на выходе источника питания можно наблюдать затухающие импульсы. Микропроцессоры и другие высокочастотные устройства очень чувствительны к таким выбросам выходного напряжения.

Помехи, связанные с переключением элементов импульсного преобразователя на основной частоте, преобладают в суммарном спектре выходных шумов. Как правило, диапазон рабочих частот неизолированных DC/DC-преобразователей составляет примерно 0.5...3 МГц. Т.к. частота этого типа помех точно известна, их можно эффективно отфильтровать благодаря использованию LC-фильтров или линейных стабилизаторов напряжения (рис. 2).

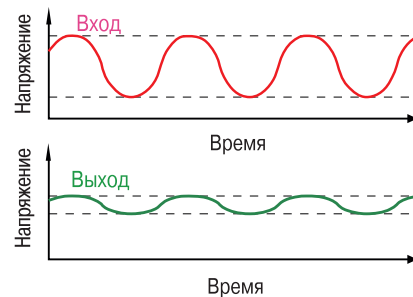


Рис. 2. Пример фильтрации помех на выходе DC/DC-преобразователя

Для выбора типа импульсного или линейного стабилизатора, а также параметров фильтра можно использовать специальное программное обеспечение, предоставляемое ведущими производителями DC/DC-преобразователей. Например, на web-сайте компании Analog Devices в свободном доступе имеются утилиты: ADIsimPower Voltage Regulator Design Tool и ADIsimPE. Использование утилиты ADIsimPower позволяет выполнить расчет импульсного DC/DC-преобразователя по заданным параметрам. В результате расчета предлагается принципиальная схема с номинальными значениями и типами используемых компонентов. Программа ADIsimPE используется для моделирования электронных устройств. ADIsimPE создана на основе симуляторов SIMetrix и SIMPLIS. Для моделирования линейных цепей, таких как прецизионные источники опорного напряжения, операционные усилители и линейные регуляторы напряжения, используется полноценный SPICE-симулятор SIMetrix. Приложение SIMPLIS (SIMulation for Piecewise Linear System) ориентировано на быстрое моделирование источников питания и импульсных стабилизаторов, а так-

же исследования ключевых схем преобразователей напряжения.

Высокочастотные помехи, обусловленные коммутационными процессами, вызывают наибольшие проблемы. Величина этих помех определяется паразитными индуктивностями, а также длительностью фронта переключения и величиной коммутируемого тока. Соединительные проводники, контактные площадки для пайки на печатной плате, выводы микросхем, переключки, соединительные проводники и другие компоненты, расположенные на печатной плате, можно рассматривать как паразитные индуктивности.

В общем случае можно считать, что проводник на печатной плате длиной один дюйм имеет паразитную индуктивность примерно 20 нГн. Для современных DC/DC-преобразователей время нарастания фронта тока примерно 30 нс (рис. 3). В этом случае при коммутации тока величиной 5 А и длине проводника всего один дюйм напряжение помехи равно 3.3 В ($V = L di/dt$).

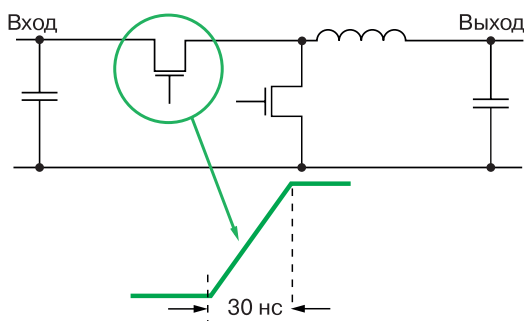


Рис. 3. Упрощенная структура понижающего DC/DC-преобразователя

Из приведенной формулы следует, что ключом к уменьшению этого рода помех является минимизация паразитной индуктивности. Величина тока не может быть уменьшена, т. к. для работы конкретной оконечной нагрузки требуется вполне определенный ток. Увеличение времени нарастания тока также малоэффективно, т. к. это повлечет за собой увеличение потерь при коммутации ключевых транзисторов и, соответственно, снижение КПД. Вместе с тем при уменьшении времени нарастания появляется возможность увеличить частоту переключения (преобразования) и тем самым снизить габаритные размеры катушек индуктивности и конденсаторов.

В современных DC/DC-преобразователях обычно используются или уже традиционные быстродействующие КМОП-транзисторы, или карбид-

кремниевые (SiC MOSFET) и нитрид-галлиевые (GaN MOSFET) полевые транзисторы. Их отличительная особенность – высокое быстродействие (время нарастания тока составляет всего несколько наносекунд) и большие значения допустимых выходных токов, что гарантирует высокий КПД (более 98%).

Транзисторы на основе нитрида галлия постепенно вытесняют с рынка традиционные силовые MOSFET-транзисторы. Их меньшее по сравнению с MOSFET-транзисторами сопротивление ($R_{си}$) в режиме насыщения позволяет повысить мощность и КПД DC/DC-преобразователей, а меньший заряд затвора – увеличить частоту переключения. КПД преобразователей, созданных с использованием eGaN-транзисторов, может достигать 98-99%, при этом транзисторы могут работать при температуре до 150 °С. Кроме того, миниатюрные размеры гарантируют их применение в разнообразных портативных устройствах. Параметры некоторых eGaN-транзисторов компании EPC приведены в табл. 1, 2.

Еще не так давно в устаревших моделях DC/DC-преобразователей использовались биполярные транзисторы, которые характеризовались временем нарастания около 100 нс и сравнительно небольшим выходным током. Учитывая тенденции развития POL-преобразователей, которые заключаются в дальнейшем увеличении выходного тока и уменьшении напряжения, единственный способ снижения такого рода помех – минимизация паразитных индуктивностей.

На рис. 4 показаны пути прохождения тока в импульсном понижающем (buck) стабилизаторе напряжения при коммутации ключевых транзисторов.

Таким образом, в течение одного такта работы (а это может быть всего десятки или сотни наносекунд) ток через транзисторы изменяется по сложному закону, описать который для конкретного случая весьма непросто. Существуют области монтажной или печатной платы преобразователя, в которых длина печатных проводников должна стремиться к нулю. Это единственный способ снизить паразитную индуктивность (L) и, соответственно, уровень помех. Кроме того, входной конденсатор необходимо устанавливать как можно ближе к силовому ключевому транзистору и общему проводнику управляющего ШИМ-контроллера.

На рис. 5 приведен вариант рекомендованного пути обратного тока в случае его протекания по проводнику с нулевым потенциалом (по сути, по заземляющей шине). Из рисунка следует, что необходимо

Таблица 1. Параметры некоторых eGaN-транзисторов

Тип	$U_{си}$, В	$R_{си}$ (макс.), МОм, ($U_{зи} = 5$ В)	$Q_э$, нК	$Q_{зи}$, нК	$Q_{зс}$, нК	Q_{RR} , нК	I_c , А	Размеры LGA-корпуса, мм
EPC2023	30	1.3	20	5.8	1.9	0	60	6.1×2.3
EPC2020	60	2.0	16	5.00	2.0		60	6.1×2.3
EPC2031		2.6	17.0	5.20	3.20		31	4.6×2.6
EPC2035		45	0.88	0.3	0.2		1	0.9×0.9
EPC2021	80	2.5	15.0	3.8	2.1		60	6.1×2.3
EPC2029		3.2	13.0	4.0	2.5		31	4.6×2.6
EPC2034	200	10	8.5	2.6	1.4		31	4.6×2.6
EPC2010C		25	3.7	1.3	0.7		22	3.6×1.6
EPC2025	300	150	1.9	0.61	0.3		4	1.95×1.95
EPC2027	450	400	1.7	0.60	0.25			

Таблица 2. Параметры eGaN-транзисторов (сборки EPC2107/08)

Тип	$U_{си}$, В	$R_{си}$ (макс.), МОм, ($U_{зи} = 5$ В)	$Q_э$, нК	$Q_{зи}$, нК	$Q_{зс}$, нК	Q_{RR} , нК	I_c , А	Размеры LGA-корпуса, мм
EPC2107	100	320	0.16	0.065	0.04	0	1.7	1.35×1.35
EPC2108	60	190	0.22	0.085	0.045			

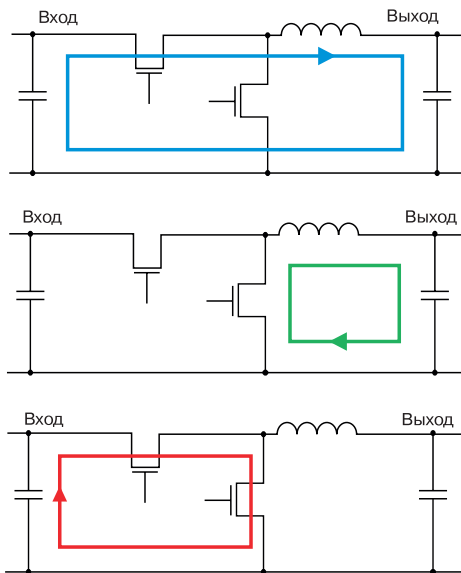


Рис. 4. Пути протекания импульсных токов в понижающем преобразователе

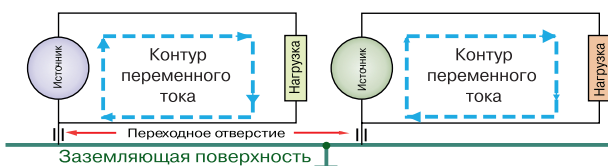


Рис. 5. Варианты размещения межслойных соединительных отверстий

локализовать путь обратного тока и по возможности предотвращать его распространение по общим с другими устройствами цепям заземляющей поверхности. Т. к. при больших выходных токах преобразователя падение напряжения на локальных участках проводящей поверхности может чрезмерно возрастать. Кроме того, на пути вероятного распространения импульсного обратного тока на печатной плате не следует размещать переходные отверстия, используемые для межслойного соединения шин заземления, т. к. они являются дополнительными источниками паразитной индуктивности. Такие межслойные соединительные отверстия рекомендуется размещать в одном месте, как показано на рис. 5. Пренебрежение этими рекомендациями может привести к существенному увеличению уровня помех. Генерируемые импульсным преобразователем высокочастотные помехи располагаются в диапазоне частот 10...300 МГц, что, как правило, намного выше, нежели рабочая частота переключения ключевых транзисторов регулятора.

Стандартный LC-фильтр, который обычно используется для уменьшения уровня пульсаций выходного напряжения и ослабления помех на выходе источника питания, может оказаться непригодным, т. к. стандартные LC-фильтры на этих частотах практически бесполезны. Для подавления высокоча-

стотных помех используются т. н. ферритовые фильтры. Ферритовое кольцо (бусинка) увеличивает индуктивность проходящего через него участка проводника во много раз, что позволяет более эффективно подавлять высокочастотные помехи.

Помехи в виде затухающих колебаний (т. н. звон), возникающие в коммутируемых цепях, приведены на рис. 6. Основная причина звона – нелинейные переходные процессы, обусловленные наличием паразитных емкостей и индуктивностей. Для борьбы со звоном применяются пассивные демпферы.

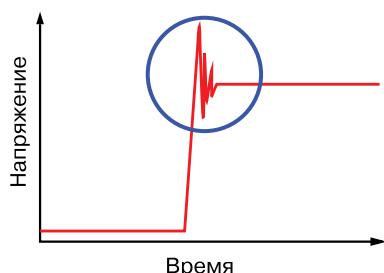


Рис. 6. Затухающие колебания, возникающие в коммутируемых цепях

Снизить амплитуду импульсов перенапряжения (которые также могут быть причиной пробоя транзисторов) можно за счет оптимизации управления ключевыми транзисторами, например, реализовав их плавное выключение. Другие способы – это уменьшение скорости нарастания напряжения dV/dt , достигаемое применением снабберов, или простое ограничение амплитуды, для чего применяются варисторы или полупроводниковые компоненты. Снабберы представляют собой в самом простейшем случае конденсатор или обычную RC-цепь, а также другие варианты электронных пассивных цепей (например, резистор-конденсатор-диод), позволяющие уменьшить выбросы напряжения. Принцип действия снаббера заключается в снижении скорости нарастания напряжения (dV/dt) и, тем самым, уменьшении амплитуды выброса напряжения.

В пассивных демпферах поглощаемая энергия затухающих колебаний рассеивается в виде тепла в резистивной нагрузке, что снижает эффективность преобразователей. В ряде случаев в простых неизолированных DC/DC-преобразователях небольшой мощности пассивные демпферы не используются. В мощных преобразователях рекомендуется использовать демпферные цепи, обеспечивающие рекуперацию энергии обратно в источник энергоснабжения преобразователя. В изолированных DC/DC-преобразователях с трансформаторной развязкой для снижения этого вида помех пассив-

ные демпферы часто устанавливаются как в первичной, так и во вторичной цепи трансформатора.

В маломощных DC/DC-преобразователях постоянного тока зачастую применяется т. н. режим разрывных токов (Discontinuous Current Mode – DCM). В этом режиме в каждом такте ток через катушку индуктивности снижается до нуля. Преимущества таких преобразователей – сравнительно простая структура и небольшая стоимость. Недостатки заключаются в том, что при увеличении выходной мощности возрастает коммутируемый ток и, соответственно, уровень помех и, кроме того, снижается КПД. На рис. 7 приведен примерный вид колебательного процесса на выходе ключевого транзистора в асинхронных понижающих преобразователях, работающих в режиме разрывных токов. В схеме в качестве разрядного диода используется диод Шоттки.

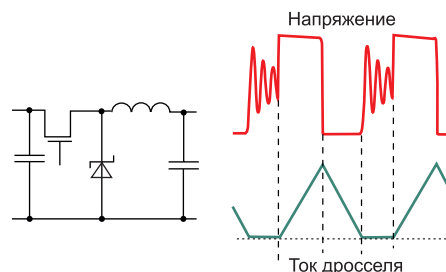


Рис. 7. Помехи в DC/DC-преобразователе, работающим в режиме разрывных токов

Переходный процесс можно отчетливо наблюдать на временном интервале, когда ток через индуктивность равен нулю, а транзистор находится в выключенном состоянии. Колебательный контур образован в данном случае паразитными емкостями (проводников п. п., транзисторного ключа и пр.) и индуктивностью катушки. Чтобы снизить амплитуду выбросов, следует уменьшить добротность колебательной системы. Например, увеличить потери в катушке индуктивности, намотав ее более тонким проводом или установив последовательно (параллельно) с катушкой резистор.

В общем случае для минимизации уровня помех в импульсном преобразователе не рекомендуется использовать режим разрывных токов. При одинаковой выходной мощности в режиме DCM коммутируются более высокие импульсные токи по сравнению с режимом неразрывного тока дросселя (Continuous Current Mode – CCM), что может стать причиной нежелательных помех.

