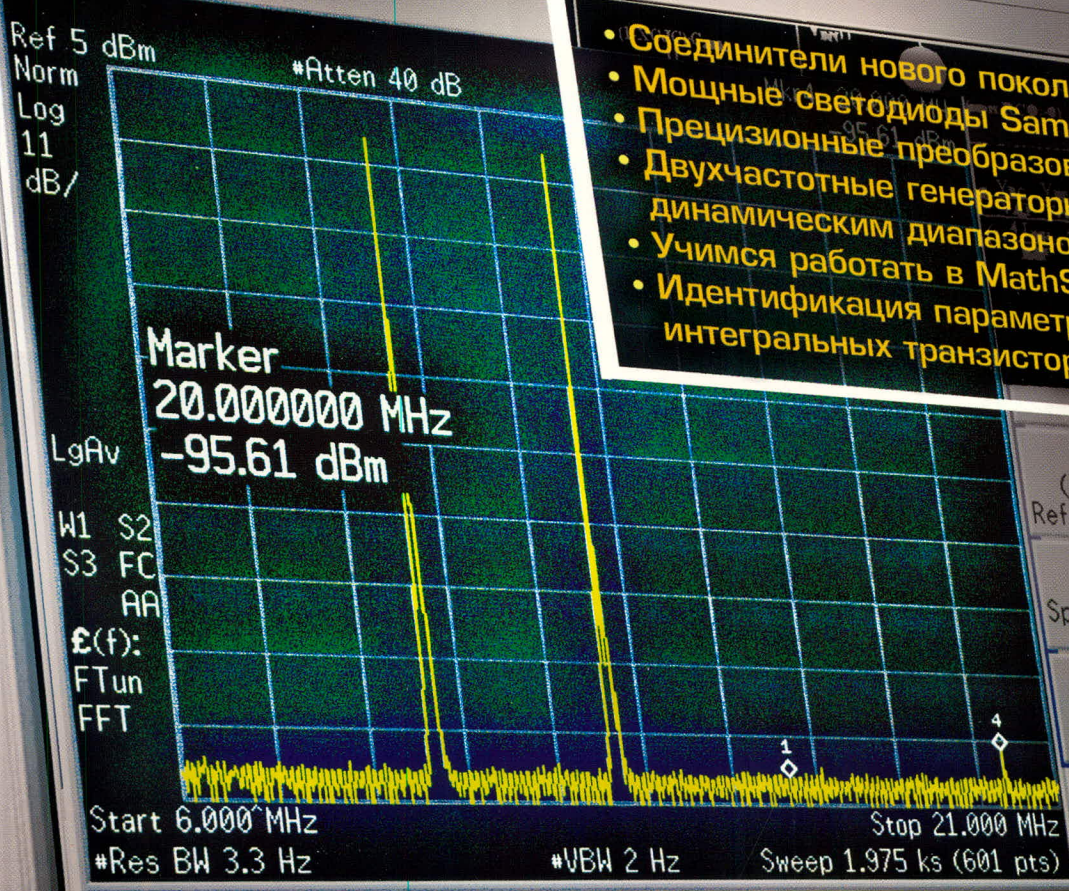


СОВРЕМЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА 5

2009

www.soel.ru Options Window Help



- Соединители нового поколения
- Мощные светодиоды Samsung
- Прецизионные преобразователи тока
- Двухчастотные генераторы с высоким динамическим диапазоном
- Учимся работать в MathSpice
- Идентификация параметров моделей интегральных транзисторов

Delta Pair
(Tracking Ref)

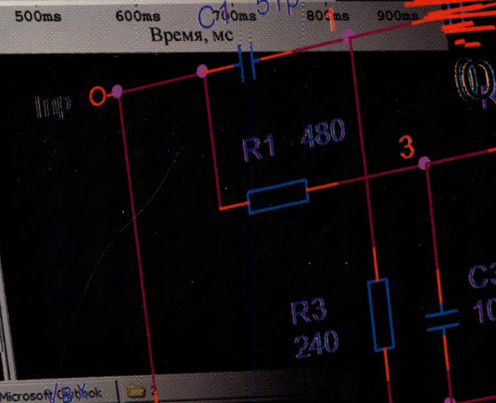
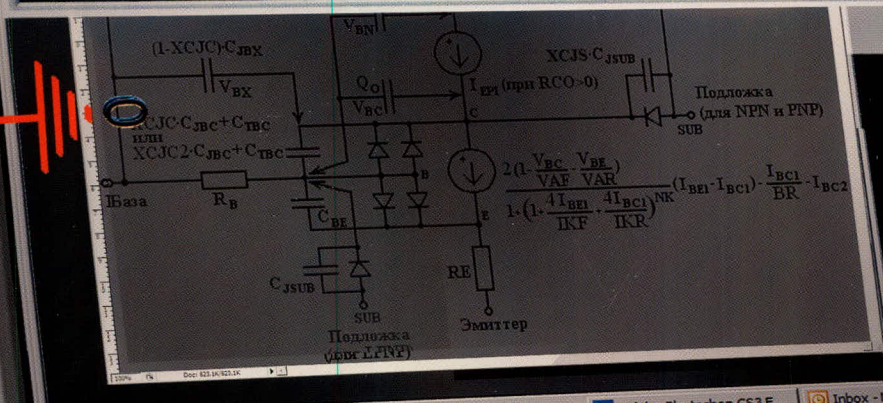
Ref V_{BX}/V_{FC}

Span V_{AC}/V_{DC}

Center

Off

More
1 of 2



Пуск Ps Adobe Photoshop CS3 E... Inbox - Microsoft Outlook



IV российская специализированная выставка средств и систем отображения информации

DISPLAY

30.09 - 02.10

2009

САНКТ-ПЕТЕРБУРГ



ВСЕШ МИР ДИСПЛЕЙНЫХ ТЕХНОЛОГИЙ

Санкт-Петербург, ВК "Ленэкспо", 30 сентября - 2 октября 2009 года
В рамках Санкт-Петербургского инновационного форума и форума "Российский Промышленник"

- Дисплеи и индикаторы
- Компоненты средств отображения
- Электронные модули управления
- Лазерные технологии визуализации
- Проекционное оборудование и системы
- Составные табло, мониторы, дисплеи
- 3D технологии визуализации
- Средства и технологии отображения специального назначения
- Электронная бумага
- Технологии производства и обслуживания средств отображения
- Научные разработки в области дисплейной техники
- Перспективные научные разработки в области средств отображения
- Услуги по созданию комплексных информационных систем

Семинары и конференции по средствам отображения для промышленности, энергетики, транспорта, деловой и городской инфраструктуры, бортовых и встраиваемых применений, торговли, рекламного и развлекательного бизнеса.

Реклама

[Http://www.display-expo.ru](http://www.display-expo.ru)

Главный редактор

Александр Майстренко

Зам. главного редактора

Татьяна Крюк

Редакционная коллегия

Андрей Данилов, Олег Фёдоров

Вёрстка

Александр Либков

Обложка

Дмитрий Юсим

Служба распространения

(info@soel.ru)

Мария Кашайкина, Ольга Галыбина

Служба рекламы

(advert@soel.ru)

Ирина Савина, Александр Максимов

Издательство «СТА-ПРЕСС»

Директор Константин Седов

Почтовый адрес: 119313, Москва, а/я 26

Телефон: (495) 232-0087

Факс: (495) 232-1653

Сайт: www.soel.ru

E-mail: info@soel.ru

Журнал выходит 9 раз в год

Тираж 10 000 экземпляров

Журнал зарегистрирован в Федеральной службе по надзору за соблюдением законодательства в сфере массовых коммуникаций и охране культурного наследия (свидетельство ПИ № ФС77-18792 от 28 октября 2004 года)

Свидетельство № 00271-000 о внесении в Реестр надёжных партнеров Торгово-промышленной палаты Российской Федерации
Цена договорная

Отпечатано:

ОАО «Полиграфический комплекс
"Пушкинская площадь"»

Адрес:
109548, г. Москва, ул. Шоссейная, д. 4д

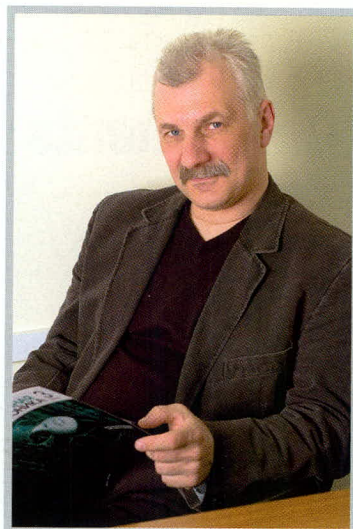
Перепечатка материалов допускается только с письменного разрешения редакции.

Ответственность за содержание рекламы несут рекламодатели.

Ответственность за содержание статей несут авторы.

Материалы, переданные редакции, не рецензируются и не возвращаются.

© СТА-ПРЕСС, 2009



Уважаемые читатели!

В новостных лентах последнего времени мало новостей, касающихся развития отечественной микроэлектроники, а те, что есть, – заставляют призадуматься. Так, например, руководство «Микрона» на торжественном приёме в связи с 45-летием предприятия заявило о своих грандиозных планах по освоению технологии производства микросхем с топологическим размером 90 нм и лидерства в области RFID.

«Микрон» совместно с корпорацией «Роснано» собирается в этом году начать финансирование проекта по подготовке к освоению технологии производства микросхем с топологическим размером 90 нм. Это хорошо, конечно, но возникают вопросы: а насколько хорошо отлажено производство по технологии 180 нм, на приобретение которой были потрачены немалые средства? Стало ли оно рентабельным, действительно коммерческим? Не пойдут ли выделяемые средства на латание имеющихся дыр? Например, я нигде не смог найти информацию о выходе годных по этой технологии на «Микроне», а она многое бы открыла. Такое впечатление, что эта цифра секретна. И при чем тут «Роснано»? Что, микроэлектроника вдруг вошла в сферу интересов этой корпорации, задачи которой – «обеспечение коммерциализации разработок наноиндустрии и координация инновационной деятельности в сфере наноиндустрии»?

Что же касается развития RFID, то было отмечено, что, кроме транспортных карт, открываются и другие направления его применения, в первую очередь – в розничной торговле, где нужны миллиарды RFID-меток. Но самое интересное дальше, я цитирую: «Сейчас глава «Роснано» Анатолий Чубайс взял под свой личный контроль проект внедрения RFID-технологий в торговле». Всегда считалось, что выведение новой продукции на рынок, в ней нуждающийся, – задача отдела маркетинга предприятия. Но, видимо, в данном случае денежные потоки столь значительны, что без Чубайса их распиливание состояться просто не могло.

Я спокоен за нашу микроэлектронику, она в надёжных руках. Эти руки так просто ничего не выпустят.

*С уважением,
Александр Майстренко*

Market

News from the Russian Market	4
------------------------------------	---

Elements and Components

New-Generation Inter-PCB Connectors	8
<i>Dmitrii Gamanyuk</i>	
Light-Emitting Diodes from Samsung	12
<i>Anton Zenkov</i>	
Two-Frequency Signal Generators for Testing Devices with a Wide Dynamic Range in Intermodulation Distortions	14
<i>Viktor Bezrukov</i>	

Practical Electronics

Precision AC(0...5 A)-to-DC(4...20 mA) Converters (Part 2)	16
<i>Sergei Lozitskii</i>	
Self-Synchronizing Codes and Their Converters (Part 2)	24
<i>Sergei Goncharov, Oleg Ostrovskii, Gennadii Shishkin</i>	
Reasons for Incompatibility between DISCqC Switches and DVB-S/S2 Receivers	28
<i>Aleksandr Danilin</i>	
Atmospheric Meter on PAICs	34
<i>Aleksei Galakhov</i>	

Design and Simulation

MathSpice: Analytical PSpice-Engine for OrCAD and MicroCAP Part 1: Loading of the MSpice Package and Derivation of Analytical Solution in the Maple	38
<i>Oleg Petrakov</i>	
Mathematical Model of a Controlled Plant (object, member) Based on Moment Electric Drive	42
<i>Sergei Kapralov, Vladimir Matveev, Viktor Maiorov, Denis Pavlov, Maksim Taranets</i>	
Identification of Integrated Transistor Model Parameters Part 1: Calculation of Spice Parameters for Bipolar Transistors Using Design Data and Electrophysical Parameters	48
<i>Oleg Dvornikov, Yurii Shul'gevich</i>	
Practical Course of End-to-End Design of Digital Devices Based on Xilinx FPLD (Part 23)	54
<i>Valerii Zotov</i>	

Theory

Specific Features of Thermal Processes in a Microwave Electromagnetic Field	64
<i>Natan Fel'dman</i>	

Programming

Application of the ADSP-TS201 Platform To Solve Problems in Real Time: Code Optimization	68
<i>Aleksandr Tumachek</i>	

Devices and Systems

Software-Hardware Suite for Physical Measurements	74
<i>Sergei Shishkin</i>	

Events

Results of «EkspoElektronika» and «ElektronTekhEkspo» 2009 Exhibitions Exceeded Expectations	78
--	----

Рынок

- 4 Новости российского рынка

Элементы и компоненты

- 8 Межплатные соединители нового поколения
Дмитрий Гаманюк
- 12 Светодиоды Samsung
Антон Зенков
- 14 Двухчастотные генераторы сигналов для испытаний устройств с высоким динамическим диапазоном по интермодуляционным искажениям
Виктор Безруков

Практическая электроника

- 16 Прецизионные преобразователи переменного тока 0...5 А в постоянный ток 4...20 мА (часть 2)
Сергей Лоцицкий
- 24 Самосинхронизирующиеся коды и их преобразователи (часть 2)
Сергей Гончаров, Олег Островский, Геннадий Шишкин
- 28 Причины несовместимости DISEqC-коммутаторов и DVB-S/S2-приёмников
Александр Данилин
- 34 Измеритель атмосфериков на программируемых аналоговых микросхемах
Алексей Галахов

Проектирование и моделирование

- 38 MathSpice – аналитический PSpice-движок для OrCAD и MicroCAP
Часть 1. Загрузка пакета MSpice и получение аналитического решения в Maple
Олег Петраков
- 42 Математическая модель объекта регулирования на базе моментного электропривода
Сергей Капралов, Владимир Матвеев, Виктор Майоров, Денис Павлов, Максим Таранец
- 48 Методы идентификации параметров моделей интегральных транзисторов
Часть 1. Расчёт Spice-параметров биполярных транзисторов с использованием конструктивно-технологических и электрофизических параметров
Олег Дворников, Юрий Шутьевич
- 54 Практический курс сквозного проектирования цифровых устройств на основе ПЛИС фирмы Xilinx (часть 23)
Валерий Зотов

Вопросы теории

- 64 Особенности проведения термических процессов в СВЧ-электромагнитном поле
Натан Фельдман

Программирование

- 68 Применение платформы ADSP-TS201 для решения задач в реальном масштабе времени: методики оптимизации программного кода
Александр Тумачек

Приборы и системы

- 74 Программно-аппаратный комплекс для физических измерений
Сергей Шишкин

События

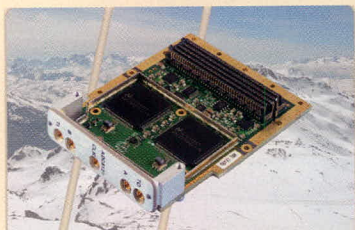
- 78 Результаты выставок «ЭкспоЭлектроника» и «ЭлектронТехЭкспо» 2009 превзошли ожидания участников

Новости российского рынка

Элементы и компоненты

Curtiss-Wright ADC512: двухканальный АЦП 8 бит/3 ГГц в формате FMC (FPGA Mezzanine Card)

Аналого-цифровой преобразователь ADC512 выполнен в мезонинном формате FMC (FPGA Mezzanine Card, стандарт VITA 57) и содержит два канала 8 бит с частотой выборки 3 ГГц ($2 \times$ National Semiconductor ADC083000). Скорость обмена ADC512 с платой носителем – 6 Гб/с. В качестве платы носителя могут использоваться FPGA-платы Curtiss-Wright CEC, имеющие слоты FMC: FPE650 (6U VPX), HPE720 (6U VPX) и FPE320 (3U VPX).



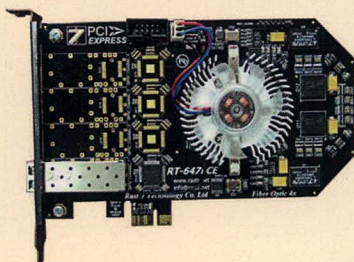
Мезонины стандарта FMC примерно в два раза меньше мезонинов PMC/XMC и имеют гораздо более высокую пропускную способность канала связи с платой-носителем. Curtiss-Wright CEC выпускает также FMC-модули ADC510 (два канала 12 бит, 500 МГц), ADC511 (два канала 14 бит, 400 МГц) и ADC513 (четыре канала 8 бит, 1,5 ГГц). Все FMC-модули выпускаются в расширенном диапазоне температур $-40...+85^\circ\text{C}$ в исполнениях для воздушного и кондуктивного охлаждения.

www.avdsys.ru
Тел.: (499) 148-9677

Интерфейсная плата RT-647FCE

Интерфейсная плата RT-647FCE предназначена для работы с одной или несколькими цифровыми камерами RT-4000DC или с другими, разработанными в «РАСТР ТЕХНОЛОДЖИ», имеющими соответствующий интерфейс. Информационный обмен осуществляется по ВОЛС с использованием SFP-коннекторов и одномодового симплексного оптоволоконка. В максимальной конфигурации плата позволяет одновременно работать в полном дуплексе с четырьмя волоконно-оптическими каналами (цифровыми камерами). Наличие встроенного DSP-видеопроцессора реального времени позволяет обработку входного потока на лету, не загружая ЦП.

Обмен с ПЭВМ по PCI-Express-1x со скоростью не менее 200 Мб/с. Интерфейс между



камерами и интерфейсной платой – Fiber Channel, скорость обмена – до 2125 Мбит/с при длине линии до 15 км. Объем DDR2-памяти до 128 Мб со скоростью обмена до 1,5 Гб/с.

Помимо видеоданных, сигналов синхронизации и управления, в ПЭВМ передается информация с GPS-приёмника сигналов СЕВ, позволяющая осуществить временную привязку изображений, а также с различных внешних интерфейсов цифровой камеры RT-4000DC.

www.rastr.net
Тел. (495) 789-93-67

8-разрядный микромикроконтроллер 1886BE6У

Российский дизайн-центр компании «Миландр» начал предоставлять опытные образцы первого высокопроизводительного универсального 8-разрядного микроконтроллера 1886BE6У с 12-разрядными АЦП, 12-разрядным ЦАП и компаратором. Микросхема выполнена на основе КМОП-технологии 0,6 мкм, тактовая частота до 40 МГц. Ядро микроконтроллера имеет развитую архитектуру, широкий набор команд, мощный контроллер прерываний. Кроме этого в состав контроллера входит два блока ШИМ, набор таймеров, два USART интерфейса и т.д. Внутренняя память программ типа EEPROM объемом $4\text{K} \times 16$ разрядных слов, 902 байта СОЗУ, блок энергонезависимой памяти CMOS EEPROM размером 256×8 . В микроконтроллере реализован блок внутрисхемной отладки, позволяющий проводить отладку приложений непосредственно в аппаратуре. Отличает данную микросхему



высокий рабочий температурный диапазон: $-60...+125^\circ\text{C}$. Микросхемы поставляются как в составе отладочного комплекта, так и бесплатно в качестве образцов.

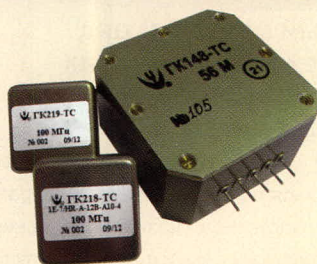
www.milandr.ru
Тел.: (495) 601-9545

Качественно новые высокочастотные малошумящие прецизионные кварцевые генераторы

ОАО «МОРИОН» (Санкт-Петербург) представляет качественно новые высокочастотные малошумящие прецизионные кварцевые генераторы. Это:

- ГК218-ТС: миниатюрный термостатированный кварцевый генератор в корпусе $25 \times 25 \times 10$ мм. Поставляется с частотами от 48 до 500 МГц, однако в дальнейшем планируется расширение этого диапазона до 1 ГГц. Характеризуется высокой температурной стабильностью частоты (до 5×10^{-8}) в широком интервале рабочих температур, высокой долговременной стабильностью частоты (до 2×10^{-7} за год) и низким уровнем фазовых шумов: до -167 дБ/Гц для частоты 100 МГц при отстройке 10 кГц;
- ГК218-ТС имеет выходной сигнал SIN и напряжение питания 12 В. Со второго квартала 2009 г. планируется выпуск модификации с напряжением питания 5 В. Характерной особенностью новой модели является малое время установления частоты – <60 с. Доступен вариант исполнения в корпусе с SMA-разъемом;
- ОАО «МОРИОН» заканчивает разработку кварцевого генератора ГК219-ТС с теми же габаритно-присоединительными размерами, как и у описанного выше ГК218-ТС. Обладая схожими электрическими характеристиками, ГК219-ТС будет иметь существенно более высокую стойкость к внешним воздействующим факторам. Предназначен для специальных применений и будет поставляться в категории качества «ВП»;
- виброакустостойчивые прецизионные генераторы – ГК148-ТС и ГК213-ТС:
 - ГК148-ТС: его ключевой особенностью является отсутствие собственных механических резонансных частот конструкции в диапазоне до 2 кГц, что позволяет существенно снизить уровень фазовых шумов при воздействии широкополосной случайной вибрации (ШСВ). Прибор выпускается в категории качества «ВП», обеспечивает температурную стабильность частоты 5×10^{-7} в интервале ра-

Новости российского рынка



бочих температур $-50...+70^{\circ}\text{C}$ и долговременную стабильность частоты 5×10^{-7} за год. Напряжение питания – 12 В, выходной сигнал – SIN. Прибор доступен к поставке в диапазоне частот от 56 до 100 МГц;

- GK213-TC: у данного прибора деградация фазовых шумов при воздействиях ШСВ практически отсутствует. Реализованный уровень фазовых шумов -135 дБ/Гц для отстройки 100 Гц и -160 дБ/Гц для отстройки 10 кГц. GK213-TC обеспечивает стабильность частоты до 1×10^{-7} в интервале рабочих температур $-55...+70^{\circ}\text{C}$ и долговременную стабильность частоты до 3×10^{-7} за год. Диапазон частот 48...100 МГц. Основные стандартные частоты 48, 56, 60 и 100 МГц.

Уникальные характеристики по уровню фазовых шумов в условиях жёстких механических воздействий делают указанные генераторы эффективнейшим решением для применения в различных типах наземного и бортового радиолокационного и другого оборудования, а также для любых видов синтезаторов частот.

Дополнительная информация об этих и других новых приборах доступна на обновлённом сайте ОАО «МОРИОН» www.morion.com.ru.

www.morion.com.ru

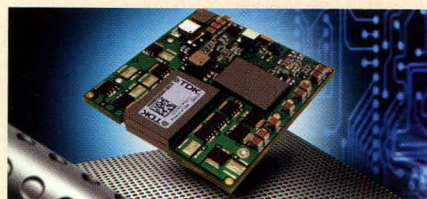
Тел.: (812) 350-7572, (812) 350-9243

Компания TDK-Lambda расширяет семейство iNG DC/DC-преобразователей в формате half-brick

Компания TDK-Lambda расширила серию iNG DC/DC-преобразователей в форм-факторе half-brick новыми моделями – это новые устройства с широким диапазоном входных напряжений (36...75 В) и параметрами выходов 2,5 В/80 А (200 Вт), 3,3 В/30 А (99 Вт), 3,3 В/70 А (231 Вт), 5 В/10 А (50 Вт) и 5 В/60 А (300 Вт). Обеспечивающие исключительные тепловые характеристики в стандартном DOSA (Distributed-Power Open Standards Alliance) форм-факторе half-brick модули серии iNG являются идеальными для специалистов, разрабатывающих 48-В системы питания с потоками воздушного охлаждения небольшой интенсивности, работающие при

высоких температурах окружающей среды для телекоммуникационных, беспроводных и промышленных применений.

Одноплатная конструкция открытого типа с КПД до 92,5% обеспечивает весьма высокий уровень выходной мощности при



конвекционном отводе тепла с очень низкими интенсивностями воздушных потоков. Кроме того, передовая схема управления способствует значительному сокращению числа компонентов, таким образом улучшая показатели надёжности и снижая стоимость, а также уменьшая площадь для установки компонентов и общий вес. Это позволяет рекомендовать семейство iNG для замены или модернизации в существующих приложениях, а также для использования в новых проектах.

Выходные напряжения регулируются в очень широком диапазоне от -50 до $+110\%$ от номинального значения и характеризуются монотонным запуском даже при больших емкостных нагрузках. Стандартными свойствами являются фиксированная частота преобразования, гальваническая развязка входных и выходных цепей (постоянное напряжение 1500 В), дистанционное включение/выключение, а также самовосстановление после устранения причин перегрузки по току и перегрева. Как опции предлагаются защита с самовосстановлением от перенапряжения и исполнение на плате с металлическим основанием.

www.prosoft.ru

Тел.: (495) 234-0636

DC/DC-преобразователи в формате quarter-brick соответствуют энергоёмким требованиям ATCA

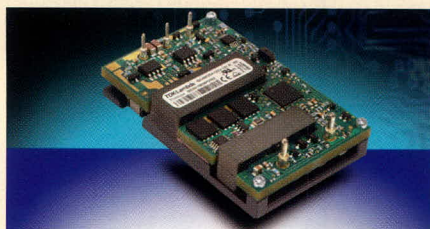
Новая серия iQG DC/DC-преобразователей в форм-факторе quarter-brick, предлагаемая компанией TDK-Lambda, обеспечивает высокое значение полезной мощности. С КПД до 95% и максимальной выходной мощностью до 300 Вт эти модули идеально приспособлены для энергоёмких применений с ограниченным объёмом и жёсткими требованиями к тепловым режимам работы, таким как телекоммуникационное оборудование на основе ATCA, где важна высокая надёжность.

Модули питания серии iQG также с успе-

хом могут применяться в различных системах питания с 48-В промежуточной шиной, которые используются в промышленной автоматизации, робототехническом и радиовещательном оборудовании.

Первая модель DC/DC-преобразователя серии iQG уже доступна для заказа с выходным напряжением 12 В. Модельный ряд новой серии будет расширяться. Преобразователь характеризуется значением КПД до 95%, удельной мощностью 180 Вт/дюйм³ и обеспечивает ток нагрузки до 25 А. Высокая емкостная нагрузочная способность и монотонная характеристика при включении являются уникальными дополнительными функциями изделия.

В открытой одноплатной конструкции особое внимание при разработке было обращено на обеспечение теплового режима, при этом учитывались высота компонентов, их размещение и ориентация. В результате модули серии iQG совместимы со всеми способами охлаждения, включая контактный способ передачи тепла, конвекционное и естественное воздушное охлаждение. Новая серия преобразователей характеризуются замечательными тепловыми показателями при работе с охлаждающим вентилятором во всём диапазоне рабочих температур от -40 до $+125^{\circ}\text{C}$. Кроме того, запатентованная компанией TDK-Lambda схема управления ASIC, обеспечивающая значительное сокращение числа компонентов, а также увеличенную надёжность и меньшую стоимость, предлагает серию iQG в качестве замены или усовершенствования в существующих применениях.



Стандартными свойствами являются фиксированная частота преобразования, гальваническая развязка входных и выходных цепей (постоянное напряжение 1500 В), дистанционное включение/выключение (сигнал отрицательной полярности), а также самовосстановление после устранения причин перегрузки по току и перегрева. Как опции предлагаются защита от перенапряжения с самовосстановлением, положительный сигнал включения/выключения и исполнение на плате без металлического основания.

www.prosoft.ru

Тел.: (495) 234-0636

Новости российского рынка

DC/DC-преобразователь серии MHP270 с улучшенными динамическими характеристиками

Подразделение силовой электроники Crane Electronics, являющееся подразделением компании Crane, модернизировало DC/DC-преобразователь серии MHP270, значительно улучшив его технические параметры.

Модуль выпускается под торговой маркой Interpoint и предназначен для работы от высоковольтных промежуточных сетей постоянного напряжения. DC/DC-преобразователи и помехоподавляющие фильтры с проверен-



ными техническими характеристиками, предлагаемые под торговой маркой Interpoint, предназначены для эксплуатации в жестких условиях космического пространства, в бортовом оборудовании гражданских самолетов, в промышленных технологиях, предъявляющих повышенные требования к надёжности. Высокое входное напряжение 270 В, высокое значение удельной мощности, небольшие габариты и малый вес – приоритетные параметры, определяющие выбор заказчиков подобной продукции.

Производитель переработал DC/DC-преобразователь MHP270, уделив основное внимание улучшению динамических характеристик при параллельной работе нескольких модулей. DC/DC-преобразователь серии MHP270 может применяться совместно с помехоподавляющим фильтром FME270, предназначенным для подавления пульсаций тока на входе в соответствии с требованиями стандарта MIL-STD-461C. Улучшены и динамические показатели при емкостной нагрузке. Усовершенствованный модуль способен работать при нагрузках до 5000 мкФ без влияния на другие технические показатели, что повышает надёжность изделия.

Обновлённый DC/DC-преобразователь серии MHP270 характеризуется не только лучшими динамическими характеристиками при параллельной работе и большей емкостной нагрузочной способностью, но и более короткими сроками поставки. Сроки поставки усовершенствованных DC/DC-преобразователей MHP270 – семь недель.

www.prosoft.ru
Тел.: (495) 234-0636

Серия МТС популярных DC/DC-преобразователей расширена моделями с выходными мощностями 75 и 150 Вт

Компания XP Power включила в состав популярной серии МТС DC/DC-преобразователей, выполненных по COTS-технологии, новые модели МТС75 и МТС150. Полностью герметизированные DC/DC-преобразователи с выходными мощностями 66...150 Вт созданы для применения в военных и авиационных платформах с номинальными напряжениями бортовой сети 12, 24 или 28 В. Новые 75-Вт и 150-Вт модули доступны с выходными напряжениями 3,3; 5; 12; 15 и 28 В, а двухканальные модели обеспечивают на выходе ± 12 или ± 15 В. Все модели оснащены функцией дистанционного включения/выключения, регулировкой выходного напряжения, внешней синхронизацией а также сигналом перегрева. Кроме того, одноканальные модели обладают внешней обратной связью и функцией равномерного распределения тока нагрузки.

Модули предназначены для работы от сетей постоянного тока с диапазонами напряжения 10...40 В (но способны выдерживать импульсные напряжения 50 В длительностью 100 мс) и соответствуют требованиям стандарта MIL-STD-704B-F к входному напряжению без применения дополнительной фильтрации. При использовании на входе преобразователей модулей подавления импульсных напряжений серий DSF и FCO обеспечивается соответствие требованиям, установленным стандартами MIL-STD175/A/B/C/D и MIL-STD 704A к импульсным напряжениям в сетях питания постоянного напряжения, а по кондуктивным помехам и стойкости к воздействию помех модули отвечают требованиям стандарта MIL-STD 461E/F.

Модули герметизированы специальным компаундом, который остаётся пластичным даже при температуре -55°C : по стойкости к воздействию внешних факторов среды (удар, вибрация, влажность, предельные температуры, соляной туман и пониженной давлении) модули соответствуют требованиям, установленным стандартом MIL-STD 810F.

Модули МТС75 и МТС150 работоспособны в диапазоне температур $-40...+100^{\circ}\text{C}$, включение модулей возможно при температуре -55°C .

Модули серий МТС75 и МТС150 характеризуются средним временем между двумя последовательными отказами (MTBF) более 1 млн. ч.

www.prosoft.ru
Тел.: (495) 234-0636

Новый широкий ряд помехоподавляющих фильтров серии R от TDK-Lambda

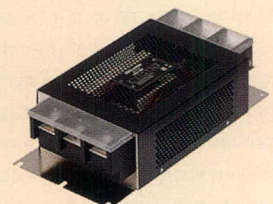
Для уменьшения помех, распространяющихся по цепям питания, устранения высокочастотных связей, подавления широкополосных помех и защиты устройств, чувствительных к помехам, применяются помехоподавляющие фильтры. Новая серия R, которую начала производить компания TDK-Lambda, включает широкий ряд моделей в металлических корпусах, обеспечивающих подавление симметричных и несимметричных помех. Эти низкопрофильные модули дают возможность разработчикам систем избежать проблем механической совместимости фильтра и электрических характеристик при разработке конструкций OEM-оборудования.

Фильтры выпускаются для применения в однофазных и трёхфазных сетях. Номинальные значения тока сетевого напряжения фильтров, предназначенных для работы в однофазных сетях, составляют 0,5...300 А при напряжении сети до 250 В (переменный ток или постоянный ток); ток утечки составляет 1 мА. Доступны модели с низкими значениями тока утечки на землю 10 мкА при сетевом напряжении 250 В (частота сети 60 Гц).

Для фильтров серии R, предназначенных для работы в трёхфазных сетях, номинальные значения токов простираются в диапазоне 6...1000 А при напряжении сети 500 В (переменный ток) или 500 В (постоянный ток). Максимальное значение тока утечки на землю не превышает 2,5 мА при 250 В (переменный ток, частота 60 Гц) или 5 мА при 500 В (переменный ток, частота 60 Гц).

Для упрощения монтажа многие модели могут быть заказаны с проволочными выводами, с лепестковыми зажимами или контактами с невыпадающими винтами. Многие модели с номинальным значением тока до 30 А предлагаются для монтажа на шасси и на DIN-рейку (модели с винтовыми зажимами). Фильтры предназначены для работы в диапазоне рабочих температур от -25 до $+85^{\circ}\text{C}$.

Однозвенные и двухзвенные помехоподавляющие фильтры серии R обеспечивают высокий коэффициент ослабления в диапазоне частот 150 кГц...30 МГц. Кроме этого, некоторые модели характеризуются



Новости российского рынка

высоким значением коэффициента ослабления импульсов напряжения для ограничения импульсов напряжения в сети от проникновения в электрооборудование или генерируемого оборудованием.

www.prosoft.ru

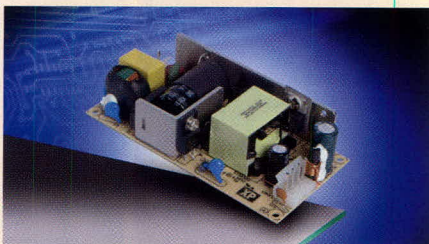
Тел.: (495) 234-0636

XP Power расширяет продуктовую линейку источников питания, предназначенных для крупномасштабного производства

Компания XP Power анонсировала одноканальные 60-Вт источники питания AC/DC серии VCT60, первые в ряду марки V недорогих источников питания. Модули питания с габаритами 50,8 × 101 × 24,1 мм устанавливаются в конструктивы 1U и являются идеальными для разработчиков, нуждающихся в экономичном источнике питания, который может быть установлен на стандартную площадь 2 × 4 дюйма.

Первое изделие в семействе 60-Вт серии VCT включает 10 одноканальных моделей, которые обеспечивают широко распространённые напряжения +5...30 В. В режиме холостого хода источники потребляют менее 0,5 Вт, использование VCT60 соответствует международно признанному законодательству по энергосбережению.

Выпуск продукции под брендом V даст возможность проникнуть на новые рынки, где надёжность и эксплуатационные каче-



ства являются критически важными, но большие объёмы требуют продукта с более низкой стоимостью. Это системы аварийной сигнализации, системы управления дверями, оборудование торговых точек, торговые автоматы, сетевое оборудование и бытовое оборудование низкого класса. Традиционные рынки, на которых работает компания XP Power, будут обслуживаться продукцией из текущей номенклатуры. В течение нескольких ближайших месяцев компания планирует начать выпуск источников питания открытого исполнения для монтажа на шасси, на печатную плату и выносных блоков под брендом V-Brand, которые разработаны с учётом массового применения.

Источники питания VCT60 способны обеспечивать в нагрузке 125% номинальной мощности в течение 30 с. Следовательно, разработчики не должны закладывать в проекты модули с более высокими мощностями, когда дополнительная мощность требуется только на короткие промежутки времени. Это экономит место и уменьшает стоимость.

Диапазон рабочих температур –10...+70°C; при конвекционном отводе тепла модули серии VCT60 способны обеспечить в нагрузке полную мощность при температурах до +50°C. Не требуется применение дополнительных теплоотводов или принудительного воздушного охлаждения; уменьшается объём и стоимость дополнительных компонентов системы охлаждения.

Модули питания соответствуют требованиям стандарта EN55022 (уровень В) к кондуктивным помехам и помехозащите без необходимости в дополнительных фильтрующих компонентах.

Стандартными функциями являются защита от перенапряжения, перегрузки по току, защита от короткого замыкания.

www.prosoft.ru

Тел.: (495) 234-0636

Новые микросхемы AS3502 – снижение уровня внешнего шума в 10 раз!

Компания Austriamicrosystems представила микросхему AS3502 для системы активного шумоподавления в стереонаушниках.

Принцип работы активного подавления шума заключается в захвате внешнего шумового фона с помощью двух микрофонов и направления его в наушники в противофазе. Применение новых микросхем обеспечивает уменьшение внешнего звукового фона на 20 дБ, т.е. в 10 раз. Наушники с такой микросхемой позволяют слушать музыку в шумных местах, не включая высокую громкость и не травмируя слух.

Микросхемы работают при напряжении питания 1,0...1,8 В и имеют собственный ток потребления 0,6 мА, что делает возможным использование для работы одного элемента питания AA или AAA. Маленькие габариты микросхемы, небольшое количество внешних компонентов и низкое напряжение питания позволяют встраивать активную систему подавления шума в наушники. Возможен режим работы, при котором громкость сигнала, поступающего на линейный вход, уменьшается, а окружающие звуки – усиливаются. Режим позволяет прослушивать информационные сообщения в общественных местах, не снимая наушников.



Приобрести микросхемы AS3502 можно у официального дистрибьютора Austriamicrosystems – компании ПРОСОФТ.

www.prosoft.ru

Тел.: (495) 234-0636

Инструменты и оборудование

Новые импульсные генераторы от Picosecond Pulse Labs

Компания Picosecond Pulse Labs выпустила новую серию импульсных генераторов премиум-класса с диапазоном частот: от 0,001 Гц до 165 МГц для генераторов серии 12000, от 15 до 800 МГц для генераторов серии 12010, от 15 до 1600 МГц для генераторов серии 12020. Каждая серия генераторов включает в себя одно- и двухканальные модели. Генераторы имеют возможность регулирования периода повторения, длительности им-

пульса и времени нарастания или спада фронтов импульса. Генераторы имеют дополнительные режимы: формирования пакетов, свипирования по амплитуде или длительности импульса и режим формирования псевдослучайных двоичных последовательностей (ПСДП) или последовательностей, заданных пользователем. Двухканальные модели имеют воз-



можность независимого формирования импульсных сигналов и последовательностей на выходе каждого из каналов. Возможность сложения сигналов на двух каналах позволяет формировать сложные сигналы, а также увеличить амплитуду выходного сигнала в 2 раза.

Для генераторов 12010-1-j, 12010-2-j, 12020-1-j и 12020-2-j предлагается опция управления джиттером.

Все генераторы имеют возможность дистанционного управления по интерфейсам GPIB или USB.

www.prist.ru

Тел.: (495) 777-5591

Межплатные соединители нового поколения

Дмитрий Гаманюк (г. Саратов)

Описана новая технология высоконадёжного электрического соединения блочных элементов конструкции РЭА на подвижных объектах. Приведены результаты испытаний соединителей при различных внешних воздействиях.

Новые соединительные системы не требуют пайки при монтаже и эксплуатации и предназначены для использования непосредственно на печатной плате. Это – коммутирующие устройства HyperGrid и HyperStac, разрабо-

танные и производимые компанией Hypertronics corporation.

С точки зрения решаемых задач, это соединители, обеспечивающие разъёмное электрическое соединение высокой плотности при минимальных габаритах. За счёт оригинальной конструкции контакта, соединение получается высокостабильным и позволяет использовать аппаратуру на высоконадежных, динамичных объектах. Области применения соединителей пересекаются, но HyperGrid позволяет создавать конструкции меньшего размера и обладает большими возможностями для получения специальных конфигураций. В свою очередь, соединители HyperStac позволяют передавать более мощные сигналы.