В сложных электронных системах с большим количеством распределенных источников питания ис-

пользуется несколько DC/DC-преобразователей с разными выходными напряжениями. Как правило, если они не синхронизированы по частоте, в результате наложения шумов не исключена вероятность появления низкочастотных помех с частотой биений. На рис. 8 приведена структура независимых понижающих DC/DC-преобразователей с разными выходными напряжениями [2]. В силу многих причин и с очень большой вероятностью их рабочие частоты будут отличаться, что может вызвать появление низкочастотных помех, обусловленных наложением процессов с близкими частотами. Причем, это могут быть помехи и в звуковом диапазоне частот, вызывающие гул, сопровождающий работу преобразователя. Фильтровать помехи этого типа достаточно сложно. Наиболее эффективный метод борьбы с биениями – синхронизация всех одновременно работающих в системе электропитания DC/DC-преобразователей.

В качестве примера можно рекомендовать микросхему ADP5135 (Analog Devices), в которой объ-

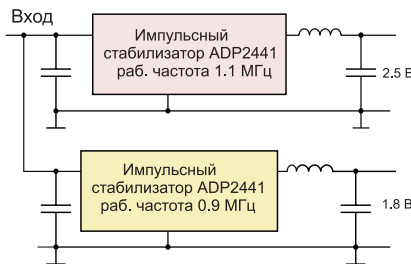


Рис. 8. Фрагмент структуры системы распределенного электропитания

единены три понижающих (BUCK1, BUCK2, BUCK3) DC/DC-преобразователя с независимыми выходами и регулируемым выходным напряжением (0.8...3.8 В).

В этой ИМС синхронизация по частоте и фазовый сдвиг сигналов запуска отдельных преобразователей осуществляются в автоматическом режиме. Микросхемы изготавливаются в корпусе типа 24-LFCSP размерами 4×4 мм. Отклонение выходного напряжения не более ±1.8%, частота преобразования 3 МГц (рис. 9) [4].

Часто разработчики, сталкиваясь с проблемой помех, интуитивно начинают бороться с ними на выходе преобразователя, принимая во внимание, в первую очередь, то, что чувствительная к помехам нагрузка подключается к выходу преобразователя. Однако в действительности на выходе импульсного понижающего преобразователя уровень помех может быть меньше, чем на его входе (рис. 10). Объясняется это тем, что в этом типе преобразовате-

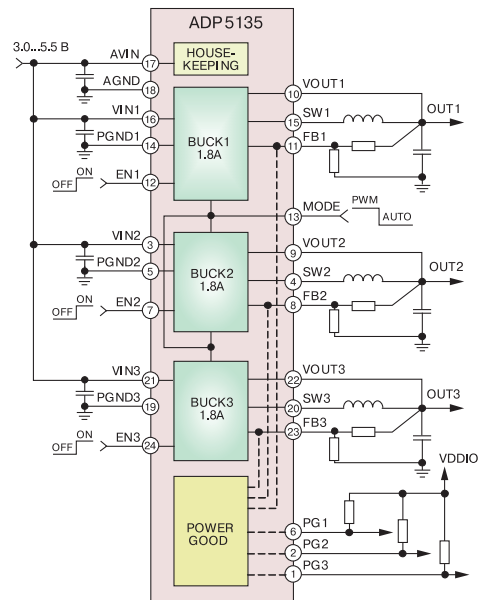


Рис. 9. Структура локализованных к нагрузке источников питания на базе ИМС ADP5135

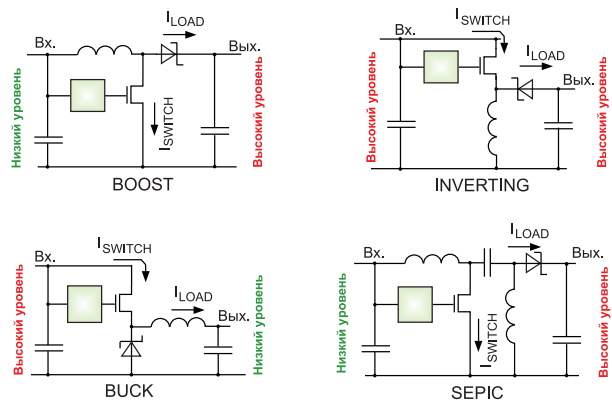


Рис. 10. Сравнительный уровень помех импульсных преобразователей

лей последовательно подключенная к выходу катушка индуктивности играет роль фильтра. Ток через катушку индуктивности нарастает линейно на интервале включения и снижается на интервале отключения коммутируемого транзистора. Максимальный ток, протекающий по входным цепям этого типа преобразователей, наблюдается именно при включении ключа. В течение времени, когда транзистор отключен, ток во входной цепи отсутствует. Таким образом, входную цепь понижающего DC/DC-преобразователя можно рассматривать как источник импульсных помех, обусловленных импульсным током. Наличие входного конденсатора помогает в какой-то мере усреднить входной ток и сгладить пульсации, но он не в состоянии полностью отфильтровать импульсные помехи. Поэтому разработчики должны принимать во внимание тот факт,

что очень часто в системах с понижающими импульсными стабилизаторами вероятный источник помех – это входные цепи. Поэтому длина входных проводников должна быть минимальной и, кроме того, следует оптимизировать трассировку проводников, а фильтрующий входной конденсатор следует располагать в непосредственной близости от потребляющей ток цепи.

Наряду с преимуществами импульсные устройства обработки сигналов обладают рядом недостатков. Среди которых наиболее серьезный – генерация электрических и акустических помех во время переходных процессов, вызванных коммутацией больших токов. Во многих случаях к импульсным источникам питания предъявляются достаточно жесткие требования к шумам выходного напряжения (например, в радиолокации). Использование линейных стабилизаторов в мобильной аппаратуре ограничивается в связи с их большой массой и габаритными размерами. Вместе с тем при использовании импульсных стабилизаторов применение устройств борьбы с помехами (стабилизация, фильтрация, экранирование и пр.), в свою очередь, также ухудшает массогабаритные показатели изделий.

Перспективный способ снижения помех – это использование технологии расширения спектра (Spread Spectrum), что позволяет снизить уровень гармонических составляющих помех, генерируемых DC/DC-преобразователями. А это позволяет расширить сферу их применения. В последнее время ведущие производители активно продвигают на рынок DC/DC-преобразователи с использованием этой технологии.

Технология не нова. Она успешно используется в технике связи, в том числе в системах военной, космической и мобильной связи. Известно, что существенно увеличить помехоустойчивость и, соответственно, достоверность передаваемых сообщений можно за счет введения избыточности при кодировании данных, применения сложных видов модуляции передаваемого сигнала и др. Для реализации этого существует несколько методов, причем применение любого из них всегда приводит к расширению (размытию) спектра передаваемого сигнала. При использовании этих способов удастся восстановить сообщение даже при уровне зашумленности канала связи более, чем полезный уровень сигнала. Расширение спектра передаваемого сигнала в системах связи не самоцель, а плата за увеличение помехоустойчивости. Если основная доля энергии сигнала сосредоточена в сравнительно узкой поло-

се частот, то создаваемые любыми источниками помехи, попадающие в полосу частот сигнала, могут полностью "маскировать" полезный сигнал, что, в конечном счете, приведет к полной потере связи. Один из способов повышения эффективности передачи информации с помощью модулированных сигналов через канал с искажениями (помехами) – расширение спектра сигнала.

В выходном напряжении импульсных DC/DC-преобразователей, кроме полезной постоянной составляющей, всегда присутствуют импульсы напряжения с частотой кратной частоте коммутации ключевых транзисторов. В случае применения технологии Spread Spectrum в импульсных DC/DC-преобразователях полезный эффект заключается именно в размытии спектра и снижении уровня спектральных составляющих. Самый простой метод для реализации технологии Spread Spectrum в импульсных преобразователях заключается в частотной модуляции сигнала управления выходными ключами. В этом случае, как и при любой модуляции, происходит рассредоточение энергии гармонических составляющих шумов в более широкой полосе частот, что, соответственно, снижает спектральную плотность мощности в любой точке спектра. Это, в свою очередь, позволяет снизить уровень спектральных составляющих помех ниже допустимого уровня, рекомендуемого в соответствующих стандартах (FCC, EN 55022/CISPR22, EN 55025/CISPR25 и др.).

Например, в стандарте Международного специального комитета по борьбе с радиопомехами CISPR25 (International Special Committee on Radio Interference) приведены рекомендованные уровни помех, генерируемые оборудованием автотранспортных средств в диапазоне частот станций радиовещания с амплитудной модуляцией. Условное обозначение диапазонов частот приведено ниже:

- длинные волны (LW) – 0.15...0.3 МГц
- средние волны (MW) – 0.53...1.8 МГц
- короткие волны (SW) – 5.9... 6.2 МГц
- гражданский диапазон (CB) – 26...28 МГц.

В качестве приемников, подлежащих защите от помех, можно отметить вещательные приемники (аудио и телевизионные), наземные мобильные радиосистемы, радиотелефоны, любительские и гражданские радиосистемы, системы спутниковой навигации и пр.

ИМС LT8391 – синхронный понижающе-повышающий LED-драйвер, поддерживающий технологию Spread Spectrum. В ИМС LT8391 для расшире-

ния спектра используется технология SSFM (Spread Spectrum Frequency Modulation), обеспечивающая размытие спектра за счет частотной модуляции сигнала управления коммутируемыми ключами пилообразным напряжением. Девияция частоты сигнала управления составляет $\pm 15\%$. Напряжение питания 4...60 В, выходное напряжение до 60 В, КПД до 98%, диапазон рабочих температур $-40...150\text{ }^\circ\text{C}$ (LT8391HUFDPBF), нестабильность выходного тока не более $\pm 3\%$, максимальная частота переключения 650 кГц. Благодаря этим и другим параметрам эта микросхема ориентирована на применение в качестве драйверов светодиодов в автотранспортных средствах.

В качестве примера ниже приведены результаты испытаний ИМС LT8391 (Analog Devices/Linear Technology) на соответствие рекомендациям стандарта CISPR25. Средние и пиковые уровни кондуктивных помех в диапазоне частот 150... 2000 кГц приведены на рис. 11, в диапазоне частот 0.15...30 МГц – на рис. 12.

Как видно, использование технологии SSFM позволяет снизить средний и пиковый уровни кондуктивных помех до значений более низких, чем рекомендуются в стандарте CISPR25 (класс 5). Причем

степень подавления среднего уровня помех даже больше, чем пикового.

Дополнительную информацию о методах снижения помех импульсных преобразователей можно найти в [1-6].

ЛИТЕРАТУРА

1. Макаренко В.В., Пилинский В.В. Анализ эффективности использования технологии Spread Spectrum для снижения уровня кондуктивных помех DC/DC-преобразователей. / Електротехнічні і комп'ютерні системи, випуск 24 (100) с. 98-104.

2. By Frederik Dostal, Analog Devices. Switched-mode power supplies generate noise (www.analog.com).

3. Point of load converters – The topologies, converters, and switching devices required for efficient conversion.

4. ADP5135. Triple 1800 mA buck regulator with precision enables and power-good outputs (www.analog.com).

5. Power Supply Noise Reduction (www.designers-guide.org/Design/).

6. An overview of conducted EMI specifications for power supplies.

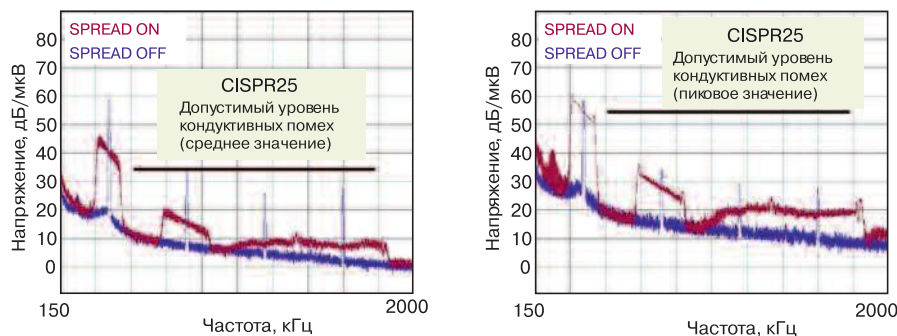


Рис. 11. Средние и пиковые уровни кондуктивных помех в диапазоне частот 150... 2000 кГц

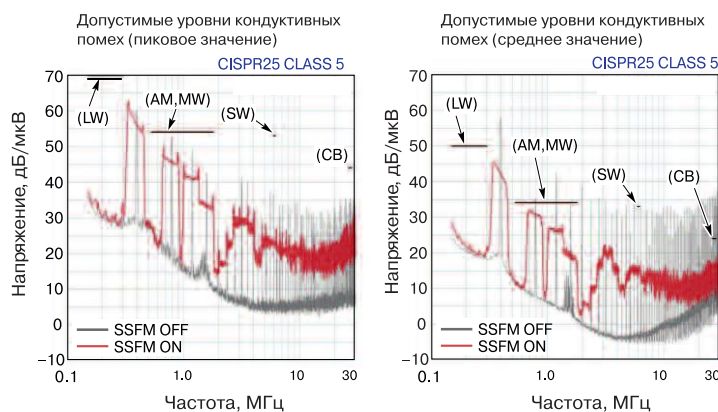


Рис. 12. Средние и пиковые уровни кондуктивных помех в диапазоне частот 0.15... 30 МГц

МИКРОМОЩНЫЙ КРЕМНИЕВЫЙ ОСЦИЛЛЯТОР LTC6930

PRECISION POWER SILICON OSCILLATOR LTC6930S

В статье рассматривается микросхема кремниевый осциллятора LTC6930 компании Analog Devices.

Abstract - This article will introduce Analog Devices silicon oscillator IC LTC6930.

В. Котигорошко

V. Kotigoroshko

Генераторы непрерывных импульсных последовательностей с заданной частотой – неотъемлемая часть микропроцессорной схемотехники. В зависимости от приложения при выборе источника тактового сигнала, необходимо, в первую очередь, учитывать отклонение частоты при воздействии разных возмущающих факторов (температуры окружающей среды, дрейфа напряжения питания, вибраций и пр.), а кроме того, – уровень энергопотребления, диапазон напряжения питания, габаритные размеры, уровень электромагнитной совместимости и стоимость. Требования к погрешности и стабильности частоты колебаний, как правило, определяются заданным приложением. В системах, в которых нет жестких требований к отклонению частоты, целесообразно использовать т. н. кремниевые осцилляторы (silicon oscillators) благодаря их низкой стоимости, простоте использования и ряду других преимуществ.

Большинство тактовых генераторов для микропроцессорной техники можно разделить на два основных типа:

- генераторы, созданные с использованием резонаторов (кварцевых, керамических и др.)
- генераторы, созданные без использования резонаторов, получившие общее название кремниевые осцилляторы.