Схема контактного устройства представлена на рис. 1.

Соединители HyperGrid реализуют ту же идею, но имеют несколько иную конструкцию. Упругим элементом здесь является вертикальная пружина, создающая прижимное усилие контактных пар (см. рис. 2). Пружины достаточно миниатюрны: их длина меньше миллиметра, диаметр проволоки – порядка 0,05 мм. Количество пружин, их расположение и модуль упругости могут быть различными. Вертикально установленные пружины собираются в прямоугольные модули – матрицы, отсюда и дословный перевод названия соединения – гиперсетка. Сверху и снизу к сетке подходят рабочие платы, на которых и располагаются коммутируемые приборы. Крепление конструкции осуществляется винтами, которые и задают прижимное усилие к контактным площадкам (см. рис. 3).

ТЕОРЕТИЧЕСКОЕ ОБОСНОВАНИЕ ПРЕИМУЩЕСТВ МАТРИЧНЫХ СОЕДИНИТЕЛЕЙ

Основным параметром, характеризующим качество электрического соединителя, является величина его полного электрического сопротивления. Сам соединитель обычно рассматривают как пару соприкасающихся элементов конструкции или контактную пару. Значение полного сопротивления контакта определяется как сумма поверхностного и переходного сопротивления, или сопротивления стягивания [1]:

$$R_k = R_{\text{п}} + R_{\text{пер}} \quad (1)$$

Третье составляющее – сопротивление токоведущих материалов, находящихся между точками присоединения хвостовиков контактов и основными электрическими цепями, целиком зависит от материала и технологии изготовления контакта и напрямую не характеризует сам соединитель.

Поверхностное сопротивление возникает из-за наличия на контактной паре поверхностных плёнок, имеющих, как правило, термохимическую

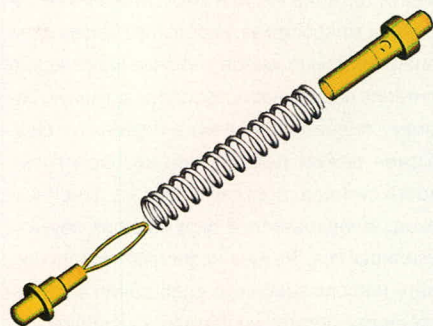


Рис. 1. Конструкция соединителя Hyperstac

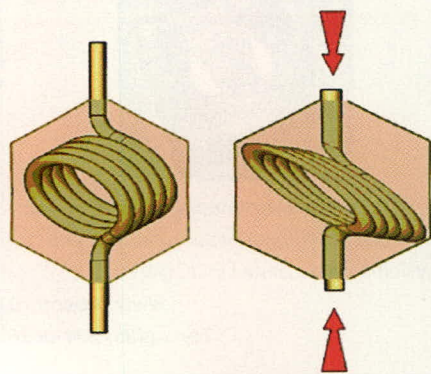


Рис. 2. Внешний вид упругого элемента HyperGrid и его деформация при контакте

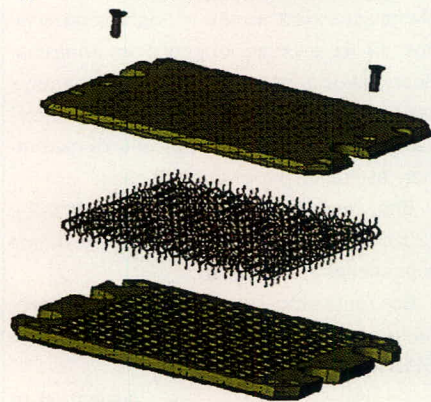


Рис. 3. Внешний вид соединителя HyperGrid

ОПИСАНИЕ КОНСТРУКЦИИ

Идея создания бесперебойного контактирования достаточно проста. В её основе лежит принцип постоянного демпфирования внешних механических факторов с помощью упругих элементов – пружин. Упругость пружин рассчитывается и подбирается таким образом, что в эксплуатационном диапазоне частот их усилия хватает для обеспечения постоянства площади контактирования. Соединительное устройство HyperStac состоит из двух половин: корпусной части, внутри которой размещены штыревой (с контактом в виде проволочной петли) и обычный гнездовой контакты. Последний постоянно подпружинивается внутренней пружиной, расположенной вокруг контактной пары. При этом противоположные части контактной пары выступают над поверхностью соединительного устройства. Именно к этим, тыльным сторонам контактов и осуществляется коммутация электрических линий, в общем случае – контактных площадок на печатной плате.

природу. Воздушные зазоры между элементами контактной пары и их нагрев при эксплуатации соединителя приводят к взаимодействию молекул металла и газа, в результате которого рабочая поверхность контакта покрывается плёнкой. Толщина плёнки пропорциональна времени работы, температуре и площади взаимодействия металла и газа. Аналитически величина сопротивления поверхностных плёнок R_{Π} определяется выражением [2]:

$$R_{\Pi} = \rho_{\text{пл}} / \pi r^2, \quad (2)$$

где $\rho_{\text{пл}}$ – удельное сопротивление плёнки, Ом/м²; r – радиус контактной поверхности, м.

Знаменатель выражения (2) определяет площадь контактирующих поверхностей. Поэтому величина поверхностного сопротивления обратно пропорциональна площади контактирующих поверхностей и не зависит от их формы. Удельное же сопротивление плёнки зависит от металла, из которого сделана контактная пара, и условий эксплуатации соединителя.

Если проанализировать конструкцию соединителей HyperGrid и HyperStac, видно, что обеспечение максимума контактирующей поверхности на единицу площади всего соединителя, за счет её постоянного подпружинивания, уменьшает величину поверхностного сопротивления. Кроме того, постоянное соприкосновение контактной пары уменьшает воздушные зазоры и, как следствие, замедляет процесс образования поверхностных плёнок.

Вторым слагаемым выражения (1) является переходное сопротивление, которое возникает вследствие шероховатости поверхностей контактной пары. Из-за этого электрический ток протекает не равномерно по всей поверхности, а «стягивается» к зонам с максимальным прилеганием, а значит, и меньшим сопротивлением. Таким образом, существуют два равноправных названия одного понятия – сопротивление стягивания и переходное сопротивление – переход тока от одной части разъёма к другой. На практике для оценки величины переходного сопротивления используют следующее выражение [2]:

$$R_{\text{пер}} = c \rho \frac{\sqrt{H_B}}{P_K^b}, \quad (3)$$

где c – коэффициент, определяемый чистотой и состоянием поверхности.

При высоте микронеровностей $h_n = 10 \dots 20$ мкм $c = 2$, при достаточно чисто обработанной поверхности ($h_n = 3 \dots 0,8$ мкм) $c = 1$; ρ – удельное электрическое сопротивление контактного материала, Ом/м; H_B – поверхностная твердость по Бринеллю; P_K – усилие контактного нажатия; b – показатель, определяемый характером деформации контактной пары, вида и формы контактных площадок. При контактировании по плоскости $b = 2$. При других формах контакта этот показатель меньше единицы.

Из выражения (3) видно, что переходное сопротивление соединителя тем меньше, чем больше усилие контактного нажатия. Конструкция представленных соединителей обеспечивает значительное усилие контактного соединения за счёт использования потенциальной энергии упругих элементов – пружин. Поэтому в зарубежной литературе это называется «технологией избыточного контакта».

Более важно то, что конструкция соединителей HyperGrid и HyperStac обеспечивает постоянство знаменателей выражений (2) и (3). Это, при условии соблюдения технологической дисциплины производства, обеспечивает постоянство переходного и поверхностного сопротивлений, а следовательно, и всего контактного сопротивления. Из закона Ома известно, что изменение сопротивления при неизменном напряжении влечёт изменение величины протекающего в проводнике тока. В свою очередь, изменение тока в проводнике вызывает явление самоиндукции, э.д.с. которой определяется [3] как

$$\varepsilon = -L \frac{\Delta i}{\Delta t}, \quad (4)$$

где ε – э.д.с. самоиндукции; L – коэффициент самоиндукции (зависит от формы и размеров проводника и от среды); $\Delta i / \Delta t$ – скорость изменения тока.

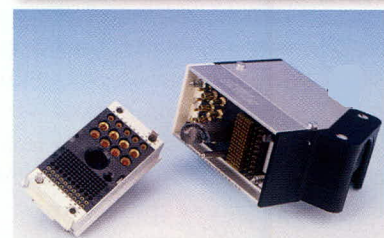
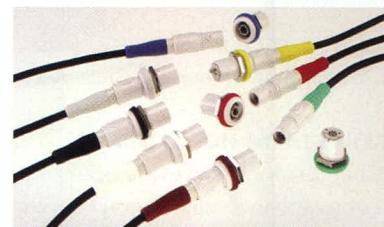
При минимальном изменении сопротивления величина тока относительно постоянна и э.д.с. самоиндукции стремится к нулю. Этому способствует и уникальная форма токоведущих частей соединителей. В реальных изделиях при толщине контактирующей пружины 0,5 мм индуктивность составляет всего 0,5 нГн. Практическое отсутствие в соединителях явления самоиндукции означает отсутствие генерации паразитных сигналов, помех и шумов. Это чрезвычайно важно при коммутации высокоточных импульсных сигналов.

ЗАО «ПЭК» является официальным дистрибьютором Hypertronics В России
www.pec.spb.ru



HYPERTAC
HYPERTRONICS

Компания Hypertronics ведущий мировой производитель высоконадежных соединителей с гиперболоидным контактом



Все разъемы изготавливаются по технологии с использованием гиперболоидного гнезда, преимуществами которой являются:

- полное отсутствие дрейфа контактов;
- малое усилие сочленения;
- количество циклов соединения ~ 100 000;
- сопротивление контактов < 5 мОм (Dконтакта=0.6 мм, 4А);
- стабильность электрических параметров контакта при эксплуатации в жестких условиях (перепад температур, вибрация, удары).

ЗАО «ПЭК»

г. С-Петербург, ул. Заставская, д. 32, лит.А
тел: +7 (812) 346 70 75
факс: +7 (812) 365 65 88
e-mail: pec@pec.spb.ru

г. Москва, Щелковское шоссе, д. 2
тел: +7 (495) 730 04 64
факс: +7 (495) 730 04 65
e-mail: sales@pec.spb.ru



Рис. 4. Прогноз развития рынка матричных соединителей

РЕЗУЛЬТАТЫ ИСПЫТАНИЙ

Выше было показано влияние усилия контактного нажатия на характеристики всего соединителя в целом. Известно также [1], что в контактах с аналогичными характеристиками прижимное усилие для посеребрённых проводящих частей должно быть больше в 15 раз, а для проводящих частей из вольфрама – в 70 раз больше, чем у контактов из золота. Возможность задавать усилие контактирования позволяет использовать в соединителях этого класса более дешёвые токопроводящие материалы.

Конструкция представляемых изделий позволяет реализовывать соединители различных габаритов, что делает их применимыми практически во всех отраслях техники. Возможность изменять модуль упругости и коэффициент жёсткости пружин позволяет добиваться широкого изменения характеристик соединителей. Наборная конструкция в виде некоторого числа

контактирующих площадок позволяет создавать соединители как различных стандартов и конфигураций, так и для единичных решений.

Новая конструкция контакта подвергалась испытаниям на стойкость, устойчивость и прочность к воздействию механических и климатических факторов окружающей среды. Испытания были проведены на основе стандартов группы EIA 364, пп. 27, 28. Изделия подвергались воздействию синусоидальной вибрации и механическим ударам. Результаты испытаний соединителей HyperGrid приведены в таблице 1. Анализ данной таблицы показывает высокую стабильность и постоянство значения электрического сопротивления соединителей во время механических воздействий. Так, изменения абсолютной величины сопротивления не превышают нескольких единиц мОм.

Изделия, выполненные по технологии HyperStac, подвергались более широкому спектру внешних воздействий:

- синусоидальной вибрации в диапазоне частот 10...2000 Гц с амплитудой колебаний 1,5 мм и ускорением 20g;
- случайной вибрации в диапазоне частот 20...2500 Гц с ускорением 90,2 м/с² в течение 10 с;
- механическим ударам с ускорением 600g в течение 0,4 мс;
- климатическим воздействиям:
 - циклическим изменениям температуры от -55 до +125°С в течение 56 дней;
 - повышенной температуре +125°С в течение 1000 ч;
 - солевому туману в течение 96 ч по стандарту CEI 68-2-11 (NF C 20-711);
 - повышенной влажности в течение 56 суток в соответствии со стандартом CEI 68-2-30 (NF C 20-703).

В процессе указанных воздействий изделия сохраняли работоспособность, а интервалы потери контактирования не превышали 20 нс.

ВОЗМОЖНЫЕ ПРИМЕНЕНИЯ ТЕХНОЛОГИИ И СУЩЕСТВУЮЩИЕ ИЗДЕЛИЯ

В настоящее время выпускаемые по технологии HyperGrid соединители имеют диаметр оснований упругих элементов 0,5; 0,75 мм; 1 и 1,27 мм. Это даёт возможность строить разнообразные соединители, отличающиеся как габаритами, так и электрическими параметрами. Характеристики существующих типов соединителей HyperGrid сведены в таблицу 2.

Продукты HyperStac выпускаются с высотой изолятора 7,8 и 15,2 мм и шагом 1,9 мм между контактами и 1,52 мм – между линиями контактов. Опираясь на данные базовые параметры, возможно создание заказных конфигураций. Электрические характеристики: рабочее напряжение 160 В; электрическая прочность изоляции 640 В; номинальный ток 1 А; электрическое сопротивление при пониженном атмосферном давлении 350 мм рт. ст. составляет 25 мОм при токе 10 мА.

Анализ возможного применения нового изделия, проведённый компанией – разработчиком и производителем (см. рис. 4), – показывает, что значительная доля продукции предназначена для традиционных областей применения, где требуется высокая надёжность в сочетании с противостоянием внешним воздействующим факторам (военная техника, медицина и транспорт). На технологическое оборудование отводится 33% предполагаемого рынка сбыта.

Таблица 1. Результаты испытаний соединителей HyperGrid при воздействии механических факторов

Тип соединителя/воздействие	RC 10-05		RC 12-06	
	Сопротивление, мОм		Сопротивление, мОм	
	среднее	стандарт	среднее	стандарт
Синусоидальная вибрация	71,7	8,4	51,7	3,3
Механические удары	71,2	6,9	53,6	5,8

Таблица 2. Характеристики изделий HyperGrid

Тип контакта, мм/ номинальное значение тока, А	Прижимное усилие, г	Рабочая высота упругого элемента, мм	Полный ход сжатия, мм	Рекомендуемый ход сжатия упругого элемента, мм	Свободная длина упругого элемента, мм
0,5/1,0	20	0,81	0,15	0,10	0,91
0,8/1,5	25	1,65	0,25	0,18	1,75
1,0/2,0	30	2,03	0,38	0,25	2,29
1,27/2,5	35	2,28	0,51	0,38	2,67

Возможность работы без пайки с электрорadioизделиями (ЭРИ) на стадии их подготовки к основному монтажу (программирование микросхем) значительно сокращает продолжительность технологического процесса. На основе соединителей HyperGrid можно создать конструкцию для установки микросхем в любых корпусах поверхностным монтажом, без применения пайки. На рис. 5 показан соединитель HyperGrid, не использующий пайку. Зелёным цветом обозначена зона упругих элементов, коричневым – зона накопителей, контактирующих с ЭРИ.

Используя множество упругих элементов матричных соединителей, можно организовать разъёмное соединение печатной платы с гибким полиамидным шлейфом (см. рис. 6). Матрица упругих элементов HyperGrid (снизу) надёжно контактирует с токопроводящими медными дорожками гибкого шлейфа. Это позволяет упростить компоновку блоков РЭА и уменьшить массогабаритные характеристики приборов.

Одним из перспективных направлений использования технологии матричных соединителей является создание на их основе колодок для электрического соединения – так на-

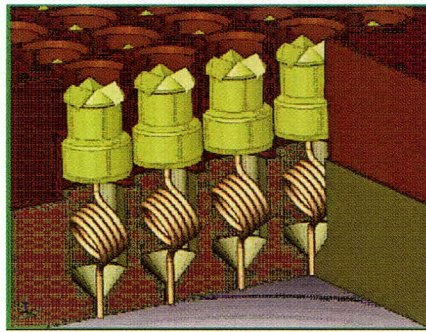


Рис. 5. Технология HyperGrid для соединителей без применения пайки

зываемых рельефных плат. Рельефные платы являются перспективным направлением конструирования РЭА, позволяющим снизить массогабаритные характеристики приборов за счёт использования блочно-модульной конструкции. Предполагается, что колодки должны состоять из набора упругих элементов, расположенных с определённым шагом.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Технологии соединения HyperGrid и HyperStac являются новыми и перспективными для России. Их использование в РЭА на подвижных объектах и технологическом оборудовании позволит обеспечить надёжную

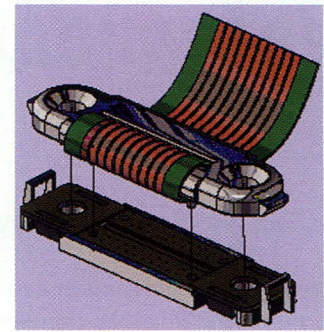


Рис. 6. Соединение HyperGrid с гибким полиамидным шлейфом

коммутиацию и беспомеховую передачу сигналов. Внешние воздействия, которым подвергались изделия HyperGrid и HyperStac, и полученные при этом результаты говорят о возможности быстрой сертификации этих соединителей в России.

ЛИТЕРАТУРА

1. Широкоев А.М. Основы надёжности и эксплуатации электронной аппаратуры. Наука и техника, Минск, 1965.
2. Ляцкий В.Ф., Мурадян О.Б. Электрические соединители, справочник. Радио и связь, 1988.
3. Кошкин Н.И., Ширкевич М.Г. Справочник по элементарной физике. Наука, 1976.
4. www.hypertronics.com.

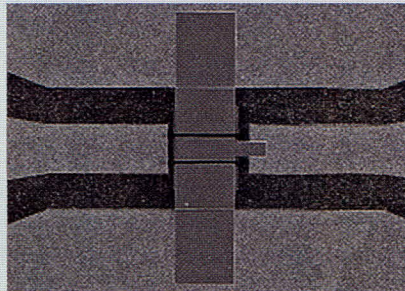


Новости мира News of the World Новости мира

Получен алмазный 50-нм транзистор

В числе кандидатов на роль возможной замены кремнию, который используется сегодня для изготовления большинства интегральных микросхем, применяющихся главным образом в вычислительной технике, присутствуют не только углеродные нанотрубки и листы графена. Ещё одним многообещающим материалом является алмаз, тем более что исследователям уже удавалось создавать алмазные транзисторы – японские учёные, сотрудники NTT, смогли сконструировать транзистор с алмазным затвором толщиной всего 100 нм. Совсем недавно появилась информация, что сотрудникам Университета Глазго удалось существенно улучшить технологию изготовления аналогичных наноструктур.

Начиная с 1947 г., года изобретения транзистора, подобные устройства изготавливались на основе либо кремния – главным образом, вычислительная техника, – либо арсенида галлия, более подходящего для радиочастотных ИС. Это обусловлено рядом достоинств и недостатков указанных полупроводниковых материалов, которых, оказывается, лишён алмаз. Согласно отчёту



исследователей Университета Глазго, им удалось создать алмазный транзистор, ширина затвора которого составляет 50 нм – наилучший на текущий момент результат. Необходимость в снижении толщины затвора транзистора обусловлена повышением его скоростных характеристик, а значит, и производительности интегральных микросхем.

В свою очередь, «алмазная» электроника приведёт к развитию совершенно новых технологий, например, «терагерцевое сканирование» и автомобильные системы определения и подсчёта столкновений. В первом случае имеются в виду системы сканирования материалов и объектов при помощи электромагнитных волн частотой несколько терагерц. Это соответствует верхней границе диапазона микроволн и нижней границе ин-

фрактрасного излучения. Электромагнитные терагерцевые волны абсолютно безопасны для здоровья человека, а значит, могут найти широкое применение в таких устройствах, как сканеры безопасности, позволяющие обнаружить оружие под одеждой, или новое поколение медицинских сканеров. Что касается систем автомобильной безопасности, то «алмазная» электроника может лечь в основу автомобильных радаров. Такие устройства смогут определять наличие объектов в опасной близости от автомобиля и заранее дать команду для активации систем безопасности транспортного средства.

Такая область применения диктует свои требования к интегральным микросхемам, которые должны отличаться не только высокой производительностью, но и стабильной работой в самых тяжёлых условиях. Этим требованиям и отвечает электроника на основе «алмазных» транзисторов. Если же у читателя закрадутся сомнения по поводу высокой стоимости подобных устройств, то спешим его информировать – в данном случае применяются искусственные алмазы, полученные методом химического осаждения из паровой фазы.

physorg.com

Светодиоды Samsung

Антон Зенков (Санкт-Петербург)

Недавно Samsung официально объявил о создании нового подразделения, которое ориентировано на выпуск светодиодов – Samsung LED. В статье приводится краткий обзор светодиодов средней и большой мощности производства Samsung с указанием основных технических характеристик.

Samsung начал изготавливать светодиоды ещё в 1995 г., и все они устанавливались в телевизорах, холодильниках и другой бытовой технике, выпускаемой под собственным брендом. Именно поэтому светодиоды под маркой Samsung почти не

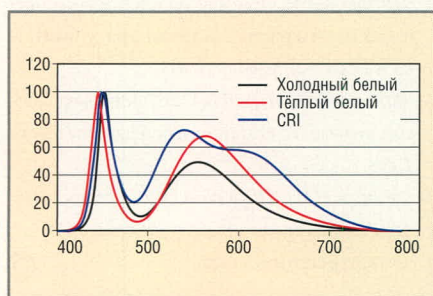


Рис. 1. Спектральные характеристики

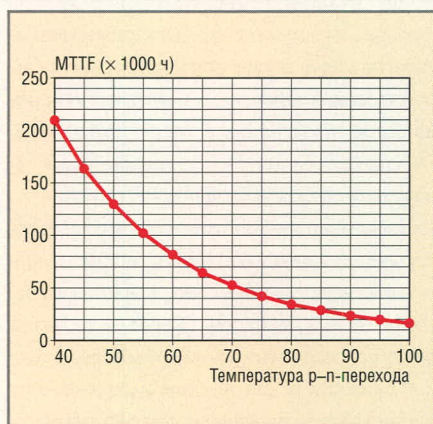


Рис. 2. MTTF в зависимости от температуры p-n-перехода

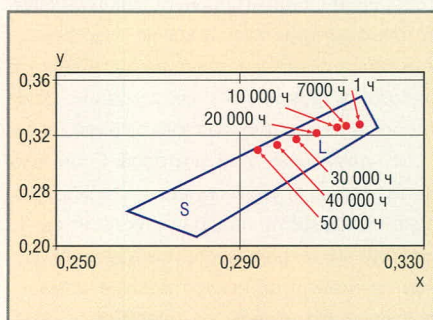


Рис. 3. Сдвиг по осям цветовых координат в зависимости от времени наработки

были известны на мировом рынке ЭК. На сегодняшний день Samsung Electro-Mechanics (SEM) обладает большими производственными мощностями по производству светодиодов – это две фабрики: в Корее и в Китае. Всё оборудование и технологии будут переданы в новое предприятие Samsung LED. Поскольку основой идеологии Samsung является концепция лидерства, то в ближайшие четыре года корпорация намерена вложить в производство, развитие и продвижение светодиодной продукции один миллиард долларов. Часть заводов, производящих микросхемы памяти, будет переоборудована под светодиодное производство. Огромные финансовые возможности позволяют Samsung привлекать на службу лучших учёных и разработчиков со всего мира, в частности, и из России. Наличие полного цикла производства: гетероструктуры, кристаллы, люминофор, корпуса – даёт возможность предлагать чрезвычайно конкурентные цены на выпускаемую продукцию.

В настоящее время Samsung располагает технологиями по эпитаксии нитрида галлия на сапфировые подложки. Серийно выпускаются мощные диоды со световой отдачей 90 лм/Вт, но в плане на третий квартал 2009 г. намечено производство диодов со световой отдачей 110 лм/Вт и в первом квартале 2010 г. – 120 лм/Вт.

На заводах SEM изготавливаются SMD-светодиоды в корпусах 5,2 × 5,2; 3,2 × 2,8; 2,1 × 2,1 и 1,6 × 1,6 мм всех цветов видимого спектра, малой и средней мощности, а также светодиоды мощностью 1 и 3 Вт серий Sunnix-5. Новинкой являются двухваттные светодиоды Sunnix-6. Это многокристальные светодиоды, в состав которых входят три параллельно соединённые

группы кристаллов, причём каждая группа состоит из трёх последовательно соединённых кристаллов. Тепловое сопротивление корпуса 629-й серии не более 6°С/Вт, а стоимость одного люмена светового потока составляет всего 70 коп.

Есть ещё одна особенность светодиодов Samsung, которая может быть интересна разработчикам и производителям освещения для медицинского оборудования и ювелирных украшений, – высокий индекс цветопередачи (CRI). Samsung разработал собственные люминофоры, которые дают возможность наиболее естественно передавать цвета освещаемых предметов. Все светодиоды серии Sunnix делятся на группы по цветовым температурам: холодный белый и тёплый белый. Samsung предоставляет возможность заказа продукции под определённым BIN-кодом, то есть необходимой клиенту цветовой температуры.

Из графика на рис. 1 видно, как отличаются спектральные характеристики светодиодов с холодным белым, тёплым белым цветом свечения и диода с высоким CRI. Светодиод холодного белого цвета на длине волны в 500 нм имеет силу света всего лишь 10% от общего значения, а у светодиода с высоким CRI этот же параметр составляет уже 20%.

Если взглянуть на светодиод Cree XR-E, то можно увидеть, что люминофором покрыт только кристалл. Видимо, поэтому пятно света от диодов, выполненных по подобной технологии, имеет явно выраженный синий ободок. В сериях Sunnix люминофором покрыта практически вся нижняя часть рефлектора, к тому же в силиконовое покрытие над кристаллом введен диспергатор, поэтому излучаемый этой серией диодов свет более приятен для восприятия человеческим глазом.

В табл. 1 приведены типовые характеристики некоторых светодиодов серий Sunnix-5 и Sunnix-6. Угол излучения в 55° у светодиодов Sunnix-5 и 120° у Sunnix-6 формирует первичная оптика, изготовленная из силикона. В то же время у Sunnix-5 с углом из-

лучения 120° нет линзы, их поверхность плоская. Запатентованные корпуса мощных светодиодов состоят из покрытого серебром медного основания и жаропрочного полимера. Параллельно кристаллам включены стабилитроны, а тоководы изготовлены из золота. Благодаря такому сочетанию материалов светодиоды Samsung обладают высокой надёжностью и долгим сроком службы.

Как уже было упомянуто в начале статьи, помимо мощных, SEM выпускает SMD-светодиоды, из которых следует выделить наиболее популярную 815-ю серию с тремя кристаллами в корпусе размером 5,2 × 5,2 мм и шестью выводами. Данная серия применяется в светодиодных модулях Samsung для освещения офисных помещений, а также в светодиодных линейках. В табл. 2 представлены основные характеристики светодиода SLSNNWH815TS. Результаты испытаний по деградации этого светодиода размещены в табл. 3.

Из табл. 3 видно, что после 7000 ч непрерывной работы падение светового потока составило всего 4,8% от первоначального. Так как практическим путём невозможно вычислить точный срок службы светодиода методом постоянного включения, к примеру, на 100 000 ч, то используется метод экстраполяции путём расчётов MTTF (Mean Time To Failure – среднее время наработки на отказ). В нашем случае отказом считается падение светового потока светодиода на 50% от первоначального.

Из графика на рис. 2 видно, что световой поток светодиода упадёт на 50% через 50 тыс. ч при температуре р-п-перехода 70°C, а при температуре 55°C – через 100 тыс. ч. Продолжительность срока службы – это только один из основных признаков надёжности светодиода. Второй важный показатель – стабильность цветовых характеристик, которая напрямую зависит от качества кристалла и люминофора. Со временем при эксплуатации светодиода происходят изменения этих компонентов, которые приводят к смещению спектра излучаемого цвета. На рис. 3 можно проследить изменение цветовых характеристик при непрерывной работе светодиода SLSNNWH815TS с цветовой температурой 6000–8200 К. Через 50 000 часов цветовая температура сдвинется в сторону более холодной на 7,1% от первоначальной. Из

Таблица 1. Основные характеристики светодиодов Supnix





Наименование	Ток, мА	Напряжение, В	Световой поток, лм	Цвет	Угол излучения, град.	Мощность, Вт	Фото
WH531N0	700	3,8	160	Холодный белый	55	3	
WH629T0	180	10	140	Холодный белый	120	2	
WH511N0	350	3,6	90	Холодный белый	120	1	
WW511T0	350	3,6	80	Тёплый белый	55	1	

Таблица 2. Типовые характеристики светодиода SLSNNWH815TS


Наименование	Ток, мА	Напряжение, В	Сила света, кд	Световой поток, лм	Диапазон рабочих температур, °С	Фото
SLSNNWH815TS	3 × 20	3,4	5,2	14,5	-30...+85	

Таблица 3. Зависимость светового потока от времени

Время (часы)	Сила света, Кд	Сила света в % от первоначальной
1	5,86	100
1000	6,02	102,7
4000	5,82	99,4
7000	5,58	95,2

проведённых испытаний можно сделать вывод, что данный тип светодиодов имеет стабильные светотехнические параметры.

Учитывая значительные технологические и финансовые ресурсы корпо-

рации Samsung, мы можем быть уверены, что в ближайшее время в четвёрку ведущих мировых производителей светодиодов – Osram, Lumiled, Nichia, Cree – войдёт компания Samsung LED.



Новинка!

Светодиодный драйвер A705 производства ADDtek!



A705

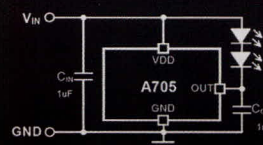
Одноканальный стабилизатор тока для мощных светодиодов.

Особенности микросхемы:

- простейшая схема включения
- встроенная защита от обрыва, пробоя в цепи
- малое падение напряжения
- низкое потребление тока в режиме ожидания
- напряжение питания 2,7~12 В
- токи стабилизации 210/230/250/270/290/310/330/350 мА
- корпуса SOT-89 и TO-252

ТЕЛ./ФАКС: (812) 335-00-65,
(495) 725-26-79, (4732) 39-44-46

neon
Электронные
компоненты



Стоимость A705
всего 25 рублей!



НЕОН-ЭК
www.e-neon.ru

Двухчастотные генераторы сигналов для испытаний устройств с высоким динамическим диапазоном по интермодуляционным искажениям

Виктор Безруков (Московская обл.)

В статье описан метод построения, структурная схема и параметры двухчастотных генераторов сигналов для испытаний устройств с динамическим диапазоном по интермодуляционным искажениям более 100 дБ.

ВВЕДЕНИЕ

Интенсивное развитие средств связи и локации и обусловленное этим ухудшение помеховой обстановки предъявляют непрерывно растущие требования к динамическому диапазону по интермодуляционным искажениям.



Рис. 1. Внешний вид двухчастотного генератора типа DGS10M13N

У АЦП и предусилителей к ним динамический диапазон превышает 100 дБ.

Современные универсальные генераторы сигналов высокого класса позволяют формировать гармонические сигналы с уровнем паразитных составляющих до -90 дБс (например генераторы серии PSG фирмы Agilent [1]). Лучшие современные анализаторы спектра имеют динамический диапазон по нелинейным искажениям (например, Agilent E4447A с опциями AYZ, 226, 219, 110 [2]) того же уровня или хуже. Поэтому формирование сигналов для измерения нелинейных искажений низкого уровня (менее -100 дБс), а также метод их измерения представляет собой отдельную задачу, способ решения которой описан ниже.

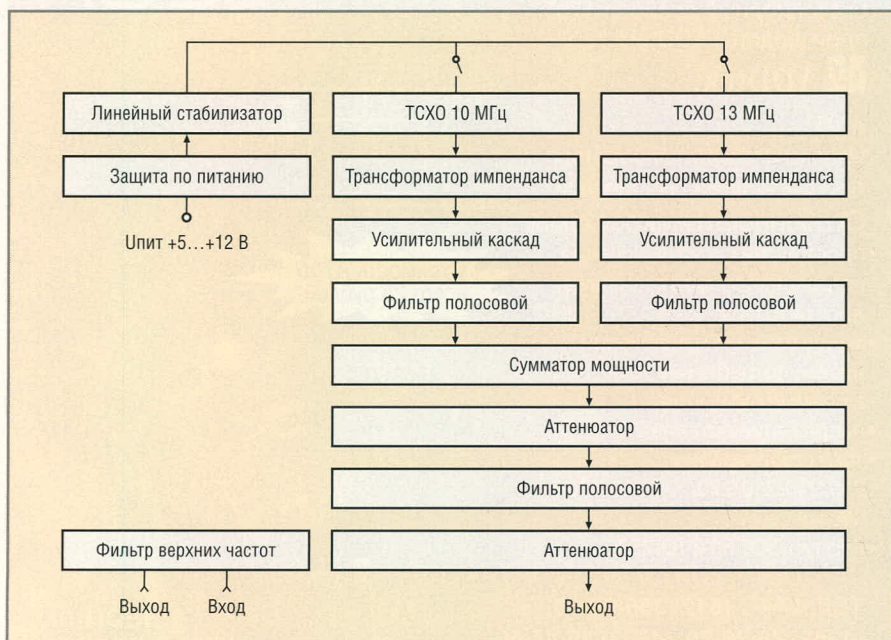


Рис. 2. Структурная схема двухчастотного генератора типа DGS10M13N

СТРУКТУРА И ХАРАКТЕРИСТИКИ ДВУХЧАСТОТНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ СИГНАЛОВ

Генераторы серии DGS выпускаются на фиксированные частоты (для каждой литеры) и охватывают диапазон частот от 10 до 200 МГц. Питание на генератор подается через стандартный USB-разъем, поэтому его можно питать либо от компьютера, либо от измерительного прибора с USB-выходом, либо от сетевого адаптера с USB-разъемом (адаптер с кабелем входит в комплект поставки). Генераторы выпускаются с СВЧ-разъемами типа N или SMA.

Ниже для примера приведено описание и параметры генератора типа DGS10M13N. Внешний вид генератора показан на рис. 1, а структурная схема – на рис. 2.

В качестве источников сигнала здесь используются микросхемы термокомпенсированных кварцевых генераторов (ТСХО) на частоты 10 и 13 МГц, которые имеют стабильность частоты не хуже 2 ppm и фазовые шумы не хуже -130 дБс при отстройке от несущей на 1 кГц.

В корпусе DGS10M13N размещен также фильтр верхних частот (ФВЧ) с отдельными входным и выходным разъемами.

ФВЧ необходим для того, чтобы исключить генерацию гармоник самим анализатором спектра, т.к. на выходе ФВЧ основные сигналы существенно ослаблены, и анализатор спектра при этом не перегружается и не создает собственных гармоник. В DGS10M13N этот фильтр ослабляет сигналы с частотой 10 и 13 МГц на 43 дБ и пропускает все высшие гармоники. Потери ФВЧ в рабочей полосе частот нужно учитывать при измерениях SFDR (Spurious Free Dynamic Range) [3].

Параметры двухчастотного генератора исследовались на анализаторе

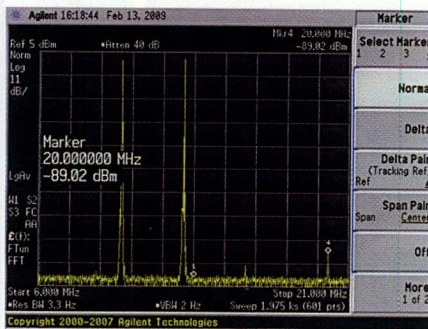


Рис. 3. Спектр сигналов на выходе двухчастотного генератора типа DGS10M13N

Справа на частотах 16 и 20 МГц видны паразитные составляющие, которые генерирует сам анализатор спектра Agilent E4447A

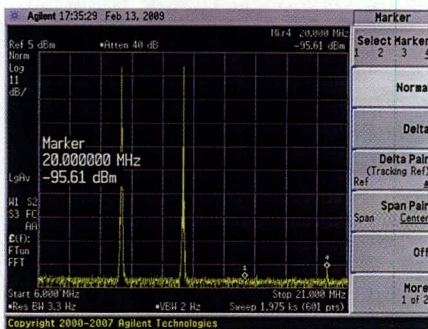


Рис. 4. Спектр сигналов на выходе двухчастотного генератора типа DGS10M13N после подключения к нему внешнего 3 дБ аттенюатора

Уровни основных сигналов уменьшились на 3 дБ, а паразитные составляющие на частотах 16 и 20 МГц, которые генерирует анализатор спектра Agilent E4447A, уменьшились на 6 дБ

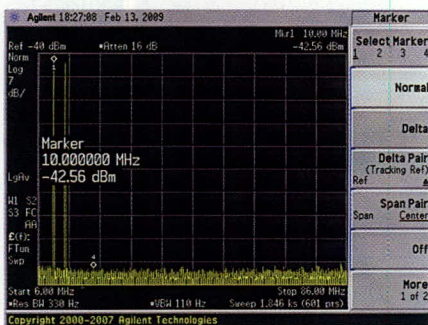


Рис. 5. Спектр сигналов на выходе двухчастотного генератора типа DGS10M13N после подключения к нему встроенного ФВЧ, который подавляет основные сигналы на 43 дБ и пропускает все гармоники выше 20 МГц

спектра Agilent E4447A (опции AYZ, 226, 219, 110), который обладает наивысшими по скорости, точности и динамическому диапазону параметрами. Для уменьшения собственных гармоник анализатора спектра ослабление его встроенного аттенюатора было установлено на уровне 40 дБ. Несмотря на это, на спектрограмме (рис. 3) видны гармонические составляющие $2f_2 - f_1$ (16 МГц) и $2f_1$ (20 МГц). Для того

чтобы убедиться, что источником этих гармонических составляющих является сам анализатор спектра, к выходу генератора подключался аттенюатор с ослаблением 3 дБ. В результате уровни основных сигналов уменьшились на 3 дБ, а уровни гармонических составляющих (метки 3 и 4) уменьшились на 6 дБ (рис. 4). Это говорит о том, что наблюдаемые интермодуляционные составляющие являются продуктом анализатора спектра, а не нашего генератора.

Для измерения уровня собственных гармонических составляющих сигналы с выхода генератора подавались на встроенный ФВЧ. Методика таких измерений подробно описана в [3] (стр. 401–403). После описанной фильтрации на анализаторе спектра можно наблюдать следующую картину (рис. 5). Подавленные на 43 дБ основные сигналы существенно уменьшают собственные искажения анализатора спектра, и гармонических составляющих DGS не обнаруживается до уровня собственных шумов анализатора спектра. Следовательно, описываемый генератор пригоден для испытаний устройств с динамическим диапазоном по интермодуляционным искажениям более 100 дБ в диапазоне частот 10...13 МГц.

Двухчастотные генераторы серии DGS на частоты до 40 МГц реализуются по описанной выше структурной схеме. В генераторах от 50 до 200 МГц

используются те же микросхемы ТСХО, но их частоты умножаются с помощью каскадов на малошумящих биполярных транзисторах. Например, в генераторе типа DGS78M80N используются микросхемы ТСХО на 39 и 40 МГц, из которых с помощью удвоителей частоты формируются выходные сигналы с частотами 78 и 80 МГц. Генераторы типа DGS78M80N используются, в частности, при разработке и испытании каскадов широкополосных ПЧ-трактов диапазона 70 МГц и каскадов цифровых приемников прямого усиления того же диапазона частот.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статье описаны способ построения и результаты измерений двухчастотных генераторов на частоты до 200 МГц. Используя опыт создания таких генераторов, сейчас разрабатывается новая серия DGSR двухчастотных генераторов на частоты до 6 ГГц с управлением и питанием через USB порт компьютера и регулировкой мощности и частоты каждого из выходных сигналов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Agilent E8257D PSG Analog Signal Generator Data Sheet.
2. Select the Right Agilent Signal Analyzer for Your Needs. Selection Guide.
3. Аналого-цифровое преобразование. Под ред. У. Кестера. Москва: Техносфера, 2007.