Термин кремниевый осциллятор используется разными производителями. Однако далеко не всегда при этом уточняется их принцип действия. Зачастую в них используется времязадающие RC-компоненты, включаемые в цепь обратной связи усилителя. Это т. н. RC-генераторы. Кремниевые осцилляторы являются более прецизионными по сравнению с RC-генераторами, выполненными на дискретных компонентах. Реализуемая в них погрешность частоты колебаний в ряде случаев может быть сопоставима с погрешностью генераторов, основанных на керамических резонаторах. По сути, кремниевые осцилляторы с времязадающими RC-компонентами представляют собой интегральную

версию RC-генераторов с дополнительными прецизионными источниками тока, обеспечивающими повышенную стабильность колебаний. Кроме того, появляется возможность для согласования с термокомпенсирующими цепями выполнять подгонку номинальных значений резисторов и конденсаторов. RC-генераторы характеризуются быстрым временем старта (запуска) и отличаются небольшими габаритными размерами и устойчивостью к ударам, вибрациям и воздействию окружающей температуре [1, 2].

В общем случае термин кремниевый осциллятор относится к микросхемам генераторов, в которых не используются кристаллы кварцевых, керамических или других резонаторов. Эти устройства универсальны, просты в использовании и могут обеспечить стабильность частоты, достаточную для многих приложений. Например, для подключения микросхем семейства LTC6930 требуется всего лишь один фильтрующий конденсатор. Вариант схемы подключения кремниевый осциллятора LTC6930 приведен на рис. 1.

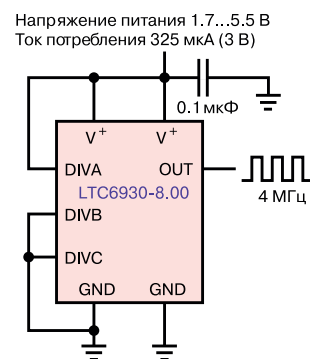


Рис. 1. Вариант схемы подключения кремниевый осциллятора LTC6930

Напряжение питания микросхемы LTC6930 1.7...5.5 В, типовой ток потребления в рабочем режиме на частоте 32768 кГц и напряжении питания 3 В составляет всего 105 мкА, на частоте 8 МГц – 490 мкА. Время старта (запуска) менее 110 мкс. Частота вы-

ходного сигнала устанавливается 3-разрядным кодом, подаваемым на входы микросхемы (DIVA, DIVB, DIVC). Значение кода определяет коэффициент деления основной частоты. Максимальное отклонение частоты при температуре окружающей среды 25 °C не более 0.09% (900 ppm). Максимальное отклонение частоты в диапазоне температур -55...125 °C не более 1% (типичное значение 0.1%). Температурный дрейф частоты для микросхем, изготовленных в корпусе DFN, не хуже 0.001%/°C. Выходное сопротивление 40 Ом. Дрейф частоты в зависимости от изменения напряжения питания не хуже 0.07%/V. Микросхемы серии LTC6930 изготавливаются в корпусах типа DFN-8 размером 2×3 мм или MS-8 (4.9×3.0 мм) и предназначены для эксплуатации в диапазоне температур -55...125 °C.

Основные параметры даны в таблице. На рис. 2. приведена типовая гистограмма распределения погрешности частоты кремниевого осциллятора при температуре окружающей среды 25 °C и напряжении питания 3 В.

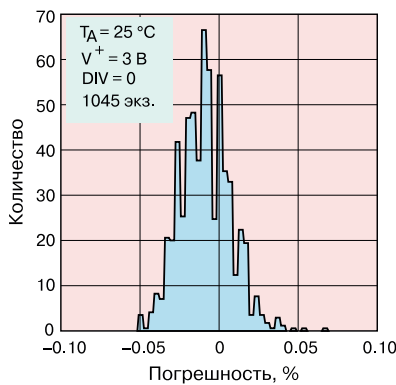


Рис. 2. Гистограмма распределения погрешности частоты осциллятора

Зависимость отклонения частоты от срока эксплуатации приведена на рис. 3. Среднеквадратич-

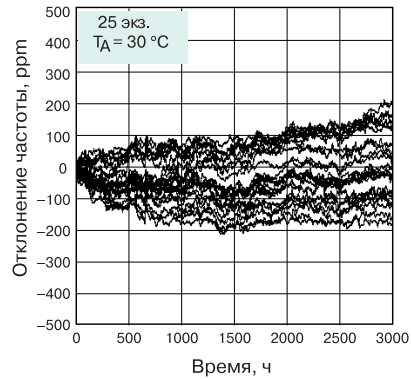


Рис. 3. Зависимость отклонения частоты от времени эксплуатации

ный джиттер периода при напряжении питания 3 В не хуже 0.15% (типичное значение). Как правило, разброс периода колебаний определяется в результате анализа более 10 тыс. тактов. На рис. 4. приведена типовая гистограмма распределения джиттера при температуре окружающей среды 25 °C и напряжении питания 3 В (LTC6930-8.19). На рис. 5 приведен спектр выходного сигнала частотой 8 МГц (LTC6930-8.00). Типовое значение долговременного дрейфа частоты не хуже 30 ppm/√kHr (30 ppm/√0.001 ч).

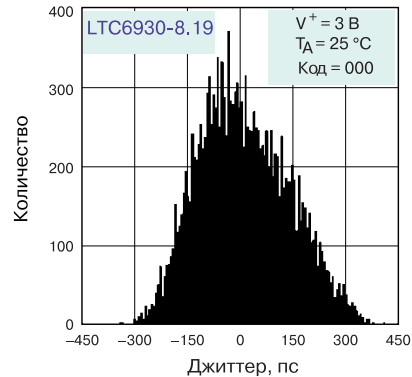


Рис. 4. Типовая гистограмма распределения джиттера

Таблица. Параметры кремниевых осцилляторов серии LTC6930

Тип	Частота, МГц							
	Код (коэффициент деления)							
	000 (1)	001 (2)	010 (4)	011 (8)	100 (16)	101 (32)	110 (64)	111 (128)
LTC6930-4.19	4.194304	2.097152	1.048576	0.524288	0.262144	0.131072	0.65536	0.32768
LTC6930-5.00	5.000	2.500	1.250	0.625	0.3125	0.15625	0.78125	0.390625
LTC6930-7.37	7.3728	3.6864	1.8432	0.9216	0.4608	0.2304	0.1152	0.576
LTC6930-8.00	8.000	4.000	2.000	0.1000	0.5000	0.250	0.125	0.625
LTC6930-8.19	8.192	4.096	2.048	0.1024	0.512	0.256	0.128	0.640

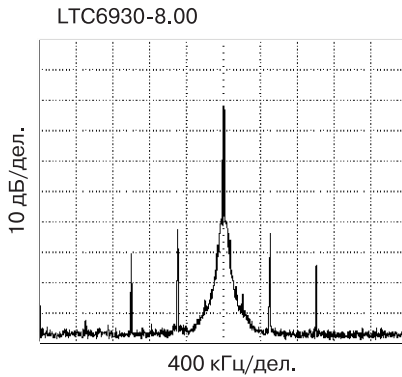


Рис. 5. Спектр выходного сигнала частотой 8 МГц

Традиционно для генераторов, созданных на базе резонаторов разного типа, долговременный дрейф частоты указывается в единицах ppm/год. В отличие от них долговременный дрейф частоты кремниевых осцилляторов приводится в единицах ppm/√kHr. Это вызвано разными механизмами старения этих устройств. Дрейф частоты в кремниевых осцилляторах вызван подвижностью ионов в кремнии и степенью его загрязнения, а наибольшие отклонения частоты наблюдаются на протяжении начального периода эксплуатации.

На рис. 6 приведены графики зависимости отклонения частоты на протяжении пяти лет при разной величине дрейфа. Как видно, эти зависимости имеют явно нелинейный характер. Далее приведен пример расчета отклонения частоты в случае эксплуатации осциллятора более пяти лет при дрейфе 30 ppm/√kHr.

$$5 \text{ лет} \times 365.25 \text{ дней в году} \times 24 \text{ ч} = 43830 \text{ ч.}$$

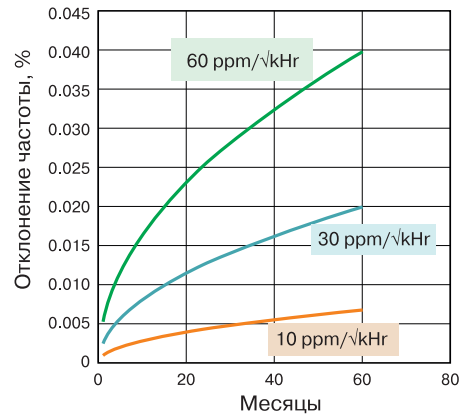


Рис. 6. Графики зависимости отклонения частоты от продолжительности эксплуатации

$$30 \times 10^{-6} \sqrt{0.001 \times 43830} = 30 \times 10^{-6} \sqrt{43.83} = 30 \times 10^{-6} \times 6.62 = 0.000198 \text{ (или } 0.0198\%).$$

Таким образом при длительности эксплуатации более пяти лет отклонение частоты составит 0.0198%.

Дополнительную информацию об особенностях применения микросхемы LTC6930 можно найти в сети Интернет по адресу: www.analog.com или в фирме VD MAIS – официальном дистрибьюторе Analog Devices в Украине.

ЛИТЕРАТУРА

- <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/6930fe.pdf>.
- <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/lt-journal-article/LTMag-V19N3-06-LTC6930-AlbertHuntington.pdf>.

VD MAIS

Электронные компоненты и системы

- Микросхемы • Датчики • Оптоэлектроника
- Источники питания • Драйверы светодиодов
- Резонаторы и генераторы
- Дискретные полупроводники
- Пассивные компоненты
- СВЧ-компоненты
- Системы беспроводной связи

Дистрибуция и прямые поставки:
 Analog Devices, Bluetech, Cree, DDC, Dynex, Fordata, Foryard, Gaia, Geyer, IXYS, Kendell, Kingbright, Ledil, Littlefuse, Mean Well, Microsemi, Omron, Recom, Siti, Sonitron, Suntan, Telit, Vacuumschmelze, Xilinx, Yitran

Украина, 03061 Киев, ул. М. Донца, 6
 тел.: (0-44) 220-0101, 492-8852, факс: (0-44) 220-0202
 e-mail: info@vdmiais.ua, www.vdmiais.ua

VD MAIS

Электромеханические компоненты и компоненты систем автоматизации

- Низковольтная коммутационная аппаратура
- Программируемые промышленные контроллеры и компьютеры, ПО
- Шкафы • Крейты • Соединители • Корпуса
- Вентиляторы • Инструмент • Кабельная продукция • СКС • Системы маркировки

Дистрибуция и прямые поставки:
 Acme-Portable, AMP Netconnect, Belden, Bopla, Eaton, EBM-Papst, HARTING, Hoffman, Kroy, Lapp Group, Molex, Phoenix Contact, Rittal, Schroff, Siemens, TE Connectivity, TKD, Wago

Украина, 03061 Киев, ул. М. Донца, 6
 тел.: (0-44) 220-0101, 492-8852, факс: (0-44) 220-0202
 e-mail: info@vdmiais.ua, www.vdmiais.ua



Технологические материалы фирм AIM и Electrolube



ELECTROLUBE
THE SOLUTIONS PEOPLE

www.aimsolder.com

www.electrolube.com



VD MAIS – официальный дистриб'ютор компаний AIM и Electrolube в Украине

тел.: (044) 220-0101, (057) 719-6718, (0562) 319-128, (032) 245-5478,
(095) 274-6897, (048) 734-1954, info@vdmαιs.ua, www.vdmαιs.ua

ВЫСОКОСКОРОСТНАЯ СВЯЗЬ НА ТРАНСПОРТЕ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ТЕХНОЛОГИИ DSRC



В статье рассмотрены основные особенности технологии DSRC – беспроводной связи на малых расстояниях, позволяющей осуществлять взаимодействие между движущимися с высокой скоростью объектами. Высокое быстродействие такой системы позволяет использовать ее для предотвращения столкновений транспортных средств, а широкий набор предоставляемых сервисов – для контроля движения, оплаты услуг и т.д. Применение такой технологии позволяет на 80% сократить число аварий, осуществлять контроль и управление движением транспортных потоков в большом городе.

В. Макаренко, В. Павлюченко

HIGH-SPEED COMMUNICATIONS TRANSPORT USING THE TECHNOLOGY OF DSRC

Abstract – The article deals with the main features of the technology DSRC – wireless communication at short distances, which allows for interaction between moving objects with high speed. High speed of such system allows to use it for prevention of collisions of vehicles, and a wide range of services – for traffic control, payment for services, etc. The Use of such technology allows to reduce the number of accidents by 80%, to control and manage traffic flows in a large city.

V. Makarenko, V. Pavluchenko

Проблемы безопасности дорожного движения и оперативного управления транспортными потоками – наиболее актуальны на сегодня в транспортной индустрии. Их разрешение невозможно без развития и внедрения самых современных технологий, позволяющих обеспечить связь как между транспортными объектами, так и центрами управления движения.

Существующие методы обмена данными, включающие сотовую, транкинговую и обычную радиосвязь, позволяют решать многие задачи, но зачастую этих средств недостаточно для повышения безопасности движения и контроля движения транспортных средств.

Федеральная администрация автострад США поставила перед собой цель – за 10 лет уменьшить число дорожных аварий на 50%. Для решения поставленной задачи была разработана технология DSRC (Dedicated Short Range Communication) на основе стандартов беспроводной связи IEEE 802.11 и IEEE 1609.

Устройства DSRC позволяют решать проблему оперативной передачи данных между автомобилями и объектами транспортной инфраструктуры, обеспечивают минимизацию расходов на центры обработки данных и не требуют создания дорогостоящей инфраструктуры.

Федеральная комиссия по связи США (FCC) выделила полосу частот 75 МГц в диапазоне 5.9 ГГц для использования интеллектуальными транспортными системами (ИТС), а в Европе в этом же диапа-

зоне выделена полоса частот 30 МГц.

На сайте департамента транспорта США [1] дана краткая характеристика технологии DSRC, а в [2, 3] полное описание стандарта IEEE 802.11p, описывающего технологию DSRC.

Основное назначение этой технологии:

- контроль дорожного движения
- автоматизация процесса взимания платы за проезд на платных дорогах
- предоставление оперативной информации о плотности и скорости транспортных потоков города
- оптимизация маршрутов городского транспорта.

Для работы устройств DSRC в США выделен диапазон частот от 5.850 до 5.925 ГГц. В этой полосе формируется семь каналов шириной 10 МГц. В качестве защитной зоны оставляют свободной полосу 5 МГц в нижней части диапазона. Деление на каналы необходимо для обеспечения одновременного взаимодействия нескольких транспортных средств.

Технология DSRC обеспечивает:

- очень быстрое (менее 0.2 с) соединение
- передачу данных со скоростью до 27 Мбит/с на расстояние до 1.5 км
- устойчивую работу при скорости движения транспорта до 250 км/ч
- работу устройств в полудуплексном режиме.

Контроль дорожного движения с использованием технологии DSRC позволяет получать оперативную информацию о состоянии транспортной сети

города, что в свою очередь дает возможность повысить безопасность и ритмичность движения транспорта.

Устройства, используемые в технологии DSRC, работают в режиме WAVE (Wireless Access in Vehicular Environments – беспроводной доступ в автомобильной среде), который описывается в стандарте IEEE 1609. Этот стандарт содержит несколько составных частей [2]:

1. P1609.1 – менеджер ресурсов:
 - описывает ключевые компоненты архитектуры системы
 - определяет потоки данных и ресурсы
 - определяет форматы командных сообщений и хранения данных
 - определяет типы устройств, которые поддерживаются технологией DSRC.
2. P1609.2 – службы безопасности для приложений и сообщения системы управления:
 - определение безопасных форматов обработки сообщений
 - условия использования безопасного обмена сообщениями.
3. P1609.3 – сетевой обмен данными:
 - определяет сервисы сетевого и транспортного уровней, включая адресацию и маршрутизацию
 - поддержку защищенных данных
 - определяет короткие сообщения, обеспечивая эффективную альтернативу IP, которая непосредственно поддерживается приложениями.
4. P1609.4 – многоканальная работа:

- усовершенствования 802.11 MAC для поддержки WAVE.

Технология DSRC поддерживает известные протоколы сетевого и транспортного уровней IPv6, пользовательский протокол дейтаграмм (UDP) и протокол управления передачей (TCP). Выбор между WSMP или IPv6+UDP/TCP зависит от требований конкретного приложения.

Распределение каналов связи, предназначенных для использования DSRC, приведено на рис. 1.

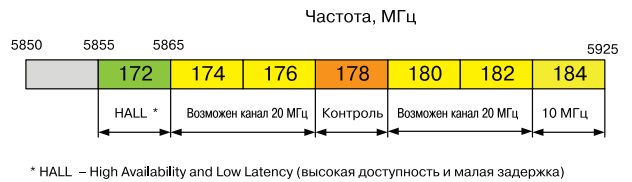


Рис. 1. Распределение частотных каналов в технологии DSRC

Состав системы DSRC и ее составных частей показан на рис. 2 [4].

Система может быть условно разделена на две части. Часть системы, установленная на автомобиле (Onboard Unit – OBU), получает данные от датчиков и устройств автомобиля и передает их через драйвер HMI (Human Machine Interface) на дисплей водителя и по каналу беспроводной связи на приемопередатчик второй части системы – RSU (Roadside Unit), которая входит в систему контроля движения дорожной службы. Как OBU, так и RSU содержат приемники GPS для точного определения ме-

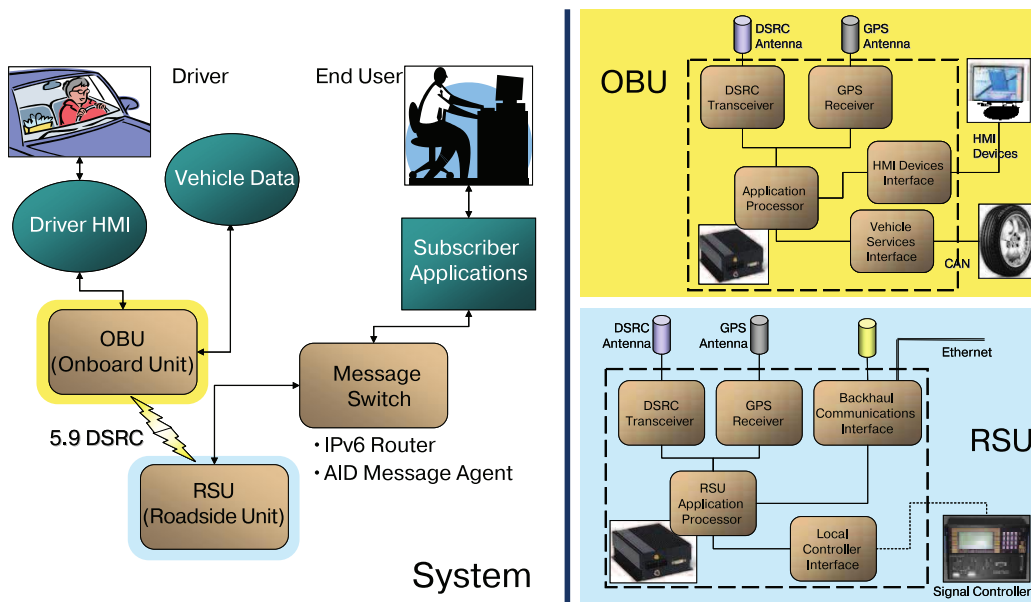


Рис. 2. Состав системы DSRC и ее составных частей

стоположения объектов, на которых они установлены.

Для обеспечения наибольшей площади взаимодействия компонентов системы диаграмма направленности антенны приемопередатчика DSRC автомобиля в горизонтальной плоскости круговая. При необходимости автомобили могут комплектоваться несколькими антеннами, одна из которых имеет круговую диаграмму направленности, а вторая – два лепестка в передней и задней полуплоскостях (рис. 3).

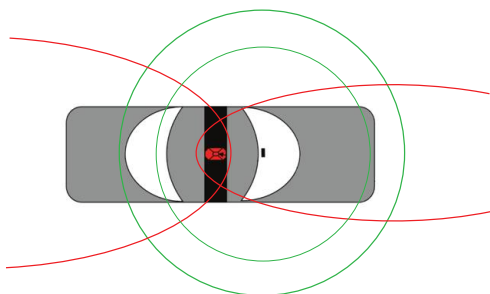


Рис. 3. Диаграммы направленности антенн системы DSRC

Устройства в системе DSRC функционируют следующим образом. RSU 10 раз в секунду производит опрос устройств, поддерживающих технологию DSRC.

Все устройства OBU, находящиеся в радиусе действия передатчика RSU:

- прослушивают канал 172
- осуществляют аутентификацию цифровой подписи RSU
- выполняют приложения безопасности (в первую очередь)
- выполняют приложения, не связанные с безопасностью
- возвращаются на канал 172 в режим прослушивания.

Подробно взаимодействие различных частей системы приведено в [4].

Пример взаимодействия автотранспорта в транспортной сети города при помощи технологии DSRC приведен на рис. 4.

Технология DSRC создана специально для целей беспроводной передачи данных в интеллектуальных транспортных сетях и поддерживает весь спектр необходимых сервисов по управлению, контролю и обеспечению безопасности дорожного движения. Рассмотрим пример взаимодействия системы RSU и OBU:

1. Приемник автомобиля получает сигнал маяка RSU и "просыпается". Сигнал маяка содержит дан-



Рис. 4. Пример взаимодействия автотранспорта в транспортной сети города при помощи технологии DSRC

ные с перечнем предоставляемых сервисов (приложений), которые поддерживаются на данной точке RSU. Время между получением первого сигнала и готовностью системы OBU к работе составляет 5 мс.

2. Приемопередатчики OBU и RSU определяют свободный канал, по которому будет осуществляться обмен данными. Разделение на каналы необходимо в связи с необходимостью одновременного обслуживания большого числа транспортных средств, которые могут находиться на дороге.

3. Система OBU автомобиля сообщает о приложении (или приложениях), которое ему необходимо. Например, о EFC – электронной оплате проезда.

4. Между приемопередатчиками OBU и RSU устанавливается защищенное соединение и осуществляется обмен данными в рамках выбранного приложения.

При взаимодействии транспортных средств, оборудованных устройствами DSRC, между собой создаются условия для повышения безопасности движения. Все устройства DSRC с периодичностью 100 мс посылают в эфир короткие сообщения и принимают такие же от других бортовых устройств OBU и дорожных устройств RSU. OBU постоянно посылают в эфир сообщения, содержащие данные об их координатах, скорости движения и ускорении. Одновременно они принимают аналогичные сообщения от других OBU и RSU. Путем сравнения полученных параметров других транспортных средств и собственных значений скорости и координат, OBU высчитывает траекторию движения транспортного средства и вероятность его столкновения с другими участниками дорожного движения. Об этом OBU сообщает водителю, а в случае приближения этой ве-

роятности к критическому порогу – активирует экстренное торможение. Устройство RSU, установленное на перекрестке, может, например, информировать транспортное средство о режиме работы светофора и оптимальной скорости движения для проезда перекрестка без остановки. Устройства RSU, установленные вдоль дороги, способны сообщить OBU о рекомендуемой безопасной скорости проезда опасного участка.

На рис. 5 приведен пример обмена информацией между автомобилями. На рис. 5,а предупреждение о медленно движущемся автомобиле А передается через OBU автомобиля В водителю автомобиля С, что позволяет снизить риск столкновения автомобилей А и С при быстром маневре автомобиля В. На рис. 5,б приведен пример передачи данных о торможении автомобиля А с помощью системы безопасности с увеличенной дальностью действия, в которой используются направленные антенны.

Значительно расширить возможности системы DSRC позволяет использование совместно с ней технологии радиочастотной идентификации (RFID – Radio Frequency Identification). Поскольку это метод автоматической идентификации объектов, в котором посредством радиосигналов считываются или записываются данные, хранящиеся в транспондерах (другое название RFID-метка), то его можно использовать для передачи информации о дорожных знаках, ограничении скорости движения и других параметрах [6].

В системах RFID информация с устройств считывается с помощью ридера, а метки не имеют возможности обмениваться между собой информацией, поэтому технология RFID применяется в слу-

чаях, когда требуется оперативный и точный контроль, отслеживание и учет многочисленных перемещений различных объектов. Радиочастотные средства идентификации применяются в основном для учета единиц товара в коммерции, контроля перемещения и контроля безопасности.

Однако использовать технологию RFID можно и в интеллектуальных транспортных сетях для "кодирования" дорожных знаков. Для каждого типа транспортных средств можно установить разные знаки, пользователь на конечном устройстве сам выбирает для какого транспортного средства (легковой транспорт, грузовые машины или другие транспортные средства) считываются дорожные указатели. На одном из участков дороги различные типы техники могут двигаться с разными максимальными скоростями. Учитывая, что знаки ограничения скорости очень важны, то обеспечение водителей информацией о максимально допустимой скорости на всей протяженности дороги позволит снизить риск аварий из-за превышения скорости. Для корректной работы система не требует никаких дополнительных устройств, таких как видекамеры или GPS приемники.

Учитывая тот фактор, что пассивные метки системы RFID имеют ограниченный радиус действия (радиус действия зависит от диапазона частот, в котором она работает), то такие метки монтируются прямо в дорожное полотно на таком расстоянии от знака, чтобы водитель успел отреагировать на него. Такая система оповещения особенно эффективна в темное время суток и при плохих погодных условиях. Пример использования системы RFID для этих целей показан на рис. 6.

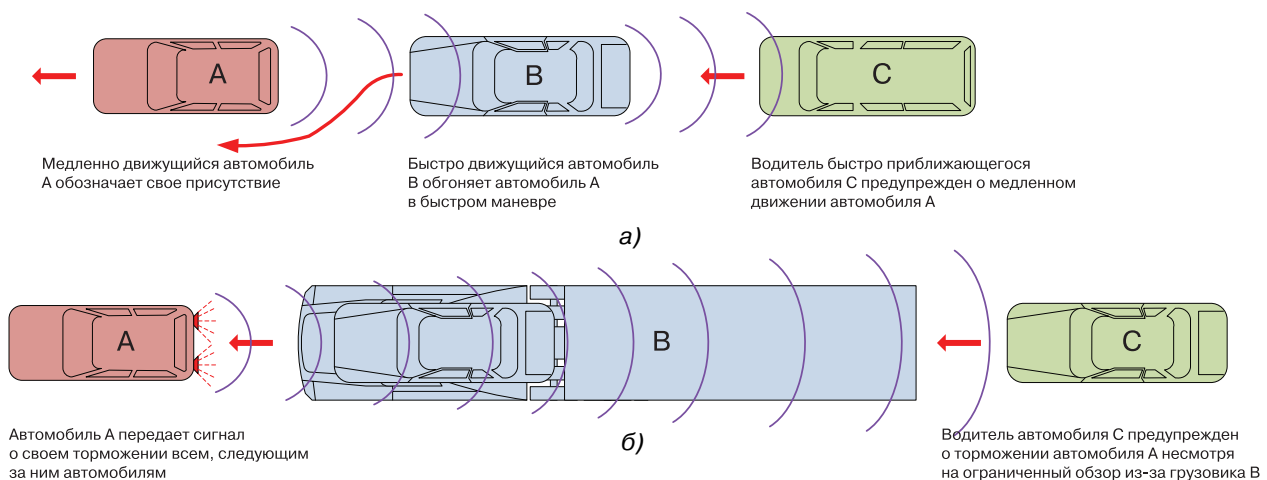


Рис. 5. Пример обмена информации между автомобилями при использовании обычного сообщения безопасности (а) и при увеличенном радиусе действия системы безопасности (б)

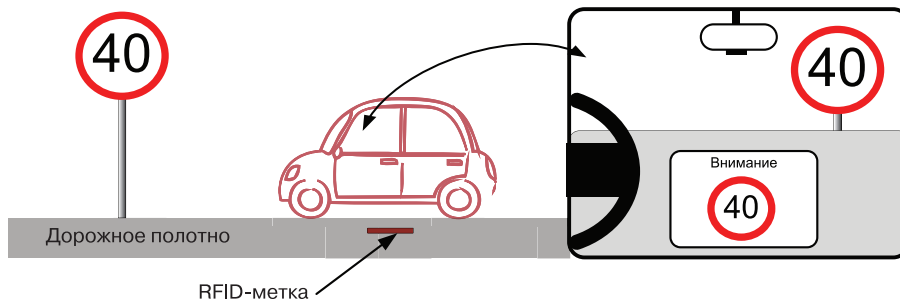


Рис. 6. Иллюстрация использования RFID-меток в процессе распознавания дорожных знаков

Для обеспечения работы технологий DSRC и RFID не нужно ни контакта со считывателем, ни прямой видимости считывателя, в отличие от систем с использованием штрих-кодирования, магнитных и smart-карт. Надежная работа гарантирована при работе в агрессивных средах и неблагоприятных климатических условиях, что дает данным технологиям преимущество при построении транспортной сети города.

Для реализации системы DSRC выпускаются специализированные модули. Например, компания Ublox серийно выпускает модули приемопередатчиков V2X (Vehicle-to-Everything) VERA-P1 (рис. 7) [7].