Лаборатория Широкополосных Сигналов

ООО «Деловой прогресс»

Разработка от ТЗ до серии, устройств ВЧ и СВЧ до 18 ГГц

Контактная информация:
 Московская обл., г. Пушкино,
 ул. Заводская, д.9
 Web: www.wbsl.ru
 E-mail: info@wbsl.ru
 Тел./факс: 8 (496) 531-74-57
 8 (926) 590-78-17

- антенные устройства,
- фильтры ФНЧ, ФВЧ, ПЧ,
- смесители,
- детекторы,
- генераторы шума,
- генераторы сигналов,
- усилители малошумящие, мощные,
- электродинамические расчёты

Прецизионные преобразователи переменного тока 0...5 А в постоянный ток 4...20 мА

(часть 2)

Сергей Лозицкий (г. Брянск)

В заключительной части статьи рассматриваются два варианта схем преобразователя тока, реализованных на ИМС фирмы Texas Instruments, специально разработанных для решения задач преобразования информационных сигналов в унифицированный токовый сигнал 4...20 мА.

ВТОРОЙ ВАРИАНТ СХЕМЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Компания Texas Instruments выпускает ряд ИМС (серия XTRxxx), специально разработанных для преобразования входного информационного сигнала в выходной унифицированный токовый сигнал 4...20 мА, а также микросхему RCV420 приёмника сигнала «токовой петли». Анализ структурных схем и параметров ИМС серии XTRxxx показал, что в схеме преобразователя целесообразно использовать микросхемы типов XTR101 и XTR115. Функциональная схема второго варианта реализации преобразователя, на которой показана внутренняя структура ИМС типа XTR101AP [8], изображена на рисунке 11.

В состав ИМС XTR101AP входят:

- два источника I1 и I2 фиксированного тока 1 мА;
- дифференциальный усилитель ДУС с фиксированным током потребления 2 мА;

- источник тока I3, управляемый выходным напряжением ДУС.

Выходной ток I3 зависит от разности ΔV_{IN} напряжений на входах ДУС и от сопротивления резистора R_{SPAN} , подключенного к выводам 5 и 6 микросхемы:

$$I_3 = \left(0,016 + \frac{40}{R_{SPAN}} \right) \Delta V_{IN} \quad (12)$$

Выходной ток микросхемы I_{OUT} равен сумме токов источников I1, I2, I3 и тока $I_{Q\text{ДУС}}$ потребления ДУС:

$$I_{OUT} = I_1 + I_2 + I_{Q\text{ДУС}} + I_3 = 0,004 + \left(0,016 + \frac{40}{R_{SPAN}} \right) \Delta V_{IN} \quad (13)$$

Токи источников I1 и I2, в сумме 2 мА, используются для питания схем предварительной обработки выходного сигнала датчика тока A1: усилителя A2, выпрямителя A3 и фильтра A4 подавления пульсаций выпрямленного на-

пряжения. Стабилизация напряжения питания указанных функциональных блоков осуществляется стабилитронами VD1, VD2. Стабилитрон VD2 используется для формирования напряжения +2,5 В, которое является искусственной средней точкой однополярного питающего напряжения +5 В. Из технической документации [8] на ИМС типа XTR101AP следует, что синфазное напряжение на входах ДУС, которое отсчитывается относительно вывода 7, должно находиться в диапазоне 4...6 В. В схеме, приведённой на рисунке 10, синфазное напряжение V_{CM} равно сумме падений напряжений на стабилитроне VD2 и резисторе R_B :

$$V_{CM} = 2,5 + 0,002R_B \quad (14)$$

Из (14) следует, что для задания номинального синфазного напряжения $V_{CM} = 5$ В необходимо использовать резистор $R_B = 1,25$ кОм.

Микросхема XTR101 характеризуется достаточно большим количеством параметров [8], однако наибольший практический интерес представляют следующие из них:

- диапазон изменения напряжения питания (напряжения между выводами 7 и 8) составляет от 11,6 до 40 В;

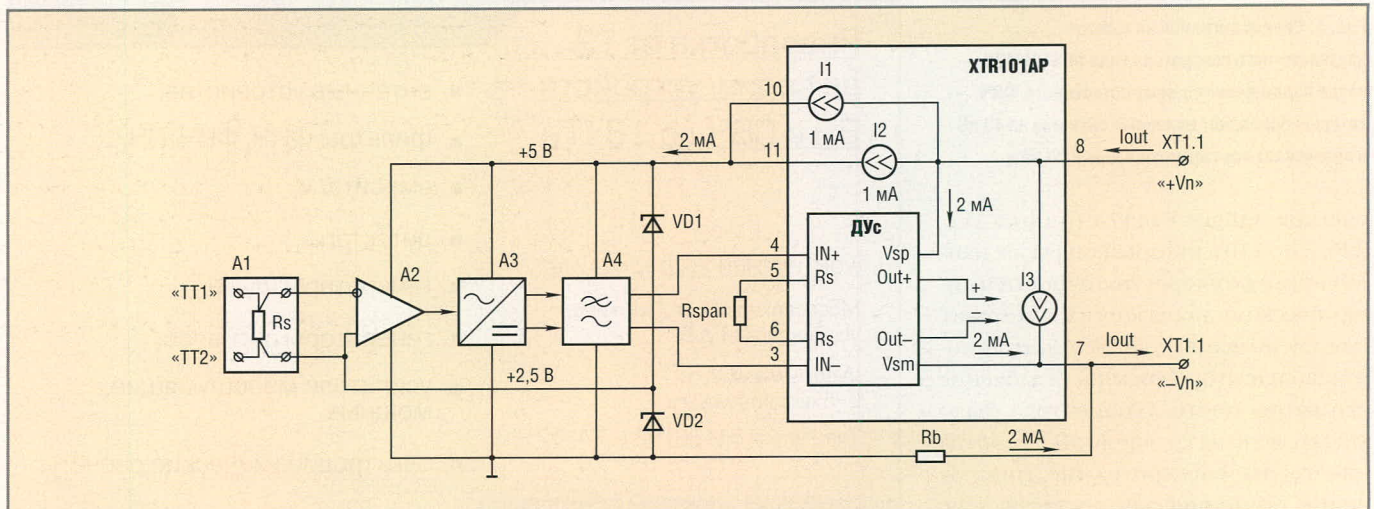


Рис. 11. Функциональная схема преобразователя тока на ИМС типа XTR101AP

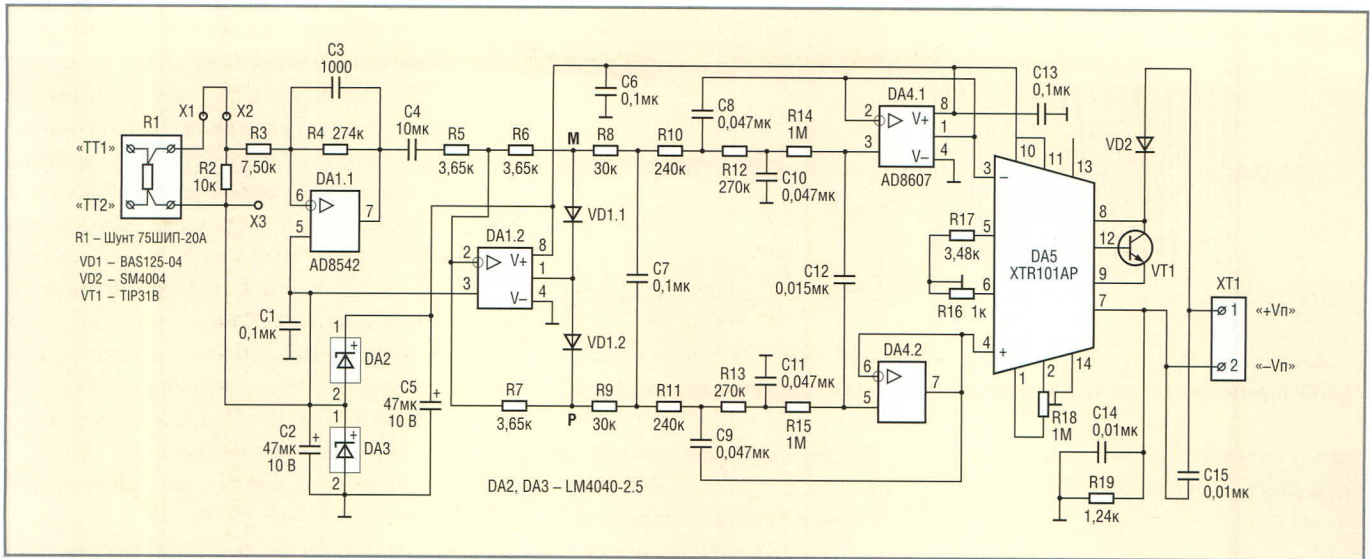


Рис. 12. Принципиальная схема второго варианта преобразователя

- типовой и гарантированный КОСС равны 100 и 90 дБ соответственно;
- типовой и гарантированный КВНИП равны 125 и 110 дБ;
- типовой и гарантированный входной ток ДУс равны 60 и 150 нА;
- гарантированный диапазон линейного преобразования выходного тока составляет 4...22 мА;
- типовой и максимальный уровни ограничения выходного тока 31 и 38 мА.

В процессе работы микросхема XTR101AP может рассеивать значительные мощности – порядка 0,7...0,8 Вт в линейном режиме работы и более 1 Вт в режиме ограничения тока. Известно, что существует прямая зависимость между мощностью, рассеиваемой ИМС, и перегревом её кристалла относительно температуры окружающего воздуха. Повышение температуры кристалла имеет следующие негативные последствия:

- снижается надёжность работы ИМС;
- повышается погрешность преобразования входного напряжения в выходной ток, или, другими словами, снижается точность реализации выражения (13), которое является математическим описанием идеального процесса преобразования.

Ухудшение точностных параметров аналоговых ИМС при возрастании рассеиваемой ими мощности обусловлено действием тепловой обратной связи. Механизм действия тепловой обратной связи детально рассмотрен в [9]. Разработчики ИМС типа XTR101AP предусмотрели возможность значительного снижения мощности, рассеиваемой микросхемой,

путём подключения к ней внешнего $n-p-n$ -транзистора, через который протекает основная часть выходного тока преобразователя. В случае использования внешнего транзистора мощность, рассеиваемая ИМС, рассчитывается по следующей приближенной формуле:

$$P_D \approx 0,004V_S + 263(I_{OUT} - 0,004)^2. \quad (15)$$

В результате подстановки в (15) напряжения питания $V_S = 40$ В и выходного тока $I_{OUT} = 20$ мА получаем максимальную мощность $P_D \approx 0,23$ Вт, которую ИМС рассеивает в конечной точке шкалы преобразования при максимально допустимом напряжении питания. Заметим, что в этом случае внешний транзистор рассеивает мощность приблизительно 0,57 Вт. Изготовитель ИМС рекомендует использовать в схеме преобразователя внешние транзисторы типа TIP29B, TIP31B без дополнительного теплоотвода. Подключение к выводам 1, 2, 14 (на рисунке 11 не показаны) XTR101AP подстроечного резистора с номиналом 1 МОм позволяет осуществить точную подстройку нулевого напряжения смещения ДУс. Принципиальная схема второго варианта преобразователя изображена на рисунке 12.

Выше уже отмечалось, что суммарный ток источников I1, I2, входящих в состав XTR101AP, равен 2 мА. Часть этого тока протекает через выводы питания ИОУ DA1 и DA4, а оставшаяся часть – через последовательно включенные интегральные источники опорного напряжения DA2, DA3. Анализ показал, что во всех режимах работы преобразователя (в том числе,

в режиме перегрузки входным сигналом) суммарный ток потребления ИОУ DA1, DA4 находится в диапазоне 0,15...0,85 мА и, следовательно, ток, протекающий через интегральные источники опорного напряжения DA2, DA3, может изменяться в диапазоне от 1,15 до 1,85 мА. Известно [10], что интегральный источник опорного напряжения LM4040-2.5 гарантированно находится в режиме стабилизации выходного напряжения на номинальном уровне 2,5 В при изменении протекающего через него тока в диапазоне от 70 мкА до 20 мА. Поэтому во всех возможных режимах работы преобразователя питание входящих в его состав ИОУ осуществляется стабилизированным напряжением с номинальным уровнем +5 В.

Коэффициент передачи усилителя (DA1.1, C3, R3, R4) на частоте 50 Гц приблизительно равен 35,7 В/В (31 дБ). Прецизионный выпрямитель (DA1.2, C4, R5...R7) имеет два выхода (узлы, обозначенные на рисунке 12 буквами М и Р) и осуществляет однополупериодное выпрямление положительных и отрицательных полувольт входного гармонического сигнала. На первом (узел Р) и втором (узел М) выходах выпрямителя присутствуют положительное и отрицательное напряжения соответственно, пульсирующие с частотой 50 Гц, которые поступают на входы дифференциального НЧ-фильтра (DA4.1, DA4.2, C7...C12, R8...R15), осуществляющего ослабление переменных составляющих.

Усилитель сигнала датчика реализует передаточную функцию ФНЧ первого порядка. Верхняя граничная

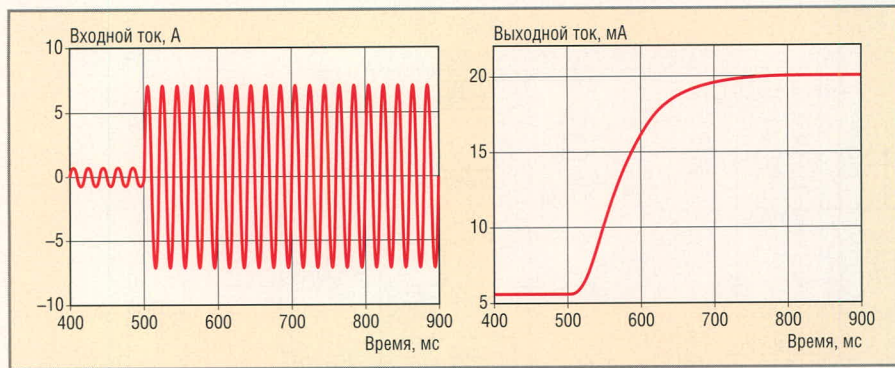


Рис. 13. Переходный процесс установления выходного тока преобразователя (схема рис. 12)

частота фильтра F_{CH} по уровню -3 дБ определяется следующей формулой:

$$F_{CH} = \frac{1}{2\pi \times 274 \times 10^3 \times 1000 \times 10^{-12}} \approx 580,8 \text{ Гц}.$$

Разделительный конденсатор $C4$ на входе выпрямителя ограничивает полосу пропускания фильтра снизу. Нижняя граничная частота F_{CL} полосы пропускания по уровню -3 дБ выпрямителя рассчитывается по формуле:

$$F_{CL} = \frac{1}{2\pi R_5 C_4} = \frac{1}{2\pi \times 3,65 \times 10^3 \times 10^{-6}} \approx 4,360 \text{ Гц}.$$

Результирующая АЧХ усилителя и выпрямителя совпадает с АЧХ полосового фильтра второго порядка; центральная частота F_0 фильтра равна геометрическому среднему частот F_{CH} и F_{CL} :

$$F_0 = \sqrt{F_{CH} F_{CL}} = \sqrt{580,0 \times 4,360} \approx 50 \text{ Гц}.$$

Форма результирующей ЛАЧХ усилителя и выпрямителя практически не отличается от изображенной на рисунке 4 ЛАЧХ усилителя первого варианта схемы преобразователя.

В преобразователе рекомендуется использовать следующие компоненты. Резисторы $R3...R7, R17, R19$ – прецизионные, с допуском $\pm 1\%$ и ТКС не хуже $\pm 50 \times 10^{-6}/^\circ\text{C}$. Остальные постоянные резисторы должны иметь допуск не хуже $\pm 5\%$. Конденсаторы $C2, C5$ – электролитические, с диапазоном рабочих температур $-40...85^\circ\text{C}$. Конденсатор $C3$ – керамический с диэлектриком NP0 (COG) и допуском $\pm 5\%$; $C4$ – керамический конденсатор большой ёмкости типа GRM31CR61A106KA01L фирмы Murata. Конденсаторы $C7 - C12$ плёночные типа K73–17 с допуском $\pm 5\%$. Остальные конденсаторы – керамические типа K10–17 или аналогичные. Подстроечные резисторы $R16, R18$ – многооборотные керметные (серии 3269, 3266, 3296 фирмы Bourns). Вместо интегральной сборки BAS125–04 малосигнальных диодов Шоттки можно использовать сборки MBD330DWT1 или BAT54SLT1 [www.onsemi.com].

Регулирование и тестирование преобразователя производится с помощью рассмотренной выше схемы (см. рис. 9). Процедуры регулировки первого и второго вариантов схем преобразователей отличаются только тем, что в схеме, приведённой на рис. 12, калибровка выходного тока 4 и 20 мА осуществляется с помощью подстроечных резисторов $R18$ и $R16$ соответственно.

Преобразователь может эксплуатироваться в следующих условиях:

- диапазон изменения температуры окружающего воздуха $-30...+50^\circ\text{C}$;
- диапазон изменения напряжения питания $12,5...40$ В.

Метрологические характеристики второго варианта преобразователя в части основной и дополнительной погрешностей, а также уровня пульсаций выходного тока идентичны соответствующим характеристикам первого варианта преобразователя. Временные диаграммы переходного процесса установления выходного тока преобразователя при скачкообразном увеличении его входного тока с 0,5 до 5 А изображены на рисунке 13.

ТРЕТИЙ ВАРИАНТ СХЕМЫ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Функциональная схема третьего варианта реализации преобразователя изображена на рисунке 14. Рассмотрим особенности работы ИМС типа XTR115 в этой схеме. В её состав входят:

- стабилизатор с выходным напряжением $V_{REG} = +5$ В, которое используется для питания внешних схем – усилителя $A2$, выпрямителя $A3$ и НЧ-фильтра $A4$;
- прецизионный ИОН с $V_{REF} = +2,5$ В;

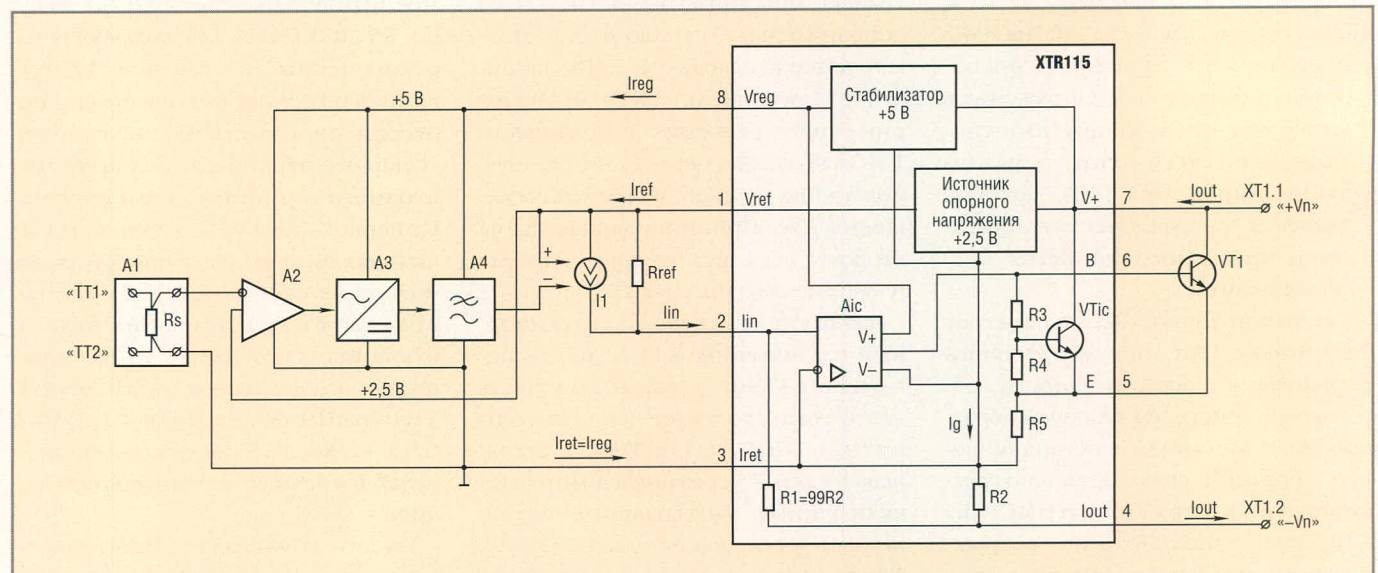


Рис. 14. Функциональная схема третьего варианта преобразователя

Ваши способности. Наше вдохновение.

Microsoft

ТОМ 2

СООБЩЕСТВО

ИСТОРИЯ
0 БЫСТРОМ ПОКОРЕНИИ РЫНКА



**ИСПОЛЬЗУЙТЕ ОПЫТ СПЕЦИАЛИСТОВ
СО ВСЕГО МИРА.**

Windows® Embedded помогает ускорить выпуск умных взаимодействующих устройств, предоставляя вашей команде доступ в международное сообщество высококвалифицированных специалистов и партнеров Windows Embedded. Воспользуйтесь тренингами, уроками и коллективным опытом коллег со всего мира для того, чтобы еще быстрее выпускать на рынок новые взаимодействующие устройства.

Полная история на www.WinEmbedded.ru



Windows
Embedded

• усилитель тока, реализованный на ИОУ А_{1С}, резисторах R1 – R5, а также внутреннем и внешнем транзисторах VT_{1С} и VT1 соответственно.

Выходное напряжение ИОН микросхемы XTR115 является искусственной средней точкой однополярного напряжения питания функциональных блоков А2 – А4, поэтому в состоянии покоя (при нулевом входном токе преобразователя) на выходах этих блоков присутствует постоянное напряжение +2,5 В, а входное (управляющее) напряжение ИТУН I1 равно нулю. В процессе анализа функциональной схемы преобразователя наибольший интерес представляют не столько выходные напряжения V_{DC OUT A3} и V_{DC OUT A4} функциональных блоков А3 и А4, сколько их отклонения от потенциала искусственной средней точки:

$$\begin{aligned} \Delta V_{DC OUT A3} &= 2,5 - V_{DC OUT A3}, \\ \Delta V_{DC OUT A4} &= 2,5 - V_{DC OUT A4}. \end{aligned}$$

Несмотря на простоту структуры ИМС типа XTR115, принципы её работы далеко не очевидны. В общем случае XTR115 может работать в следующих режимах:

- линейном;
- нелинейном, с ограничением минимальной величины выходного тока I_{OUT};
- нелинейном, с ограничением максимальной величины выходного тока I_{OUT}.

Определим условия, при которых ИМС находится в каждом из трёх режимов работы, а также выведем формулы, позволяющие рассчитать сопротивление резистора R_{REF} и передаточную проводимость G_{I1} ИТУН I1. На основании первого закона Кирхгофа [12] можно записать следующее выражение:

$$I_{OUT} = I_Q + I_{RET} + I_{IN} + I_{R5}, \quad (16)$$

где: I_{OUT} – выходной ток ИМС, втекающий через вывод 7 и вытекающий через вывод 4; I_{IN} – входной ток, втекающий в ИМС через вывод 2; I_Q – ток потребления ИМС при I_{REG} = I_{REF} = I_{IN} = 0; I_{R5} – ток, протекающий через резистор R5 ИМС; I_{RET} – возвратный ток внешней нагрузки стабилизатора +5 В, втекающий в ИМС через вывод 3 (суммарный ток, потребляемый усилителем А2, выпрямителем А3 и НЧ-фильтром А4).

Очевидно, что в схеме рис. 14 ток I_{RET} равен току I_{REG}, вытекающему из ИМС через вывод 8:

$$I_{RET} = I_{REG}. \quad (17)$$

Наибольший интерес представляет линейный режим работы ИМС, когда её входной и выходной токи связаны линейной зависимостью

$$I_{OUT} = K_1 I_{IN},$$

где K₁ – коэффициент усиления тока (безразмерный).

Обязательным условием нахождения ИМС в линейном режиме является равенство напряжений на входах ИОУ А_{1С}. Очевидно, что это условие выполняется только в том случае, когда равны падения напряжений на резисторах R1 и R2:

$$V_{R1} = V_{R2}. \quad (18)$$

Если учесть, что через резистор R1 протекает ток I_{IN}, а через резистор R2 – сумма токов I_Q, I_{RET} и I_{R5}, то равенство (18) можно записать в следующем виде:

$$I_{IN} R_1 = (I_Q + I_{RET} + I_{R5}) R_2. \quad (19)$$

Из (16) следует, что:

$$I_Q + I_{RET} + I_{R5} = I_{OUT} - I_{IN}. \quad (20)$$

В результате подстановки (20) в (19), получаем

$$I_{IN} R_1 = (I_{OUT} - I_{IN}) R_2. \quad (21)$$

Решение уравнения (21) относительно переменной I_{OUT} даёт следующий результат:

$$I_{OUT} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) I_{IN}.$$

Если R₁ = 99R₂, то зависимость выходного тока ИМС XTR115, работающей в линейном режиме, от её входного тока записывается в следующем виде:

$$I_{OUT} = 100 I_{IN}. \quad (22)$$

Из (22) следует, что в линейном режиме микросхема XTR115 является усилителем тока с коэффициентом усиления K₁ = I_{OUT}/I_{IN} = 100.

При работе ИМС в линейном режиме её входной ток имеет две составляющие:

$$I_{IN} = \frac{V_{REF}}{R_{REF}} + I_{IN RMS} R_S K_{A2} K_{A3} K_{A4} G_{I1}, \quad (23)$$

где: K_{A2} – коэффициент передачи усилителя на частоте 50 Гц; K_{A3} = ΔV_{DC OUT 3}/V_{RMS OUT A2} – отношение приращения постоянной составляющей напряжения на выходе выпрямителя к с.к.з. напряжения на его входе; K_{A4} – коэффициент передачи на постоянном токе фильтра А4; G_{I1} = I_{OUT I1}/V_{DC OUT A4} – передаточная проводимость ИТУН I1.

В результате подстановки (23) в (22) получаем:

$$I_{IN} = 100 \frac{V_{REF}}{R_{REF}} +$$

$$+ 100 I_{IN RMS} R_S K_{A2} K_{A3} K_{A4} G_{I1}. \quad (24)$$

Очевидно, что первое слагаемое выражения (24) должно быть равным 4 мА, а второе слагаемое при входном токе I_{IN RMS} = 5 А должно быть равным 16 мА:

$$100 \frac{V_{REF}}{R_{REF}} = 0,004, \quad (25)$$

$$500 R_S K_{A2} K_{A3} K_{A4} G_{I1} = 0,016. \quad (26)$$

После преобразований (25) и (26) получаем простые формулы, которые позволяют рассчитать сопротивление резистора R_{REF} и передаточную проводимость ИТУН I1:

$$R_{REF} = \frac{V_{REF}}{40 \times 10^{-6}}, \quad (27)$$

$$G_{I1} = \frac{3,2 \times 10^{-5}}{R_S K_{A2} K_{A3} K_{A4}}. \quad (28)$$

Микросхема XTR115 работает в нелинейном режиме ограничения минимальной величины выходного тока I_{OUT}, когда выполняется условие:

$$V_{R1} < V_{R2}. \quad (29)$$

При этом ИОУ А_{1С} находится в состоянии насыщения выхода, при котором его выходное напряжение близко к нулю и, следовательно, закрыты транзисторы VT_{1С} и VT1, а ток, протекающий через резистор R5, равен нулю:

$$I_{R5} = 0. \quad (30)$$

С учётом (17), (19) и (30) условие (29) можно записать в следующем виде:

$$I_{IN} R_1 < (I_Q + I_{REG}) R_2. \quad (31)$$

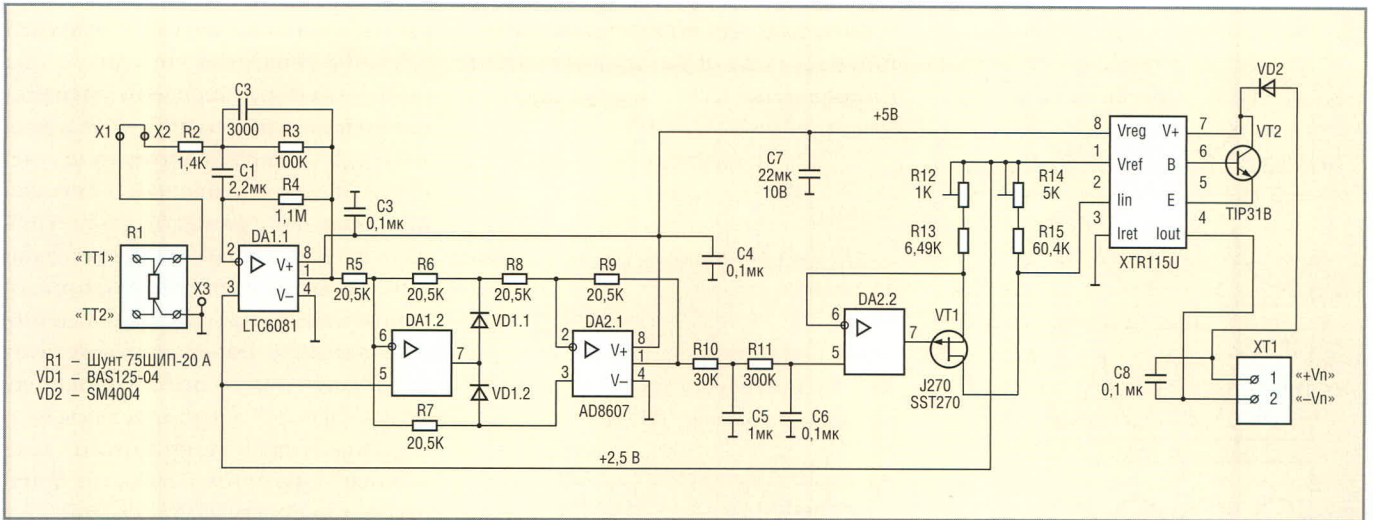


Рис. 15. Принципиальная схема третьего варианта преобразователя

Если $R_1 = 99R_2$, то условие (31) нахождения ИМС в нелинейном режиме ограничения минимальной величины выходного тока I_{OUT} можно упростить:

$$I_{IN} < \frac{I_Q + I_{REG}}{99}. \quad (32)$$

При выполнении условия (32) ток $I_{R5} = 0$, и, следовательно, в соответствии с (16), выходной ток ИМС определяется выражением:

$$I_{IN} < \frac{I_Q + I_{REG}}{99}. \quad (33)$$

Из неравенства (33) следует, что при увеличении входного тока I_{IN} от нуля до $(I_Q + I_{REG})/99$ выходной ток I_{OUT} возрастает с величины $(I_Q + I_{REG})$ до величины, приблизительно равной $1,01(I_Q + I_{REG})$, т.е. крайне незначительно (на 1%). Таким образом, при выполнении условия (32) выходной ток XTR115 практически не зависит от её входного тока и зафиксирован на уровне $I_{OUT MIN} \approx I_Q + I_{REG}$.

Когда входное напряжение преобразователя (см. рис. 14) равно нулю, входной ток XTR115 минимален и равен току смещения I_{REF} :

$$I_{IN MIN} = I_{REF} = \frac{V_{REF}}{R_{REF}} = 40 \text{ мкА}. \quad (34)$$

Из (32) и (34) следует, что XTR115 в схеме рис. 14 гарантированно находится в линейном режиме работы, если выполняется условие $I_Q + I_{REG} < 3,96 \text{ мА}$.

В технической документации на ИМС типа XTR115 указано, что при любых допустимых условиях эксплуатации ток I_Q , потребляемый микросхемой, не превышает 0,3 мА. Таким образом, XTR115 гарантиро-

ванно находится в линейном режиме работы, если суммарный ток потребления функциональных блоков А2 – А4, или, что то же самое, выходной ток стабилизатора +5 В ИМС не превышает

$$I_{REG} \leq 3,96 \text{ мА} - 0,3 \text{ мА} = 3,66 \text{ мА}. \quad (35)$$

Следует отметить, что необходимость выполнения условия (35) накладывает существенные ограничения на выбор типов ИОУ и номиналов резисторов, используемых в функциональных блоках А2 – А4.

Выше было показано, что в линейном режиме входной и выходной токи ИМС типа XTR115 связаны зависимостью $I_{OUT} = 100I_{IN}$. С ростом входного тока увеличивается падение напряжения на резисторе R5, а также напряжение на выходе ИОУ A_{IC} :

$$\begin{aligned} V_{R5} &= (I_{OUT} - I_Q - I_{REG})R_5, \\ V_{OUT OPA} &= V_{R5} + V_{BE VT1} \approx \\ &= (I_{OUT} - I_Q - I_{REG})R_5 + 0,7 \text{ В}. \end{aligned}$$

В последнем выражении $V_{BE VT1} \approx 0,7 \text{ В}$ – падение напряжения на переходе база-эмиттер транзистора VT1. Очевидно, что при монотонном увеличении входного (и, соответственно, выходного) тока ИМС неизбежно наступает момент, когда ИОУ A_{IC} оказывается в режиме насыщения выхода, когда его выходное напряжение ограничивается на уровне

$$V_{OUT OPA LIM} \approx I_{OUT LIM}R_5 + V_{BE VT1}. \quad (36)$$

В этом случае ИМС работает в нелинейном режиме ограничения максимальной величины выходного тока, величина которого находится как ре-

шение уравнения (36) относительно переменной $I_{OUT LIM}$:

$$I_{OUT LIM} \approx \frac{V_{OUT OPA LIM} - V_{BE VT1}}{R_5}.$$

В документации на ИМС типа XTR115 указано, что типовой ток $I_{OUT LIM}$ равен 32 мА, при этом гарантируется выполнение условия $I_{OUT LIM} > 25 \text{ мА}$ при любых допустимых условиях эксплуатации ИМС.

Микросхема XTR115 изначально разработана для совместного использования с внешним n–p–n-транзистором, через который протекает основная часть выходного тока I_{OUT} . В предельном случае (напряжение питания $V_S = 36 \text{ В}$, выходной ток ограничен на уровне $I_{OUT LIM} \approx 33 \text{ мА}$) внешний транзистор VT1 рассеивает мощность порядка 1 Вт. Следует отметить, что транзисторы в корпусах TO-220 могут использоваться в схеме преобразователя без дополнительного теплоотвода. Изготовитель ИМС XTR115 рекомендует использовать внешние транзисторы TIP29C, TIP31B и 2N4922. Параметры микросхемы XTR115 нормируются в температурном диапазоне $-40...+85^\circ\text{C}$, однако эксплуатация микросхем допускается в диапазоне температур $-55...+125^\circ\text{C}$.

Принципиальная схема третьего варианта преобразователя, в которой используется ИМС типа XTR115, изображена на рисунке 15.

Усилитель сигнала датчика тока (DA1.1, C1, C2, R2...R4) отличается от рассмотренного выше усилителя (см. рис.3) только номиналами компонентов и характеризуется следующими параметрами:

- коэффициент усиления на частоте 50 Гц равен 65,5 В/В (36,2 дБ);

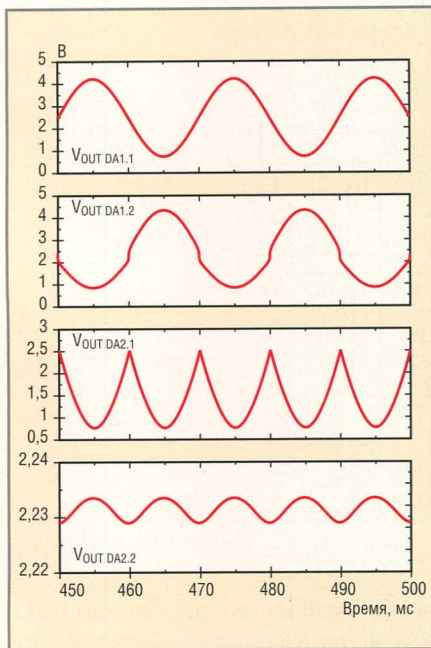


Рис. 16. Временные диаграммы выходных напряжений ИОУ

- полоса пропускания по уровню -3 дБ равна 4,34...580 Гц.

Работа схемы прецизионного двухполупериодного выпрямителя (DA1.2, DA2.1, R5...R9) детально рассмотрена в [13, 14]. Мгновенное значение выходного напряжения $V_{OUT DA2.1}(t)$ выпрямителя связано с с.к.з. входного тока $I_{IN RMS}$ преобразователя следующим выражением:

$$V_{OUT DA2.1}(t) = 2,5 - |R_1 G I_{IN RMS} \sqrt{2} \sin(2\pi \times 50t)|, \quad (37)$$

где: R_1 – сопротивление датчика тока; G – коэффициент передачи усилителя на частоте 50 Гц.

Из формул разложения периодических функций в ряд Фурье [12] следует, что постоянная составляющая модуля гармонического колебания меньше амплитуды этого колебания в число раз, равное $2/\pi$. С учётом этого выражение для постоянной составляющей $V_{DC LP}$ выходного напряжения двухзвенного лестничного пассивного НЧ-фильтра (C5, C6, R10, R11) записывается в следующем виде:

$$V_{DC LP} = 2,5 - \frac{2\sqrt{2}}{\pi} R_1 G I_{IN RMS}. \quad (38)$$

Источник тока, управляемый напряжением, реализован на компонентах DA2.2, VT1, R12, R13. В линейном режиме работы преобразователя напряжения на входах ИОУ DA2.2 равны, и к последовательно соединённым резисторам R12, R13

прикладывается разность напряжений $V_{REF} = 2,5$ В внутреннего ИОН микросхемы XTR115 и выходного напряжения $V_{DC LP}$ ФНЧ:

$$V_{R12,R13} = 2,5 - V_{DC LP} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} R_1 G I_{IN RMS}. \quad (39)$$

Ток, протекающий через резисторы R12, R13 и транзистор VT1, является выходным током I_{II} ИТУН:

$$I_{II} = \frac{V_{R12,R13}}{R_{12} + R_{13}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{R_1 G I_{IN RMS}}{R_{12} + R_{13}}. \quad (40)$$

Через резисторы R14, R15 протекает ток

$$I_{R14,R15} = \frac{V_{REF}}{R_{14} + R_{15}} = \frac{2,5}{R_{14} + R_{15}}. \quad (41)$$

Входной ток I_{IN} микросхемы XTR115 равен сумме токов $I_{R14,R15}$ и I_{II} :

$$I_{IN} = I_{R14,R15} + I_{II} = \frac{2,5}{R_{14} + R_{15}} + \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{R_1 G I_{IN RMS}}{R_{12} + R_{13}}. \quad (42)$$

В результате подстановки (42) в (22) получаем:

$$I_{OUT} = 100 I_{IN} \approx \frac{250}{R_{14} + R_{15}} + 90,0316 \frac{R_1 G I_{IN RMS}}{R_{12} + R_{13}}. \quad (43)$$

Если учесть, что первое слагаемое выражения (43) должно тождественно равняться 4 мА, а второе слагаемое при входном токе преобразователя $I_{IN RMS} = 5$ А должно равняться 16 мА, то можно записать следующие формулы, позволяющие рассчитать сопротивления резисторов R12 – R15:

$$R_{12} + R_{13} \approx 281135 R_1 G, \quad (44)$$

$$R_{14} + R_{15} = 250/0,004 = 62,5 \text{ кОм}. \quad (45)$$

Известно, что при прочих равных условиях составляющие ошибки преобразования тока, обусловленные неидеальностями выпрямителя и ИТУН, уменьшаются при увеличении уровней входных сигналов, т.е. при увеличении коэффициента передачи G усилителя сигнала датчика. Максимальное значение коэффициента усиления G ограничено напряжениями насыщения выходов ИОУ

схемы преобразователя. У верхней границы динамического диапазона (неискаженной передачи сигнала) наиболее «слабым местом» является ИОУ DA1.2 (при монотонном увеличении уровня входного сигнала преобразователя выход этого ИОУ насыщается первым). Желательно выбирать такое значение G , при котором начало процесса насыщения выходу ИОУ DA1.2 соответствует входному току преобразователя $I_{IN RMS} = 6,0...6,5$ А. Работу схемы преобразователя иллюстрируют временные диаграммы выходных напряжений ОУ DA1, DA2 (см. рис. 16), которые соответствуют входному току преобразователя $I_{IN RMS} = 5$ А.