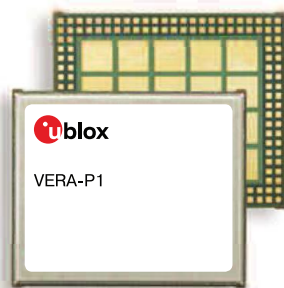


Рис. 7. Модули серии VERA-P1 компании Ublox для реализации технологии DSRC

Это наиболее эффективные модули приемопередатчиков стандарта 802.11p V2X на рынке оборудования для транспортной инфраструктуры и

транспортных средств. Отличительные особенности модулей:

- соответствие WAVE и ETSI ITS G5 для США и Европы
 - ♦ IEEE 802.11p – 2010
 - ♦ ETSI ES 202 663
 - ♦ IEEE 1609.4 – 2010
- два варианта исполнения:
 - ♦ одиночный канал с возможностью подключения различных антенн
 - ♦ двойной канал с фиксированными антеннами
- дальность связи более 1 км (при прямой видимости)
 - ♦ чувствительность приемника -97 дБм
 - ♦ скорость передачи данных 3...27 Мбит/с
 - ♦ диапазон рабочих температур -40...95 °С
 - ♦ габаритные размеры 24.8×29.6×4 мм
 - ♦ корпус LCC-160.

Эти автомобильные модули сконструированы для применения в системах безопасности и регулирования дорожного движения, а также для системы развлечений автомобиля. Модули универсальны и могут быть использованы как в устройствах OBU, так и RSU. Обеспечивают надежную работу системы при максимальной скорости движения автомобиля и при отсутствии прямой видимости другого объекта DSRC.

В модули серии VERA-P1 интегрирован MAC/LLC/Baseband обработчик и необходимые компоненты радиочастотного канала. Модуль подключается к хост-процессорам через интерфейсы

Основные характеристики модулей VERA-P1 компании Ublox

Модель	Радиоканал			Интерфейсы				U _{пит.} , В	Возм. подкл. разл. антенн	Число каналов	
	80211p	P _{вых.макс} ¹ , дБм	Тип антенны	USB2.0	GPIO	1PPS	SPI			1	2
VERA-P171	+	-10...23	1p ¹	+	+	+	+	3.3/5	-	+	-
VERA-P173	+	-10...23	2p ²	+	+	+	+	3.3/5	+	+	-
VERA-P174	+	-10...23	2p ²	+	+	+	+	3.3/5	D ³	+	D ³

USB или SPI. Основные характеристики модулей серии VERA-P1 приведены в таблице.

Примечания: ¹ антенна с одним выводом, ² антенна с двумя выводами, ³ конфигурируется пользователем.

Количество компаний, выпускающих модули для систем V2X постоянно растет. Среди них такие компании как Qualcomm, LG Innotek, Commsignia, Unex, ZTE и более десяти других китайских компаний.

Ведущие мировые автомобильные компании либо начинают внедрять эту технологию в своих новых изделиях, либо планируют сделать это в ближайшем будущем. Компания Ford выпустит первые автомобили, оснащенные системой DSRC, уже в 2018 году, Volkswagen планирует начать выпуск в 2019, а Toyota и Lexus в 2021 году.

ЛИТЕРАТУРА

- 1.DSRC: The Future of Safer Driving/
https://www.its.dot.gov/factsheets/dsrc_factsheet.htm.
- 2.<http://www.cvt-project.ir/Admin/Files/eventAttachments/109.pdf>.
- 3.<https://standards.ieee.org/findstds/standard/802.11p-2010.html>.
- 4.https://www.its.bldrdoc.gov/isart/art05/slides05/fre_j/fre_j_slides.pdf.
- 5.<http://www.comsocscv.org/docs/20140611-Toyota-Kenney.pdf>.
- 6.Sato Y., Makane K.: Development and Evaluation of In-Vehicle Signing System Utilizing RFID Tags as Digital Traffic Signals. International Journal of ITS Research, Vol. 4, No.1, December 2006, p. 53–58.
- 7.https://www.u-blox.com/sites/default/files/ProductCatalog_21_2018Feb.pdf.



Светодиоды 3030 и 2835 от CREE уже на рынке!

Светодиоды J Series™ средней и малой мощности от лидера отрасли:

- стандартные форм-факторы 3.0×3.0×0.5 мм и 2.8×3.5×0.7 мм
- номинальные значения напряжения 3 и 6 В
- биннинг по цветовой температуре и световому потоку
- диапазон цветовых температур 2700...6500 К по ANSI
- индексы передачи цвета 70, 80 и 90 CRI для всех значений CCT
- соответствие требованиям RoHS и REACH, рекомендовано UL® (E495478)

Серия	Мощность, Вт	Ток (тип.), мА	Световой поток (тип. для CRI=70, 4000 К), Лм	Падение напряж. (тип.), В	Макс. ток, мА
JB3030 3V	0.2	65	35.5	2.8	240
JK3030 3V	1	350	156	3.2	400
JK3030 6V	1	150	152	6	200
JE2835 3V	0.5	150	79	3	240
JK2835 6V	1	150	153	6.2	200



VD MAIS – официальный дистрибьютор компании CREE в Украине

тел.: (044) 220-0101, (057) 719-6718, (0562) 319-128, (032) 245-5478,
(095) 274-6897, (048) 734-1954, info@vdmiais.ua, www.vdmiais.ua

ПРОГРАММА МОДЕЛИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ СХЕМ LTSPICE, часть 3

В третьей части статьи кратко рассмотрены основные параметры неидеальных источников тока и ключей, управляемых током и напряжением. Рассмотрены примеры применения каждого из устройств в различных режимах.

В. Макаренко

В первых двух частях статьи рассмотрены методы настройки параметров и некоторые источники сигналов программы. Рассмотрим другие источники сигналов библиотеки LTspice.

Неидеальный источник тока **Load** (рис. 1).

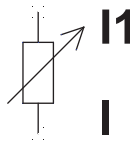


Рис. 1. Обозначение на схеме неидеального источника тока **Load**

Это – неидеальный источник постоянного тока между узлами n1 и n2. При уменьшении напряжения до нуля и переходе в отрицательную область, ток также падает до нуля. Такой вариант предназначен для моделирования источника питания для тех случаев, когда его мощности не хватает для поддержания постоянства тока при режимах, близких к короткому замыканию.

При работе элемента **Load** в качестве простого источника постоянного тока достаточно задать величину тока в окне, которое открывается при наведении указателя на элемент и нажатия правой кнопки "мышки" (рис. 2).

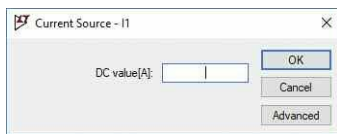


Рис. 2. Окно установки значения постоянного тока, формируемого элементом **Load**

Однако, при нажатии кнопки **Advanced** (рис. 2) открывается меню с дополнительными параметрами источника тока, показанное на рис. 3. Элемент

THE SOFTWARE FOR MODELING ELECTRONIC CIRCUITS LTSPICE, part 3

Abstract – The third part of the article briefly describes the main parameters of non-ideal current sources, keys controlled by current and voltage. Examples of application of each device in different modes are considered.

V. Makarenko

Load может использоваться как источник переменного (AC), импульсного (PULSE), гармонического (SINE) и экспоненциального (EXP) токов, ЧМ-сигнала (SFFM), а также для формирования сигналов произвольной формы (PWL) и Table, параметры которых задаются пользователем.

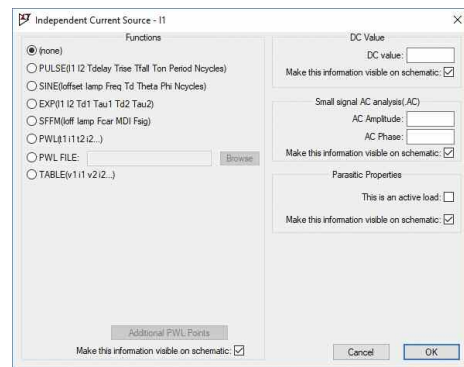


Рис. 3. Окно выбора режима работы элемента **Load**

Для частотного анализа в режиме малого сигнала задается амплитуда (**AC Amplitude**) и фаза (**AC Phase**). При необходимости задается постоянная составляющая тока. Такой режим не требует каких-либо дополнительных пояснений.

Режим импульсного источника тока **Pulse**

Синтаксис: **Ixxx n1 n2 PULSE (I1 I2 Tdelay Trise Tfall Ton Period Ncycles)**

Параметры импульсного источника тока приведены в табл. 1.

* В табл. 1 и других таблицах наименование параметров приведено в двух вариантах: как указано в подсказке к программе (обозначение в скобках) и как указано в окне установки параметров источника тока для различных режимов работы. Там, где обозначения совпадают, указано одно обозначение.

Таблица 1. Параметры импульсного источника тока

Наименование	Параметр
I1 (Ioff), A	начальная величина тока
I2 (Ion), A	амплитуда тока импульса
Tdelay, c	задержка начала импульса
Trise (Tr), c	длительность фронта импульса
Tfall (Tf), c	длительность спада импульса
Ton, c	время, в течении которого поддерживается максимальное значение тока
Period (Tperiod), c	период следования импульсов
Ncycles	число импульсов

На рис. 4 приведен пример реализации генератора импульсного тока со следующими параметрами: $I_1 = 2 \text{ A}$, $I_2 = 0 \text{ A}$, $T_{\text{delay}} = 10 \text{ мс}$, $T_{\text{rise}} = 2 \text{ мкс}$, $T_{\text{fall}} = 3 \text{ мкс}$, $T_{\text{on}} = 10 \text{ мкс}$, $\text{Period} = 0.05 \text{ мс}$, $N_{\text{cycles}} = 10$.

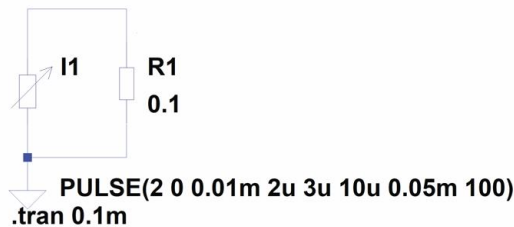


Рис. 4. Генератор импульсов тока

Форма тока в нагрузке приведена на рис. 5. Как следует из рисунка, на выходе формируется импульс тока отрицательной полярности. Если поменять местами значение токов I1 и I2, то фаза сигнала изменится на противоположную.

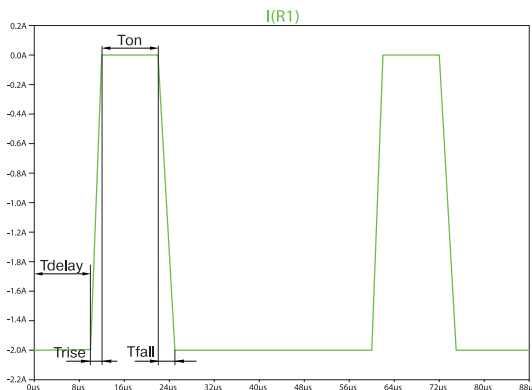


Рис. 5. Форма тока в нагрузке при формировании импульсов тока отрицательной полярности

Для формирования положительного импульса тока необходимо задать отрицательную величину I2, а ток I1 задать равным нулю. Тогда командная строка примет вид

PULSE(0 -2 0.01m 1u 2u 0.5u 7u 10).

Форма тока, формируемого в нагрузке, показана на рис. 6.

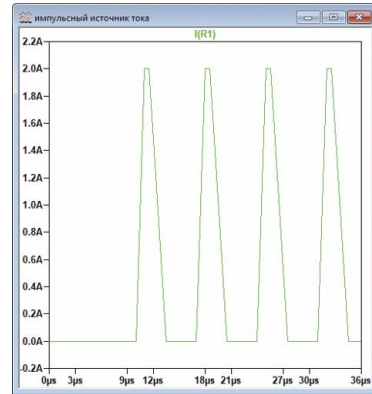


Рис. 6. Форма тока в нагрузке при формировании импульсов тока положительной полярности PULSE(0 -2 0.01m 1u 2u 0.5u 7u 10)

Режим гармонического источника тока SINE

Синтаксис: **Ixxx n1 n1 SINE(DC offset Amplitude Freq Td Theta Phi Ncycles)**

Параметры гармонического источника тока приведены в табл. 2. На рис. 7 приведена модель для формирования экспоненциально спадающего тока. Следует учесть, что при значении коэффициента Theta равным нулю генератор тока формирует гармонический сигнал. Влияние коэффициента Theta на форму тока иллюстрирует рис. 8.

Таблица 2. Параметры гармонического источника тока

Наименование	Параметр
DC offset (Ioffset), A	смещение по пост току
Amplitude (Iamp), A	амплитуда тока
Freq, Гц	частота сигнала
Tdelay (Td), c	задержка
Theta	коэффициент затухания
Phi, градусы	начальная фаза сигнала
Ncycles	число импульсов

Меняя число формируемых циклов, можно создавать с помощью источника Load радиоимпульсы сложной формы. В подсказке к программе и [1] при-

ведены соотношения для определения закона изменения тока во времени.

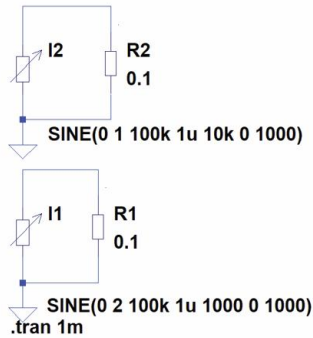


Рис. 7. Модель для формирования экспоненциально спадающего гармонического сигнала

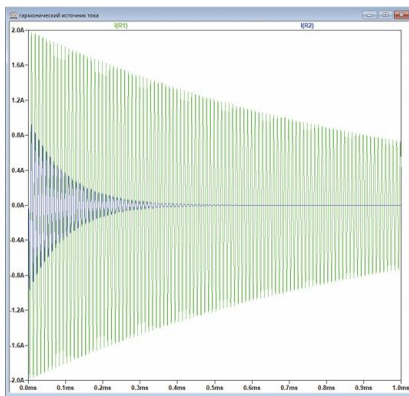


Рис. 8. Огибающая тока гармонического сигнала при значении коэффициента Theta = 1000 (зеленая) и при Theta = 10000 (синяя)

Для моментов времени меньших, чем Td или после завершения Ncycles, ток вычисляется по формуле

$$I_{offset} + I_{amp} \sin(\pi\Phi/180).$$

где I_{offset} – смещение по пост току, I_{amp} – амплитуда тока.

Для других интервалов времени ток определяется по формуле

$$I_{offset} + I_{amp} \exp(-(t-T_d)\Theta) \cdot \sin(2\pi\text{Freq}(t-T_d) + \pi\Phi/180).$$

Режим экспоненциального источника тока EXP
Синтаксис: **Ixxx n1 n2 Ixxx n1 n2 EXP(I1 I2 Fail Delay Fail Tau Rise Delay Rise Tau)**.

Параметры экспоненциального источника тока описаны в табл. 3. Следует отметить, что в подсказке к программе и в [1,2] параметры командной

строки указаны неверно. Параметры фронта и спада указаны наоборот. Скорее всего, они соответствуют старой версии программы.