В схеме преобразователя использованы прецизионные КМОП Rail-to-Rail ИОУ типа LT6081 [www.linear.com] и AD8607 [www.analog.com] с малыми токами потребления. Полевой транзистор J270 [www.vishay.com] можно заменить отечественным транзистором КП103Е. Резисторы R4, R10, R11 должны иметь допуск не более $\pm 5\%$, а остальные постоянные резисторы должны иметь допуск не более $\pm 1\%$ и ТКС не хуже $\pm 50 \times 10^{-6}/^\circ\text{C}$. Конденсаторы C1, C5, C6 – плёночные типа К73–17 с допуском $\pm 5\%$. Конденсатор C2 – керамический с диэлектриком NP0 (COG) и допуском $\pm 5\%$. Конденсатор C7 – электролитический, с диапазоном рабочих температур $-40...85^\circ\text{C}$. Остальные конденсаторы – керамические типа К10–17 или аналогичные. Подстроечные резисторы R12, R14 – многооборотные керметные.

Калибровка выходных токов преобразователя 4 и 20 мА осуществляется с помощью подстроечных резисторов R14 и R12 соответственно. Третий вариант схемы преобразователя отличаются от двух рассмотренных ранее только следующими параметрами:

- диапазон изменения напряжения питания 8,5...36 В;
- амплитуда пульсаций выходного тока преобразователя не превышает 0,2% от текущего значения постоянной составляющей этого тока;
- время установления выходного тока преобразователя с погрешностью 1% при скачкообразном изменении входного тока не более 0,22 с;
- гарантированный диапазон линейного преобразования выходного тока 4...23 мА;
- уровень ограничения выходного тока не более 32 мА.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Большинство трудностей, с которыми пришлось столкнуться в процессе разработки преобразователей, обусловлены следующими ограничениями:

- ток, потребляемый схемой обработки сигнала датчика тока, не может превышать 4 мА;
- схема, осуществляющая обработку сигнала датчика тока, питается однополярным напряжением, которое имеет достаточно низкий уровень (не более 5 В).

До недавнего времени выполнение высокоточных преобразований сигнала (усиление, выпрямление, подавление пульсаций, преобразование напряжения в ток) при наличии указанных выше ограничений было весьма проблематичным. Успешно преодолеть указанные трудности позволяет использование современных аналоговых ИМС, которые характеризуются уникальным сочетанием статических, динамических, энергетических и эксплуатационных параметров [2, 8, 10, 11, 15, 16].

Автор надеется, что рассмотренные схемотехнические решения функ-

циональных блоков, входящих в состав преобразователей тока, могут быть использованы разработчиками в процессе проектирования преобразователей различных физических величин (температуры, влажности, давления, деформации и др.) в унифицированный токовый сигнал 4...20 мА. Разумеется, указанные схемотехнические решения могут использоваться и в других устройствах, к которым предъявляются жесткие требования в части напряжения питания и тока потребления.

ЛИТЕРАТУРА

1. Мусин А.М. Аварийные режимы асинхронных электродвигателей и способы их защиты. Колос, 1979.
2. Precision Low Noise CMOS Rail-to-Rail Operational Amplifier AD8605/AD8606/ AD8608, Datasheet, Analog Devices Inc., 2003.
3. CMOS Rail-to-Rail Input and Output Operational Amplifier LMC6482. Datasheet. National Semiconductor. 1997.
4. Полонников Д.Е. Операционные усилители: Принципы построения, теория, схемотехника. Энергоатомиздат, 1983.
5. Достал И. Операционные усилители. Мир, 1982.

6. Цывинский В.Г., Быков В.Е. Измерение напряжений инфразвуковых частот. Энергоатомиздат, 1985.
7. Low Current Three-Terminal Adjustable Positive Voltage Regulator LM317L. Semiconductor Technical Data. Motorola Inc., 1996.
8. XTR101: Precision, Low Drift 4-20mA Two-Wire Transmitter. Data Sheet SBOS146A, Texas Instruments Inc. October 1986, Revised August 2004.
9. The Monolithic Operational Amplifier: A Tutorial Study. Application Note AN-A. National Semiconductor. December 1974.
10. Precision Micropower Shunt Voltage Reference LM4040/4041. Datasheet. Micrel Inc., August 2004.
11. 4-20mA Current Loop Transmitters XTR115/XTR116. Datasheet SBOS124A. Texas Instruments Inc., January 2000.
12. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники. Высшая школа, 1973.
13. Гутников В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах. Энергоатомиздат, 1988.
14. Справочник по нелинейным схемам. Под ред. Д. Шейнгольда. Мир, 1977.
15. LTC6081/LTC6082 Precision Dual/ Quad CMOS Rail-to-Rail Input/Output Amplifiers. Datasheet. Linear Technology Corp., 2007.
16. LMV431/LMV431A/LMV431B Low-Voltage (1.24V) Adjustable Precision Shunt Regulators. Datasheet. National Semiconductor Corp., May 2005. ©



Модули и конструктивы стандартных форматов VPX, VME, CompactPCI, XMC/PMC

для ответственных применений и тяжелых условий эксплуатации



**CURTISS
WRIGHT** Controls
Embedded Computing



Одноплатные компьютеры, процессоры ЦОС, графические контроллеры и модули ввода и обработки видеоизображений, контроллеры коммуникационных интерфейсов, модули ввода и обработки высокочастотных аналоговых сигналов, коммутаторы и маршрутизаторы, устройства записи высокоскоростных потоковых данных, бортовые корпуса и готовые специализированные подсистемы.

AVD Systems

(499) 148-9677

avdsys@aha.ru

www.avdsys.ru

Самосинхронизирующиеся коды и их преобразователи

(часть 2)

Сергей Гончаров, Олег Островский, Геннадий Шишкин (Нижегородская обл.)

Предложены способы построения самосинхронизирующихся кодов с широтной манипуляцией с постоянной паузой и без паузы, а также с интервальной и амплитудной манипуляцией, призванные уменьшить время передачи информации. Описаны схемотехнические решения соответствующих кодирующих и декодирующих устройств.

Одним из вариантов самосинхронизирующихся кодов является широтно-манипулированный код с постоянной тактовой частотой (ШМ-ПЧ). Способы построения преобразователей кода ШМ-ПЧ были рассмотрены в первой части статьи. Дальнейшее совершенствование кода ШМ-ПЧ может быть направлено, в частности, на уменьшение времени передачи информации. При этом

возможны два варианта ШМ-кода: ШМ-код с постоянной паузой (ШМ-ПП) и ШМ-код без паузы (ШМ-БП), а также код с интервальной манипуляцией (ИМ).

Элементы кодов ШМ-ПЧ, ШМ-ПП, ШМ-БП, ИМ показаны на рисунках 1а – 1г соответственно. При этом, если в коде ШМ-ПЧ длительность сигнала лог. 0 равна $T/4$, где T – длительность тактового интервала, а длительность сигнала лог. 1 равна $3T/4$, то время передачи информационной посылки с равным количеством сигналов лог. 0 и лог. 1 при использовании кода ШМ-ПП уменьшается на 25%, а при использовании кода ШМ-БП или ИМ – на 50%. В качестве недостатка кодов ШМ-ПП, ШМ-БП, ИМ можно отметить разное время передачи сигналов лог. 0 и лог. 1 и, как следствие, переменный период повторения кодовых импульсов: от $T/2$ до T в коде ШМ-ПП, от $T/2$ до $3T/2$ в коде ШМ-БП и от $T/4$ до $3T/4$ в коде ИМ.

Кодирующее устройство кода ШМ-ПП может быть построено на основе элемента задержки в виде сдвигающего регистра или счётчика импульсов. При использовании сдвигающего регистра его разряды должны последовательно переключаться в состояние лог. 1 сигналами с периодом повторения $T/4$. Сброс всех разрядов в состояние лог. 0 должен производиться в моменты переключения в лог. 1 триггера второго разряда при наличии на входе информации лог. 0 или в момент переключения триггера четвертого разряда при наличии на входе информации лог. 1. Информация в коде ШМ-ПП формируется на выходе первого разряда регистра. Сдвиг разрядов входной информации производится в момент обнуления регистра.

Алгоритм функционирования кодирующего устройства кода ШМ-ПП на основе двухразрядного счётчика импульсов представлен в таблице, где $Q1$ и $Q2$ – выходные сигналы соответственно первого и второго разрядов счётчика, D – входной, а QD – выходной информационный сигнал. Из таблицы видно, что первый разряд счётчика переключается независимо от входной информации. Переключение второго разряда разрешается только при наличии на входе информации. Схема соответствующего кодирующего устройства [1] приведена на рисунке 2а. На вход CE подаётся строб-импульс положительной полярности, разрешающий преобразование входной информации. Фронт строб-импульса запускается фронтом одного из тактовых импульсов с периодом повторения $T/4$, поступающих на вход C . Сдвиг информации на входе D осуществляется по положительному перепаду сигнала на выходе QC . После формирования информационной посылки сигнал CE заканчивается по положительному перепаду сигнала на выходе QC .

Для декодирования кода ШМ-ПП необходимо обеспечить задержку входного сигнала на время $T/2$ и опрос состояния устройства задержки по срезу входного сигнала. Схемная реализация соответствующего декодирующего устройства [2] представлена на рисунке 2б, где $ГИ$ – генератор тактовых импульсов с периодом повторения $T/8$. Триггер $T0$ обеспечивает привязку входных сигналов к тактовым импульсам [3]. Устройство задержки реализовано на счётчике $СИ1$ и триггере $T1$. Триггер $T2$ и счётчик $СИ2$ выполняют функцию устройства управления.

При включении питания триггеры $T1$ и $T2$ устанавливаются в состояние лог. 0. При этом все разряды счётчика $СИ2$ удерживаются в состоянии лог. 0. При наличии в режиме ожидания входной информации на входе D сиг-

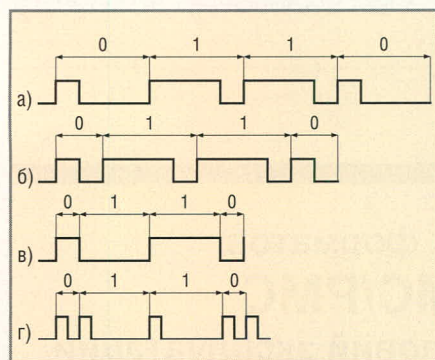


Рис. 1. (а) Элементы кодов ШМ-ПЧ, (б) ШМ-ПП, (в) ШМ-БП, (г) ИМ

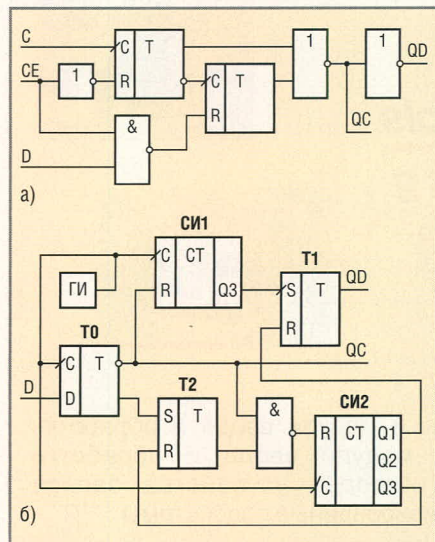


Рис. 2. (а) Кодирующее и (б) декодирующее устройства кода ШМ-ПП

нала лог. 0 разряды счётчика СИ1 также удерживаются в состоянии лог. 0.

При поступлении положительного импульса на вход D триггер T0 переключается фронтом импульса генератора в состояние лог. 1 и переключает в лог. 1 триггер T2. При этом счётчик СИ2 удерживается в исходном состоянии выходным сигналом триггера T0. При переключении триггера T0 снимается удерживающий сигнал на R-входе счётчика СИ1 и разрешается его переключение импульсами генератора. Если на D-входе присутствует сигнал лог. 1, то через время $TТ/2$ после переключения триггера T0 выходным сигналом счётчика СИ1 триггер T1 переключается в состояние лог. 1. Если на D-входе присутствует сигнал лог. 0, то к моменту его окончания триггер T1 не успеет переключиться.

При окончании положительного импульса на D-входе устройства триггер T0 переключается фронтом импульса генератора в состояние лог. 0. При этом фронтом выходного импульса триггера T0 на выходе QC производится опрос состояния триггера T1 по выходу QD и запись информации в приёмное устройство. Одновременно разрешается переключение счётчика СИ2 и с задержкой $TТ/8$ производится установка триггера T1 в лог. 0. Далее устройство работает аналогичным образом.

После окончания информационной посылки на входе D, когда пауза превышает значение $TТ/4$, триггер T2 устанавливается выходным сигналом счётчика СИ2 в состояние лог. 0 и устройство переходит в режим ожидания входной информации.

Схема кодирующего устройства ШМ-БП [4, 5] на основе двухразрядного счётчика импульсов приведена на

рис. 3а. При нахождении переключателя П в состоянии «1» выходная информация формируется устройством Ф1. В режиме ожидания входной информации триггеры счётчика и формирователя Ф1 удерживаются в состоянии лог. 0 сигналом CE. На выходе QDш присутствует лог. 0.

По фронту одного из тактовых импульсов, поступающих на вход C устройства с периодом $TТ/4$, формируется отрицательный перепад импульса на входе CE, вызывающий формирование положительного перепада сигнала на информационном выходе QDш. Одновременно разрешается переключение счётчика и, в зависимости от сигнала на информационном входе D, с задержкой $TТ/4$ или $3TТ/4$ формирователь Ф0 переключается в состояние лог. 1 на время действия тактового импульса. Выходной сигнал Ф0 вызывает переключение триггера Ф1 и изменение сигнала на выходе QDш, установку в лог. 0 триггеров счётчика и смену информации на входе D путём выдачи сигнала на выход QC. После окончания информационной посылки на входе CE устанавливается лог. 1, и устройство переходит в режим ожидания.

При нахождении переключателя П в положении «2» выходная информация формируется устройством Ф2. При этом при поступлении сигнала лог. 0 на вход CE по срезу тактового импульса разрешается переключение триггеров Ф2. После этого первый тактовый импульс проходит через элемент ИЛИ-НЕ и вызывает переключение триггеров T1 и T2 в состояние лог. 1, формируя положительный перепад сигнала на выходе QDш. Одновременно указанный тактовый импульс проходит на вы-

Алгоритм функционирования кодирующего устройства

D	Q1	Q2	QD
0	0	0	0
0	1	0	1
1	0	0	0
1	1	0	1
1	0	1	1
1	1	1	1

ход QDi для формирования информации в коде ИМ. После переключения триггера T1 прохождение тактовых сигналов через элемент ИЛИ-НЕ запрещено. Дальнейшее переключение триггера T2 и формирование сигналов на выходах QDi и QDш осуществляется импульсами формирователя Ф0.

Поскольку устройство Ф1 проще Ф2, первый целесообразно использовать для формирования выходной информации в коде ШМ-БП, а Ф2 предпочтительно использовать для формирования выходной информации в коде ИМ [6, 7].

Аналогичное кодирующее устройство можно построить на основе сдвигающего регистра. При этом, в зависимости от сигнала на информационном входе D, формирователь Ф0 должен запускаться сигналом лог. 1 с выхода первого или третьего разрядов.

Декодирующее устройство кода ШМ-БП [8, 9] может быть построено на основе двух параллельно включенных счётчиков, один из которых измеряет длительность входных информационных импульсов, а второй – длительность пауз между импульсами, как показано на рис. 3б.

В режиме ожидания информации на D-входе присутствует уровень лог. 0. Генератор ГИ формирует импульсы с периодом повторения $TТ/8$. Триггеры

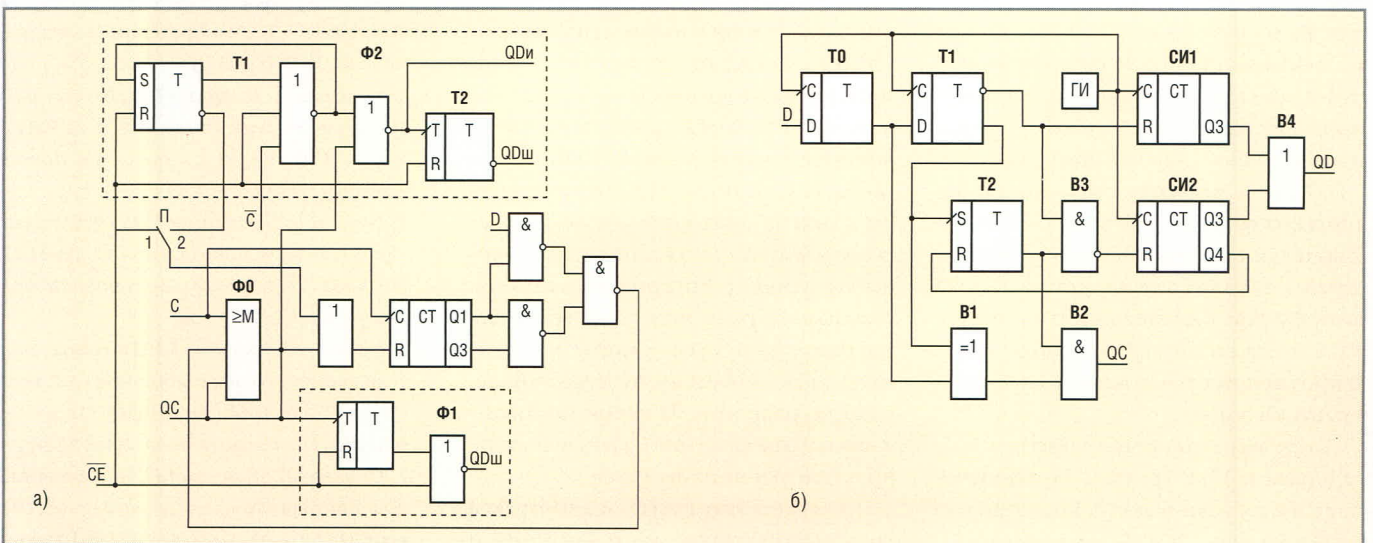


Рис. 3. (а) Кодирующее и (б) декодирующее устройства кода ШМ-БП

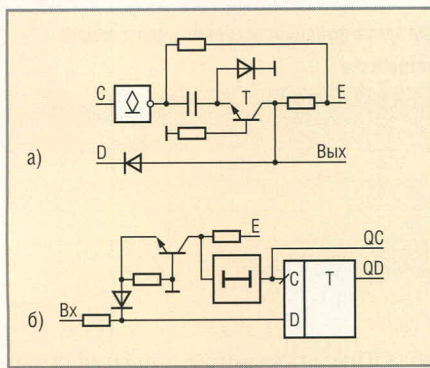


Рис. 4. (а) Кодирующее и (б) декодирующее устройства кода АМ

T0, T1, T2 и счётчики СИ1 и СИ2 находятся в состоянии лог. 0. На тактовом (QC) и информационном (QD) выходе удерживается лог. 0.

При поступлении положительного импульса на D-вход триггер T0 переключается в состояние лог. 1 фронтом импульса генератора. На выходе элемента В1 формируется положительный импульс, прохождение которого на выход QC через элемент В2 запрещено сигналом лог. 0 с выхода триггера T2. С задержкой TT/8 относительно момента переключения триггера T0 фронтом импульса генератора триггер T1 переключается в состояние лог. 1. При этом на выходе элемента В1 устанавливается лог. 0, разрешается переключение счётчика СИ1 и переключается в состояние лог. 1 триггер T2, разрешая дальнейшее прохождение импульсов с выхода элемента В1 на выход QC устройства. На выходе элемента В3 сохраняется уровень лог. 1, запрещающий переключение счётчика СИ2.

По окончании входного импульса на D-входе устанавливается уровень лог. 0, вызывающий переключение триггера T0 фронтом импульса генератора в состояние лог. 0. На выходе В1 формируется положительный импульс длительностью TT/8, который проходит на тактовый выход QC и производит опрос информации на выходе QD. Если к моменту опроса триггер третьего разряда счётчика СИ1 переключится в состояние лог. 1, что свидетельствует о поступлении на вход D сигнала лог. 1 длительностью больше TT/2, то на выходе QD появится лог. 1. В противном случае на выходе QD сохранится лог. 0.

После переключения триггера T0 с задержкой TT/8 триггер T1 переключается в состояние лог. 0. Тактовый импульс на выходе QC заканчивается. Счётчик СИ1 устанавливается в со-

стояние лог. 0. Разрешается переключение счётчика СИ2 и аналогичным образом анализируется длительность паузы. Если пауза превышает по длительности значение TT, что свидетельствует об окончании информационной посылки, триггер четвёртого разряда счётчика СИ2 переключается в состояние лог. 1, что вызывает переключение триггера T2 в состояние лог. 0 и обнуление счётчика СИ2. Устройство переходит в режим ожидания входной информации.

Триггеры T0 и T1 в схеме рис. 3б образуют двухразрядный сдвигающий регистр. При добавлении в сдвигающий регистр третьего разряда декодирующее устройство может быть построено на основе одного счётчика СИ2 с использованием элементов В1, В2, В3 и триггеров T0, T1, T2. При этом обнуление счётчика СИ2 необходимо производить не при установке триггера T1 в состояние лог. 1, а при неравенстве сигналов на выходах второго и третьего разрядов регистра. В представленных декодирующих устройствах вместо счётчиков можно использовать сдвигающие регистры. Для декодирования входной информации в ИМ-коде на D-вход устройства необходимо установить счётный триггер.

Кроме рассмотренных способов, для построения самосинхронизирующегося кода можно использовать амплитудную манипуляцию (АМ) [10, 11] путём передачи в первой половине тактового интервала тактового импульса отрицательной полярности, а во второй половине – информации в виде положительного уровня лог. 0 или лог. 1. Соответствующие схемы кодирующего и декодирующего устройств показаны на рисунке 4.

В исходном состоянии кодирующего устройства (см. рис. 4а) выходной транзистор КМОП логического элемента с открытым стоком закрыт. Конденсатор заряжен до напряжения источника питания E. При поступлении тактового импульса на С-вход транзистор логического элемента открывается. Биполярный транзистор Т открывается отрицательным напряжением на эмиттере. На выходе устройства формируется отрицательный импульс с амплитудой, практически равной E. За время тактового импульса напряжение на конденсаторе практически не изменяется.

По окончании тактового импульса транзистор логического элемента и биполярный транзистор Т закры-

ваются. Напряжение на конденсаторе восстанавливается, а на выходе устройства формируется логический уровень, задаваемый сигналом на информационном D-входе.

В декодирующем устройстве, представленном на рис. 4б, при поступлении тактового сигнала открывается транзистор Т, и на выходе QC с некоторой задержкой формируется тактовый импульс, по заднему фронту которого D-триггер переключается в состояние, задаваемое входным сигналом, и формирует на выходе QD последовательный двоичный код.

ЛИТЕРАТУРА

1. Курочкин А.А., Шишкин Г.И. Преобразователь кода. Патент 2250562 РФ, МКИ H03M5/12. Изобретения. Полезные модели. 2005. № 11.
2. Курочкин А.А., Шишкин Г.И. Преобразователь кода. Патент 2260907 РФ, МКИ H03M5/12. Изобретения. Полезные модели. 2005. № 26.
3. Потемкин И.С. Функциональные узлы цифровой автоматики. Энергоатомиздат, 1988.
4. Курочкин А.А., Шишкин Г.И., Шубин В.В. Преобразователь кода. Патент 2258304 РФ, МКИ H03M5/12. Изобретения. Полезные модели. 2005. № 22.
5. Островский О.А., Шишкин Г.И., Шубин В.В. Преобразователь кода. Патент 2282306 РФ, МКИ H03M5/12. Изобретения. Полезные модели. 2006. № 23.
6. Ивченко С.Н., Шишкин Г.И., Шубин В.В. Преобразователь бинарного кода в фазоманипулированный код. Патент 2285334 РФ, МКИ H03M5/12. Изобретения. Полезные модели. 2006. № 28.
7. Ивченко С.Н., Шишкин Г.И., Шубин В.В. Преобразователь фазоманипулированного кода в бинарный код. Патент 2297096 РФ, МКИ H03M5/12. Изобретения. Полезные модели. 2007. № 10.
8. Курочкин А.А., Шишкин Г.И., Шубин В.В. Преобразователь кода. Патент 2259010 РФ, МКИ H03M5/12. Изобретения. Полезные модели. 2005. № 23.
9. Курочкин А.А., Шишкин Г.И., Шубин В.В. Преобразователь кода. Патент 2262191 РФ, МКИ H03M5/12. Изобретения. Полезные модели. 2005. № 28.
10. Клюшев А.В., Шишкин Г.И. Преобразователь двоичного кода в биполярный код. Патент 2218660 РФ, МКИ H03M5/18. Изобретения. Полезные модели. 2003. № 34.
11. Клюшев А.В., Шишкин Г.И. Преобразователь биполярного кода в однополярный. Патент 2227367 РФ, МКИ H03M5/18. Изобретения. Полезные модели. 2004. № 11. ©

Электронные компоненты

мир электронных
компонентов

Компания ПРОСОФТ предлагает широкий
ассортимент электронных компонентов
ведущих зарубежных производителей

Опираясь на многолетний опыт применения
компонентов, ПРОСОФТ предлагает

- Различные решения по подбору элементной базы
- Осуществление поставок комплектующих для серийного производства и новых разработок
- Оптимизацию схемотехнических решений
- Оказание технической и информационной поддержки



PROSOFT®

тел.: (495) 232-25-22
e-mail: info@prochip.ru
web: www.prochip.ru

Причины несовместимости DISEqC-коммутаторов и спутниковых приёмников DVB-S/S2

Александр Данилин (Брянская обл.)

При установке встроенных и автономных приёмников DVB-S/S2, используемых для просмотра спутниковых ТВ-каналов на компьютере и приёма данных при работе со спутниковым Интернетом, автор постоянно сталкивается с тем, что некоторые DISEqC-коммутаторы не подключают нужный конвертер по команде приёмника. В статье анализируется данная проблема и пути её решения.

ВВЕДЕНИЕ

Автор статьи занимается монтажом приёмных систем спутникового телевидения. В последние годы возник спрос на системы спутникового Интернета. Многие заказчики хотят совместить спутниковый Интернет и приём телевизионных каналов. Однако эти условия невозможно полноценно выполнить: на спутниках, транслирующих интересующие заказчика ТВ-каналы, не работают операторы спутникового Интернета, а на спутниках, с которых вещают операторы спутникового Интернета, отсутствуют ТВ-каналы. Поэтому необходимо принимать сигналы с разных спутников. Для этого устанавливается или несколько приёмных антенн, или несколько конвертеров на одну антенну, если спутники расположены на небольшом угловом расстоянии друг от друга. Но спутниковый приёмник может работать только с одним конвертером, – одновременная работа нескольких конвертеров невозможна. Поэтому для подключения соответствующего конвертера к приёмнику используется коммутатор.

Коммутатором необходимо управлять. Эта задача в разное время решалась каждым разработчиком самостоятельно, что приводило к несовместимости оборудования разных производителей. Наконец, компани-

ей Eutelsat был разработан стандарт DISEqC (Digital Satellite Equipment Control) для управления различным спутниковым оборудованием, который позволил унифицировать интерфейс коммутаторов.

СТРУКТУРА СТАНДАРТА DISEqC

Для управления коммутатором используется частотный метод: в сигнальный кабель, по которому также передаётся питание к конвертеру, подаются пакеты импульсов с частотой 22 кГц и амплитудой 650 мВ (± 250 мВ). При этом коммутатор должен надёжно распознавать сигнал с амплитудой 200...400 мВ и не реагировать на любые сигналы с амплитудой менее 100 мВ.

Биты информации кодируются пакетами импульсов различной длительности. Логической единице соответствует пакет в 500 мкс, а лог. 0 – пакет длительностью 1000 мкс, или 11 и 22 тактов частоты 22 кГц соответственно. Пауза между битами составляет 500 мкс (см. рис. 1). Каждый девятый бит в байте – бит чётности. Между байтами паузы нет. В командах количество байт может быть разным, но не менее трёх и не более шести. С развитием стандарта эти значения могут изменяться.

При передаче команды должны соблюдаться временные ограничения.

Важным требованием стандарта является соблюдение паузы перед началом передачи сообщения. Вторым ограничением является нестабильность частоты 22 кГц – стандарт допускает отклонение до 20%. Временная диаграмма стандарта DISEqC версии 1.0 показана на рисунке 2. Команда передаётся в определённой последовательности: если на момент передачи в кабеле присутствует сигнал 22 кГц, он прекращается, затем изменяется напряжение (при необходимости) и выдерживается пауза. После этого DISEqC-команда передаётся слитно и снова выдерживается пауза. Потом передаётся команда Tone Burst (и при необходимости) возобновляется передача сигнала 22 кГц.

На данный момент самыми распространёнными являются коммутаторы с четырьмя входами (DISEqC 1.0). Внешний вид коммутатора показан на рисунке 3. В каждом DISEqC-коммутаторе установлен микроконтроллер. Он обнаруживает модулированный сигнал 22 кГц, анализирует полученную цифровую последовательность и управляет исполнительными цепями. В промежутках между командами DISEqC-коммутатор сохраняет состояние, соответствующее последней полученной команде. Большинство производителей коммутаторов используют микроконтроллеры PIC компании Microchip, но в новейших приборах с поддержкой версии стандарта DISEqC 1.1 чаще используются микроконтроллеры AVR компании Atmel.

Для анализа причин несовместимости автор протестировал различные модели DISEqC-коммутаторов (протокол управления 1.0) с четырьмя входами. В роли генераторов DISEqC-команд вы-

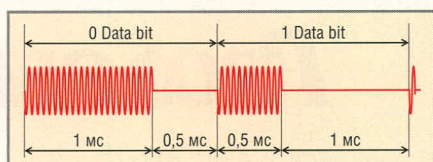


Рис. 1. Передача бита сообщения стандарта DISEqC

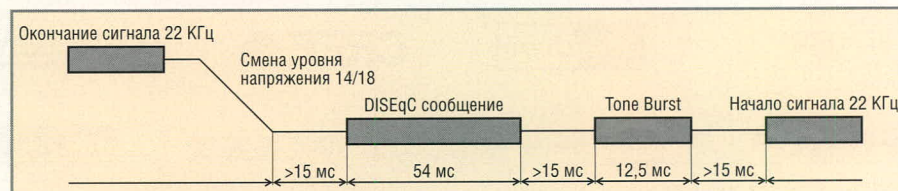


Рис. 2. Временная диаграмма DISEqC версии 1.0

ступали четыре популярных приёмника DVB-S/S2: три встроенных и один автономный.

СБОР И АНАЛИЗ ДАННЫХ

Проблема заключается в «нежелании» DiSEqC-коммутатора выполнять команды DVB-S/S2-приёмника и подключить к нему требуемый конвертер. Однако тот же самый коммутатор прекрасно работает при подключении к спутниковому ресиверу. Это вызывает сомнения в соответствии стандарту DiSEqC-команд управления, выдаваемых приёмником DVB-S/S2.

Методом подключения всех имеющихся коммутаторов были найдены экземпляры, работающие как с ресивером, так и с DVB-S/S2-приёмником. Следовательно, некоторые коммутаторы каким-то образом принимали «неправильные» команды. Для всех имеющихся коммутаторов методом осмотра печатных плат были составлены принципиальные электрические схемы. Схемы коммутаторов оказались практически идентичны, а номиналы электронных компонентов отличались незначительно (см. рис. 4). Отличие было обнаружено в номинале одного резистора, – на рисунке 4 он помечен как R*. В коммутаторах, которые успешно работали и с ресиверами, и с DVB-S/S2-приёмниками, сопротивление этого резистора находилось в пределах 4,7...5,6 кОм; в остальных коммутаторах оно составляло около 22 кОм.

Для проведения детальной проверки был изготовлен испытательный стенд (см. рис. 5). На кабеле, идущем к конвертеру, был сделан отвод для подключения измерительной аппаратуры. В качестве осциллографа, самописца, логического анализатора и вольтметра использовался USB-осциллограф типа DISCO. В качестве тестового коммутатора использовался «универсальный» коммутатор, который успешно работал с ресиверами и DVB-S/S2-приёмниками.

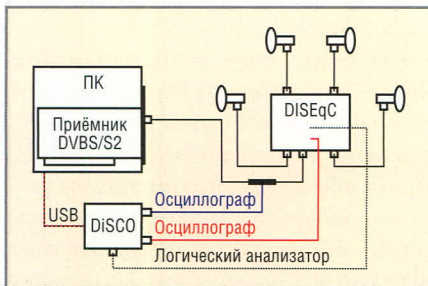


Рис. 5. Стенд для тестирования DiSEqC-коммутатора и приёмника DVB-S/S2

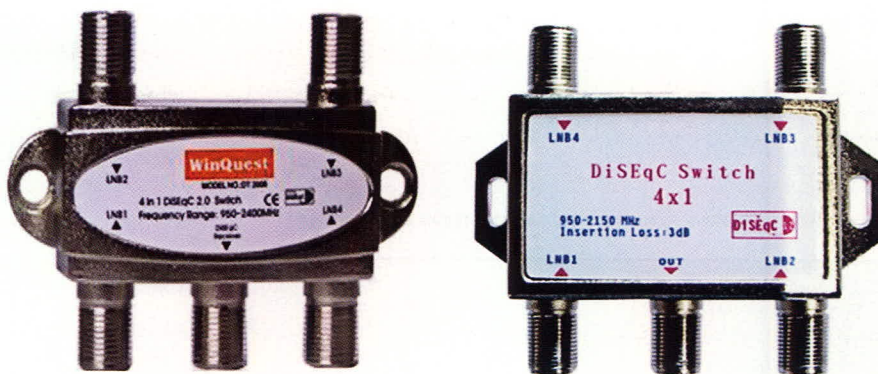


Рис. 3. DiSEqC-коммутатор на четыре входа (протокол управления 1.0)

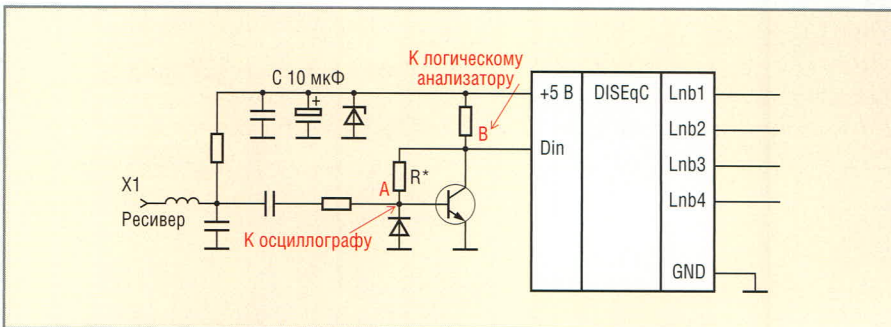


Рис. 4. Типовая схема DiSEqC-коммутатора

Были сняты осциллограммы сигналов DVB-S/S2-приёмников. Все приёмники генерировали частоту 22 кГц в пределах стандарта (см. рис. 6). Два приёмника генерировали команды управления в полном соответствии со стандартом DiSEqC, т.е. выдавали пакеты частоты установленной длительности. На рисунке 7 показаны первые два бита первого байта команды «11». Сигнал считан непосредственно с кабеля. На рисунке 8 показан сигнал на входе мик-

роконтроллера (точка В). Эти два приёмника «выбыли» из тестирования, т.к. они успешно работали с DiSEqC-коммутаторами.

Два других приёмника передавали команды с нарушением стандарта. Первый приёмник неверно выполнял изменение напряжения 14/18 В: сначала напряжение питания отключалось, затем включалось напряжение 18 В, которое тут же изменялось на 14 В, и затем снова устанавливалось напряжение 18 В

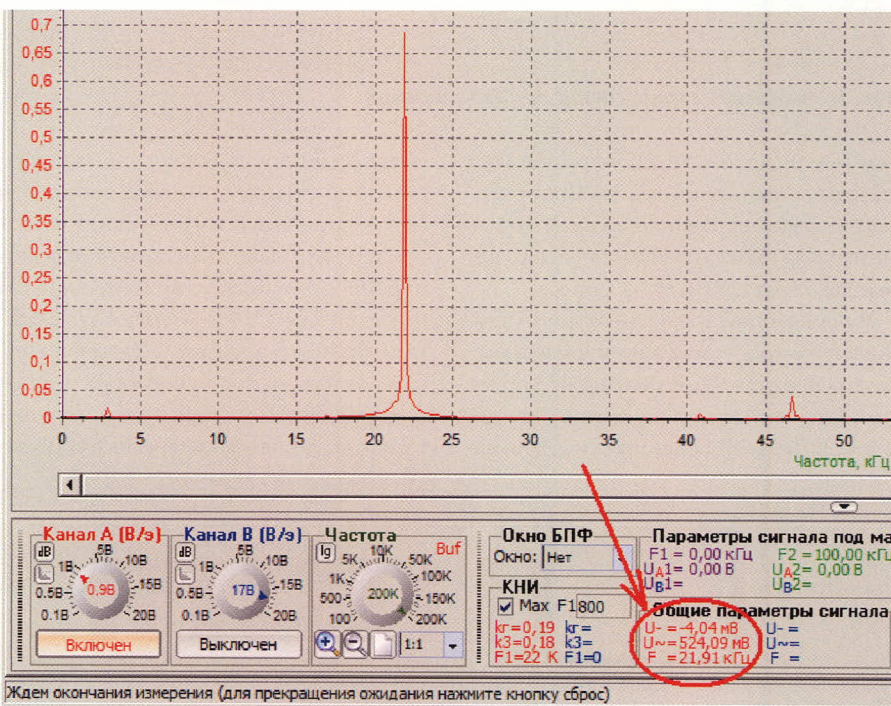


Рис. 6. Показания спектроанализатора

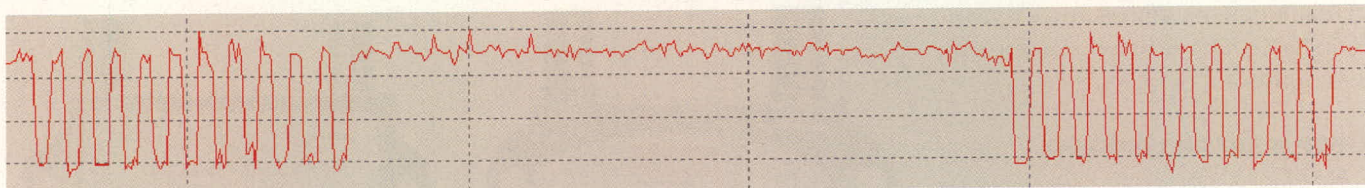


Рис. 7. Осциллограмма принимаемого коммутатором сигнала

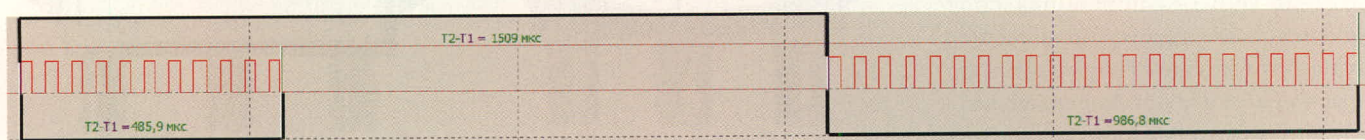


Рис. 8. Осциллограмма сигнала на входе МК

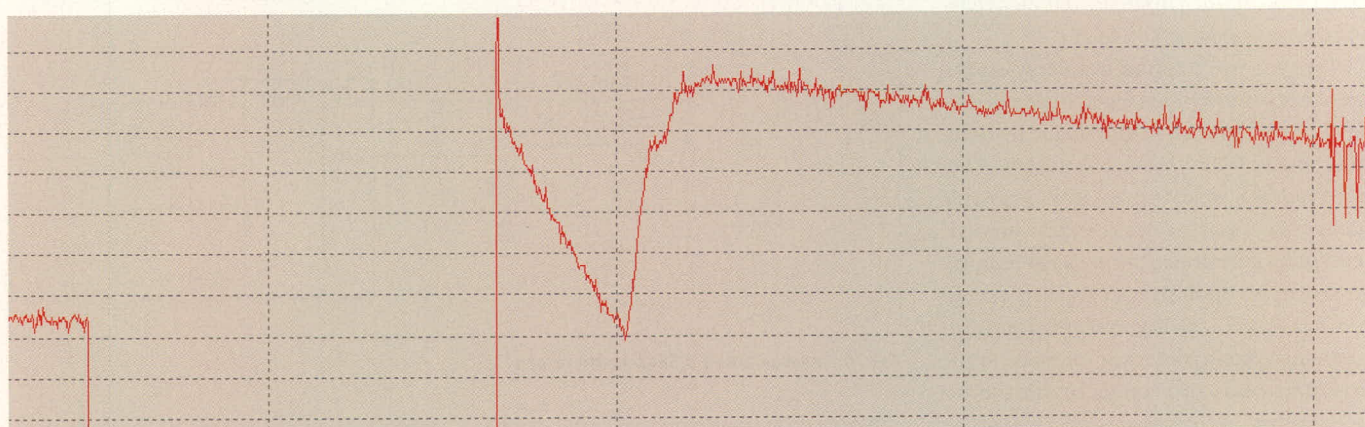


Рис. 9. Нарушение стандарта DISEqC первым приёмником

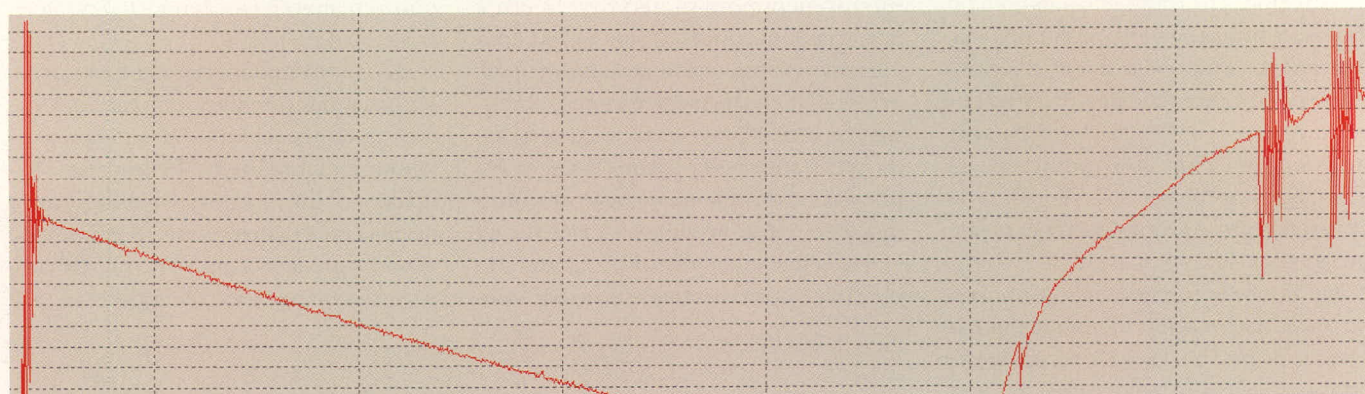


Рис. 10. Нарушение стандарта DISEqC вторым приёмником

(см. рис. 9). Драйвер второго приёмника также не выполнял требования стандарта: после переключения отсутствовала пауза перед началом передачи команды (см. рис. 10).