Таблица 3. Параметры экспоненциального источника тока

Наименование	Параметр
Vinitial (I1), A	начальная величина тока
Vpulsed (I2), A	амплитуда импульса
Fail Delay (Td2), c	время задержки начала спада
Fail Tau (Tau2), c	постоянная времени спада
Rise Delay (Td1), c	время задержки появления фронта
Rise Tau (Tau1), c	постоянная времени фронта

Для иллюстрации работы экспоненциального источника тока использована модель, показанная на рис. 9. Диаграммы токов, формируемых источниками I1 и I2, приведены на рис. 10. Временная диаграмма тока I2 хорошо иллюстрирует параметры командной строки. Из рис. 10 следует, что импульс I2 начинается через 5 мкс, а спад – через 20 мкс. Длительность фронта и спада установлены равными примерно 3 мкс (постоянная времени фронта и спада равны 1 мкс).

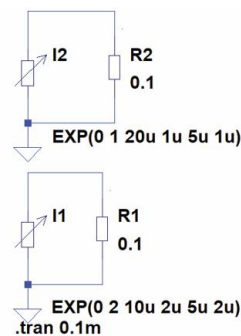


Рис. 9. Модель для иллюстрации работы экспоненциального источника тока

Для моментов времени меньших, чем Rise Delay, выходной ток равен значению I1. Фронт импульса описывается выражением

$$I = I_1 + (I_2 - I_1) (1 - \exp(-(t - \text{Rise Delay})/\text{Rise Tau})),$$

а спад

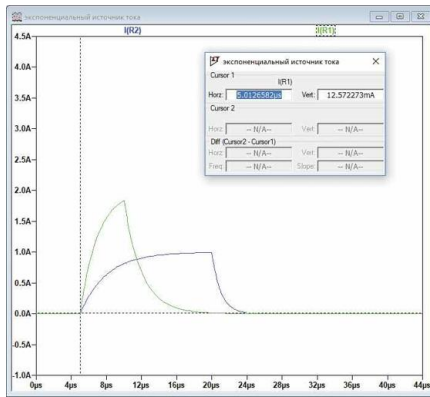


Рис. 10. Форма сигналов, формируемых источником тока I1 (зеленый) и I2

$$I = I_1 + (I_2 - I_1) (1 - \exp(-(t - \text{Rise Delay})/\text{Rise Tau})) + (I_1 - I_2) (1 - \exp(-(t - \text{Fail Delay})/\text{Fail Tau})),$$

где t – текущее время.

Режим частотно-модулированного источника тока SSFM

Синтаксис:

$$\text{Ixxx n1 n2 SSFM(Ioff Iamp Fcar MDI Fsig)}$$

Параметры частотно-модулированного источника тока приведены в табл. 4.

Таблица 4. Параметры частотно-модулированного источника тока

Наименование	Параметр
DC offset (Ioff), A	смещение по постоянному току
Amplitude (Iamp), A	амплитуда тока
Carrier Freq (Fcar), Гц	частота несущего колебания
Modulation Index (MDI)	индекс модуляции
Signal Freq (Fsig), Гц	частота модулирующего сигнала

Модель с двумя источниками тока, работающими в режиме SSFM приведена на рис. 11.

Формы токов I1 и I2 приведены на рис. 12, а спектр тока I1 – на рис. 13. Параметры ЧМ-сигналов указаны на рис. 11 в командных строках для каждого из источников тока. В источнике I2 задана постоянная составляющая равная 1 А, что хорошо видно на рис. 12.

Закон изменения тока определяется выражением

$$I_{\text{off}} + I_{\text{amp}} \sin((2\pi F_{\text{car}} t) + \text{MDI} \cdot \sin(2\pi F_{\text{sig}} t)).$$

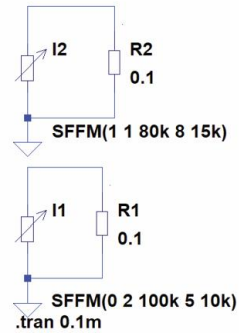


Рис. 11. Модель для формирования ЧМ-сигналов

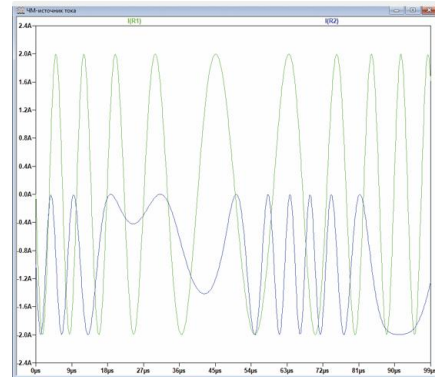


Рис. 12. Форма ЧМ-сигналов источника тока I1 (зеленый) и I2

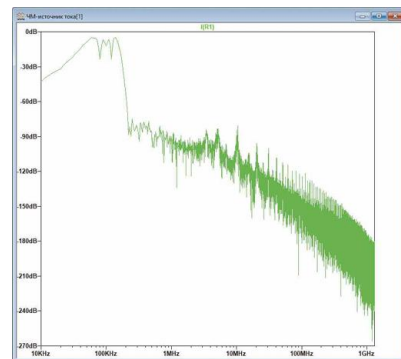


Рис. 13. Спектр ЧМ-сигнала источника тока I1

Режим источника тока, заданного табличной функцией PWL(t1 i1 t2 i2 ...)

В этом режиме формируется ток, изменяющийся на заданную величину в дискретные моменты времени. На рис. 14 приведена модель для иллюстрации этого режима работы, а на рис. 15 – форма тока, протекающего через нагрузочный резистор R1.

Синтаксис: **Ixxx n1 n1 PWL(t1 i1 t2 i2 t3 i3...)**

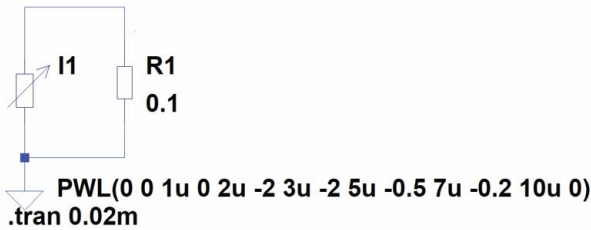


Рис. 14. Модель источника тока, заданного табличной функцией

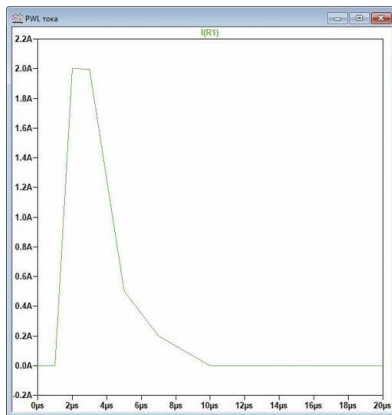


Рис. 15. Форма тока в нагрузке для модели, приведенной на рис. 14

До момента времени t_1 , ток источника равен i_1 . В моменты между t_1 и t_2 , ток изменяется линейно от i_1 до i_2 . Можно указать любое число моментов времени и соответствующих значений тока. На интервале времени за последней заданной точкой ток сохраняет свое последнее значение.

Режим источника тока, заданного wav-файлом (звуковым файлом)

Синтаксис:

Ixxx n1 n2 wavefile=<имя файла> [chan=<nnn>].

В этом режиме LTspice позволяет использовать wav-файл (файл с расширением wav) как источник входного токового сигнала. Если wav-файл находится в директории LTspice, то достаточно указать только его имя. Если wav-файл находится в другом месте, то требуется указать полное имя, содержащее абсолютный путь к файлу. Имя файла следует заключить в двойные кавычки, если в нем или пути присутствуют пробелы. Файл может содержать от 0 до 65 536 каналов. В параметре **chan** необходимо задать используемый канал. По умолчанию используется первый (левый) канал, имеющий номер 0. Канал номер 1 соответствует правому каналу на вы-

ходе звуковой карты ПК. Полный размах токового сигнала, записанного в wav-файл, лежит в диапазоне от -1 до 1 А.

Для иллюстрации этого режима создадим звуковой сигнал с помощью источника тока и запишем его в файл. Для этого используем модель, показанную на рис. 16.

.WAVE n:\output1.wav 16 44.1K V(1)

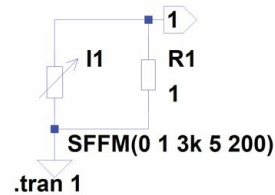


Рис. 16. Модель для формирования и записи звукового файла

Для записи сформируем ЧМ-сигнал с несущей частотой 3 кГц и частотой модулирующего сигнала 200 Гц. В соответствии с рекомендациями [2] командная строка для создания звукового файла будет выглядеть следующим образом

.WAVE n:\output1.wav 16 44.1K V(1).

В этой строке:

- **.WAVE** – команда для создания файла с расширением wav
- **n:\output1.wav** – путь и имя сохраняемого файла
- **16** – число разрядов квантования при аналого-цифровом преобразовании
- **44.1K** – частота дискретизации
- **V(1)** – точка (узел) схемы с которой снимается звуковой сигнал (рис. 16).

Для создания этой команды необходимо нажать на пиктограмму **Text** на панели управления программы и в открывшемся окне **Edit Text on the Schematic** (рис. 17) ввести необходимые записи. Следует отметить этот текст как **Spice directive**, иначе он будет восприниматься программой как комментарий и не вызовет никаких действий. Аналогичную процедуру можно проделать, нажав самую кнопку на панели управления **SPICE Directive**, которая находится правее кнопки **Text**.

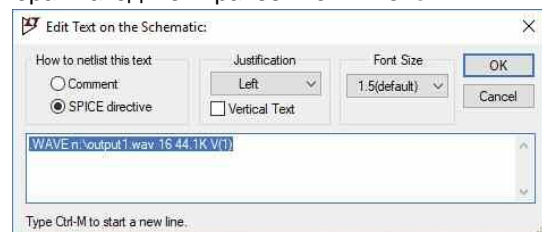


Рис. 17. Окно Edit Text on the Schematic

Записанный файл output1.wav для контроля был воспроизведен и прослушан с помощью музыкального проигрывателя Windows.

При создании звукового файла допускается задавать число разрядов квантования в диапазоне от 1 до 32. Частота дискретизации может задаваться в диапазоне от 1 Гц до 4 294 967 295 Гц, а число узлов схемы – от 1 до 65 535. При этом для каждого узла схемы создается независимый канал в wav-файле.

Следует помнить, что диапазон преобразуемых в цифровой код значений тока сигнала лежит в диапазоне ± 1 А или ± 1 В в зависимости от того какой параметр преобразуется.

Чтобы можно было прослушать записанные файлы с помощью звуковой карты ПК необходимо чтобы частота дискретизации была равна одному из указанных значений 11.025, 22.05 или 44.1 кГц. Эти частоты поддерживаются любыми звуковыми картами. Если звуковая карта вашего ПК поддерживает частоты 48, 96 и 192 кГц, то их тоже можно задавать. Число каналов следует задавать не более двух.

Чтобы воспроизвести wav-файл необходимо в источнике тока или напряжения выбрать режим **PWL FILE**, после чего станет активной кнопка **BROWSE** (рис. 18). После нажатия на нее откроется окно с директорией в которой находится файл модели LTspice.

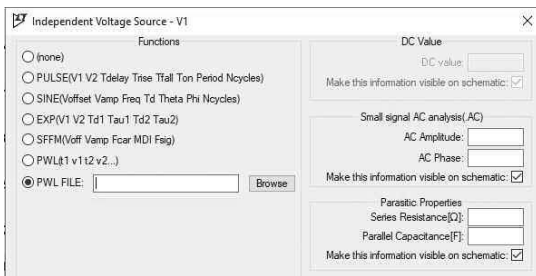


Рис. 18. Окно выбора режима работы с wav-файлом

Чтобы найти wav-файл необходимо открыть директорию, в которой записан звуковой файл, и в нижней правой части окна выбрать режим **All Files** (*. *). По умолчанию установлен режим **ASCII Files** (*.txt), как показано на рис. 19. После выбора файла на рабочем листе схемы появится командная строка **PWL file="Звук 1.wav"**, где **Звук 1** – имя звукового файла, выбранного для проверки работы в этом режиме. В качестве звукового файла выбран фрагмент песни одного из эстрадных исполнителей.

Для того, чтобы программа смогла воспроизвести форму сигнала этого файла и не появилось со-



Рис. 19. Фрагмент окна поиска wav-файла

общение об ошибке, необходимо отредактировать командную строку и заменить текст **PWL file** на **wavfile** (рис. 20).

```

1
V1
.tran 1
wavfile="Звук 1.wav"

```

Рис. 20. Схема модели для воспроизведения формы сигнала, записанного в звуковом файле

Номер канала можно не указывать. По умолчанию будет воспроизводиться левый канал. Форма напряжения на выходе генератора V1 показана на рис. 21. Воспроизводится только отрезок длительностью 1 с. При необходимости изменить длительность фрагмента нужно отредактировать время в строке **.tran 1**.

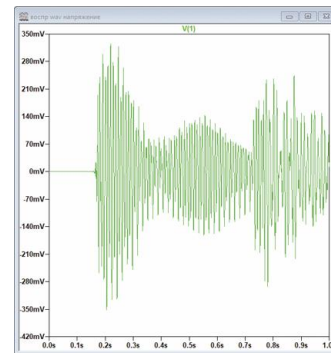


Рис. 21. Форма сигнала во время воспроизведения первой секунды звукового файла

Режим источника тока, зависящего от приложенного напряжения

Этот источник тока используется для имитации изменяющейся нагрузки источника питания. Фактически в этом режиме источник тока выполняет функцию резистора, сопротивление которого изменяется по закону, заданному в табличной форме.

Синтаксис: **Ixxx n1 n2 tbl=(\langle напряжение 1 ток 1 \rangle , \langle напряжение 2 ток 2 \rangle , ...).**

Таблица состоит из списка пар значений. Первое значение пары указывает напряжение, примененное к источнику тока, а второе значение указывает ток, соответствующий примененному напряжению. Между указанными табличными значениями нагрузочные параметры линейно интерполируются. Если напряжение выходит за пределы, определенные таблицей, то ток фиксируется на последнем значении.

На рис. 22,а приведена схема модели для демонстрации изменения тока при изменении напряжения, заданного табличной функцией. Для формирования изменяющегося во времени напряжения использован источник напряжения. На рис. 22,б приведены временные диаграммы токов и напряжений в различных точках схемы.

При создании такой модели необходимо помнить, что каждое последующее значение напряжение должно быть больше предыдущего.

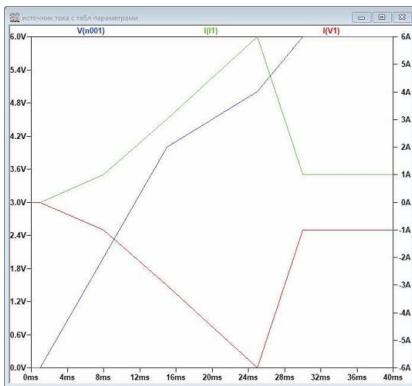
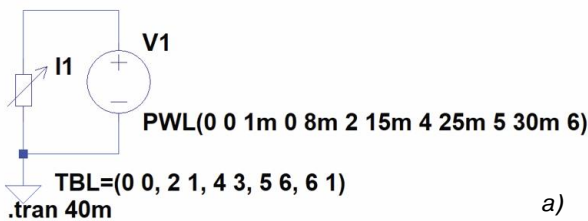


Рис. 22. Модель для демонстрации работы источника тока, зависящего от приложенного напряжения (а) и временные диаграммы токов и напряжений в различных точках схемы (б)

Для преобразования источника тока в резистор следует воспользоваться следующим текстовым синтаксисом: **Ixxx n1 n2 R=<значение>**.