В первом и втором случае не выдерживалась требуемая пауза после изменения напряжения питания (3...6 мс вместо минимально допустимых 15 мс). Это обусловлено тем, что в не-

которых моделях DISEqC-коммутаторов производители в целях экономии не устанавливают блокировочный конденсатор в цепи питания микроконтроллера (на схеме коммутатора он помечен как «С 10 мF»). Поскольку питание для коммутатора поступает по кабелю и на плате цепь сброса микроконтроллера соединена с плюсом питания, за столь малое время микроко-

нтроллер не успевает загрузить и выполнить программу. Соответственно, переданная команда не принимается и не обрабатывается. И хотя многие приёмники дважды передают одну и ту же команду на включение требуемого входа коммутатора, случаи пропуска передаваемой команды вполне возможны.

Ещё одним нарушением стандарта является передача DVB-S/S2-приёмником ложного импульса (см. рис. 11). Длительность импульса составляет примерно 20 мкс, что достаточно для его опознавания DISEqC-коммутатором в качестве начала передачи команды. Если в программном обеспечении микроконтроллера не предусмотрена защита от помех (судя по результатам

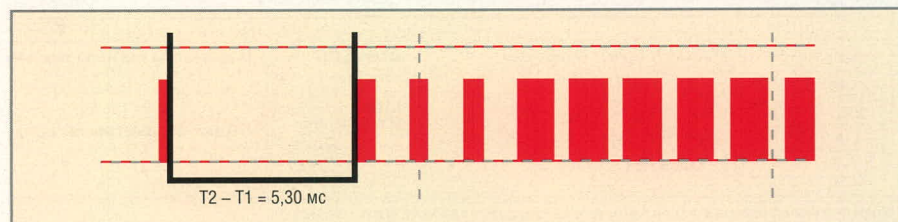


Рис. 11. Нарушение приёма команды из-за ложных импульсов

Grayhill INC.

Всегда на высоте!



ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ КОМПОНЕНТЫ ПОВЫШЕННОЙ НАДЕЖНОСТИ

Тумблеры



Клавиатуры



Поворотные
переключатели



Оптические и
механические энкодеры

ОФИЦИАЛЬНЫЙ ДИСТРИБЬЮТОР ПРОДУКЦИИ GRAYHILL В РОССИИ И СТРАНАХ СНГ

PROSOFT®

Телефон: (495) 232-2522 • info@prochip.ru • www.prochip.ru

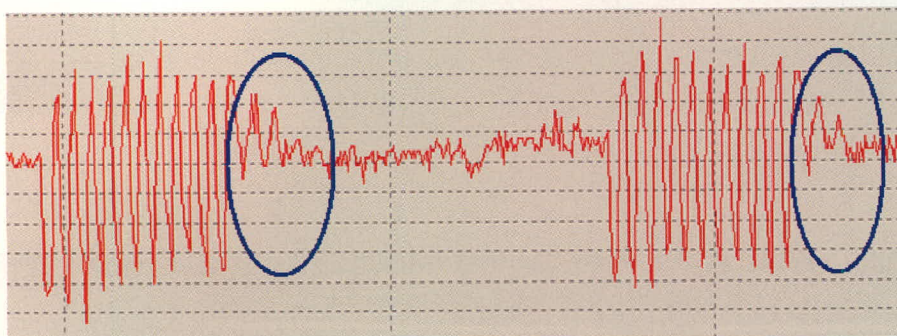


Рис. 12. Осциллограммы сигнала первого приёмника

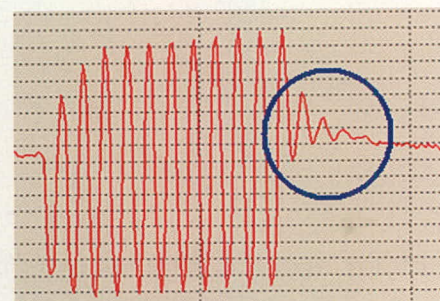


Рис. 13. Осциллограммы сигнала второго приёмника

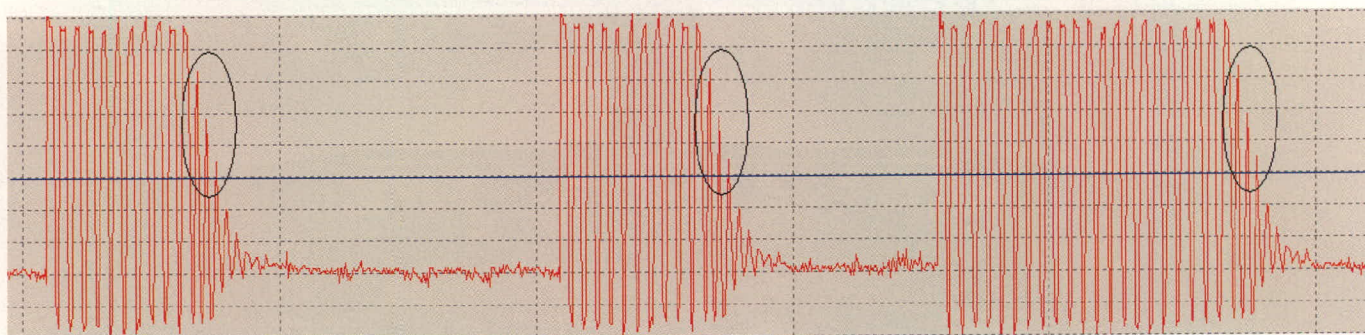


Рис. 14. Осциллограммы получаемого микроконтроллером сигнала

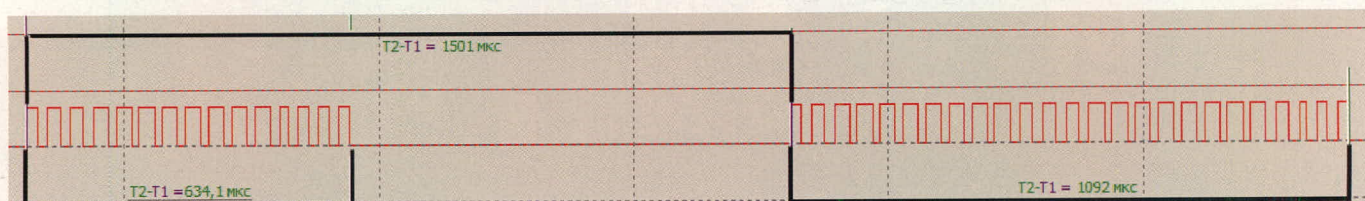


Рис. 15. Сигнал, принятый микроконтроллером коммутатора

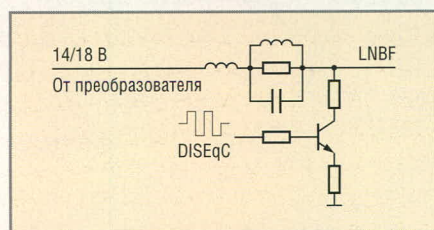


Рис. 16. Схема формирователя частоты 22 кГц в одном из DVB-S/S2-приёмников

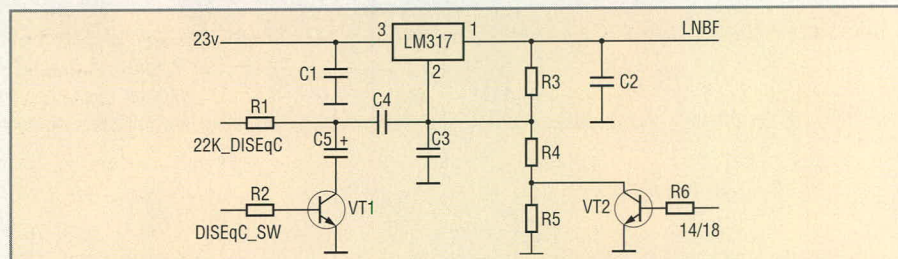


Рис. 17. Схема формирователя частоты 22 кГц в ресивере Golden Interstar 8001 PS

тестирования, такой защиты не имеют многие коммутаторы), то коммутатор в течение 45...54 мкс безуспешно пытается принять всю команду.

Затем были сняты осциллограммы пакетов импульсов «нестандартных» приёмников. Измерения производи-

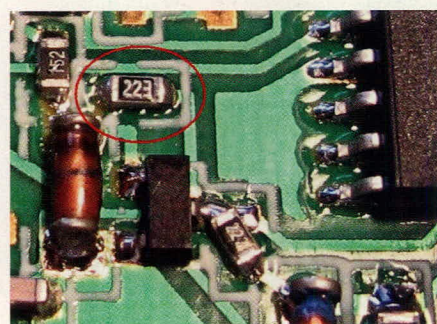


Рис. 18. Резистор в «обычном» DISEqC-коммутаторе

лись непосредственно в кабеле (см. рис. 12 и 13). Обратите внимание на наличие «лишних» импульсов в посылках.

После этого вместо образцового DISEqC-коммутатора был установлен коммутатор, который не принимал команды от DVB-S/S2-приёмника. Логическим анализатором, подключенным к точке В коммутатора, были сняты осциллограммы получаемого микроконтроллером сигнала (см. рис. 14). Синей линией отмечен уровень 2,5 В.

Как видно из осциллограммы, некоторые «лишние» импульсы будут приняты и обработаны микроконтроллером, поскольку их амплитуда превышает 2,5 В, что является лог. 1 для TTL-микросхем. В данном случае пакет импульсов «лог. 1» программа комму-

татора примет за «лог. 0», поскольку в стандарте указано, что длительность лог. 1 должна быть в пределах 400...600 мкс, а лог. 0 – 800...1200 мкс. В нашем случае длительность посылки составляет 634 мкс вместо максимально допустимых 600 мкс (см. рис. 15).

Как было указано выше, некоторые DVB-S/S2-приёмники передают «лишние» импульсы. Было высказано предположение, что в схемах формирователя частоты 22 кГц имеется колебательный контур, резонанс которого «добавляет» эти лишние импульсы. Для выяснения методом осмотра печатной платы была составлена принципиальная электрическая схема формирователя частоты 22 кГц (см. рис. 16). Предположение подтвердилось: такой контур имеется.

Если сравнить схему, приведённую на рис. 16, и схему аналогичного по функциям блока в спутниковом ресивере Golden Interstar 8001 PS (см. рис. 17), можно заметить, что в ресивере отсутствует колебательный контур и, соответственно, резонансные процессы при формировании и передаче частотных пакетов DISEqC-команд.

РЕШЕНИЕ ПРОБЛЕМЫ

Производители DVB-S/S2-приёмников, пытаясь улучшить форму генерируемого сигнала и приблизить её к синусоиде, не учли фактор резонанса приёмной системы. Это привело к появлению «лишних» импульсов, вызывающих сбои в работе некоторых DISEqC-коммутаторов.

Производители DISEqC-коммутаторов отошли от требований стандарта, увеличив «чувствительность» приборов, что снизило помехозащищённость. Однако коммутатор с повышенной чувствительностью более устойчиво работает при длинном кабеле между спутниковым ресивером и некоторыми типами конвертеров – т.н. «твинами» (конвертер с двумя незави-

симыми выходами сигнала) и «квадами» (конвертер с четырьмя независимыми выходами сигнала).

Автор полагает, что многие монтажники спутниковых антенн сталкивались с несовместимостью «твинов», «квадов» и одиночных конвертеров, выпускаемых под марками Inverto и Globo, с DISEqC-коммутаторами. Проблема решается установкой более «чувствительного» DISEqC-коммутатора. О причинах несовместимости самих конвертеров будет рассказано в следующей статье.

В программном обеспечении многих DISEqC-коммутаторов не предусмотрена защита от ложных импульсов, не являющихся началом команды, что также уменьшает их помехозащищённость.

Для устранения подобной несовместимости DVB-S/S2-приёмников и DISEqC-коммутаторов можно понизить добротность контура, изменив номинал резистора, либо скорректировать резонансную частоту контура, изменив значение ёмкости конденсатора или убрав его с платы. Но при этом теряется гарантия на приобретенный приёмник. Поэтому проще за-

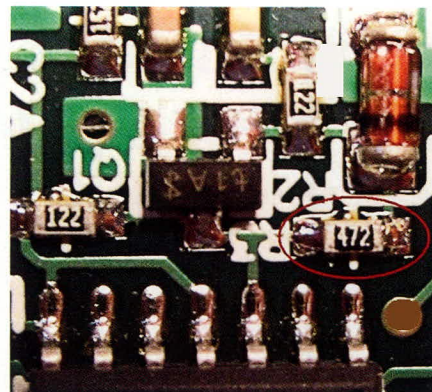


Рис. 19. Резистор в «чувствительном» DISEqC-коммутаторе

менить DISEqC-коммутатор или заменить в самом коммутаторе единственный резистор 22 кОм на 4,7...5,6 кОм (см. рис. 18 и 19).

ЛИТЕРАТУРА

1. <http://www.eutelsat.org>.
2. <http://www.sat.su/satxpress/Equip/DiSeqCmd.htm>.
3. Теле-Спутник. Май 1998. № 5 (31).
4. Теле-Спутник. Октябрь 2004. № 10 (108).
5. <http://www.telesputnik.ru/archive/number31.html>.
6. <http://www.telesputnik.ru/dialog/literature.html>.



ЧЁТКО

БЕЗОПАСНО

ЯСНО

Электролюминесцентные дисплеи Planar® – ИДЕАЛЬНОЕ РЕШЕНИЕ для отображения данных в медицине, промышленной автоматизации, на транспорте, в военных системах

- Низкий уровень электромагнитного излучения
- Устойчивость к ударным и вибрационным воздействиям
- Расширенный диапазон рабочих температур от -60 до +65°C (модель EL640.480AM8ETL)
- Высокая контрастность изображения
- Широкий угол обзора >160°
- Время отклика <1 мс
- Среднее время безотказной работы до 100000 ч
- Высокая параметрическая устойчивость: более 75% первоначальной яркости сохраняется после 10 лет эксплуатации

Официальный дистрибьютор компании Planar в России и странах СНГ

PROSOFT®

МОСКВА
С.-ПЕТЕРБУРГ
ЕКАТЕРИНБУРГ
САМАРА
НОВОСИБИРСК
КИЕВ
УФА

Тел.: (495) 234-0636 • Факс: (495) 234-0640 • E-mail: info@prosoft.ru • Web: www.prosoft.ru
 Тел.: (812) 448-0444 • Факс: (812) 448-0339 • E-mail: info@spb.prosoft.ru • Web: www.prosoft.ru
 Тел.: (343) 376-2820 • Факс: (343) 376-2830 • E-mail: info@prosoftsystems.ru • Web: www.prosoftsystems.ru
 Тел.: (846) 277-9166 • Факс: (846) 277-9165 • E-mail: info@samara.prosoft.ru • Web: www.prosoft.ru
 Тел.: (383) 202-0960; 335-7001/7002 • E-mail: info@msk.prosoft.ru • Web: www.prosoft.ru
 Тел.: (+380-44) 206-2343/2478/2496 • Факс: (+380-44) 206-2343 • E-mail: info@prosoft-ua.com • www.prosoft.ru
 Тел.: (347) 2925-216; 2925-217 • Факс: (347) 2925-218 • E-mail: info@ufa.prosoft.ru • www.prosoft.ru

PLANAR

When image experience matters.

Измеритель атмосфериков на программируемых аналоговых микросхемах

Алексей Галахов (Мурманская обл.)

В статье описано устройство регистрации естественных электромагнитных сигналов в атмосфере, реализованное на программируемой аналоговой ИС фирмы Anadigm и PIC-микроконтроллере.

Для изучения влияния грозового электричества на физические процессы, протекающие в атмосфере Земли, в лаборатории «Атмосфера Арктики» Полярного геофизического института КНЦ РАН было разработано и изготовлено устройство для измерения и регистрации атмосфериков (ИА). Атмосферики – это электромагнитные импульсы длительностью несколько миллисекунд, источником которых являются разряды молний. Максимальной мощностью сигналы атмосфериков обладают в области частот от нескольких сотен герц до десятков килогерц. Амплитуды сигналов атмосфериков могут варьироваться в диапазоне 40 дБ и имеют как суточный, так и сезонный характер.

Следует отметить, что в рассматриваемом ОНЧ-диапазоне (100 Гц... 10 кГц) кроме этого класса излучений наблюдаются естественные квазишумовые («шипения») и дискретные («хоры») сигналы, но их длительности намного больше (при условии, что ОНЧ-приёмник находится вдали от источников промышленных помех).

В настоящей статье приведено описание устройства для выделения атмосферика на выходе приёмника и дальнейшего его измерения и записи. Функциональная схема двухканального измерителя атмосфериков для двух центральных частот 600 и 6000 Гц представлена на рисунке 1.

Совместное использование программируемых аналоговых микросхем (ПАИС) FPAА Anadigm и

PIC-микроконтроллера с флэш-памятью позволяет создавать устройства, позволяющие в реальном времени изменять как параметры схемы, так и функциональную структуру (частично или полностью). Файл конфигурации, отображающий алгоритм аналоговой обработки сигнала, записывается по шине DIN в ПАИС типа AN221E04 через SPI-порт микроконтроллера PIC18F452. Предложенная структура устройства позволяет также наращивать число каналов измерения при необходимости пеленгации атмосфериков.

Для определения момента прихода атмосферика используется амплитудный компаратор с плавающим порогом, который определяется напряжением минимального детектора МД. Время заряда МД намного больше длительности атмосфериков и постоянной времени разряда детектора ($T_z \gg T_p$). В случае срабатывания компаратора одного из каналов, амплитуда атмосферика фиксируется устройством выборки-хранения (УВХ) по обоим каналам и через согласующие устройства СУ1-2, СУ2-2 поступает на входной аналоговый коммутатор (RA0, RA1) 10-разрядного АЦП микроконтроллера PIC18F452, где записывается в цифровой форме. Затем происходит обнуление УВХ и передача записанных данных через интерфейс USART микроконтроллера и ИС драйвера ICL232 на компьютер.

Для создания FPAА использована программная среда AnadigmDesigner2, с помощью которой проис-

ходит выбор доступных аналоговых модулей из библиотеки, установка их характеристик, компиляция данного проекта в текстовый файл, который в дальнейшем является составной частью общей программы микропроцессора PIC18F452.

В данном проекте использованы следующие аналоговые модули FPAА типа AN221E04:

- FilterBiquad1;
- RectifierFilter1;
- HoldVoltageControlled1;
- GainHold1;
- GainSwitch1;
- GainLimiter1;
- Comparator1.

Синхронизация работы FPAА (ACLK) осуществляется от кварцевого генератора (16 МГц) микроконтроллера (OSC2). Узлом синхронизации и управления ИА является восьмиразрядный флэш-микроконтроллер PIC18F452, реализующий следующие функции:

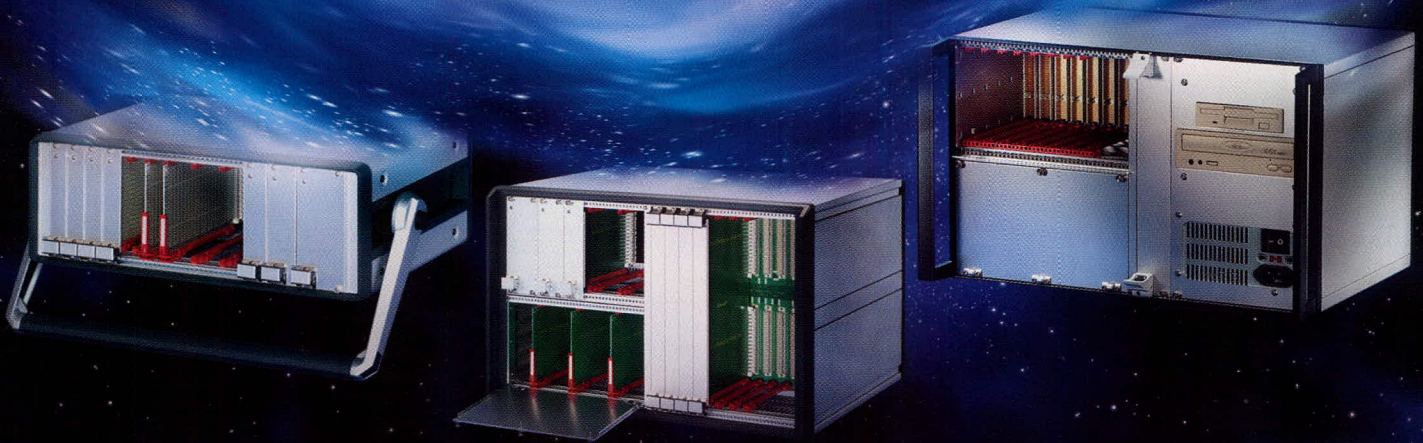
- загрузку конфигурации FPAА через последовательный интерфейс SPI (шины 11, 12);
- управление загрузкой конфигурации (шины 5 – 9);
- обнуление схемы УВХ (шина 10);
- формирование тактовой частоты 16 МГц для FPAА (шина 3);
- последовательный порт USART для передачи данных на компьютер через контроллер RS-232;
- внешнее прерывание RB0 в момент записи сигнала и передачу данных на ПК;
- коммутатор и десятиразрядный АЦП (шины 1, 2).

Редактирование и запись программы в память микроконтроллера осуществляется в программной среде MPLAB ICD2.

В настоящее время разработанное устройство установлено в обсерватории «Ловозеро» Полярного геофизического института (Мур-

Полная линейка приборных корпусов

Технология EuropacPRO —
ГАЛАКТИКА
ВОЗМОЖНОСТЕЙ



CompacPRO

**Простой и удобный
переносной корпус**

- Разнообразные конфигурации
- Идентичные передняя и задняя рамки
- Простота сборки – компоненты фиксируются с внешней стороны
- Высокая прочность и надежность
- Привлекательная цена

PropacPRO

**Прочный переносной корпус
с системой электромагнитного
экранирования**

- Разнообразные конфигурации
- Привлекательный дизайн
- Прочная литая передняя рамка
- Возможность электромагнитного экранирования
- Может использоваться для медицинского оборудования

RatiopacPRO

**Универсальный корпус
для любых применений**

- Настольное, переносное или стоечное исполнение
- Произвольные размеры и разнообразные конфигурации
- Возможность электромагнитного экранирования
- Эффективные системы охлаждения

ОФИЦИАЛЬНЫЙ ДИСТРИБЬЮТОР В РОССИИ И СТРАНАХ СНГ

PROSOFT®

МОСКВА Тел.: (495) 234-0636 • Факс: (495) 234-0640 • E-mail: info@prosoft.ru • Web: www.prosoft.ru
С.-ПЕТЕРБУРГ Тел.: (812) 448-0444 • Факс: (812) 448-0339 • E-mail: info@spb.prosoft.ru • Web: www.prosoft.ru
ЕКАТЕРИНБУРГ Тел.: (343) 376-2820 • Факс: (343) 376-2830 • E-mail: info@prosoftsystems.ru • Web: www.prosoftsystems.ru
САМАРА Тел.: (846) 277-9166 • Факс: (846) 277-9165 • E-mail: info@samara.prosoft.ru • Web: www.prosoft.ru
НОВОСИБИРСК Тел.: (383) 202-0960; 335-7001/7002 • E-mail: info@nsk.prosoft.ru • Web: www.prosoft.ru
КИЕВ Тел.: (+380-44) 206-2343/2478/2496 • Факс: (+380-44) 206-2343 • info@prosoft-ua.com • www.prosoft.ru
УФА Тел.: (347) 2925-216; 2925-217 • Факс: (347) 2925-218 • info@ufa.prosoft.ru • www.prosoft.ru

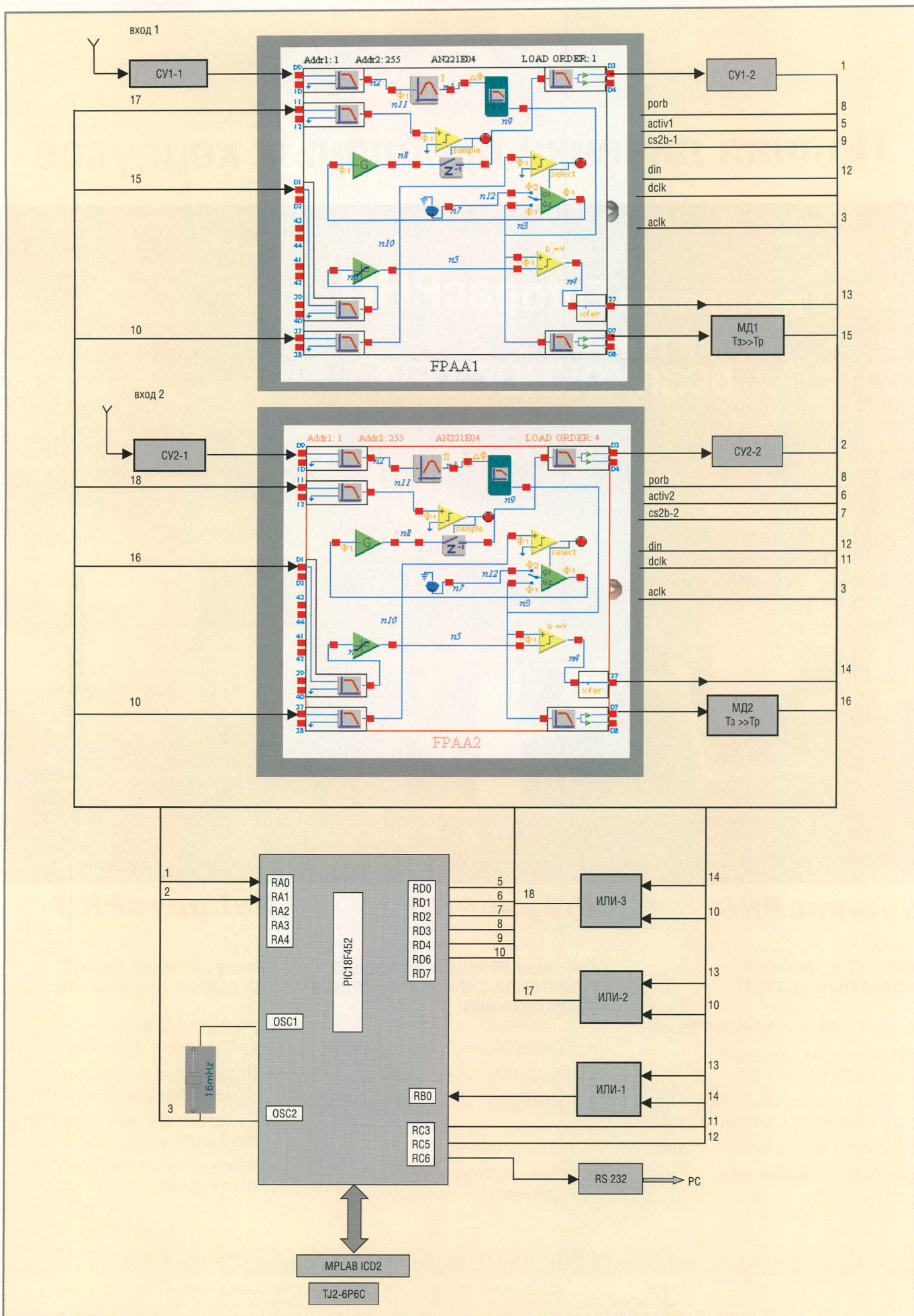


Рис. 1. Функциональная схема двухканального измерителя атмосфериков для двух центральных частот 600 и 6000 Гц

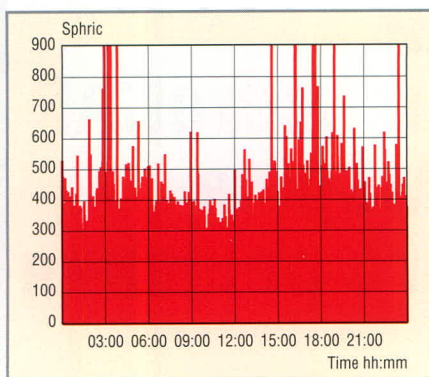


Рис. 2. Пример регистрации атмосфериков (обс. «Ловозеро» ПГИ 18.02.2009)

манская обл.). На рис. 2 приведён пример регистрации атмосфериков («Ловозеро», 18.02.2009). Ясно видно наличие двух максимумов, обусловленных молниевой активностью в двух мировых центрах гроз: утренний – юго-восточная Азия, вечерний – южно-центральная Америка. Африканский центр не регистрируется, так как приёмник подключен к антенне западно-восточной ориентации и находится в минимуме диаграммы направленности антенны.

Автор выражает благодарность О.И. Ахметову за разработку и установку программного обеспечения для системы сбора данных, М.И. Белоглазову и инженеру Dave Lovell (фирма Anadigm) за научно-технические консультации.

Работа выполнена при поддержке Программы Отделения физических наук РАН «Физика атмосферы: электрические процессы, радиофизические методы исследований» (Программа № 12, проект № 4.5). ©

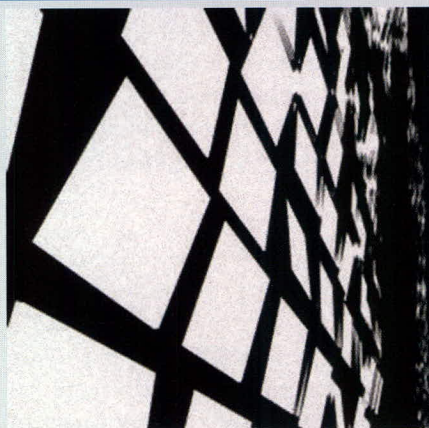
Новости мира News of the World Новости мира

Philips представила интерактивные OLED-лампы

Royal Philips Electronics представила прототипы основанных на OLED (Organic Light-Emitting Diodes) источников света. Эти концепты имеют интуитивно понятное, интерактивное управление и заключены в сверхтонкие корпуса.

Компания представила концепты четырёх типов – напольные, настенные, настольные и потолочные светильники. Все они включают в себя излучающие яркий свет OLED-панели, которые дополнены LED-модулями LUXEON. Каждая модель имеет различные возможности автоматического взаимодействия. К примеру, прототип потолочного осветительного прибора оснащён системой регулировки соотношения верхнего и нижнего света, которая осуществляется при помощи жестов. Внешний вид выставленных прототипов отличают гладкие, обтекаемые формы, которые, по мнению Philips, делают их одновременно более стильными и функциональными.

Компания также построила OLED-инсталляцию, демонстрирующую примеры про-



фессионального использования на больших пространствах, таких как зоны приёма. Она функциональна и необычна и представляет собой светоизлучающую стену, которая реагирует на прохожих, создавая на своей поверхности подобие падающих теней.

По мнению Philips Lighting, в ближайшее время мировую индустрию осветительных приборов ожидают значительные изменения. Факторы окружающей среды и экономики побуждают компании переходить от ламп накаливания к более «чистым» и энергосберегающим решениям как можно быстрее. Одним из устойчивых оснований «световой революции» является тот факт, что светодиоды позволяют создавать осветительные устройства новой конструкции и с характеристиками, не достижимыми ранее, – считают в компании.

philips.com

Sony не ждёт скорого расцвета OLED-телевизоров

В конце 2007 г. японская компания Sony первой в мире официально представила общественности телевизионную систему на основе органических светодиодов. Модель, получившая обозначение XEL-1, хоть и была удостоена немалого внимания со стороны общественности, особой любви у покупателей не приобрела. Впрочем, даже

сам производитель на громкий коммерческий успех инициативы и не рассчитывал, ведь при небольших размерах устройства его стоимость была чрезвычайно высокой. Стоит отметить, что официальные представители японской компании говорили о XEL-1 лишь как о демонстрации инженерного и технического потенциала Sony.

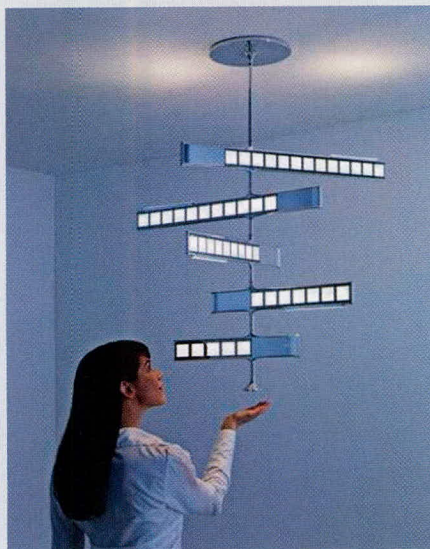
Следующим шагом японской компании должна стать демонстрация и возможный старт продаж «органического» телевизора нового поколения. По сравнению с предшественником увеличена лишь длина диагонали OLED-дисплея – до 21 дюйма, – все остальные параметры должны остаться на прежнем высочайшем уровне.

Впрочем, о скором «нашествии» OLED-телевизоров говорить не приходится. Согласно полученным сведениям, та же Sony пока не рассматривает этот рыночный сегмент в качестве многообещающего. По крайней мере, в среднесрочной перспективе. Основным направлением по-прежнему остаются органические дисплеи для мобильной электроники, когда небольшие размеры устройств позволяют добиться достаточно низкой себестоимости OLED-продукта.

Впрочем, конкуренты Sony не расстанутся с планами выпуска собственных OLED-телевизоров. Здесь стоит отметить южнокорейскую компанию Samsung, обещающую в 2010 г. показать 23-дюймовую телевизионную систему. Впрочем, цена потенциальной новинки остаётся неизвестной.

Интересуется рынком телевизионных OLED-систем и японская компания Panasonic – её инженеры в сотрудничестве со специалистами Toshiba трудятся над созданием решения с рекордно большими размерами. Согласно просочившимся в Сеть сведениям, этой системой станет 37-дюймовый телевизор, работы над которым продлятся ещё несколько лет.

ZDnet



MathSpice – аналитический PSpice-движок для OrCAD и MicroCAP

Часть 1. Загрузка пакета MSpice и получение аналитического решения в Maple

Олег Петраков (Москва)

Пакет расширений Maple под названием MathSpice (MSpice) предназначен для аналитического решения электронных цепей и функциональных схем, но может быть использован как инструмент создания Spice-моделей сигналов и электронных приборов для различных симуляторов. Предлагаемый цикл статей посвящён применению MSpice для автоматизации аналитических расчётов.

ВВЕДЕНИЕ

Чтобы получить правильные аналитические выражения для практически ценных цепей, необходимо приложить немало труда и потратить изрядное количество времени, даже в случае использования MathCAD. Применение MathSpice для этих целей в корне меняет ситуацию: достаточно без ошибок нарисовать схему в MicroCAP или OrCAD Capture (Schematics), несколько секунд ожидания, и все решения у вас на экране.

Программа PSpice не является языком официальной математики и предназначена для написания заданий для численного моделирования схем. Однако MathSpice транслирует PSpice в математическую нотацию Maple, т.е. математические задачи теперь можно ставить на языке PSpice. Поскольку электронные САПР обычно генерируют NET-лист в формате PSpice, то аналитические задачи можно рисовать! Следует отметить, что однажды решённая задача является шаблоном для решения всех задач данного типа, что позволяет отказаться от хранения множества документов с расчётами и хранить только схемы.

Символьные расчёты в электронике весьма эффективны, но требуют феноменального трудолюбия. Это – серьёзная преграда для их оперативного использования. В процессе расчётов легко совершить опisku, и тогда весь последующий труд пропадёт. Всё изменилось с появлением программы MathSpice: чтобы получить решение, схему достаточно на-

рисовать в графическом редакторе MicroCAP или OrCAD. После запуска MSpice вы сразу получаете аналитические выражения для всех напряжений и токов. Дальнейшая работа сводится к анализу этих выражений либо производных от них (коэффициентов передачи, входных или выходных сопротивлений).

Поскольку MSpice и PSpice используют один и тот же источник исходных данных, это позволяет осуществлять высочайший уровень контроля достоверности получаемых аналитических результатов. Если у вас возникли сомнения в полученных формулах – запустите PSpice-симулятор MicroCAP (или OrCAD) с той же схемой: сравнение вернёт вам уверенность и убержёт от публикации ошибочных результатов.

Программа MathSpice имеет три варианта: ElectronicsSolver, ESolver и MSpice. ElectronicsSolver поддерживает базовые модели OrCAD или MicroCAP и достаточен для решения практически всех задач курсового и дипломного проектирования. В принципе можно решать все задачи при помощи ESolver Pro, но в нём меньше сервиса и требуется больше работы руками. ESolver – профессиональная версия ElectronicsSolver – имеет расширенную поддержку моделей и функций OrCAD или MicroCAP и подходит для свободного творчества технических писателей, дипломников и диссертантов. Множество стандартных моделей MicroCAP и OrCAD позволяют мгновенно «лепить» проекты. Пакет MSpice предна-

значен для «пашущих целину» разработчиков (поддерживаются все функции предыдущих пакетов), специалистов в области моделирования нелинейных цепей и дифференциальных уравнений; подходит создателям моделей приборов для симуляторов различного типа.