На рис. 23,а приведен пример использования элемента **Load** в качестве резистора, а на рис. 23,б напряжение на выходе источника V1. Учитывая, что

внутреннее сопротивление источника напряжения задано 0.5 Ом, а сопротивление нагрузки 1 Ом, то напряжение на выходе источника питания должно составлять 10 В, что и подтверждает рис. 23,б.

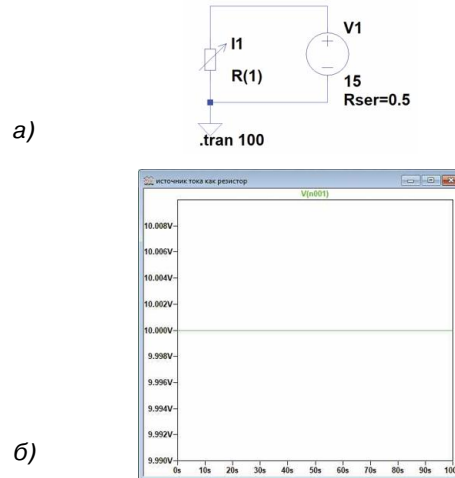


Рис. 23. Модель иллюстрирующая использование источника тока в качестве резистора (а) и напряжение на выходе источника V1 (б)

Неидеальный источник тока Load2

Обозначение источника на схеме приведено на рис. 24.



Рис. 24. Обозначение на схеме неидеального источника тока Load2

Источник тока Load2 по всем параметрам соответствует источнику тока Load1.

Неидеальный источник тока Current

Обозначение источника на схеме приведено на рис. 25.

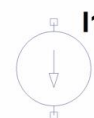


Рис. 25. Обозначение независимого источника тока Current

Источник тока **Current** имеет другое обозначение (по сравнению с источником **Load2**), но поддерживает все функции источников тока **Load** и **Load2**. Чтобы превратить источник тока **Current** в нагрузку, нужно отметить в области **Parasitic Properties** (рис. 3) галочкой пункт **This is an active load** (нагрузка). В отличие от обычного источника тока, нагрузка потребляет указанный ток только в том случае, если к ней приложено положительное напряжение больше нуля (плюс к n1, минус к n2). В случае отрицательного или нулевого напряжения ток не потребляется.

Линейный источник напряжения, зависящий от тока (Linear current dependent voltage source)

Эта модель существует в системе LTSpice, но не поддерживается графическим пользовательским интерфейсом [3]. На схеме обозначается как H (рис. 26).

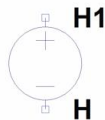


Рис. 26. Обозначение линейного источника напряжения, зависящего от тока

Синтаксис: **Hxxx n1 n1 VNAME VALUE.**

В этой строке **VNAME** – источник напряжения, от тока которого зависит напряжение на выходе источника H, **VALUE** – коэффициент передачи (преобразования).

На рис. 27 приведен пример схемы [3], в которой используется такой источник напряжения, а на рис. 28 – окно установки параметров.

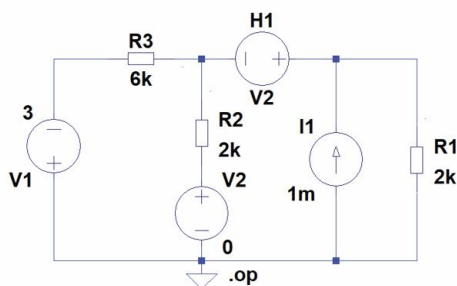


Рис. 27. Схема с использованием источника напряжения, зависящего от тока

Результат работы этой модели приведен на рис. 29. Это значения рассчитанных токов и напряжений в различных узлах схемы. Подробнее об этом элементе можно прочесть в [3].

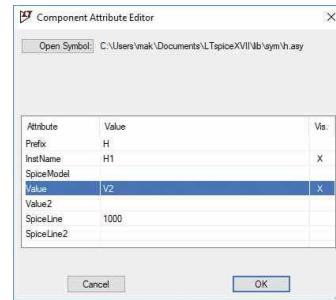


Рис. 28. Окно установки параметров источника напряжения, зависящего от тока

```

--- Operating Point ---
V(n003): 0.529412 voltage
V(n002): 0.352941 voltage
V(n004): 0 voltage
V(n001): -3 voltage
I(H1): 0.000735294 device_current
I(I1): 0.001 device_current
I(R3): 0.000558824 device_current
I(R2): 0.000176471 device_current
I(R1): 0.000264706 device_current
I(V2): 0.000176471 device_current
I(V1): -0.000558824 device_current
    
```

Рис. 29. Результаты моделирования схемы, приведенной на рис. 27

Ключ, управляемый током

Обозначение ключа на схеме приведено на рис. 30.

W1

CSW

Рис. 30. Обозначение ключа, управляемого током

Синтаксис:

Wxxx n1 n2 Vnam <имя модели> [on,off].

Ток через источник напряжения с именем Vnam управляет сопротивлением ключа. Обязательно указывается имя модели, которое определяет поведение ключа.

Параметры ключа, управляемого током:

- **It** – пороговый ток (по умолчанию равен 0)
- **Ih** – ток гистерезиса (по умолчанию равен 0)
- **Ron** – сопротивление замкнутого ключа (по умолчанию равно 1 Ом)
- **Roff** – сопротивление разомкнутого ключа (по умолчанию равно 1/Gmin).

По умолчанию в Ltspice Gmin = 10⁻¹² См, т.е. сопротивление разомкнутого ключа по умолчанию 10¹² Ом.

Ключ имеет три разных режима управления, в зависимости от значения тока гистерезиса **Ih**. Если **Ih**

равен нулю ключ замкнут при величине тока превышающей значение I_t .

Если I_h больше нуля, то ключ работает как триггер Шмитта с точками переключения при токах I_t+I_h и I_t-I_h .

Если I_h меньше нуля, ключ срабатывает с плавным изменением собственного сопротивления от минимального до максимального (и наоборот). Изменение сопротивления происходит в интервале времени, на котором ток управления изменяется от I_t+I_h до I_t-I_h .

На рис. 31 приведена модель для иллюстрации работы ключа, управляемого током, при отсутствии гистерезиса.

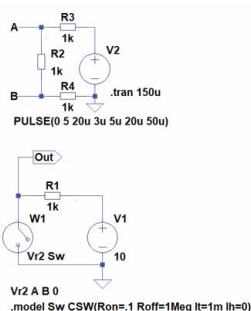


Рис. 31. Модель для иллюстрации работы ключа, управляемого током

В качестве датчика тока используется резистор R2. Выводы резистора помечены точками **A** и **B**, а выход ключа – как **Out**. В этой модели ток, формируемый импульсным генератором V2, протекает через делитель, состоящий из резисторов R2...R4. Ток срабатывания ключа установлен равным 1 мА.

Для того, чтобы модель начала работать необходимо ввести обозначения (имена) для датчика тока и для ключа. Под этими именами будут описаны параметры датчика тока и ключа. В модели на рис. 31 для датчика тока принято обозначение **Vr2**, а для ключа – **Sw**.

Установив курсор на значке ключа, необходимо нажать правую кнопку "мыши" и в открывшемся окне в поле "Value" вписать **Vr2 Sw** (на рис. 31 такое обозначение находится рядом со значком **W1**). После этого необходимо разместить на рабочем поле две директивы – описание параметров датчика тока и модель ключа.

Для создания директивы описания параметров датчика тока достаточно нажать кнопку **SPICE Directive** (крайняя правая в панели управления) и в открывшемся окне вписать текст **Vr2 A B 0**. При такой записи сопротивление датчика тока равно нулю (последняя цифра в директиве) и сопротивление

делителя будет равно 2 кОм.

Создание директивы с описанием модели ключа осуществляется аналогично. Директива должна иметь следующий вид

.model Sw CSW(Ron=.1 Roff=1Meg It=1m Ih=0)

Результаты работы модели приведены на рис. 32.

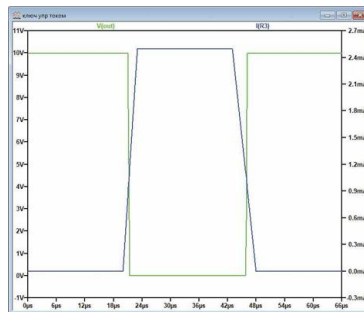


Рис. 32. Временные диаграммы напряжения на выходе ключа (зеленая) и тока через резистор R3

При работе с датчиком тока в такой схеме наблюдаются несколько непривычные явления. Казалось бы, что ток через резисторы R3 и R4 одинаков как по величине, так и по направления. Однако это не так. На рис. 33 показаны временные диаграммы выходного напряжения и токов через эти резисторы.

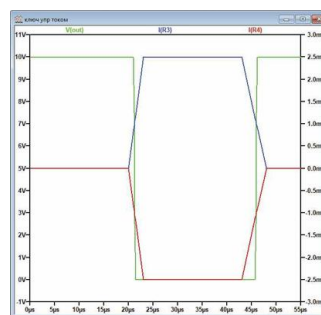


Рис. 33. Временные диаграммы токов через резистор R3 (синяя) и через R4 (красная)

Как следует из результатов моделирования токи через резисторы R3 и R4 имеют противоположное направление, а по абсолютной величине равны 2.5 мА. При амплитуде импульса генератора V2 равной 5 В это соответствует сопротивлению делителя равному 2 кОм.

Если в директиве описания датчика тока вписать значение сопротивления ключа равное 1 кОм или 1 Ом, то ключ перестанет работать, хотя через делитель будет протекать ток больше чем 1 мА. Поэтому всегда в директиве в конце должен стоять ноль,

а сопротивление датчика может быть задано произвольно, например, 100 МОм (величину следует указывать как 100Meg).

Если ввести гистерезис 0.5 мА, то директива примет вид

.model Sw CSW(Ron=.1 Roff=1Meg It=1m lh=0.5m)

Для иллюстрации работы схемы с гистерезисом генератор импульсов заменен на генератор гармонического сигнала. Временные диаграммы тока через резистор R3 и напряжения на выходе ключа при введении гистерезиса приведены на рис. 34.

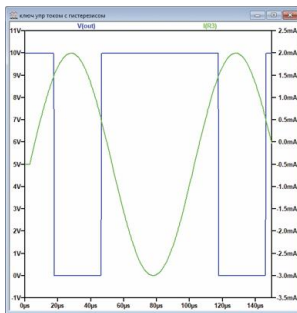


Рис. 34. Временные диаграммы тока через резистор R3 (зеленая) и напряжения на выходе ключа при введении гистерезиса

Следует заметить, что для изменения фазы сигнала управления ключом на противоположную достаточно поменять местами значения параметров **Ron** и **Roff**.

Ключ, управляемый напряжением SW

На рис. 35 приведено обозначение ключа, управляемого напряжением.

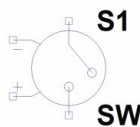


Рис. 35. Обозначение ключа, управляемого напряжением

Синтаксис: **Sxxx n1 n2 nc+ nc- <model> [on,off].**

Пример записи директивы управления ключом:

.model Sw1 SW(Ron=.1 Roff=1Meg Vt=2 Vh=.5 Lser=10n Vser=.01).

Напряжение между узлами nc+ и nc- управляет сопротивлением ключа между узлами n1 и n2. Параметры ключа, управляемого напряжением:

- **Ron** – сопротивление замкнутого ключа (по умолчанию 1 Ом)
- **Roff** – сопротивление разомкнутого ключа (по

умолчанию 1012 Ом)

- **Vt** – пороговое напряжение (по умолчанию 0 В)
- **Vh** – напряжение гистерезиса (по умолчанию 0 В)
- **Lser** – индуктивность последовательной цепи замкнутого ключа (по умолчанию 0 Гн)
- **Vser** – падение напряжения на сопротивлении замкнутого ключа (по умолчанию 0 В)
- **ilimit** – максимальное значение тока через замкнутый ключ (по умолчанию не ограничен).

Ключ может работать в одном из трех режимов (аналогично токовому ключу): без гистерезиса, с положительным или отрицательным значением гистерезиса. При отрицательном значении напряжения гистерезиса сопротивление ключа изменяется плавно между своими крайними значениями.

Модель, иллюстрирующая работу ключа с гистерезисом, приведена на рис. 36, а временные диаграммы управляющего напряжения и выходного напряжения ключа – на рис. 37.

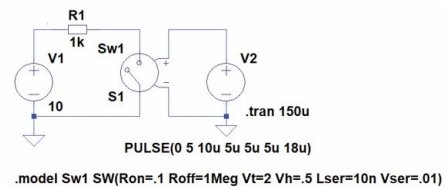


Рис. 36. Модель для иллюстрации работы ключа, управляемого напряжением, при наличии гистерезиса

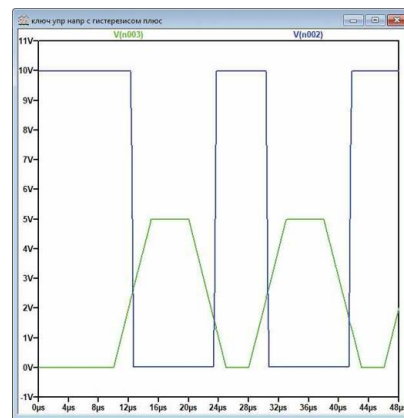


Рис. 37. Временные диаграммы управляющего напряжения (зеленая) и выходного напряжения ключа

Чтобы заметить различия в работе ключа при положительном и отрицательном значении напряжения гистерезиса, на рис. 38 приведены временные диаграммы сигналов на выходе ключа в увеличенном масштабе по горизонтали.

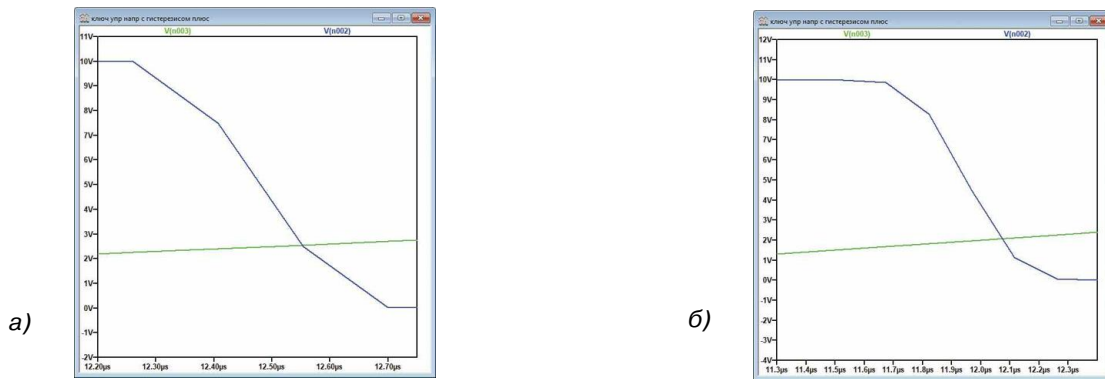


Рис. 38. Временные диаграммы работы ключа с положительным значением напряжения гистерезиса (а) и с отрицательным значением (б)

Как следует из рис. 38, формы сигналов на выходе ключа при разных значениях хоть незначительно, но отличаются.