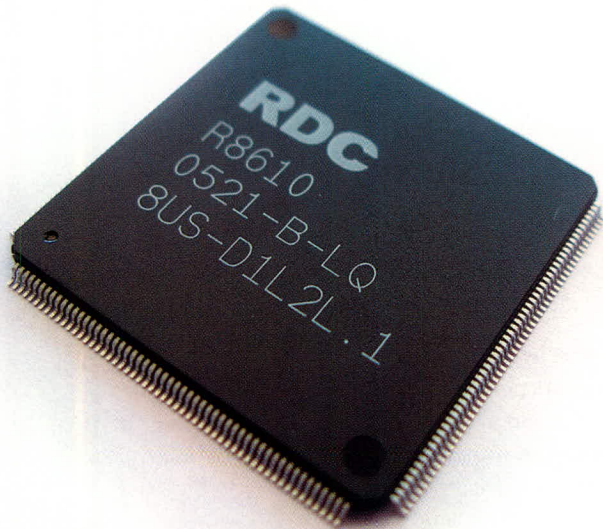
Программа MSpice является не столько альтернативой, сколько дополнением Spice-систем. Очевидно, что система символьной математики обеспечивает большие возможности анализа схем. Там, где это возможно, MSpice получает аналитический отклик цепи или его аналог в виде системы дифференциальных уравнений для последующего математического анализа. Там, где это бесперспективно, задача будет решаться численными методами.

Применение MSpice вместо PSpice может быть оправдано при решении задач, которые требуют особо высокой точности решения, поскольку в Maple ограничений на точность практически не существует. Имея решение в Maple, вы можете воспользоваться инструментами математического анализа высочайшего класса, разработанными для математиков-профессионалов. MSpice позволяет преобразовывать аналитические выражения Maple в формат PSpice и обратно, что превращает его в инструмент разработчика PSpice-моделей.

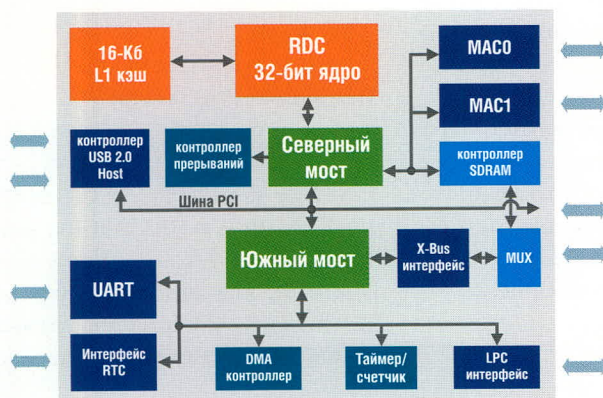
Программы работают совместно с OrCAD или MicroCAP, в которых вы рисуете схемы и создаёте NET-лист. Программы читают NET-лист, формируют уравнения и решают их относительно всех переменных. Дальнейшие расчёты могут выполняться произвольно или с использованием набора специализированных функций, входящих в состав пакета.

С ростом сложности задачи время выполнения возрастает экспоненциально, поэтому, если задачу можно разделить на независимые части (выпол-

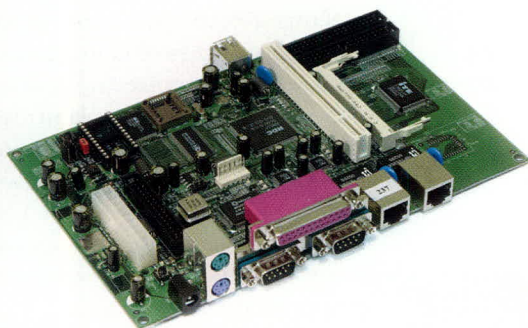
НОВЫЙ X86 МИКРОКОНТРОЛЛЕР RDC R8610



Микроконтроллер **R8610**



Структурная схема микроконтроллера **R8610**



Оценочная плата: полнофункциональный промышленный компьютер

Основные достоинства

- Совместимость с популярной x86-архитектурой
- Обширные периферийные возможности
- Низкие затраты на разработку ПО
- Невысокая стоимость

Области применения

- Промышленные компьютеры
- Системы сбора данных
- Оборудование для коммуникаций: коммутаторы пакетов, точки доступа, локальные маршрутизаторы и т.д.

Технические характеристики

- 133-МГц 32-бит RISC-ядро
- Совместимость с архитектурой 80486SX
- 16 Кб кэш первого уровня
- Двухпортовый хост-контроллер USB 2.0
- Контроллер PCI rev. 2.1
- 2 контроллера Fast Ethernet MAC
 - контроллер прерываний
 - контроллер DMA
 - таймеры
- Внешние интерфейсы и память
 - Flash, ROM, SDRAM
 - порт UART
 - LPC-интерфейс
- 56 портов ввода-вывода общего назначения
- Поддержка WinCE, Linux и других ОС
- Питание ядра 1,8 В, подсистемы ввода/вывода 3,3 В



Доступен набор для разработчиков и полный комплект технической документации

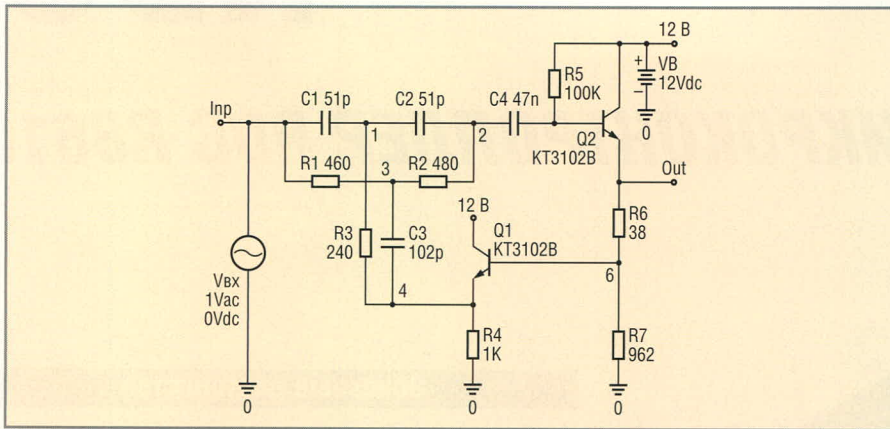


Рис. 1. Схема узкополосного режекторного фильтра на частоту 6,5 МГц

нить декомпозицию), это следует сделать. Разумная сложность задачи ограничена, на наш взгляд, 30 – 50 компонентами, чтобы не переусложнять выходные формулы. Слишком большая схема, решённая аналитически, имеет грандиозный размер решения! Вряд ли кого интересуют решения в виде формул на 20 страницах, что возможно уже при наличии в схеме с обратными связями 20 компонентов. Всегда интересно решить задачу просто или упростить сложное решение до простого.

Интерес для аналитического анализа представляют, как правило, функциональные узлы и каскады, на которые можно разделить сложную схему. Поэтому перед решением задачи в ElectronicSolver необходимо предельно упростить схему узла и избавиться от всех несущественных элементов, которые загромождают результат в виде формулы (потом это будет гораздо сложнее). Целесообразно предельно коротко обозначать компоненты и узлы, поскольку их названия войдут в состав формул.

Более подробную информацию можно найти на интернет-странице www.pspicelib.narod.ru. Для загрузки пакета расширений MSpice используется следующая конструкция Maple:

```
> read(`F:/PMAPLE/ESolver.m`);
with(MSpice):
```

MSpice состоит всего из двух основных директив: ESolve() – чтение NET-листа схемы, вывод системы уравнений цепи, вывод решения; Values() – ввод номиналов компонентов схемы.

Остальные директивы имеют характер Smart-утилит, ускоряющих выполнение некоторых типовых задач. Чтобы упростить дальнейшее вос-

приятие, приведём типовой пример с расчётами.

ПРИМЕР РАСЧЁТА ТРАНЗИСТОРНОГО ФИЛЬТРА

В качестве узкополосных режекторных фильтров используются резисторно-конденсаторные двойные Т-образные мостовые фильтры. Недорогой фильтр на высокие частоты можно сделать на транзисторах (см. рис. 1). Однако расчёт транзисторных схем гораздо сложнее, чем схем на операционных усилителях. Применение программы MSpice устраняет эту проблему, позволяя быстро получить необходимые формулы.

Большинством паразитных параметров транзисторов можно пренебречь много ниже частоты единичного усиления, поэтому для расчётов использовалась простейшая схема замещения транзистора (см. рис. 2).

```
> restart:read(`F:/PMAPLE/ESolver.m`);with(MSpice):
```

Применение директивы ESolve() для вызова NET-листа схемы фильтра:

```
>Devices:=[Одинаковые,[BJT,DC1,2]];
ESolve(Q,`BJT-PSpiceFiles/SCHEMATIC1/SCHEMATIC1.net`):
```

DC1 МОДЕЛЬ ВJT ТРАНЗИСТОРА

Система Кирхгофа-Лапласа

$$\frac{V6 - VOUT}{R6} + \frac{(V5 - VOUT)\beta}{R\beta} - \frac{VOUT - V5}{R\beta},$$

$$H := \frac{(R^2 C^2 R6 + C^2 R^2 R7)s^2 + R6 + R7}{(R^2 C^2 R6 + C^2 R^2 R7)s^2 + 4sCRR6 + R6 + R7}$$

$$-\frac{V4}{R4} + (V3 - V4)sC3 - \frac{V4 - V1}{R3} + \frac{(V6 - V4)\beta}{R\beta} - \frac{V4 - V6}{R\beta},$$

$$(V5 - V2)sC3 - \frac{V3 - V2}{R2} - (V2 - V1)sC2,$$

$$\frac{V4 - V1}{R3} + (V2 - V1)sC2 -$$

$$-(V1 - Vvx)sC1,$$

$$\frac{Vvx - V3}{R1} - \frac{V3 - V2}{R2} - (V3 - V4)sC3,$$

$$\frac{VOUT - V5}{R\beta} - \frac{V5 - VB}{R5} - (V5 - V2)sC4$$

$$-\frac{V6}{R7} + \frac{V4 - V6}{R\beta} - \frac{V6 - VOUT}{R6}$$

Решения

$$\{VOUT, V1, V2, V5, V4, V6, V3\}$$

MSpice v8.27

Заданы узлы: {V12V, VINP}

Источники: [Vvx, VB, J\alpha]

Решения V_NET: [VOUT, V1, V2, V5, V4, V6, V3]

J_NET: [J\epsilon, JC3, JR6, JR2, JR3, JC2, JR7, JC1, JR\beta\beta, JFt, JJ\alpha, JVvx, JR5, JVB, JC4, JR1, JR4, Jk, JT]

Для упрощения формул учтём, что для фильтра с мостом Вина должны выполняться следующие соотношения:

$$> C1:=C: C2:=C: C3:=2*C: R1:=R: R2:=R: R3:=R/2:$$

Найдём передаточную функцию фильтра, предположив, что $\beta = \infty, C4 = \infty, R5 = \infty$. Это позволяет получить простые формулы для предварительного расчёта. Точные формулы с помощью программы Maple получить можно, но они будут очень сложными. При настройке параметры схемы (добротность) легко скорректировать подбором резистора R6.

```
> VB:=0: beta:=x: C4:=x: R5:=x:
H:=collect(limit(VOUT/Vvx,x=infinity),s);
```

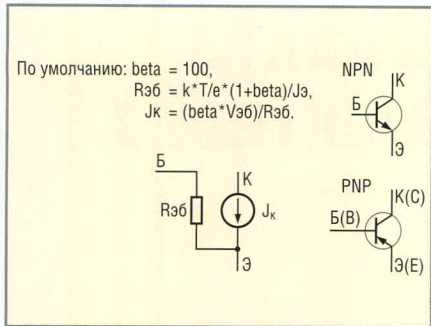


Рис. 2. DC1-модель биполярного транзистора

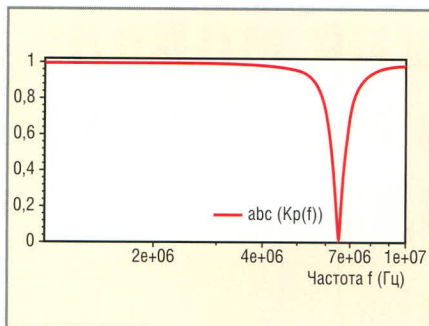


Рис. 3. АЧХ режекторного фильтра

Теперь найдём коэффициент передачи в частотной области, $K = K(f)$, выполнив подстановку $s = I^2 \cdot \pi \cdot f$.

$$K := \frac{4\pi f^2 R^2 C^2 R_6 + 4\pi f^2 C^2 R^2 R_7 - R_6 - R_7}{4\pi f^2 R^2 C^2 R_6 + 4\pi f^2 C^2 R^2 R_7 - 8I\pi f C R R_6 - R_6 - R_7}$$

Частота режекции:

```
> Fp:=I*solve(diff(K,f)=0,f)[2];
```

$$Fp := \frac{1}{2\pi C R}$$

Полоса режекции по уровню -3 дБ:

```
> solve(evalc(abs(K))=subs(f=0,K)/sqrt(2),f): П:=simplify(%[4]-%[2]);
```

$$\Pi := \frac{2R_6}{\pi(R_7 + R_6)C R}$$

Добротность определяется как $Q = Fp/\Pi$, отсюда

```
> Q:=Fp/\Pi;
```

$$Q := \frac{R_7 + R_6}{4R_6}$$

Построим АЧХ коэффициента передачи фильтра:

```
Values(AC,RLCVI,[1]); C:=C1; R:=R1;
```

Ввод номиналов компонентов:

$$H := \frac{0.5992704 \cdot 10^{-12} s^2 + 1000}{0.5992704 \cdot 10^{-12} s^2 + 0.3744096 \cdot 10^{-5} s + 1000}$$

$[F_p = 0,650142107, Q = 6,578947368, \Pi = 988216,9668]$

На рисунке 3 приведена АЧХ режекторного фильтра. На этом решение нашей задачи заканчивается. Ручной труд, при котором возможен ошибоч-

```
> K:=simplify(subs(s=I*2*Pi*f,H));
```

```
R5 := .100e6, "100K"
C4 := .47e-7, "47n"
R4 := .1e4, "1K"
R1 := 480, "480"
C1 := .51e-10, "51p"
R6 := 38, "38"
R2 := 480, "480"
R7 := 962, "962"
R3 := 240, "240"
C2 := .51e-10, "51p"
C3 := .102e-9, "102p"
beta := 100, "100"
`Fт` := .100e6, "100e3"
`Jэ` := .1e-2
`Rэб` := k*T/e*(beta+1)/`Jэ`
`Rэб` := k*T/e*(beta+1)/`Jэ`
e := .1602176462e-18
k := .1380650277e-22
T := 300, "300"
AC источник: DC: Vвх:=0 AC:
Vвх:=1 Pphase(degrees):=0
DC источник: DC: VB:=12 AC: VB:=0
H_Q2_КТ3102В := (V5-VOUT)*beta/`Rэб`
H_Q1_КТ3102В := (V6-V4)*beta/`Rэб`
> H:=H; ['Fp'=evalf(Fp),
'Q'=evalf(Q), 'Pi'=evalf(Pi)];
NSF([H],f=1e6..10e6,"3)
semi[abs(Kp(f))]$500 режекторного
фильтра |Kp(f)|");
```

ный ввод, свёлся к рисованию схемы. В следующей статье мы продемонстрируем описание управляющих директив MSpice, которые делятся на основные и вспомогательные.

Продолжение следует



Зачем платить больше!

Коммерческие источники питания для военной техники

Низкая стоимость и короткие сроки поставки при соответствии военным стандартам

Основные характеристики DC/DC-преобразователей серии MTC:

- Диапазон входных напряжений 15,5...40 В
- Выходные напряжения от 3,3 до 28 В
- Выходные мощности от 5 до 150 Вт
- Диапазон рабочих температур от -55 до +100°C (основание корпуса)
- Электромагнитные помехи соответствуют требованиям MIL-STD-461E
- Импульсное перенапряжение и помехоустойчивость в соответствии с MIL-STD-1275A/B/C, 704A-F
- Стойкость к внешним воздействующим факторам в соответствии с требованиями MIL-STD-810F
- Сервисные функции: синхронизация частоты преобразования, дистанционное включение/выключение, регулировка выходного напряжения, внешняя обратная связь

XP XP Power

ОФИЦИАЛЬНЫЙ ДИСТРИБЬЮТОР ПРОДУКЦИИ XP POWER В РОССИИ И СТРАНАХ СНГ

PROSOFT®

Тел: (495) 234-0636 • Факс: (495) 234-0640
E-mail: info@prosoft.ru • www.prosoft.ru

Математическая модель объекта регулирования на базе моментного электропривода

Сергей Капралов, Владимир Матвеев, Виктор Майоров, Денис Павлов, Максим Таранец (г. Великий Новгород)

Предложен вариант макромоделли объекта регулирования и математическое описание её структуры. Апробация модели в первом приближении показала удовлетворительные результаты, однако для получения более качественных оценок требуется её детализация, а также разработка и практическая реализация методик измерения характеристик и идентификации параметров объекта регулирования.

ВВЕДЕНИЕ

Появление новых электронных компонентов с уникальными характеристиками принципиально изменило подход к построению радиоэлектронной аппаратуры. При этом удаётся повысить качество преобразования электрической энергии, уменьшить внутренние потери и весогабаритные показатели. Построенные на новых компонентах модули и узлы требуют проведения тщательного компьютерного анализа всех режимов работы, чтобы обеспечить надёжность – главный критерий работы изделия.

Как показывает практика, экспериментальный подбор большинства параметров и отладка алгоритмов является весьма сложным и трудоёмким процессом. Математические модели отдельных звеньев позволяют значительно упростить задачу разработки и

настройки конечного изделия. В свою очередь, точность компьютерного моделирования определяется качеством математических моделей компонентов, входящих в состав системы.

Требования высокой точности накладывают существенные ограничения на использование универсальных моделей. Современные пакеты математического моделирования и автоматизированного проектирования включают в себя библиотеки моделей компонентов электронной техники, однако в них использованы усреднённые параметры приборов и, как правило, не указан допустимый разброс, что снижает эффективность моделирования.

В связи с этим возникает необходимость создания адекватной модели объекта регулирования на базе моментного электропривода, обеспечивающей возможность корректировки максимального количества параметров, что позволит разработчику ускорить экспериментальную «подгонку» системы, сосредоточив усилия на повышении качества её работы. Кроме того, практически важным является проведение работ по моделированию технических решений и установлению областей их практического применения, а также разработка инженерных методик расчёта устройств и систем на базе моментного электродвигателя.

- разработка модели объекта регулирования на базе моментного электропривода;
- построение блока формирования управляющих сигналов в виде системы автоматического регулирования устройства.

Ввиду особенности конструкции объекта регулирования на базе моментного электропривода, последний удобнее представить в виде макромоделли, содержащей набор характеристических компонентов. В этом случае наиболее эффективным является подход к определению с помощью многооткликовых регрессионных моделей параметров эквивалентной схемы объекта как многополюсника.

Таким образом, на основании анализа существующих моделей строится наиболее эффективная структура с точки зрения функциональности, достаточности набора параметров и вычислительных затрат.

ОБЪЕКТ РЕГУЛИРОВАНИЯ

В данном случае объект регулирования (см. рис. 1) представляет собой бесконтактный моментный электродвигатель, сопряжённый с датчиком углового положения и эквивалентом нагрузки. Конструкция не содержит редуктора и, соответственно, связанных с ним люфтов, зазоров и моментов трения.

Кроме того, в состав объекта регулирования входит драйвер (см. рис. 2), обеспечивающий формирование синусоидального управляющего воздействия с периодом, укладывающимся между двумя соседними полюсами постоянных магнитов ротора.

ПОСТРОЕНИЕ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ

Для обеспечения оптимального и качественного управления подвижным объектом необходимо построить многоконтурную систему автоматическо-

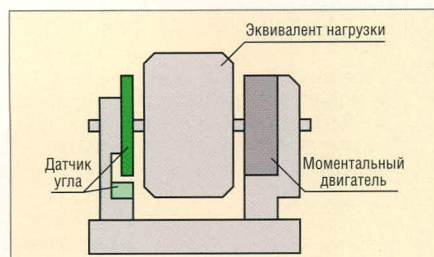


Рис. 1. Объект регулирования на базе моментного электродвигателя

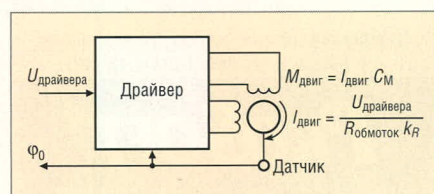


Рис. 2. Драйвер моментного электродвигателя

Постановка задачи

Учитывая актуальность данного направления, а также требования к качеству модели, авторами работы поставлены следующие задачи:

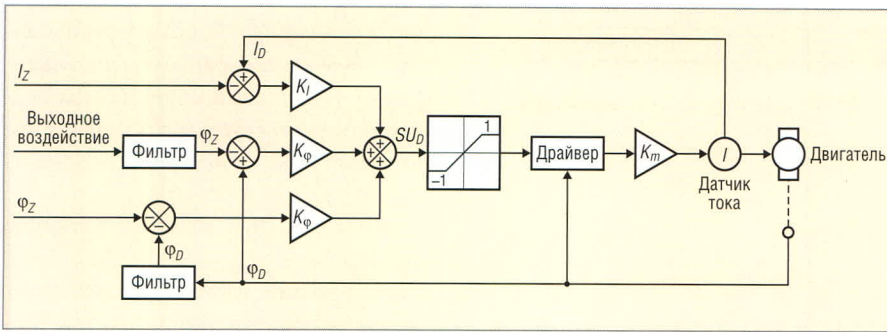


Рис. 3. Структурная схема системы регулирования

го регулирования, имеющую на выходе устойчивый сигнал, т.е. составить описание процессов в пространствах состояний.

Концепция построения системы управления электроприводом включает в себя следующие положения:

- электропривод должен иметь малую колебательность, т.е. быть замкнут по положению и скорости с помощью регулятора состояния;
- для достижения высокой точности позиционирования и стабилизации скорости необходима быстрая реакция двигателя на управляющие и регулирующие воздействия. Это можно обеспечить работой двигателя в вентильном режиме реверсированием фаз тока, являющегося функцией положения подвижной части;
- использование обратной связи обеспечивает хорошее подавление возмущений. Однако реакция системы на изменение управляющего воздействия при этом не оптимальна. Использование принципа комбинированного управления с программным корректором управления, учитывающим динамику замкнутого электропривода, обеспечивает значительное уменьшение ошибок состояния при изменении задания в канале управления;
- в обратной связи по положению необходимо использовать датчик положения требуемой точности. Обратная связь на выходе регулятора не должна иметь помех и шума квантования, вызывающих значительные пульсации скорости и акустический шум.

Проблема достижения требуемой точности заключается в выборе средств, повышающих точность системы (усилительных и изодромных блоков), т.е. фактически вида регулирования.

Обеспечение приемлемого характера переходных процессов (демпфирования) заключается в выборе оптималь-

ных корректирующих средств. Проблема коррекции состоит в повышении динамической точности системы автоматического регулирования в переходных режимах. Стремление снизить ошибки регулирования в типовых режимах приводит к необходимости использования таких значений общего коэффициента усиления, при которых без принятия специальных мер (внедрения пассивных звеньев) система оказывается неустойчивой.

Для хорошо демпфированных систем скорость спада логарифмической АЧХ составляет 6...20 дБ на декаду увеличения частоты. Введение корректирующих звеньев должно так изменить вид ЛАЧХ, чтобы она в том же диапазоне частот пересекала ось частот с наклоном не более 20 дБ/дек.

Метод повышения запаса устойчивости в виде демпфирования с подавлением средних частот применяется наиболее часто, поскольку позволяет сохранить точность САР и полосу пропускания (быстродействие). Демпфирование осуществляется с помощью пассивного интегро-дифференцирующего звена и позволяет корректировать ЛАЧХ с наклоном 40 дБ/дек. Однако корректирующее звено вносит дополнительные фазовые сдвиги в низкочастотной области.

Блок формирования управляющих сигналов

Для моментного электропривода характерна идеология построения системы управления в пространстве переменных состояний, т.е. управляющее устройство по текущему углу поворота и частоте вращения вырабатывает требуемое значение электромагнитного момента, которое реализуется с помощью схемы питания, формирующей соответствующие значения токов управления.

Структурная схема контура управления вместе с объектом регулирования представлена на рисунке 3. Данная система обладает устойчи-

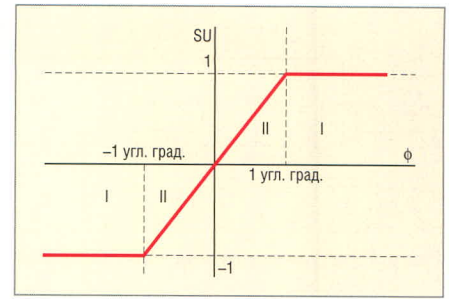


Рис. 4. Дискриминационная характеристика контура

востью при конкретных значениях коэффициентов усиления регулятора, определение которых также является задачей настоящей работы.

Сигнал управления, подаваемый на вход драйвера моментных электродвигателей, формируется в соответствии с выражением:

$$SU_{D(i)} = K_{\phi}(\varphi_{Z(i)} - \varphi_{D(i)}) + K_I(I_{Z(i)} - I_{D(i)}), \quad (1)$$

где: K_{ϕ} – коэффициент усиления по положению (вольт на обмотке двигателя/радиан поворота датчика); $\varphi_{Z(i)}$ – задание по углу (i -е значение); $\varphi_{D(i)}$ – показания датчика углового положения (i -е значение); K_I – коэффициент усиления по скорости (вольт на обмотке двигателя/радиан поворота датчика за секунду); $\dot{\varphi}_{Z(i)}$ – задание по скорости (i -е значение); $\dot{\varphi}_{D(i)}$ – расчётное значение скорости по датчику угла (i -е значение); K_I – коэффициент усиления по току (вольт на обмотке двигателя/ампер датчика тока); $I_{Z(i)}$ – задание по току (i -е значение); $I_{D(i)}$ – измеренное значение по датчику тока (i -е значение).

На рисунке 4 показана дискриминационная характеристика контура. Сигнал управления определяется условиями:

в зоне I:

$$SU_I = 1, \text{ если } SU_I > 1;$$

$$SU_I = -1, \text{ если } SU_I < -1;$$

в зоне II:

$$SU_{II} = (\varphi_Z - \varphi_D)k.$$

В данном случае мы имеем дело с цифровой системой, построенной на базе средств вычислительной техники. Использование элементов с дискретной природой (ЦВМ, устройств ввода/вывода) определяет наличие двух процессов в системах цифрового управления: дискретизацию сигналов по времени и квантование сигналов по уровню. Первый процесс делает систе-

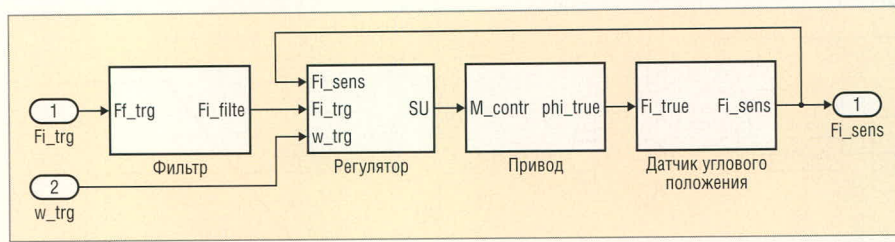


Рис. 5. Структура модели моментного электропривода

му дискретной, а квантование по уровню – нелинейной. Оба процесса сопровождаются возникновением методических погрешностей.

Выбор частоты дискретизации производится исходя из ширины полосы пропускания или времени регулирования замкнутой системы. Разумные значения частоты дискретизации в 6–10 раз превышают верхнюю границу полосы пропускания или составляют 2–4 отсчёта за время нарастания, в противном случае качество регулирования системы резко ухудшается. Кроме того, возможны ситуации, когда выполняемые ЦВМ задачи (опрос датчиков, вычисления, формирование информационных потоков, запись в порты вывода) могут быть выполнены только при систематической задержке синтезируемого воздействия на один такт дискретизации. В таком случае в системе регулирования с ЦВМ появится запаздывание, которое должно быть учтено оператором запаздывания и, возможно, смещённой передаточной функции.

Модель объекта регулирования

Структурная схема модели объекта регулирования на базе бесконтактного моментного электропривода приведена на рисунке 5. В ней можно выделить следующие функциональные узлы:

- фильтр входного воздействия;
- Fi_trg – задание по углу (угл. град) или траектория движения;

- w_trg – задание скорости движения (угл. град/с);
- регулятор – система регулирования;
- привод – моментный электродвигатель;
- датчик углового положения.

Выходным параметром САР является воздействие в виде напряжения, прикладываемого к обмоткам бесконтактного моментного электродвигателя с постоянными магнитами, в результате чего на выходе модели двигателя появляется значение угла поворота ротора (phi_true). В системе имеется цифровой датчик углового положения, с выхода которого сигнал обратной связи подаётся на систему регулирования.

Фильтрация входного воздействия осуществляется по закону, представленному на рисунке 6, с целью удержания сигнала управления в зоне регулирования $\pm 1^\circ$.

Блок-схема модели регулятора представлена на рисунке 7. Рассмотрим подробнее функциональные модули.

Данная система выполнена в виде пропорционально-дифференциального звена в соответствии с выражением (1). Значения пропорционального ($K1$) и дифференциального ($K2$) коэффициентов усиления в реальном изделии определены экспериментально, исходя из условия устойчивости системы.

Для определения угловой скорости движения объекта регулирования, исходя из показаний датчика углового положения, используется дифференцирующее звено. Дискриминатор ско-

рости реализован в соответствии с алгоритмом, приведённым на рисунке 8. Структурная схема модели бесконтактного моментного электродвигателя с постоянными магнитами показана на рисунке 9.

В данной модели учтены следующие виды трения:

- сухое трение (трение скольжения), возникающее в подшипниках конструкции;
- вязкое трение, связанное с возникновением противоЭДС при вращении ротора с постоянными магнитами относительно статора с управляющими обмотками;
- трение покоя, определяемое параметрами самого электродвигателя. Величины всех коэффициентов трения на данном этапе приблизительно определены экспериментальным путём. Точный расчёт этих значений является самостоятельной задачей, требующей большого количества экспериментальных данных и применения громоздкого математического аппарата.

Структурная схема модели датчика угла представлена на рисунке 10. Модель содержит два субмодуля:

- дискретизатор, поскольку физически датчик углового положения представляет собой оптоэлектронное устройство и сигнал на его выходе является дискретной величиной (см. рис. 11);
- устройство, выполняющее предварительную обработку данных в соответствии с принципом функционирования реального устройства (см. рис. 12).

В таблице приведён перечень основных параметров, используемых в модели моментного электропривода. Момент инерции привода определён для реального устройства (см. рис. 1) на основе его АЧХ. Информация с датчика углового положения поступает на вход



Рис. 6. Форма изменения входного воздействия на выходе фильтра

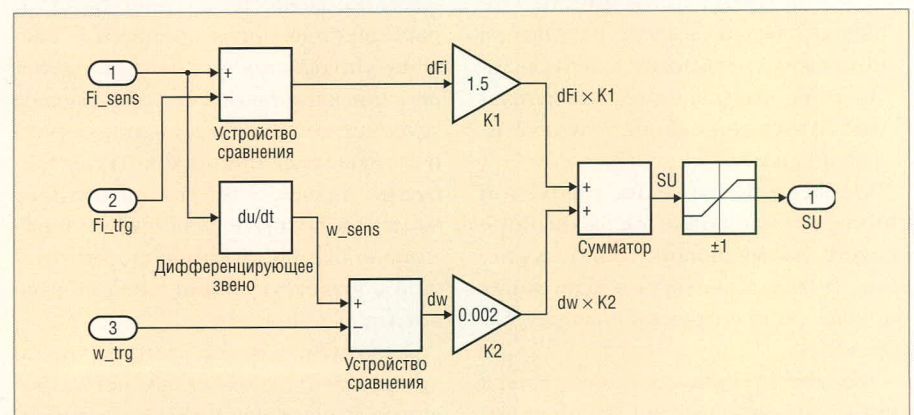


Рис. 7. Структурная схема модели системы регулирования

системы регулирования с периодом T_{sample_ang} . Изменение сигнала управления электродвигателем происходит после окончания цикла расчёта в модуле формирования управляющих сигналов с периодом T_{sample_ext} .

Апробация модели на данном этапе производилась путём сравнения реакции моментного привода (см. рисунок 13а) и его модели (рисунок 13б) на единичное ступенчатое воздействие, а также оценки статической ошибки. Входной сигнал подавался на вход системы регулирования без входного фильтра. Модель показала удовлетворительные результаты. Величина статической ошибки стэнда моментного привода составила 0,02 угл. град, а его модели 0,016 угл. град.

ФОРМИРОВАНИЕ МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ

Описание физического принципа функционирования моментного электропривода с использованием математического аппарата выглядит следующим образом:

1) управляющий сигнал на привод CQ может быть пересчитан в величину механического момента двигателя M

$\Delta\tau$	$< 0,0001$
Δt	$\Delta t / \Delta\tau = \text{ЦЕЛОЕ}$
$\Delta\varphi$	10°
φ_D	$0,0001$
B	$1 \dots 10$
Δt_k	$0,002$

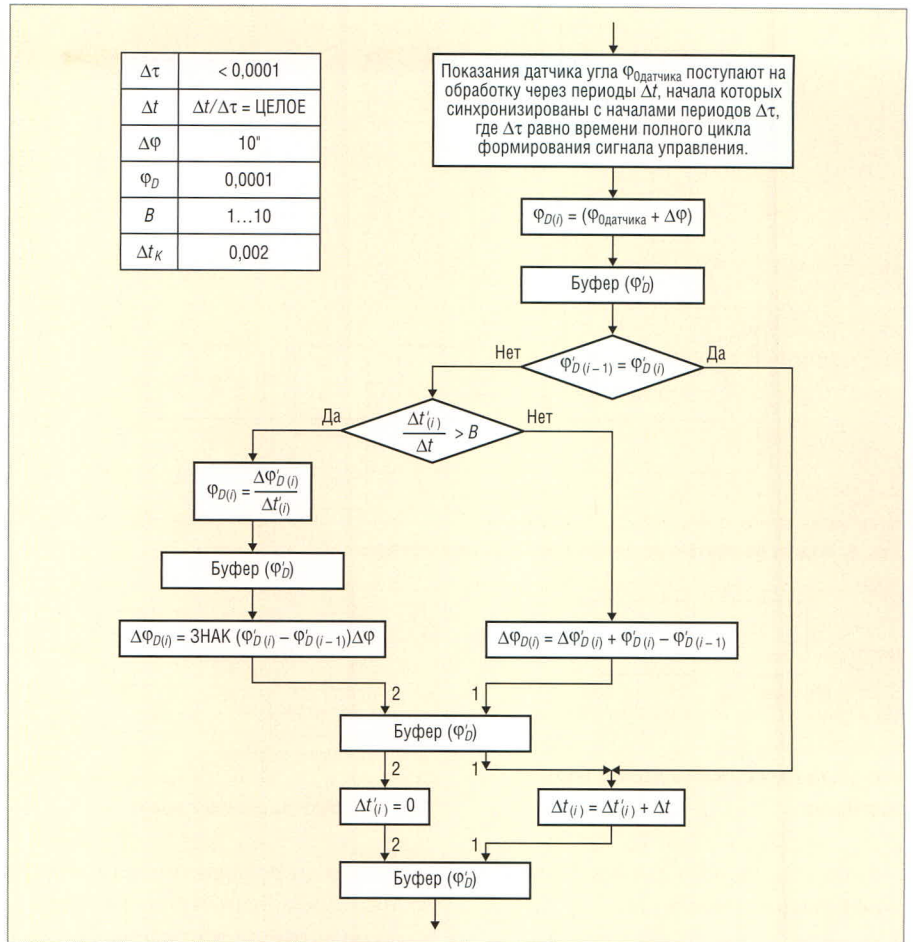


Рис. 8. Алгоритм расчёта угловой скорости двигателя по показаниям датчика

Увидеть больше

Миниатюрный модуль

SHARP

2 Мпкс с автофокусом

Применение:

- IP-видеонаблюдение (системы охраны)
- Автомобильные видеорегистраторы
- WEB-камеры
- Смартфоны, коммуникаторы

SHARP

PROSOFT®

Тел.: (495) 232-25-22 · E-mail: info@prochip.ru · Web: prochip.ru

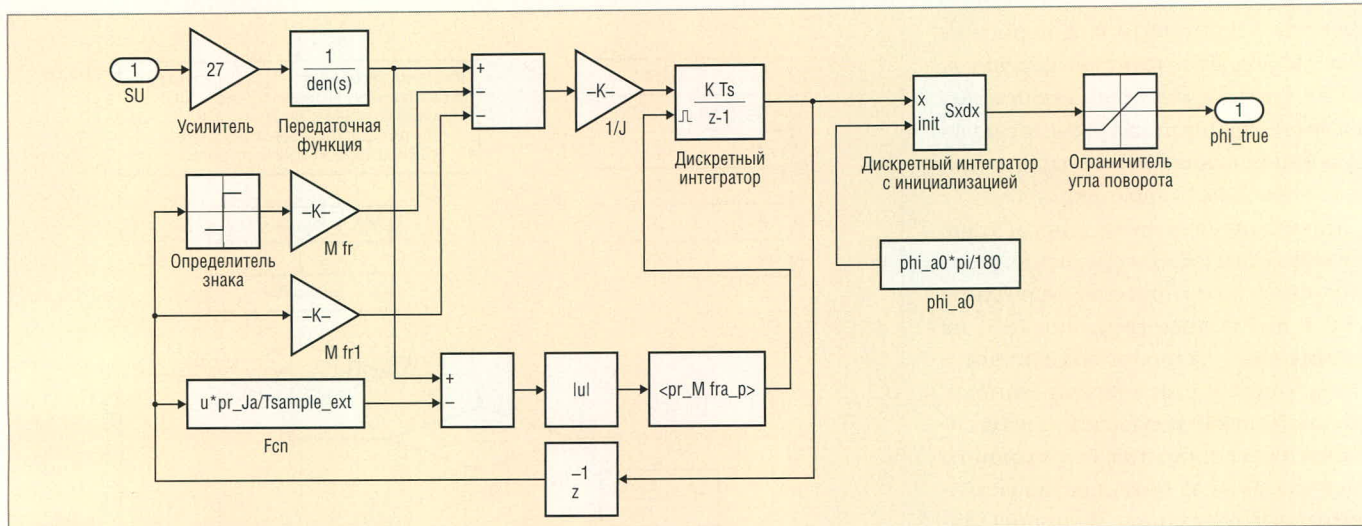


Рис. 9. Модель бесконтактного моментного электродвигателя

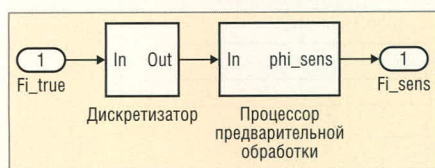


Рис. 10. Структура модели датчика углового положения

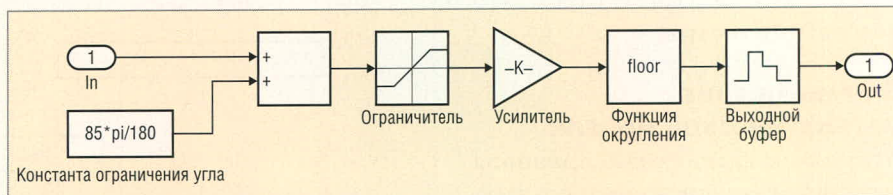


Рис. 11. Структура дискретизатора

с использованием данных о величине угла поворота φ :

$$C^Q(\varphi) \rightarrow: \\ M = \left[C^Q Quant(\Delta) c_M k_E k_P \frac{1}{\tau s + 1} + M_{fr} \right] Sat(-M_{max} \dots M_{max}) + M_A,$$

где M – механический момент; φ – угол поворота вала двигателя; $s = \varphi w$ –

оператор дифференцирования; c_M – коэффициент момента двигателя; τ – электромагнитная постоянная времени двигателя; $k_E(\varphi) = 1 - \frac{|\varphi| c_E}{U}$ – коэффициент, учитывающий влияние противоЭДС (c_E – коэффициент противоЭДС); U – напряжение питания двигателя; $k_P(\varphi) = 1 + c_P \sin(\varphi N + \varphi_0)$ – коэффициент, учитывающий влияние неравномерности момента за оборот (c_P определяет амплитуду пульсаций момента); N – число пар

полюсов двигателя; φ_0 – начальная фаза; $Quant(\Delta)$ – оператор, учитывающий разрядность ШИМ; $M_{fr} = M_{frCoulomb} + M_{frviscous}$ – момент трения ($M_{frCoulomb}(\varphi) = -M_{ofrc} \sin(\varphi)$ – момент кулоновского трения, M_{ofrc} – постоянная кулоновского трения); $M_{frviscous}(\varphi) = -k_{frv} \dot{\varphi}$ – момент вязкого трения (k_{frv} – коэффициент вязкого трения).