С другими возможностями программы LTSpice мы будем знакомиться в последующих публикациях.

ЛИТЕРАТУРА

1. Сохор Ю.Н. Моделирование устройств в LTSpice.

Учебно-методическое пособие. Псковск. гос. политехн. ин-т. – Псков: Издательство ППИ, 2008. – 165 с.

2. Володин В. Я. LTSpice: компьютерное моделирование электронных схем. – СПб.: БХВ-Петербург, 2010. – 400 с.

3. <http://ltwiki.org/files/LTSpiceSupplementalDocumentation.pdf>.



ТЕПЛОВИЗОР ДЛЯ ЭНЕРГОАУДИТА

Fluke TiS40 – универсальный тепловизор для энергоаудиторов и энергетиков

Расширенные функциональные возможности

- термосенсор 160×120 пикселей
- диапазон измерений -20...350 °C
- тепловая чувствительность 0.09 °C, точность измерений ±2 °C
- цифровая фотокамера 5 Мпикселей
- фокусировка автоматическая нерегулируемая (от 0.45 м)
- угол обзора 35.7°×26.8°, отношение расстояние/размер объекта 252:1
- монитор 3.5 дюйма, 320×240 пикселей
- встроенная память 4 Гбайт + 4 Гбайт Micro SD
- технологии IR-Fusion® (совмещение снимков в видимом и ИК-диапазоне), PIP ("картинка в картинке"), AutoBlend™
- аккумулятор литий-ионный со светодиодным индикатором заряда, непрерывное время работы до 4 часов, время зарядки 2.5 часа
- адаптер сети переменного тока 100...240 В, 50/60 Гц
- программное обеспечение SmartView® (в комплекте поставки)
- язык меню: английский, русский и др. (18 языков)
- класс защиты корпуса IP54, вибростойкость 2g
- габаритные размеры 26.7×10.1×14.5 мм, масса (с аккумулятором) 0.72 кг

Акционное предложение – поставка со склада в Киеве по сниженной цене!

VD MAIS – официальный дистрибьютор компании Fluke в Украине

тел.: (044) 220-0101, (057) 719-6718, (0562) 319-128, (032) 245-5478, (095) 274-6897, (048) 734-1954, info@vdmais.ua, www.vdmais.ua




4-ПОРТОВЫЙ КОНТРОЛЛЕР IEEE 802.3bt POE PSE

4-PORT IEEE 802.3bt POE PSE CONTROLLER

В. Макаренко

V. Makarenko

Компания Analog Devices освоила выпуск ИМС Power by Linear™ LTC4291/LTC4292 – изолированно-го 4-портового контроллера питающего оборудования (PSE – power sourcing equipment), которое предназначено для питания через Ethernet устройств нового поколения (next generation) стандарта IEEE 802.3bt (PoE++).

ИМС LTC4291 имеет цифровой интерфейс для связи с хостом PSE, а LTC4292 – высоковольтный интерфейс питания по Ethernet [1]. В схемах, использующих эти ИМС, применяются недорогие трансформаторы для локальных сетей. Гальваническая развязка с помощью трансформаторов, которые намного дешевле чем оптопары, используемые во многих конструкциях, позволяет заметно снизить стоимость изделий.

Основные характеристики микросхем:

- 4 порта PSE
- каждый порт обеспечивает два канала передачи энергии
- полное соответствие требованиям IEEE 802.3bt к устройствам типа 3 и 4
- полная поддержка устройств типа 1...4
- малая рассеиваемая мощность
- сопротивление открытого МОП-транзистора

менее 30 мОм

- высокая надежность, способность обнаруживать несколько устройств, потребляющих энергию
- проверка соединения устройств с идентификацией по одной или двум подписям
- постоянный мониторинг тока и мощности, выделяемой каждым портом
- интерфейс совместимый с I²C с тактовой частотой до 1 МГц
- программируемая мощность до 71.3 Вт
- выпускаются в 40-выводном 6×6 мм (LTC4292) и 24-выводном 4×4 мм (LTC4291) пластмассовых корпусах QFN.

Типовая схема включения ИМС приведена на рис. 1.

Обе ИМС имеют расширенные функции контроля параметров питания, которые включают:

- контроль тока с разрешением 14 бит
- программируемый максимальный ток в каждом канале
- быстрое выключение выбранного порта
- бесплатное программное обеспечение для расширенного контроля питания
- автоматическое определение подключенных устройств с защитой от ложной идентификации.

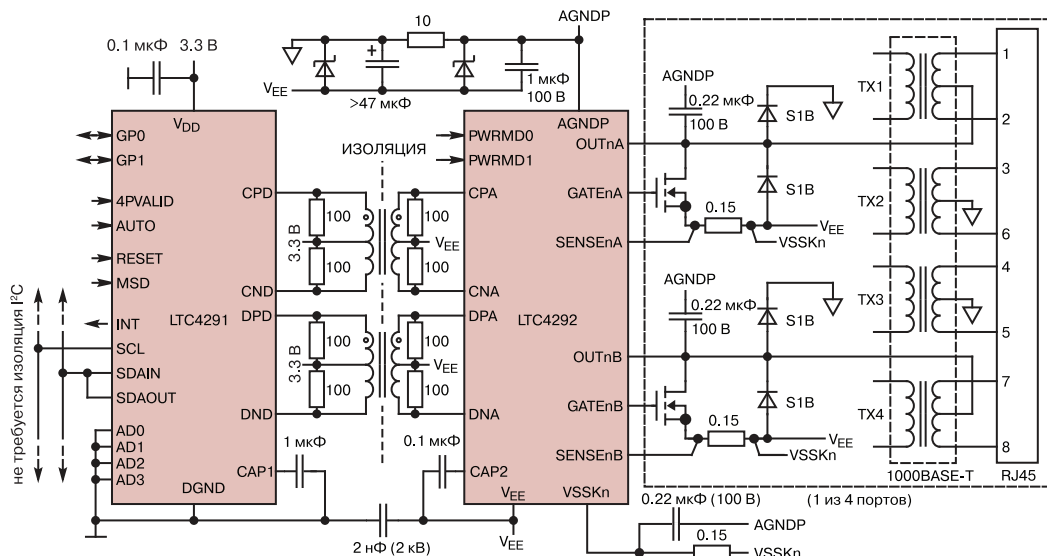


Рис. 1. Типовая схема включения ИМС

Разработчики ИМС предлагают отладочную и демонстрационную плату DEMO MANUAL DC2685A [2], фото которой приведено на рис. 2. Кроме того, Analog Devices предоставляет полный комплект технической документации по этой плате [3], включающий: принципиальную схему с дополнительными библиотеками для исследования и всю документацию по печатной плате в программе Orcad.

В таблице приведены основные параметры других ИМС компании Analog Devices для создания систем питания по сети Ethernet.



Рис. 2. Демонстрационная плата DC2685A

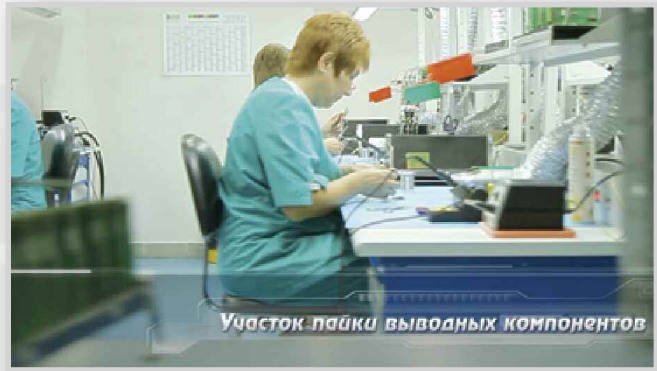
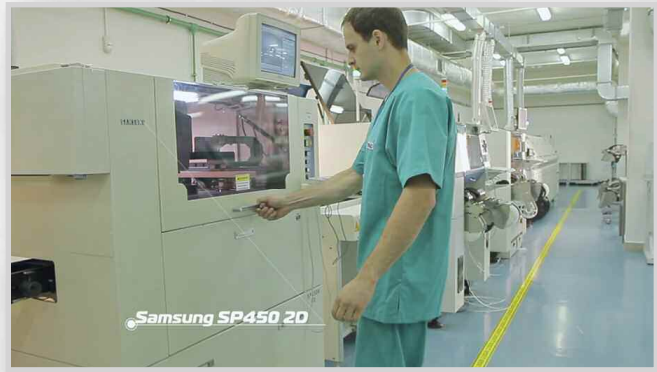
ЛИТЕРАТУРА

1. <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ltc4292-4291.pdf>.
2. http://www.analog.com/media/en/dsp-documentation/evaluation-kit-manuals/DC2685A_UG-1339.pdf.
3. <http://www.analog.com/media/en/reference-design-documentation/design-integration-files/dc2685a.zip>.

ИМС компании Analog Devices для создания систем питания по сети Ethernet

Наименование	Выполняемые функции	Примечания
LT4294	LTPoE++/PoE+/PoE PD * контроллер	требуется внешний ключ для конфигурируемых устройств IEEE 802.3bt
LT4295	IEEE 802.3bt PD с встроенным контроллером управления ключами	требуется внешний ключ для конфигурируемых устройств IEEE 802.3bt, мягкий старт, поддержка выхода с напряжением 9 В
LTC4257-1	IEEE 802.3af PD контроллер интерфейса	внутренний ключ 400 мА с обратным напряжением 100 В, двойной контроль допустимого тока, программируемый
LTC4263	Одиночный IEEE 802.3af PSE контроллер	внутренний МОП-транзистор
LTC4265	IEEE 802.3at PD контроллер интерфейса	внутренний ключ 1 А с обратным напряжением 100 В
LTC4266	Четырехканальный IEEE 802.3at PoE PSE контроллер	программируемый рабочий и максимальный токи, контроль тока и напряжение на выходе порта
LTC4267	IEEE 802.3af PD интерфейс с встроенным импульсным преобразователем	внутренний ключ 400 мА с обратным напряжением 100 В, двойной контроль допустимого тока, программируемый
LTC4269-1	IEEE 802.3at PD интерфейс со встроенным обратногоходным импульсным преобразователем	программируемый, не требует применения оптопар в цепи обратной связи, частота коммутации силового ключа 50...250 кГц
LTC4269-2	IEEE 802.3at PD интерфейс со встроенным прямоходным импульсным преобразователем	поддержка классификации событий, программируемый, синхронный прямоходной преобразователь, частота коммутации силовых ключей 100...500 кГц
LTC4270/ LTC4271	12-портовый PoE/PoE+/LTPoE++® PSE контроллер	гальваническая развязка с помощью трансформаторов, поддержка устройств типа 1, 2 и LTPoE++ PD
LTC4278	IEEE 802.3at PD интерфейс со встроенным обратногоходным импульсным преобразователем	поддержка классификации событий, программируемый, синхронный прямоходной преобразователь, не требует применения оптопар, частота коммутации силовых ключей 50...250 кГц, поддержка выходного напряжения 12 В.
LTC4279	Одиночный PoE/PoE+/LTPoE++ PSE контроллер	поддержка устройств IEEE 802.3af, IEEE 802.3at, LTPoE++ и специальных PD
LTC4290/ LTC4271	8-портовый PoE/PoE+/LTPoE++ PSE контроллер	гальваническая развязка с помощью трансформаторов, поддержка устройств IEEE 802.3af, IEEE 802.3at и LTPoE++ PD

* PD – power device.



КОНТРАКТНОЕ ПРОИЗВОДСТВО ЭЛЕКТРОНИКИ

Полный цикл контрактного производства электроники:

- проектирование и изготовление печатных плат и трафаретов по стандарту IPC-A-600H
- комплексная поставка комплектующих элементов
- автоматизированный монтаж компонентов по технологии SMT и THT, включая монтаж в азотной среде, в соответствии со стандартом IPC-A-610G (до 2 500 000 SMD-компонентов в сутки)
- монтаж печатных плат любой сложности при серийном и мелкосерийном производстве
- нанесение лазерной маркировки на печатные платы
- контроль качества на каждом этапе выполнения работ

Система менеджмента качества фирмы сертифицирована на соответствие требованиям стандартов ISO 9001:2015, ISO 14001:2015, IATF 16949:2016 и ISO 13485:2016.

Автоматизированная пайка выводных компонентов выполняется на установке селективной пайки PowerSelective производства компании SEHO. Пайка выполняется мини-волной в азотной среде. Скорость пайки 1...5 секунд на точку. Скорость пайки разъемов 3 мм за секунду.

Работы выполняются на оборудовании фирм Samsung, HANWHA Techwin, ESSEMTEC, TWS, PACE, SEHO, Phoenix Digital Tech с применением расходных материалов фирм AIM и Electrolube.



ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ И СИСТЕМЫ

Научно-технический журнал.
Предназначен для разработчиков
и производителей электронной
и электротехнической аппаратуры,
средств телекоммуникаций, компьютерных
и управляющих систем, промышленной
и транспортной электроники.
Издается с 1996 года.
Учредитель и издатель журнала –
НПФ VD MAIS.

НПФ VD MAIS

Центральный офис:

03061 Киев
ул. М. Донца, 6
Тел.: (+38-044) 220-0101, 492-8852
Факс: (+38-044) 220-0202
E-mail: info@vdmajs.ua
[http:// www.vdmajs.ua](http://www.vdmajs.ua)

Ukraine
03061 Kyiv, M. Dontsia St. 6
tel.: (+38-044) 220-0101, 492-8852
fax: (+38-044) 220-0202

Региональные представительства:

61070 Харьков
ул. Академика Проскуры, 1
тел./факс: (057) 719-6718, 716-4266
s.momot@vdmajs.ua

49006 Днепр
пр. Пушкина, 55, оф. 504
тел./факс: (0562) 319-128
g.boreyko@vdmajs.ua

65005 Одесса
ул. Головковская, 36, оф. 20
тел./факс: (048)734-1954
a.bilous@vdmajs.ua

79058 Львов
пр. В. Чорновола, 67, оф. 319
тел./факс: (032) 245-5478
s.luschak@vdmajs.ua

69000 Запорожье
бульвар Шевченко, 25, оф. 14
Руслан Моисеенко
r.moiseienko@vdmajs.ua
тел. (095) 274-6897