2) угловая скорость $\dot{\varphi}$ определяется, исходя из значения механического момента M :

3) $M \rightarrow \dot{\varphi}$:

$$\dot{\varphi} = \left[k_{frs1} k_{frs2} \frac{1}{J s} M \right] Sat(-\omega_{max} \dots \omega_{max}),$$

где J – момент инерции вала двигателя; $s = j\omega$ – оператор дифференцирования;

$$k_{frs1}(M, \dot{\varphi}) = \begin{cases} 0, & \dot{\varphi} = 0, |M| < M_{0frs1} \\ 1, & \text{в остальных случаях} \end{cases}$$

учёт трения покоя при старте; M_{0frs1} – константа;

$$k_{frs2} \left(\dot{\varphi}, \frac{d|\dot{\varphi}|}{dt} \right) =$$

$$= \begin{cases} 0, & \dot{\varphi} \neq 0, \frac{d|\dot{\varphi}|}{dt} < 0, |\dot{\varphi}| \leq \omega_{0frs2} \\ 1, & \text{в остальных случаях} \end{cases}$$

учёт трения покоя при остановке; ω_{0frs2} – константа.

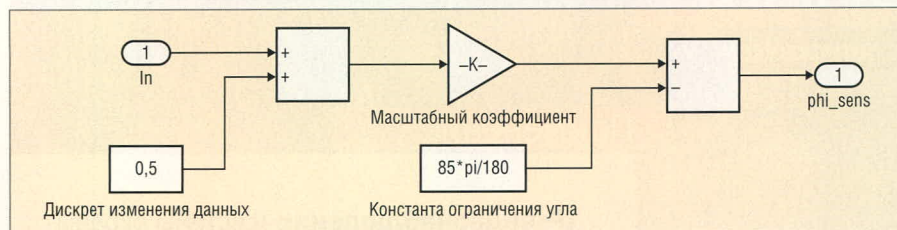


Рис. 12. Структура устройства предварительной обработки

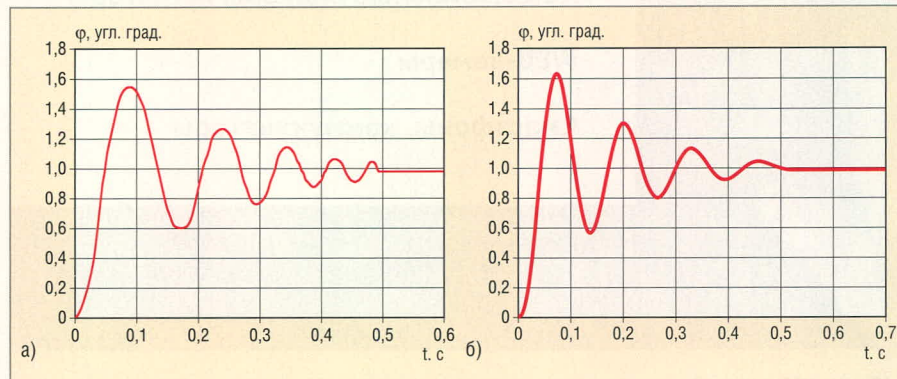


Рис. 13. Переходной процесс при ступенчатом воздействии

а) Моментный привод, б) модель привода

Параметры модели

№	Обозначение	Описание	Значение
1	pang	Разрешение датчика углового положения, бит	18
2	phi_0	Начальный угол привода в момент запуска модели, угл. град	0
3	pr_J	Момент инерции привода, кг м ²	0,028
4	pr_Mfr_p	Максимальный момент силы трения покоя, Н м	0,02
5	pr_Mfr_s	Момент трения скольжения, Н м	0,01
6	pr_Mfr_v	Кoeffициент вязкого трения, Н м/град	28,64
7	pr_sat	Пусковой момент двигателя, Н м	1,5
8	pr_tau	Постоянная времени двигателя, с	0,080
9	Tsample_ang	Период поступления данных с датчика углового положения, с	0,0001
10	Tsample_ext	Период изменения сигнала воздействия на двигатель (цикл расчёта), с	0,0005
11	K1	Пропорциональный коэффициент усиления	1,5
12	K2	Дифференциальный коэффициент усиления	0,002

4) исходя из величины угловой скорости может быть вычислено истинное значение угла поворота ротора:

$$5) \phi \rightarrow \varphi : \varphi = \frac{1}{s} \dot{\phi} Sat(\varphi_{\min} \dots \varphi_{\max}),$$

где $Sat(\varphi_{\min} \dots \varphi_{\max})$ – оператор насыщения (в скобках указан диапазон изменения сигнала).

Данные выражения представляют собой математическую модель моментного электропривода, на базе которой можно осуществить многоот-

кликный регрессионный анализ с целью получения статистических оценок для всего набора параметров.

Выводы

Использование предложенной модели объекта регулирования позволяет с высокой точностью осуществлять предварительный расчёт режимов работы устройства и качественный анализ системы в целом. На основании результатов моделирования могут

быть внесены поправки в теоретические положения и общую методологию синтеза моментного электропривода.

Для получения адекватных результатов необходимо максимально точно указать в модели все критические параметры. В связи с этим актуальной задачей является разработка и практическая реализация методик измерения характеристик и идентификации параметров объекта регулирования.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Афанасьев А.Ю.* Моментный электропривод. Казань, 1997.
2. *Бесконтактные моментные электродвигатели ДБМ: Справочник.* Мосгорпечать, 1992.
3. *Беленький Ю.М., Зеленков Г.С., Микеров А.Г.* Опыт разработки и применения бесконтактных моментных приводов. ЛДНТП, 1987.
4. *Зайцев В.Г.* Теория автоматического управления и регулирования. Высшая школа, 1989.
5. *Справочник по теории систем автоматического управления.* Под ред. А.А. Красовского. Наука, 1987.



ЗАО «НПФ «ДОЛОМАНТ»

ВЫСОКИЕ ТЕХНОЛОГИИ НА ГОСУДАРСТВЕННОЙ СЛУЖБЕ



ЗАО «НПФ «ДОЛОМАНТ» ПРИГЛАШАЕТ К СОТРУДНИЧЕСТВУ И ОСУЩЕСТВЛЯЕТ:

поставку ☆

электронных компонентов в качестве второго поставщика (номенклатура порядка 400 тыс. наименований более 60 зарубежных производителей) при сотрудничестве с группой компаний ПРОСОФТ

производство ☆

промышленных и встраиваемых компьютеров (в форматах Compact PCI, VME, EPIC, 3,5", PC/104, MicroPC, AT96, PICMG, Mini-ITX, ATX), плат для монтажа на DIN-рейку, а также каркасов, шлейфов, кабелей и аксессуаров, предназначенных для работы в жестких условиях эксплуатации с военной приёмкой

разработку ☆

программных и аппаратных средств по техническому заданию заказчика под контролем военного представительства

контрактную сборку ☆

изделий по конструкторской документации заказчика, включая поставку печатных плат, поверхностный монтаж и тестирование электронных модулей, изготовление механических деталей корпусов и передних панелей под контролем военного представительства

Производственное высокоавтоматизированное оборудование для поверхностного монтажа электронных модулей ЗАО «НПФ «Доломант» соответствует уровню требований мировых производителей. Оборудование адаптировано к использованию бессвинцовой технологии, позволяет производить автоматическую разбраковку и рентгеновский контроль качества пайки.

ЗАО «НПФ «ДОЛОМАНТ»

имеет лицензию на разработку и производство электронных средств для вооружения и военной техники и атомных электростанций, свидетельство об аттестации второго поставщика, а также систему менеджмента качества, сертифицированную в системе «Военный регистр» на соответствие ГОСТ Р ИСО 9001 и ГОСТ РВ 15.002.

117437, Москва, ул. Профсоюзная, д. 108
 Тел./факс: (495) 232-20-33
 E-mail: info@dolomant.ru
 Web: www.dolomant.ru

Реклама

Методы идентификации параметров моделей интегральных транзисторов

Часть 1. Расчёт Spice-параметров биполярных транзисторов с использованием конструктивно-технологических и электрофизических параметров

Олег Дворников, Юрий Шульгевич (г. Минск, Беларусь)

Рассмотрена модель Гуммеля–Пуна биполярного транзистора, приведены математические соотношения для расчёта параметров модели на основе конструктивно-технологических и электрофизических параметров.

ВВЕДЕНИЕ

Точность результатов схемотехнического моделирования непосредственно зависит от адекватности и точности моделей элементов и методов идентификации их параметров [1]. Идентификация параметров электрических моделей, как правило, основана на сопоставлении экспериментально полученных характеристик с численными значениями, найденными с помощью модели. При этом параметры модели подбираются таким образом, чтобы достичь требуемого совпадения экспериментальной и расчётной характеристик.

Существуют объективные причины, по которым невозможно однозначное определение всех параметров модели на основе измерений, поскольку все модели только прибли-

жённо описывают поведение элементов. В сложившейся ситуации допускается оценивать точность модели по зависимостям в ограниченной области переменных, с указанием погрешности и критерия, по которому она определена [1, 2].

На основе анализа известных подходов и опыта проектирования аналоговых ИС разработан метод идентификации параметров Spice-моделей [3], в котором:

- предусмотрена целесообразная последовательность измерений биполярных транзисторов (БТ), учитывающая возможность идентификации ряда параметров с помощью программ Parts, Pspice Model Editor и др.;
- приведены критерии качества моделей, ориентированные на применение БТ в аналоговых ИС;

- выделены особенности измерений, влияющие на точность идентификации.

Идентификация некоторых параметров модели БТ с помощью электрических измерений и физико-технологического моделирования рассмотрена в [4–6], а подробные методики экстракции параметров модели типа Mextran приведены в [7]. К сожалению, использование указанных методов для идентификации параметров модели БТ, применяемой в Spice-подобных программах, затруднено вследствие отсутствия их адаптации к модели Гуммеля–Пуна.

Целью данного цикла статей является разработка математических соотношений, связывающих параметры модели с конструктивно-технологическими, электрофизическими параметрами или результатами измерений; создание подробных методик, позволяющих рассчитать параметры модели на основе результатов измерений и полученных математических соотношений; экспериментальная апробация предложенных методов идентификации и выработка рекомендаций по их применению.

Модель Гуммеля–Пуна

Для машинного моделирования БТ обычно применяют электрическую модель Гуммеля–Пуна (Gummel Н.К., Poon Н.С.) [8–10]. Упрощённая модель Гуммеля–Пуна в виде эквивалентной электрической схемы приведена на рисунке 1, а малосигнальная электрическая схема (для изменения на-

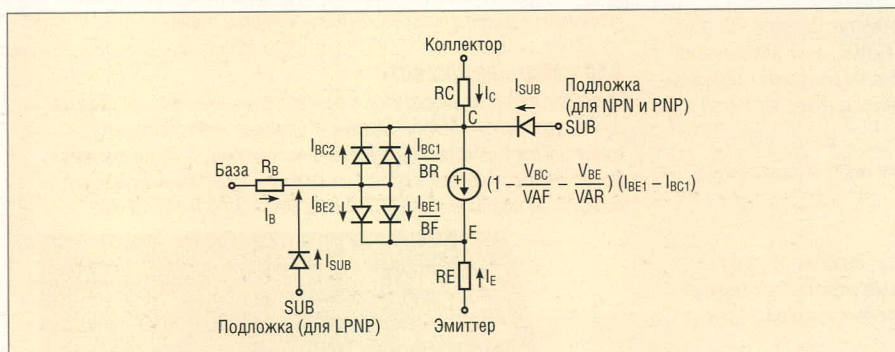


Рис. 1. Эквивалентная электрическая схема БТ

пряжения на р-п-переходах менее jT) с источниками шума – на рисунке 2. Знаки указаны для н-р-п-транзистора, а положительным считается ток, втекающий в транзистор. Для интегральных вертикальных транзисторов, обозначенных на рисунках как NPN и PNP, и горизонтально-го р-п-р-транзистора (LPNP) показано подключение р-п-перехода между транзистором и подложкой (SUB – substrate). В соответствии с моделью, для «внутреннего» транзистора не учитывается падение напряжения на полупроводниковых областях и справедливы упрощённые выражения [10]:

$$I_B = \frac{I_{BE1}}{BF} + I_{BE2} + \frac{I_{BC1}}{BR} + I_{BC2}, \quad (1)$$

$$I_C = \left(1 - \frac{V_{BC}}{VAF} - \frac{V_{BE}}{VAR}\right) (I_{BE1} - I_{BC1}) - \frac{I_{BC1}}{BR} - I_{BC2}, \quad (2)$$

$$I_E = -\left(1 - \frac{V_{BC}}{VAF} - \frac{V_{BE}}{VAR}\right) (I_{BE1} - I_{BC1}) - \frac{I_{BE1}}{BF} - I_{BE2}, \quad (3)$$

$$I_{BE1} = IS \left(\exp \frac{V_{BE}}{NF\phi_T} - 1 \right), \quad (4)$$

$$I_{BE2} = ISE \left(\exp \frac{V_{BE}}{NE\phi_T} - 1 \right), \quad (5)$$

$$I_{BC1} = IS \left(\exp \frac{V_{BC}}{NR\phi_T} - 1 \right), \quad (6)$$

$$I_{BC2} = ISC \left(\exp \frac{V_{BC}}{NC\phi_T} - 1 \right), \quad (7)$$

$$I_{SUB} = ISS \left(\exp \frac{V_{SUB}}{NS\phi_T} - 1 \right), \quad (8)$$

$$C_{BE} = C_{TBE} + C_{JBE}, \quad (9)$$

$$C_{TBE} = g_{BE1}TF, \quad (10)$$

$$C_{BC} = C_{TBC} + C_{JBC}, \quad (11)$$

$$C_{TBC} = g_{BC1}TR, \quad (12)$$

$$C_{JBE} = \frac{CJE}{\left(1 - \frac{V_{BE}}{VJE}\right)^{MJE}}$$

при $V_{BE} < FCVJE$, (13)

$$C_{JBC} = \frac{CJC}{\left(1 - \frac{V_{BC}}{VJC}\right)^{MJC}}$$

при $V_{BC} < FCVJC$, (14)

$$C_{JSUB} = \frac{CJS}{\left(1 - \frac{V_{SUB}}{VJS}\right)^{MJS}}$$

при $V_{SUB} < 0$, (15)

$$g_{BE1} = \frac{dI_{BE1}}{dV_{BE}}, \quad (16)$$

$$g_{BE2} = \frac{dI_{BE2}}{dV_{BE}}, \quad (17)$$

$$g_{BC1} = \frac{dI_{BC1}}{dV_{BC}}, \quad (18)$$

$$g_{BC2} = \frac{dI_{BC2}}{dV_{BC}}, \quad (19)$$

$$S_{NRB}^2 \equiv \frac{dI_{NRB}^2}{df} = \frac{4kT}{RB}, \quad (20)$$

$$S_{NRC}^2 \equiv \frac{dI_{NRC}^2}{df} = \frac{4kT}{RC}, \quad (21)$$

$$S_{NRE}^2 \equiv \frac{dI_{NRE}^2}{df} = \frac{4kT}{RE}, \quad (22)$$

$$S_{NB}^2 \equiv \frac{dI_{NB}^2}{df} = 2qI_B + \frac{I_B^{AF}KF}{f}, \quad (23)$$

$$S_{NC}^2 \equiv \frac{dI_{NC}^2}{df} = 2qI_C, \quad (24)$$

$$I_N = \sqrt{\int_{f1}^{f2} S_N^2 df}, \quad (25)$$

где: $I_C, I_B, I_E, I_{SUB}, I_{BE1}, I_{BE2}, I_{BC1}, I_{BC2}$ – ток коллектора, базы, эмиттера, подложки и протекающий через диоды эквивалентной схемы; V_{BE}, V_{BC}, V_{SUB} – напряжение на р-п-переходах база-эмиттер, база-коллектор, подложки (подложка-коллектор V_{SUBC} для вертикальных н-р-п-БТ, подложка-база V_{SUBB} для горизонтальных р-п-р-транзисторов), $V_{XY} = V_X - V_Y$; $\phi_T = = kT/q$ – температурный потенциал; q – заряд электрона; k – постоянная Больцмана; T – абсолютная температура; $C_{\cdot}, C_{T\cdot}, C_{J\cdot}$ – суммарная, диффузионная и барьерная ёмкости соответствующего (·) р-п-перехода в рабочем режиме; g_{BE1}, g_{BC1} – проводимости i -х диодов эквивалентной схемы в режиме малого сигнала; g_{OUTV} – малосигнальная выходная проводимость; $S_{NRB}, S_{NRC}, S_{NRE}, S_{NB}, S_{NC}$ – спектральные плотности теплового шума сопротивлений RB, RC, RE , дробового шума базового и коллекторного тока; f – частота; I_N – с.к.з. тока шума в полосе частот $f_1 - f_2$ при известной спектральной плотности шума S_N .

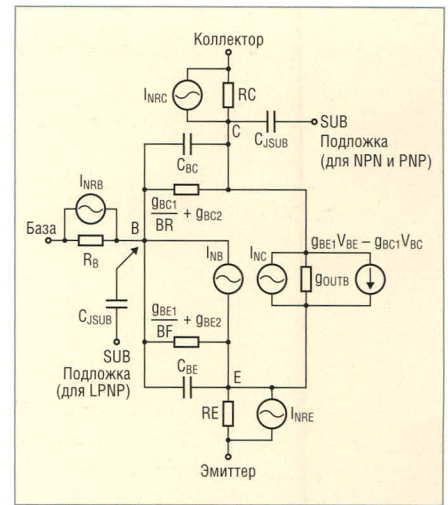


Рис. 2. Малосигнальная эквивалентная электрическая схема БТ с источниками шума

Для определения величины источников тока $I_{NRB}, I_{NRC}, I_{NRE}, I_{NB}, I_{NC}$ малосигнальной эквивалентной электрической схемы необходимо использовать спектральные плотности $S_{NRB}, S_{NRC}, S_{NRE}, S_{NB}, S_{NC}$ соответственно. Источник тока между коллектором и эмиттером управляется напряжением на внутренних р-п-переходах, которое при учёте влияния сопротивлений RB, RC, RE составляет часть напряжения, приложенного к выводам «внешнего» транзистора.

Несмотря на кажущуюся сложность, для идентификации большинства параметров рекомендуется применять соотношения (1) – (25), а не полную модель Гуммеля-Пуна [9], которая включает большое количество математических соотношений, записанных в виде, удобном для последовательного машинного расчёта.

Модель Гуммеля-Пуна (см. рисунок 3), применяемая в Spice-подобных программах, дополнительно учитывает следующие основные факторы [9]:

1. Спад коэффициента передачи тока в схеме с общим эмиттером (β) в области больших коллекторных токов, который описывается с помощью параметров IKF, IKR, NK и соотношения:

$$I_C = \frac{2 \left(1 - \frac{V_{BC}}{VAF} - \frac{V_{BE}}{VAR}\right)}{1 + \left(1 + \frac{4I_{BE1}}{IKF} + \frac{4I_{BC1}}{IKR}\right)^{NK}} (I_{BE1} - I_{BC1}) - \frac{I_{BC1}}{BR} - I_{BC2}. \quad (26)$$

2. Влияние эффектов высокого уровня инжекции на время пролёта TF

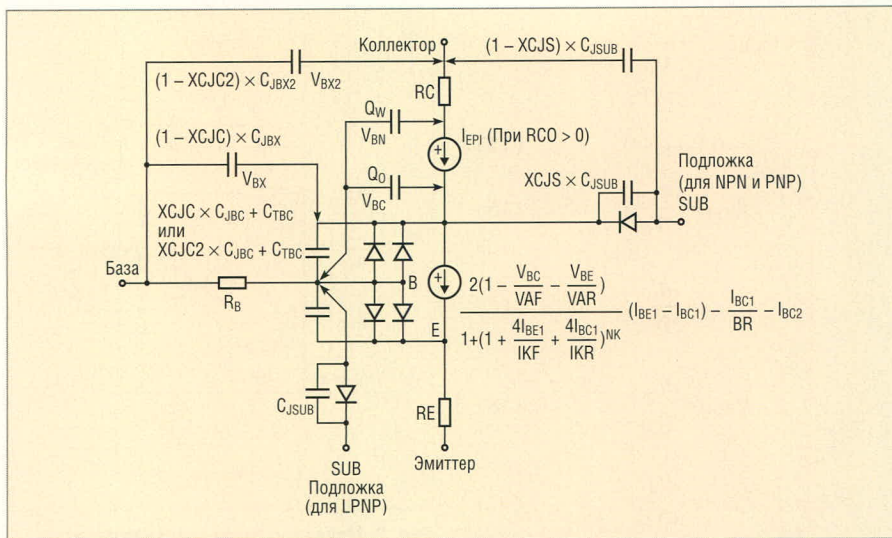


Рис. 3. Эквивалентная электрическая схема БТ, применяемая в Spice-подобных программах

неосновных носителей заряда через базу БТ с использованием параметров ITF , VTF , XTF :

$$TF = TF_L \left[1 + XTF \left(\frac{I_{BE1}}{I_{BE1} + ITF} \right)^2 \exp \frac{V_{BC}}{1,44VTF} \right], \quad (27)$$

где TFL – величина параметра TF , рассчитанная при малом коллекторном токе.

3. Представление барьерной ёмкости коллекторного перехода в виде двух составляющих: ёмкости под эмиттером $C_{JBC}XCJC$ и ёмкости вне эмиттера $(1 - XCJC)C_{JBX}$, где $XCJC$ – коэффициент «расщепления» барьерной ёмкости коллекторного перехода. Составляющую $C_{JBC}XCJC$ следует применять в выражении (11) вместо C_{JBC} , а конденсатор с ёмкостью $(1 - XCJC)C_{JBX}$ подсоединяется между внутренним узлом коллектора и внешним выводом базы:

$$C_{JBX} = \frac{CJC}{\left(1 - \frac{V_{BX}}{VJC} \right)^{MJC}} \quad \text{при } V_{BX} < FCVJC, \quad (28)$$

где V_{BX} – напряжение между внутренним узлом коллектора и внешним выводом базы.

Иногда применяют параметр $XCJC2$, отличие которого от $XCJC$ поясняет рисунок 3 и таблица 1. Составляющую C_{JBXC2} на рисунке 3 допустимо рассчитать по (28) при замене V_{BX} на V_{BX2} .

4. Представление барьерной ёмкости перехода коллектор–подложка в виде двух составляющих. Параметр $XCJS$, величина которого устанавливается в диапазоне $0 < XCJS < 1,0$, характеризует величину ёмкости CJS между внешним узлом подложки и внутренним узлом коллектора. При $XCJS = 1$ ёмкость CJS полностью подключена между внешним узлом подложки и внутренним узлом коллектора; при $XCJS = 0$ ёмкость CJS полностью подключена между внешним узлом подложки и внешним узлом коллектора.

5. Зависимость сопротивления базы от тока (параметры RB , RBM , IBM):

$$R_B = RBM + \frac{2 \left(1 - \frac{V_{BC}}{VAF} - \frac{V_{BE}}{VAR} \right)}{1 + \left(1 + \frac{4I_{BE1}}{IKF} + \frac{4I_{BC1}}{IKR} \right)^{NK}} (RB - RBM) \quad \text{при } IRB = \infty, \quad (29)$$

$$R_B = RBM + 3(RB - RBM) \frac{\text{tg}X - X}{X(\text{tg}X)^2} \quad \text{при } IRB > 0, \quad (30)$$

Таблица 1. Параметры, характеризующие «расщепление» барьерной ёмкости коллекторного перехода

Область подключения ёмкости	Величина ёмкости при заданном параметре модели	
	XCJC	XCJC2
Внутренняя база – внутренний коллектор	$XCJC \ CJC$	$XCJC2 \ CJC$
Внешняя база – внутренний коллектор	$(1,0 - XCJC)CJC$	Не определена
Внешняя база – внешний коллектор	Не определена	$(1,0 - XCJC2)CJC$

$$X = \frac{\sqrt{1 + 14,59025 \frac{I_B}{IRB}} - 1}{2,4317 \sqrt{\frac{I_B}{IRB}}}, \quad (31)$$

где RB – сопротивление базы при заданном базовом токе I_B .

6. Эффект квазинасыщения с помощью источника тока I_{EPI} (см. рис. 3) и нелинейных конденсаторов с зарядом Q_O и Q_W , на которых соответственно падает напряжение V_{BC} и V_{BN} . Дополнительные элементы рассчитываются только при заданном параметре модели RCO [11].

7. Зависимость барьерных ёмкостей от величины прямого смещения p–n-переходов с помощью параметра FC :

$$C_{JBE} = \frac{CJE}{(1 - FC)^{1+MJE}} \left(1 - FC(1 + MJE) + \frac{V_{BE}MJE}{VJE} \right) \quad \text{при } V_{BE} > FCVJE, \quad (32)$$

$$C_{JBC} = \frac{CJC}{(1 - FC)^{1+MJC}} \left(1 - FC(1 + MJC) + \frac{V_{BC}MJC}{VJC} \right) \quad \text{при } V_{BC} > FCVJC, \quad (33)$$

$$C_{JBX} = \frac{CJC}{(1 - FC)^{1+MJC}} \left(1 - FC(1 + MJC) + \frac{V_{BX}MJC}{VJC} \right) \quad \text{при } V_{BX} > FCVJC, \quad (34)$$

$$C_{JSUB} = CJS \left(1 + \frac{V_{SUB}MJS}{VJS} \right) \quad \text{при } V_{SUB} > 0. \quad (35)$$

8. Температурные зависимости $IS(T)$, $ISE(T)$, $ISC(T)$, $ISS(T)$, $BF(T)$, $BR(T)$, $RE(T)$, $RB(T)$, $RBM(T)$, $RC(T)$, $VJE(T)$, $VJC(T)$, $VJS(T)$, $EG(T)$, $CJE(T)$, $CJC(T)$, $CJS(T)$, $KF(T)$, $AF(T)$, $RCO(T)$, $VO(T)$, $GAMMA(T)$ [9].

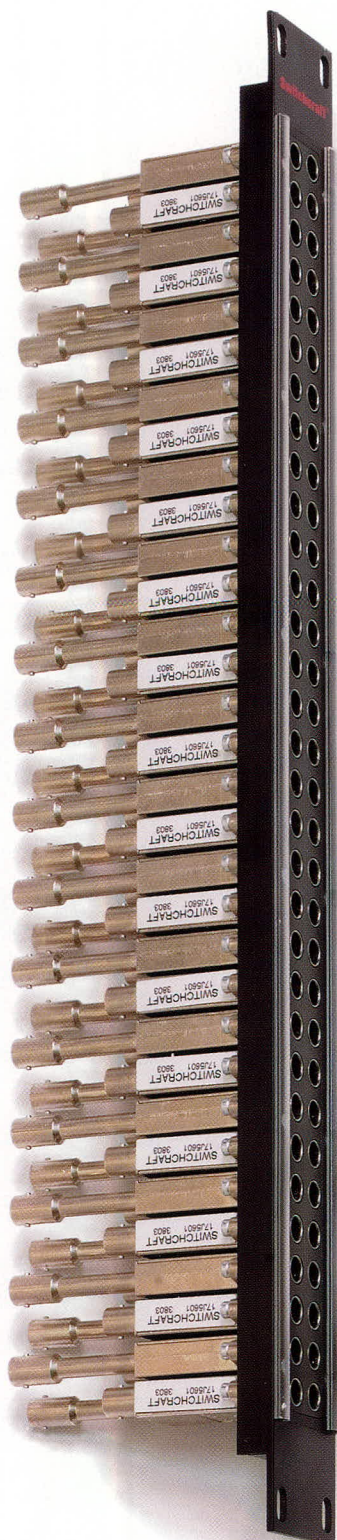
Параметры Spice-модели БТ и их величины, принятые по умолчанию, приведены в таблице 2.

РАСЧЁТ SPICE-ПАРАМЕТРОВ БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ НА ОСНОВЕ КОНСТРУКТИВНО-ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ И ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ

Обычно параметры моделей интегральных элементов определяют либо экспериментально, либо с по-

Switchcraft®

Основан в 1946 году



НАДЁЖНОСТЬ, ПРОВЕРЕННАЯ ВРЕМЕНЕМ!

Компания **Switchcraft** специализируется на производстве широкого спектра продукции для аудио/видео систем, телерадиовещания, телекоммуникаций, приборостроения, медицинской техники и транспорта.

- Коммутационные панели
- Гнёзда телефонной коммутации
- Разъёмы для профессиональной видеоаппаратуры
- Разъёмы специализированного назначения (авиация, ВПК, системы безопасности)



ОФИЦИАЛЬНЫЙ ДИСТРИБЬЮТОР ПРОДУКЦИИ SWITCHCRAFT В РОССИИ И СТРАНАХ СНГ

реклама
PROSOFT®

Тел.: (495) 232-25-22 • E-mail: info@prochip.ru • Web: www.prochip.ru

Таблица 2. Параметры Spice-модели БТ

Обозначение	Описание	Единица измерения	Значение по умолчанию
AF	Показатель степени избыточного низкочастотного шума (фликер-шума)	–	1
BF	Статический коэффициент передачи тока в схеме с общим эмиттером (β) в активном режиме работы БТ при прямом включении в том случае, когда допустимо пренебречь зависимостью β от тока и напряжения на коллекторном переходе	–	100
BR	β в активном режиме работы БТ при инверсном включении в том случае, когда допустимо пренебречь его зависимостью от тока и напряжения на эмиттерном переходе	–	1
CN	Показатель степени в температурной зависимости параметра RCO	–	2,43 для п–р–п 2,20 для р–п–р
D	Показатель степени в температурной зависимости параметра VO	–	0,52 для п–р–п 0,87 для р–п–р
CJE, CJC, CJS	Барьерные ёмкости эмиттерного, коллекторного перехода и перехода подложки при отсутствии внешнего напряжения на р–п–переходе	Ф	0
EG	Ширина запрещённой зоны	эВ	1,11
FC	Коэффициент, характеризующий диапазон напряжения, в котором определена величина барьерной ёмкости прямо смещённого перехода	–	0,5
GAMMA	Коэффициент, характеризующий степень легирования эпитаксиальной плёнки коллектора	–	10...11
IKF	Ток «излома» зависимости $I_C(V_{BE})$ для прямого включения	А	∞
IKR	Ток «излома» зависимости $I_E(V_{BC})$ для инверсного включения	А	∞
IRB	Базовый ток, при котором сопротивление базы составляет $0,5(RB + RBM)$	А	∞
IS	Ток, описывающий перенос неосновных носителей заряда в базе	А	10...16
ISE (ISC)	Обратный ток насыщения, обусловленный процессами генерации–рекомбинации в области пространственного заряда (ОПЗ) эмиттерного (коллекторного) р–п–перехода	А	0
ISS	Обратный ток насыщения р–п–перехода подложки	А	0
ITF	Ток, описывающий зависимость времени пролёта через базу TF от тока коллектора	А	0
KF	Коэффициент избыточного низкочастотного шума	–	0
MJE, MJC	Показатель степени в зависимости барьерной ёмкости эмиттерного и коллекторного перехода от обратного напряжения	–	0,33
MJS	Показатель степени в зависимости барьерной ёмкости перехода подложки от обратного напряжения	–	0,5
NC	Коэффициент неидеальности для ISC	–	2,0
NE	Коэффициент неидеальности для ISE	–	1,5
NF	Коэффициент неидеальности для прямого включения	–	1,0
NK	Показатель степени в зависимости коллекторного тока от токов «излома» (IKF, IKR)	–	0,5
NR	Коэффициент неидеальности для инверсного включения	–	1,0
NS	Коэффициент неидеальности для р–п–перехода коллектор–подложка	–	1,0
QCO	Множитель, характеризующий заряд в эпитаксиальном слое коллектора	Кл	0
QUASIMOD	При $QUASIMOD = 0$ не учитываются, а при $QUASIMOD = 1$ – учитываются температурные зависимости параметров $GAMMA, RCO, VO$	–	0
RB	Сопротивление базы (максимальное) при отсутствии внешнего напряжения на р–п–переходах	Ом	0
RBM	Сопротивление базы (минимальное) при максимальном базовом токе	Ом	RB
RC	Сопротивление полупроводниковой области коллектора	Ом	0
RCO	Сопротивление эпитаксиального слоя коллектора при отсутствии внешнего напряжения на р–п–переходах	Ом	0
RE	Сопротивление полупроводниковой области эмиттера	Ом	0
TF, TR	Время пролёта неосновных носителей заряда через квазинейтральную базу в активном режиме работы при прямом и инверсном включении	с	0
TRB1	Коэффициент, характеризующий линейную температурную зависимость RB	$^{\circ}C^{-1}$	0
TRB2	Коэффициент, характеризующий квадратичную температурную зависимость RB	$^{\circ}C^{-2}$	0
TRC1	Коэффициент, характеризующий линейную температурную зависимость RC	$^{\circ}C^{-1}$	0
TRC2	Коэффициент, характеризующий квадратичную температурную зависимость RC	$^{\circ}C^{-2}$	0
TRE1	Коэффициент, характеризующий линейную температурную зависимость RE	$^{\circ}C^{-1}$	0
TRE2	Коэффициент, характеризующий квадратичную температурную зависимость RE	$^{\circ}C^{-2}$	0
TRM1	Коэффициент, характеризующий линейную температурную зависимость RBM	$^{\circ}C^{-1}$	0
TRM2	Коэффициент, характеризующий квадратичную температурную зависимость RBM	$^{\circ}C^{-2}$	0
VAE, VAR	Напряжение Эрли при прямом и инверсном включении	В	∞
VJE, VJC, VJS	Контактная разность потенциалов эмиттерного, коллекторного и перехода подложки	В	0,75
VO	Падение напряжения на эпитаксиальном слое коллектора, при котором эффективная подвижность основных носителей заряда уменьшается в два раза по сравнению со значением в слабых электрических полях	В	10,0
VTF	Напряжение, описывающее зависимость времени пролёта через базу TF от напряжения на коллекторном переходе	В	∞
XCJC	Коэффициент «расщепления» ёмкости коллектор–база (см. таблицу 1)	–	1,0
XCJC2	Коэффициент «расщепления» ёмкости коллектор–база (см. таблицу 1)	–	1,0
XCJS	Коэффициент «расщепления» ёмкости коллектор–подложка	–	1,0
XTB	Температурный коэффициент параметров BF и BR	$^{\circ}C^{-1}$	0
XTF	Коэффициент, определяющий зависимость времени пролёта через базу TF от величины смещения (I_E, V_{BC})	–	0
XTI	Температурный коэффициент параметра IS	$^{\circ}C^{-1}$	3,0

мощью физико-топологического моделирования. При идентификации моделей с сосредоточенными параметрами используются прямые электрические измерения и/или применяются оптимизационные процедуры. Идентификация же параметров распределённых электрических моделей чаще всего проводится с привлечением результатов физико-топологического моделирования [12].

Модель Гуммеля–Пуна является моделью БТ с сосредоточенными параметрами, идентификацию которых рекомендуется осуществлять с помощью электрических измерений. Однако в том случае, когда отсутствует возможность выполнения измерений или физико-топологического моделирования БТ, целесообразно предварительно рассчитать основные параметры модели на основе конструктивно-технологических и электрофизических параметров по приведённым ниже упрощённым соотношениям, а в дальнейшем уточнить рассчитанные значения параметров с использованием результатов измерений [8, 10, 11]:

$$I_{SDIF} = qn_1^2 S_{PN} \left(\frac{D_P}{N_D L_P} + \frac{D_N}{N_A L_N} \right), \quad (36)$$

$$I_{SDIF} = qn_1^2 S_{PN} \left(\frac{D_P}{N_D x_N} + \frac{D_N}{N_A x_P} \right) \text{ при } x_N \ll L_P = \sqrt{D_P \tau_P}, x_P \ll L_N = \sqrt{D_N \tau_N}, \quad (37)$$

$$I_{SGR} = qn_1 \frac{d_{OP3}}{2\tau_0} S_{PN}, \quad (38)$$

$$C_{JPN} = \frac{\epsilon\epsilon_0 S_{PN}}{d_{OP3}}, \quad (39)$$

$$d_{OP3} = \left[\frac{2\epsilon\epsilon_0}{q} \left(\frac{1}{N_A} + \frac{1}{N_D} \right) (V_J - V_{PN}) \right]^{MJ}, \quad (40)$$

$$V_J = \varphi_T \ln \frac{N_A N_D}{n_1^2}, \quad (41)$$

$$IS = \frac{q^2 D_{NB} n_1^2 S_E}{Q_{BO}} \approx \frac{q D_{NB} n_1^2 S_E}{N_{AB} W_{BA}}, \quad (42)$$

$$BF = \frac{\mu_{NB} \mu_{PB} R_{SBA}}{\mu_{NE} \mu_{PE} R_{SE}}, \quad (43)$$

$$VO = \frac{v_s W_{EPI}}{\mu_0}, \quad (44)$$

$$RCO \approx \frac{W_{EPI}}{q \mu_0 N_{EPI} S_E}, \quad (45)$$

$$GAMMA = \left(\frac{2n_1}{N_{EPI}} \right)^2, \quad (46)$$

$$QCO \approx \frac{q N_{EPI} S_E W_{EPI}}{4}, \quad (47)$$

$$IKF \approx \frac{Q_{BO} S_E}{TF} \approx \frac{q N_{AB} W_{BA} S_E}{TF}, \quad (48)$$

$$TF \approx \frac{W_{BA}^2}{2D_{NB}}, \quad (49)$$

$$XCJC \approx \frac{S_E}{S_C}, \quad (50)$$

где I_{SDIF} – обратный ток насыщения р–п-перехода, обусловленный диффузионными процессами; I_{SGR} – обратный ток насыщения р–п-перехода, обусловленный процессами генерации-рекомбинации в ОПЗ; C_{JPN} – барьерная ёмкость р–п-перехода; d_{OP3} – ширина ОПЗ; V_J – контактная разность потенциалов р–п-перехода; n_1 – собственная концентрация; S_{PN} – площадь р–п-перехода; N_D, N_A – концентрации ионизированных доноров и акцепторов; D_P, D_N – коэффициенты диффузии неосновных носителей заряда в областях n- и p-типа; L_P, L_N – диффузионные длины неосновных носителей заряда в областях n- и p-типа; τ_P, τ_N – время жизни неосновных носителей заряда в областях n- и p-типа; x_P, x_N – протяжённость квазинейтральной области p- и n-типа; τ_0 – эффективное время жизни носителей заряда в ОПЗ; ϵ – относительная диэлектрическая проницаемость полупроводника; ϵ_0 – диэлектрическая проницаемость вакуума; V_{PN} – напряжение на р–п-переходе (положительное при прямом смещении и отрицательное при обратном); D_{NB} – коэффициент диффузии электронов в базе n–p–n БТ; $S_E (S_C)$ – донная площадь эмиттерного (коллекторного) перехода n–p–n БТ; Q_{BO} – удельная плотность «встроенного» заряда в базе (на единицу площади); W_{BA} – толщина активной базы; N_{AB} – концентрация ионизированных акцепторов в базе n–p–n-БТ; R_{SBA}, R_{SE} – поверхностные сопротивления слоёв активной базы (база под эмиттером) и эмиттера n–p–n-транзистора (Ом/квадрат), которые обычно контролируются в технологическом процессе изготовления ИС и поэтому хорошо известны; μ_0 – эффективная подвиж-

ность основных носителей заряда в слабых электрических полях; W_{EPI} – толщина слаболегированной эпитаксиальной плёнки, по которой протекает коллекторный ток вертикальных БТ; v_s – предельная скорость носителей заряда в сильных полях; N_{EPI} – концентрации ионизированной примеси в слаболегированной эпитаксиальной плёнке коллектора.

Выражение (42) справедливо для n–p–n-транзистора, но его допустимо применять для вертикального p–n–p-транзистора при замене N_{AB} на N_{DB} и D_{NB} на D_{PB} . По соотношению (36) или (37) возможно найти величину ISS , по (38) – ISE, ISC , по (39) – CJE, CJC, CJS , по (41) – VJE, VJC, VJS .

ЛИТЕРАТУРА

1. *Абрамов И.И.* Тенденции и проблемы проектирования прецизионных аналоговых интерфейсов. Нано- и микросистемная техника. 2005. №10. С. 23–35.
2. *McAndrew C.C.* Practical modeling for circuit simulation. IEEE Journal of Solid-State Circuits. 1998. Vol. 33. № 3. PP. 439–448.
3. *Абрамов И.И.* Инженерный метод идентификации параметров Spice-моделей. Информационные технологии. 2007. № 5. С. 17–21.
4. *Кремлев В.Я.* Физико-топологическое моделирование структур элементов БИС. Высшая школа, 1990.
5. *Бубенищев А.Н.* Моделирование интегральных микротехнологий, приборов и схем. Высшая школа, 1989.
6. *Бубенищев А.Н.* Физико-технологическое проектирование биполярных элементов кремниевых БИС. Радио и связь, 1991.
7. *Paasschens J.C.J.* Parameter extraction for the bipolar transistor model Mextran, level 504. Unclassified Report NL-UR 2001/801. Philips Nat. Lab, 2001.
8. *Маллер Р.* Элементы интегральных схем. Мир, 1989.
9. *Разевиг В.Д.* Система проектирования OrCAD 9.2. Солон-Р, 2003.
10. *Абрамов И.И.* Проектирование аналоговых микросхем для прецизионных измерительных систем. Минск: Акад. упр. при Президенте Респ. Беларусь, 2006.
11. *Kull G.M.* A Unified circuit model for bipolar transistors including quasi-saturation effects. IEEE Transactions on Electron Devices. 1985. Vol. 32. № 6. PP. 1103–1113.
12. *Абрамов И.И.* Моделирование элементов интегральных схем систем. Курс лекций. Минск: БГУ, 1999.

Практический курс сквозного проектирования цифровых устройств на основе ПЛИС фирмы Xilinx

(часть 23)

Валерий Зотов (Москва)

В этой части курса рассматриваются вопросы подготовки файлов программирования микросхем Flash-памяти с параллельным и последовательным интерфейсом, предназначенных для реализации мультизагрузочного варианта конфигурирования ПЛИС семейств Spartan-3E, Spartan-3A, Spartan-3A DSP и Spartan-3AN.

ФОРМИРОВАНИЕ ФАЙЛОВ ПРОГРАММИРОВАНИЯ ДЛЯ ЭЛЕМЕНТОВ FLASH-ПАМЯТИ С ПАРАЛЛЕЛЬНЫМ И ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМ ИНТЕРФЕЙСОМ, ПОДДЕРЖИВАЮЩИХ МУЛЬТИЗАГРУЗОЧНЫЙ РЕЖИМ КОНФИГУРИРОВАНИЯ ПЛИС

В ПЛИС семейств Spartan-3E, Spartan-3A, Spartan-3AN, Spartan-3A DSP, Virtex-5 LX, Virtex-5 LXT, Virtex-5 SXT, Virtex-5 FXT и Virtex-5 TXT предусмотрены варианты организации конфигурирования кристаллов, поддерживающие возможность выбора одной из нескольких конфигурационных последовательностей, записанных в элементы Flash-памяти с параллельным или последовательным интерфейсом. Для краткости такие режимы конфигурирования в дальнейшем будут называться мультизагрузочными. Следует обратить внимание на то, что в кристаллах перечисленных выше семейств возможность выбора конфигурационных последовательностей реализуется с применением различных режимов конфигурирования и типов элементов Flash-памяти.

В ПЛИС семейства Spartan-3E для организации мультизагрузочного варианта конфигурирования применяются микросхемы Flash-памяти с параллельным интерфейсом, поддерживающие режим загрузки Byte Peripheral Interface (BPI), которые выпускаются различными производителями. При этом для кристаллов указанного семейства реализуется возможность выбора одной из двух записанных версий конфигурационных последовательностей.

Для реализации мультизагрузочного режима конфигурирования ПЛИС се-

мейства Spartan-3A могут использоваться Flash ППЗУ как с последовательным интерфейсом Serial Peripheral Interface (SPI), так и с параллельным BPI.

В кристаллах семейств Virtex-5 LX, Virtex-5 LXT, Virtex-5 SXT, Virtex-5 FXT и Virtex-5 TXT мультизагрузочный вариант конфигурирования может быть реализован с помощью элементов Flash-памяти трёх видов:

- ППЗУ параллельного типа, поддерживающие интерфейс BPI;
- микросхемы перепрограммируемых запоминающих устройств с последовательным интерфейсом SPI;
- микросхемы конфигурационной памяти серии Platform Flash, выпускаемые фирмой Xilinx.

Чтобы сформировать файл программирования элемента Flash-памяти, предназначенного для реализации мультизагрузочного режима конфигурирования ПЛИС, необходимо после активизации программного модуля *iMPACT*, в стартовой диалоговой панели *Welcome to iMPACT* зафиксировать в нажатом состоянии кнопку *Prepare a PROM File*. Затем в следующей диалоговой панели с заголовком *Prepare PROM Files*, которая предназначена для выбора типа файла программирования, следует переключить в нажатое положение кнопку *PROM Supporting Multiple Design Version*. При этом становится доступным поле выбора, которое расположено справа от указанной кнопки. Используя это поле выбора, нужно определить семейство ПЛИС, для которого генерируется файл «прошивки» конфигурационного ППЗУ. Выпадающий список данного поля выбора содержит пять возможных вариантов: *Spartan-3E MultiBoot*, *Spartan-3A Multi-*

Boot, *Virtex-5 MultiBoot*, *XCFP PROM with DesignRevisioning* и *Spartan-3AN*.

Выбрав требуемый вариант из предлагаемого списка, следует определить формат создаваемого файла «прошивки», воспользовавшись группой кнопок с зависимой фиксацией *PROM File Format*. Для программирования элементов Flash-памяти, предназначенных для организации мультизагрузочного варианта конфигурирования ПЛИС, могут применяться файлы форматов *MCS*, *EXO*, *TEK* и *UFP*.

Далее в полях редактирования *PROM File Name* и *Location* необходимо указать идентификатор создаваемого файла программирования ППЗУ и название каталога на диске, в который он будет записан. После этого необходимо перейти к следующей диалоговой панели, название и содержание которой зависит от выбранного семейства ПЛИС, поддерживающего мультизагрузочный режим конфигурирования кристаллов.

ПОДГОТОВКА ФАЙЛОВ ПРОГРАММИРОВАНИЯ ЭЛЕМЕНТОВ FLASH-ПАМЯТИ, ПРЕДНАЗНАЧЕННЫХ ДЛЯ РЕАЛИЗАЦИИ МУЛЬТИЗАГРУЗОЧНОГО ВАРИАНТА КОНФИГУРИРОВАНИЯ ПЛИС СЕМЕЙСТВА SPARTAN-3E

Если в поле выбора, находящемся справа от кнопки *PROM Supporting Multiple Design Version*, указан вариант *Spartan-3E MultiBoot*, который соответствует формированию файлов программирования элементов Flash-памяти, предназначенных для реализации мультизагрузочного режима конфигурирования ПЛИС семейства Spartan-3E, то следующей диалоговой панелью является панель с заголовком *Spartan-3E MultiBoot PROM*. В этой диалоговой панели нужно с помощью поля выбора *Initial Boot Direction* определить порядок следования потоков конфигурационных данных в адресном пространстве применяемого элемента Flash-памяти и, соответственно, начальную последовательность их загрузки в ПЛИС.

Выпадающий список значений поля выбора *Initial Boot Direction* содержит два варианта: *Up* и *Down*. По умолчанию предлагается вариант *Up*, при котором конфигурационная последовательность, загружаемая в кристалл первой по умолчанию, размещается в адресном пространстве выбранного ППЗУ, начиная с младшего (нулевого) адреса. При выборе варианта *Down* конфигурационные последовательности располагаются в ячейках запоминающего устройства в обратном порядке. В этом случае по умолчанию первой загружается в ПЛИС конфигурационная последовательность, которая записана в выбранный элемент Flash-памяти, начиная с самого старшего значения адреса.

После выбора требуемой последовательности размещения потоков конфигурационных данных нужно перейти к очередной диалоговой панели, которая имеет заголовок *Spartan3E BPI PROM Property*. Эта диалоговая панель предназначена для определения информационной ёмкости используемых элементов конфигурационной Flash-памяти. Логическая ёмкость используемой микросхемы Flash-памяти с параллельным интерфейсом указывается в поле выбора *Select a Parallel PROM Density (Bytes)*. В выпадающем списке данного поля выбора представлено пятнадцать возможных вариантов, которые соответствуют значениям информационной ёмкости элементов конфигурационной памяти от 8 Кб до 128 Мб. Выбрав требуемый вариант логической ёмкости перепрограммируемого запоминающего устройства, следует включить это ППЗУ в список используемых элементов конфигурационной памяти, воспользовавшись кнопкой *Add*, находящейся справа от поля выбора *Select a Parallel PROM Density (Bytes)*. После этого соответствующее условное обозначение выбранного элемента Flash-памяти отображается в списке конфигурационных ППЗУ с указанием номера позиции.

Процедура определения параметров элемента Flash-памяти, предназначенного для организации мультизагрузочного режима конфигурирования ПЛИС семейства Spartan-3E, завершается выводом на экран информационной панели с заголовком *File Generation Summary*. После проверки указанных значений параметров файла «прошивки» и конфигурационного ППЗУ, отображаемых в этой панели, нужно нажатием кнопки *Готово (Finish)* инициировать исполнение соответствующего командного файла. Этот

командный файл содержит последовательность директив, устанавливающих выбранный режим работы программы *ИМПАКТ* и указанные значения основных параметров формируемого файла программирования. Содержимое командного файла продемонстрировано ниже на примере последовательности команд, предназначенной для формирования файла «прошивки» микросхемы конфигурационной Flash-памяти с логической ёмкостью 2 Мб, позволяющей реализовать мультизагрузочный вариант конфигурирования кристаллов семейства Spartan-3E:

```
// *** BATCH CMD : setAttribute -
configdevice -attr flashTopology
-value ""
// *** BATCH CMD : setMode -pff
// *** BATCH CMD : addConfigDe-
vice -name "Multiboot_prj" -path
"D:\PRJ\"
// *** BATCH CMD : setSubmode -
pffparallel
// *** BATCH CMD : setAttribute -
configdevice -attr multibootBpi-
Type -value "TYPE_MB_BPI"
// *** BATCH CMD : setAttribute -
configdevice -attr multibootBpi-
Device -value "SPARTAN3E"
// *** BATCH CMD : setAttribute -
configdevice -attr multi-
bootBpichainType -value
"PARALLEL"
// *** BATCH CMD : addDesign -
version 0 -name "0"
// *** BATCH CMD : addDesign -
version 1 -name "1FFFFF"
// *** BATCH CMD : setAttribute -
configdevice -attr compressed -
value "FALSE"
// *** BATCH CMD : setAttribute -
configdevice -attr autoSize -
value "FALSE"
// *** BATCH CMD : setAttribute -
configdevice -attr fileFormat -
value "mcs"
// *** BATCH CMD : setAttribute -
configdevice -attr fillValue -
value "AA"
// *** BATCH CMD : setAttribute -
configdevice -attr swapBit -value
"FALSE"
// *** BATCH CMD : setAttribute -
configdevice -attr dir -value "UP"
// *** BATCH CMD : setAttribute -
configdevice -attr multiboot -
value "TRUE"
// *** BATCH CMD : setAttribute -
configdevice -attr spiSelected -
value "FALSE"
```

```
// *** BATCH CMD : setAttribute -
configdevice -attr RsPinMsb -
value "27"
// *** BATCH CMD : setAttribute -
configdevice -attr flashDataWidth
-value "8"
// *** BATCH CMD : addPromDevice
-p 1 -size 2048 -name 2M
```

В выбранном элементе ППЗУ конфигурационные данные размещаются в порядке возрастания значений адресов. При этом первая конфигурационная последовательность должна записываться, начиная с нулевого адреса, а вторая – с адреса 1FFFFF. Во все свободные ячейки Flash-памяти, не используемые для хранения конфигурационных данных, заносится значение AA.

Отчёт о выполнении приведённой выше последовательности команд выводится в окне регистрации консольных сообщений *Transcript Window* управляющей оболочки *Навигатора проекта (Project Navigator)*. Структура этого отчёта имеет следующий вид:

```
/ *** BATCH CMD : setMode -pff
-----GUI: PFFView
Wizard Data Report -----
SubMode: PFF_PARALLEL
MB Master Device: SPARTAN3E
MB Mode: TYPE_MB_BPI
MB Chain: PARALLEL
getMultiBootSelected(): TRUE
getSPISelected(): FALSE
---- GUI: End PFFView Report ----
```

После вывода представленного выше отчёта автоматически выполняется последовательность команд, определяющих структуру формируемого файла программирования ППЗУ, предназначенного для реализации мультизагрузочного варианта конфигурирования ПЛИС семейства Spartan-3E:

```
// *** BATCH CMD : setMode -pff
// *** BATCH CMD : setCurrentDe-
sign -version 0
// *** BATCH CMD : setCurrentDe-
sign -version 1
// *** BATCH CMD : addConfigDe-
vice -size 256 -name
"Multiboot_prj" -path "D:\PRJ\"
// *** BATCH CMD : setAttribute -
configdevice -attr multibootBpi-
Device -value "SPARTAN3E"
// *** BATCH CMD : setAttribute -
configdevice -attr multibootBpi-
Type -value "TYPE_MB_BPI"
// *** BATCH CMD : setAttribute -
```

```
configdevice -attr multi-
bootBpichainType -value "PARAL-
LEL"
// *** BATCH CMD : setAttribute -
configdevice -attr flashDataWidth
-value "8"
// *** BATCH CMD : setAttribute -
configdevice -attr RsPinMsb -
value "27"
// *** BATCH CMD : setAttribute -
configdevice -attr multiboot -
value "TRUE"
// *** BATCH CMD : addPromDevice
-p 1 -size 2048 -name 2M
// *** BATCH CMD : setSubmode -
pffparallel
// *** BATCH CMD : setAttribute -
configdevice -attr size -value "0"
// *** BATCH CMD : setAttribute -
configdevice -attr dir -value "UP"
// *** BATCH CMD : addDesign -
version 0 -name "0"
// *** BATCH CMD : addDeviceChain
-index 0
// *** BATCH CMD : setAttribute -
design -attr RSPin -value ""
// *** BATCH CMD : addDesign -
version 1 -name "1fffff"
// *** BATCH CMD : setCurrentDe-
sign -version 0
```

Процесс выполнения данной последовательности команд сопровождается соответствующим отчётом в окне регистрации консольных сообщений *Transcript Window*, который выглядит следующим образом:

```
---- GUI: Wizard Data Report ----
PROM Mode : MultiBoot
Compression : false
Fill Value : AA
Output Format : mcs
Swap Bits : true
LoadDirection : UP
PROM Basename : Multiboot_prj
File Location : D:\PRJ\
Auto Selcet : false
Number of Data Stream : 2
Number of PROMS : 1
PROM Name : 2M          PROM Size :
2097152 Bytes
----- END of Report -----
```

Одновременно с выводом отчёта в окне регистрации консольных сообщений *Transcript Window* в области расположения рабочих окон *Навигатора проекта* открывается новое окно с заголовком *iMPACT – PROM File Formatter*, в верхней части которого отображается однострочная таблица *Multi-Boot PROM*.

Данная таблица представляет структуру формируемого файла программирования конфигурационного ППЗУ, предназначенного для реализации мультизагрузочного варианта конфигурирования ПЛИС семейства Spartan-3E. Единственная строка этой таблицы содержит две ячейки – *First* и *Second*, – которые соответствуют первой и второй версии конфигурационной последовательности, загружаемой в кристалл указанного семейства. Чтобы получить информацию о каждом потоке конфигурационных данных, включенном в состав формируемого файла программирования, следует расположить курсор мыши поочередно на соответствующей ячейке таблицы. При этом появляется всплывающая панель, в которой представлены сведения о размере выбранной версии конфигурационной последовательности данных.

Кроме таблицы *Multi-Boot PROM* в рабочем окне программы *iMPACT* представлен условный графический образ (УГО) элемента конфигурационной Flash-памяти – PARALLEL PROM, предназначенного для организации мультизагрузочного режима конфигурирования ПЛИС семейства Spartan-3E. Непосредственно после открытия рабочего окна *PROM File Formatter* на экране появляется информационная панель с заголовком *AddDevice*, которая запускает процедуру формирования содержимого файла «прошивки». Поочередно с помощью стандартной диалоговой панели открытия файла нужно указать идентификаторы используемых файлов конфигурационных последовательностей, созданных в рамках текущего проекта или разработанных ранее проектов. После успешного открытия указанных файлов справа от УГО PARALLEL PROM появляется соответствующий графический символ, под которым представлено название выбранного файла конфигурационной последовательности и условное обозначение кристалла FPGA, для которого он предназначен.

Вся информация о выполнении процедуры формирования содержимого файла «прошивки» элемента конфигурационного Flash ППЗУ и используемом объёме памяти отображается в окне регистрации консольных сообщений *Transcript Window*:

```
// *** BATCH CMD : addDevice -p 1
-file "D:/PRJ/
multiboot_prj1.bit"
'1': Loading file 'D:/PRJ/multi-
boot_prj1.bit'
```

```
done.
INFO:iMPACT:501 - '1': Added De-
vice xc3s100e successfully.
file : D:/PRJ/multiboot_prj1.bit
used size : 581344
// *** BATCH CMD : setCurrentDe-
sign -version 1
PROM[0] 2097152 bytes, Used 72668
bytes, Percentage used = 3.47
Add one device.
// *** BATCH CMD: setAttribute -
design -attr name -value "0"
Next Start Address=200000
// *** BATCH CMD : addDevice -p 1
-file "D:/PRJ/multiboot_prj2.bit"
'1': Loading file 'D:/PRJ/multi-
boot_prj2.bit' ...
done.
file : D:/PRJ/multiboot_prj2.bit
used size : 581344
// *** BATCH CMD : setCurrentDe-
sign -version 0
// *** BATCH CMD : setCurrentDe-
sign -version 1
PROM[0] 2097152 bytes, Used
145336 bytes, Percentage used =
6.93
Add one device.
// *** BATCH CMD : setAttribute -
design -attr name -value "1fffff"
Next Start Address=11beb
```

В рассматриваемом примере в состав файла «прошивки» включены версии конфигурационных последовательностей, которые представлены в файлах *multiboot_prj1.bit* и *multiboot_prj2.bit* соответственно. После окончания процедуры формирования содержимого файла программирования автоматически обновляется информация о проценте заполнения выбранного элемента Flash-памяти, отображаемая слева от УГО ППЗУ PARALLEL PROM. Запуск процесса генерации файла «прошивки» запоминающего устройства, используемого для реализации мультизагрузочного режима конфигурирования ПЛИС семейства Spartan-3E, осуществляется с помощью команды *Generate File*, которая может быть выбрана из меню *Operations*, на странице *Configuration Operations* окна процессов *Processes Window* или из контекстно-зависимого всплывающего меню. После активизации команды *Generate File* автоматически выполняется командный файл, который содержит приведённую ниже последовательность команд. При отсутствии ошибок процесс выполнения этой последовательности команд завершается сообщением о создании

файла программирования с расширением, соответствующим выбранному формату представления конфигурационных данных:

```
// *** BATCH CMD : setAttribute -
configdevice -attr multiboot -
value "TRUE"
// *** BATCH CMD : setMode -pff
// *** BATCH CMD : setSubmode -
pffparallel
// *** BATCH CMD : setAttribute -
configdevice -attr fillValue -
value "AA"
// *** BATCH CMD : setAttribute -
configdevice -attr fileFormat -
value "mcs"
// *** BATCH CMD : setAttribute -
configdevice -attr dir -value
"UP"
// *** BATCH CMD : setAttribute -
configdevice -attr path -value
"D:\PRJ\"
// *** BATCH CMD : setAttribute -
configdevice -attr name -value
"Multiboot_prj"
// *** BATCH CMD : setCurrentDe-
sign -version 0
Version:0      RS_PIN: StartAddr:0
// *** BATCH CMD : setCurrentDe-
sign -version 1
Version:1      RS_PIN: Star-
tAddr:1fffff
Total configuration bit size =
1162688 bits.
Total configuration byte size =
145336 bytes.
// *** BATCH CMD : generate -
multiboot
0x11bdc (72668) bytes loaded up
from 0x0
0x11bdc (72668) bytes loaded down
from 0x1fffff
Using user-specified prom size of
2048K
Writing file "D:\PRJ\\Multi-
boot_prj.mcs".
Writing file "D:\PRJ\\Multi-
boot_prj.prm".
```

ФОРМИРОВАНИЕ ФАЙЛОВ ПРОГРАММИРОВАНИЯ ЭЛЕМЕНТОВ FLASH-ПАМЯТИ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМ ИНТЕРФЕЙСОМ, ПРЕДНАЗНАЧЕННЫХ ДЛЯ РЕАЛИЗАЦИИ МУЛЬТИЗАГРУЗОЧНОГО РЕЖИМА КОНФИГУРИРОВАНИЯ ПЛИС СЕМЕЙСТВА SPARTAN-3A

Для подготовки файлов «прошивки» элементов Flash-памяти с последова-

тельным или параллельным интерфейсом, предназначенных для организации мультизагрузочного варианта конфигурирования кристаллов семейства Spartan-3A, нужно в выпадающем списке поля выбора, которое расположено справа от кнопки *PROM Supporting Multiple Design Version*, выбрать строку *Spartan-3A MultiBoot*. В этом случае после диалоговой панели с заголовком *Prepare PROM Files* выводится панель *Spartan-3A MultiBoot PROM*. Эта диалоговая панель позволяет выбрать тип элемента Flash-памяти и соответствующий режим конфигурирования ПЛИС, поддерживающий возможность загрузки одной из нескольких версий конфигурационных последовательностей. Этот выбор осуществляется с помощью двух кнопок с зависимой фиксацией: *Using an SPI PROM* и *Using an BPI Mode*.

Если для реализации мультизагрузочного режима конфигурирования ПЛИС семейства Spartan-3A выбирается микросхема Flash-памяти с последовательным интерфейсом SPI, то в нажатом состоянии необходимо зафиксировать кнопку *Using an SPI PROM*. При использовании для этой же цели элементов перепрограммируемых запоминающих устройств с параллельным интерфейсом следует переключить в нажатое положение кнопку *Using an BPI Mode*.

Когда для организации мультизагрузочного варианта конфигурирования ПЛИС семейства Spartan-3A выбираются элементы ППЗУ с последовательным интерфейсом SPI (в нажатом состоянии на-

ходится кнопка *Using an SPI PROM*), при нажатии кнопки *Donee (Next)* в диалоговой панели *Spartan-3A MultiBoot PROM* на экран выводится очередная диалоговая панель с заголовком *Spartan3A SPI PROM Property*. Данная диалоговая панель предназначена для определения логической ёмкости используемой микросхемы Flash-памяти и начальных адресов размещения версий конфигурационных последовательностей в этом запоминающем устройстве. Логическая ёмкость применяемого элемента конфигурационного ППЗУ с интерфейсом SPI указывается в поле выбора *Select SPI PROM Density (bits)*. Значение ёмкости микросхемы Flash-памяти, выбираемое из выпадающего списка этого поля, должно соответствовать количеству записываемых конфигурационных последовательностей.

Чтобы определить начальный адрес размещения в памяти каждой используемой конфигурационной последовательности, нужно, прежде всего, перевести в состояние «включено» индикатор *Enable Data Stream*, расположенный в строке с порядковым номером соответствующего конфигурационного потока данных. При этом становится доступным поле редактирования *Address (Hex)*, которое находится в этой же строке, справа от индикатора состояния *Enable Data Stream*. Требуемое значение начального адреса указывается в этом поле редактирования в шестнадцатеричном формате. Программные средства *IMPACT* поддерживают возможность создания файлов «прошивки»

интернет-магазин
Elitan.ru

- электронные компоненты
- приборы и инструмент
- компьютерная техника

500 000 ТОВАРОВ
ОТ 600 ИЗГОТОВИТЕЛЕЙ

МИНИМАЛЬНЫЙ ЗАКАЗ НЕ ОГРАНИЧЕН

12 СПОСОБОВ ДОСТАВКИ ПО РОССИИ И ЗАРУБЕЖ

ОПЛАТА ЧЕРЕЗ БАНК, ПОЧТУ, Webmoney, ЯндексДеньги, Visa, MasterCard

ЕЖЕДНЕВНОЕ ОБНОВЛЕНИЕ СКЛАДА

ОТСЛЕЖИВАНИЕ ЗАКАЗА НА САЙТЕ

Москва
Телефон: 8 (495)
649-84-45
Факс: 646-80-01

Ижевск
Телефон: 8 (3412)
50-33-30
Факс: 51-84-29

Санкт-Петербург
Телефон: 8 (812)
313-28-33
Факс: 313-28-44

литан®
info@elitan.ru
www.elitan.ru

микросхем Flash-памяти с интерфейсом SPI, предназначенных для реализации мультизагрузочного режима конфигурирования ПЛИС семейства Spartan-3A, содержащих до восьми вариантов конфигурационных последовательностей.

После определения логической ёмкости используемого элемента Flash-памяти и начальных адресов размещения конфигурационных последовательностей в этом ППЗУ нужно перейти к следующей информационной панели с заголовком *File Generation Summary* и активизировать соответствующий режим работы программного модуля *IMPACT*. Запуск выбранного режима программных средств *IMPACT* осуществляется таким же образом, как и при подготовке файлов «прошивки» микросхем конфигурационной памяти, предназначенных для ПЛИС семейства Spartan-3E. В результате действий, рассмотренных в предыдущем разделе, начинает выполняться последовательность команд, содержимое которой представлено ниже на примере генерации файла программирования Flash ППЗУ с интерфейсом SPI, обладающего логической ёмкостью 32 Мбит. В состав файла «прошивки» включаются два варианта конфигурационной последовательности для кристалла семейства Spartan-3A, которые содержатся в файлах *multiboot_1.bit* и *multiboot_2.bit* соответственно:

```
// *** BATCH CMD : setMode -pff
// *** BATCH CMD : addConfigDevice -name "multiboot_spi_s3a" -path "D:/Prj_n"
// *** BATCH CMD : setAttribute -configdevice -attr multibootBpiType -value "TYPE_MB_SPI"
// *** BATCH CMD : setAttribute -configdevice -attr multibootBpiDevice -value "SPARTAN3A"
// *** BATCH CMD : setAttribute -configdevice -attr multibootBpichainType -value ""
// *** BATCH CMD : addDesign -version 0 -name "0"
// *** BATCH CMD : addDesign -version 1 -name "FFFFF"
// *** BATCH CMD : setCurrentDesign -version 0
// *** BATCH CMD : addDeviceChain -index 0
// *** BATCH CMD : setCurrentDesign -version 1
// *** BATCH CMD : setAttribute -configdevice -attr fileFormat -value "mcs"
// *** BATCH CMD : setAttribute -
```

```
configdevice -attr fillValue -value "00"
// *** BATCH CMD : setAttribute -configdevice -attr swapBit -value "FALSE"
// *** BATCH CMD : setAttribute -configdevice -attr multiboot -value "TRUE"
// *** BATCH CMD : setAttribute -configdevice -attr spiSelected -value "TRUE"
// *** BATCH CMD : setAttribute -configdevice -attr RsPinMsb -value "27"
// *** BATCH CMD : setCurrentDesign -version 0
// *** BATCH CMD : setAttribute -design -attr RSPin -value ""
// *** BATCH CMD : setCurrentDesign -version 1
// *** BATCH CMD : addPromDevice -p 1 -size 4194304 -name 32M
```

По умолчанию первая версия конфигурационных данных ПЛИС располагается в адресном пространстве выбранного элемента Flash-памяти, начиная с нулевого адреса. Для записи второй версии конфигурационной последовательности отводится диапазон адресного пространства, который начинается с адреса FFFF. Все ячейки ППЗУ, не используемые для записи конфигурационной информации, заполняются нулевыми значениями.

Информация о ходе выполнения приведённой выше совокупности команд выводится в окне регистрации консольных сообщений *Transcript Window* управляющей оболочки *Навигатора проекта*:

```
// *** BATCH CMD : setMode -pff
----- GUI: PFFView
Wizard Data Report -----
SubMode: PFF_PARALLEL
MB Master Device: SPARTAN3A
MB Mode: TYPE_MB_SPI
MB Chain:
getMultiBootSelected(): TRUE
getSPISelected(): TRUE
---- GUI: End PFFView Report ----
```

Далее автоматически выполняется командный файл, который содержит соответствующую последовательность директив, определяющих параметры и структуру генерируемого файла программирования конфигурационного ППЗУ с интерфейсом SPI:

```
// *** BATCH CMD : setMode -pff
// *** BATCH CMD : setCurrentDe-
```

```
sign -version 0
Version:0 StartAddr:0
// *** BATCH CMD : setCurrentDesign -version 1
Version:1 StartAddr:fffff
// *** BATCH CMD : addConfigDevice -size 256 -name "multiboot_spi_s3a" -path "D:/Prj_n/"
// *** BATCH CMD : setSubmode -pffparallel
// *** BATCH CMD : setAttribute -configdevice -attr spiSelected -value "TRUE"
// *** BATCH CMD : setAttribute -configdevice -attr multibootBpiDevice -value "SPARTAN3A"
// *** BATCH CMD : setAttribute -configdevice -attr multibootBpiType -value "TYPE_MB_SPI"
// *** BATCH CMD : setAttribute -configdevice -attr multibootBpichainType -value ""
// *** BATCH CMD : setAttribute -configdevice -attr multiboot -value "TRUE"
// *** BATCH CMD : addPromDevice -p 1 -size 4096 -name 32M
// *** BATCH CMD : setAttribute -configdevice -attr size -value "0"
// *** BATCH CMD : setAttribute -configdevice -attr dir -value "UP"
// *** BATCH CMD : addDesign -version 0 -name "0"
// *** BATCH CMD : addDeviceChain -index 0
// *** BATCH CMD : addDesign -version 1 -name "fffff"
// *** BATCH CMD : addDeviceChain -index 0
// *** BATCH CMD : setCurrentDesign -version 0
```

Результаты выполнения приведённого выше командного файла отражаются в соответствующем отчёте, выводимом в окне регистрации консольных сообщений *Transcript Window*, который имеет следующий вид:

```
---- GUI: Wizard Data Report ----
PROM Mode : SPI
Compression : false
Fill Value : 00
Output Format : mcs
Swap Bits : true
LoadDirection : UP
PROM Basename :
multiboot_spi_s3a
File Location : D:/Prj_n/
Auto Select : false
Number of Data Stream : 2
```

```
Number of PROMs : 1
PROM Name : 32M      PROM Size :
33554432 Bytes
----- END of Report -----
```

Вместе с выводом этого отчёта открывается рабочее окно программы *iMPACT* с заголовком *iMPACT - PROM File Formatter*. Структура данного окна практически не отличается от вида окна при формировании файла «прошивки» элемента Flash-памяти с интерфейсом SPI, рассмотренного в предыдущей части цикла. Следующим шагом в процессе определения содержимого создаваемого файла программирования является выбор конфигурационных последовательностей, включаемых в его состав. Эта процедура была подробно представлена в предыдущих разделах. После включения каждого варианта конфигурационной последовательности в окне регистрации консольных сообщений *Transcript Window* отображается следующая информация о названии и расположении на диске выбранного файла загружаемых данных, а также о диапазоне адресного пространства ППЗУ, который отводится для этого варианта:

```
// *** BATCH CMD : setCurrentDesign -version 1
// *** BATCH CMD : addDevice -p 1
-file "D:/Prj_n/multiboot_2.bit"
'1': Loading file
'D:/Prj_n/multiboot_2.bit' ...
done.
|-----
|= PROM Utilization in Bytes =
| Total PROM Size Total Used Size
Percentage
| 0x400000 0xA6C98 16.29%
|-----
|= Revision Utilization =
| Rev Start Addr End Addr Used
Size Unused Percentage
| 0 0x0 0x53690 0x53690 0xAC96F
32.58%
| 1 0xFFFFF 0x15368F 0x53690
0x2AC971 10.86%
|-----
|= PROM/Revision Utilization =
| PROM 0 Address Space = 0x0 to
0x400000
| Rev Start Addr End Addr Used
Size Unused Revision PROM
| 0 0x0 0x53690 0x53690 0x3AC970
8.15%
| 1 0xFFFFF 0x15368F 0x53690
0x3AC970 8.15%
|-----
Add one device.Next Start Ad-
```

dress=53691

После завершения процедуры определения структуры формируемого файла «прошивки» слева от УГО элемента Flash-памяти SPI PROM, отображаемого в рабочей области окна *iMPACT - PROM File Formatter*, появляются сведения о заполнении объёма выбранного ППЗУ.

Активизация процесса генерации файла программирования элемента Flash-памяти с интерфейсом SPI, предназначенного для реализации мультизагрузочного варианта конфигурирования ПЛИС семейства Spartan-3A, может осуществляться любым из трёх способов, рассмотренных в предыдущих разделах. В ходе формирования файла «прошивки» выполняется следующая совокупность команд, которая при отсутствии ошибок завершается сообщениями об успешном окончании этого процесса и сохранении соответствующих файлов на диске в указанном разделе:

```
// *** BATCH CMD : setMode -pff
// *** BATCH CMD : setSubmode -
pffparallel
// *** BATCH CMD : setAttribute -
configdevice -attr fillValue -
value "00"
// *** BATCH CMD : setAttribute -
configdevice -attr swapBit -value
"true"
// *** BATCH CMD : setAttribute -
configdevice -attr fileFormat -
value "mcs"
// *** BATCH CMD : setAttribute -
configdevice -attr dir -value "UP"
// *** BATCH CMD : setAttribute -
configdevice -attr path -value
"D:/Prj_n/"
// *** BATCH CMD : setAttribute -
configdevice -attr name -value
"multiboot_spi_s3a"
// *** BATCH CMD : setCurrentDesign -version 1
Total configuration bit size =
5465280 bits.
Total configuration byte size =
683160 bytes.
// *** BATCH CMD : setCurrentDesign -version 0
// *** BATCH CMD : setCurrentDesign -version 1
// *** BATCH CMD : generate -spi
Swap bit can only be disabled in
Hex file format only.
0x5364c (341580) bytes loaded up
from 0x0
0x5364c (341580) bytes loaded up
```

from 0xfffff

Using user-specified prom size of 4096K

Writing file "D:/Prj_n//multiboot_spi_s3a.mcs".

Writing file "D:/Prj_n//multiboot_spi_s3a.prm".

Подготовка файлов программирования элементов Flash-памяти с параллельным интерфейсом, предназначенных для организации мультизагрузочного варианта конфигурирования ПЛИС семейства Spartan-3A

Чтобы сформировать файл «прошивки» для микросхемы Flash-памяти с параллельным интерфейсом BPI, предназначенной для организации мультизагрузочного варианта конфигурирования ПЛИС семейства Spartan-3A, следует в диалоговой панели с заголовком *Spartan-3A MultiBoot PROM* зафиксировать в нажатом положении кнопку *Using an BPI Mode*. После этого становится доступным поле выбора *Downstream Daisy-Chain Type*, с помощью которого определяется вид цепочки конфигурирования Daisy-Chain (способ подключения ПЛИС к элементам конфигурационной памяти). В случае последовательного подключения нескольких кристаллов семейства Spartan-3A к элементам конфигурационной Flash-памяти в данном поле выбора следует указать вариант *Serial*. При параллельном способе сопряжения нескольких ПЛИС и ППЗУ в поле *Downstream Daisy-Chain Type* нужно выбрать вариант *Parallel*.

Далее необходимо перейти к следующей диалоговой панели, которая в этом случае имеет заголовок *Spartan-3A Multi-Boot BPI PROM Property*. В этой диалоговой панели следует выбрать логическую ёмкость используемого элемента Flash-памяти параллельного типа и начальные адреса размещения конфигурационных последовательностей в этом перепрограммируемом запоминающем устройстве. Для определения логической ёмкости конфигурационного ППЗУ с параллельным интерфейсом следует воспользоваться полем выбора *Select a Parallel PROM Density (Bytes)*. Выпадающий список данного поля выбора позволяет указать один из тринадцати возможных вариантов, соответствующих значениям информационной ёмкости элементов конфигурационной

памяти в диапазоне от 8 Кб до 32 Мб. Для включения элемента Flash-памяти с выбранным значением логической ёмкости в список используемых элементов конфигурационной памяти нужно воспользоваться кнопкой *Add*, находящейся справа от поля выбора *Select a Parallel PROM Density (Bytes)*.

Значения начальных адресов диапазонов, выделяемых для размещения каждой версии конфигурационной последовательности в выбранном элементе ППЗУ с параллельным интерфейсом, указываются так же, как и при подготовке файлов программирования элементов Flash-памяти с интерфейсом SPI, предназначенных для реализации мультизагрузочного варианта конфигурирования ПЛИС семейства Spartan-3A. Следует обратить внимание на то, что, в отличие от кристаллов семейства Spartan-3E, при использовании режима загрузки ВРІ файл программирования конфигурационного ППЗУ для ПЛИС семейства Spartan-3A может содержать до восьми версий конфигурационных данных.

Завершение процесса определения параметров файлов «прошивки» для элементов конфигурационной памяти параллельного типа с интерфейсом ВРІ и активизация программных средств *ИМРАСТ* осуществляется таким же образом, как и при генерации аналогичных файлов для ППЗУ с последовательным интерфейсом, рассмотренной в предыдущем разделе. При этом автоматически выполняется последовательность команд, состав которой показан на примере процесса подготовки файла программирования для микросхемы Flash-памяти с параллельным интерфейсом и информационной ёмкостью 32 Мб:

```
// *** BATCH CMD : setMode -pff
// *** BATCH CMD : setAttribute -
configdevice -attr flashTopology
-value ""
// *** BATCH CMD : addConfigDe-
vice -name "multiboot_bpi_s3a" -
path "D:/Prj_n"
// *** BATCH CMD : setSubmode -
pffparallel
// *** BATCH CMD : setAttribute -
configdevice -attr multibootBpi-
Type -value "TYPE_MB_BPI"
// *** BATCH CMD : setAttribute -
configdevice -attr multibootBpi-
Device -value "SPARTAN3A"
// *** BATCH CMD : setAttribute -
configdevice -attr multi-
bootBpichainType -value "SERIAL"
// *** BATCH CMD : addDesign -
```

```
version 0 -name "0"
// *** BATCH CMD : addDesign -
version 1 -name "FE00A"
// *** BATCH CMD : setAttribute -
configdevice -attr compressed -
value "FALSE"
// *** BATCH CMD : setAttribute -
configdevice -attr fileFormat -
value "mcs"
// *** BATCH CMD : setAttribute -
configdevice -attr fillValue -
value "11"
// *** BATCH CMD : setAttribute -
configdevice -attr dir -value "UP"
// *** BATCH CMD : setAttribute -
configdevice -attr multiboot -
value "TRUE"
// *** BATCH CMD : setAttribute -
configdevice -attr spiSelected -
value "FALSE"
// *** BATCH CMD : setAttribute -
configdevice -attr flashDataWidth
-value "8"
// *** BATCH CMD : setCurrentDe-
sign -version 0
// *** BATCH CMD : setAttribute -
design -attr RSPin -value ""
// *** BATCH CMD : setCurrentDe-
sign -version 1
// *** BATCH CMD : addPromDevice
-p 1 -size 32768 -name 32M
```

В состав генерируемого файла «прошивки» включены две версии конфигурационных данных. Первая конфигурационная последовательность записывается в ППЗУ, начиная с нулевого адреса, а вторая – с адреса FE00A.

Информация о результатах выполнения команд установки соответствующего режима работы программных средств *ИМРАСТ* и типе элемента конфигурационной памяти, для которого создаётся файл программирования, отображаемая в окне регистрации консольных сообщений *Transcript Window* управляющей оболочки *Навигатора проекта*, выглядит следующим образом:

```
----- GUI: PFFView Wizard
Data Report -----
SubMode: PFF_PARALLEL
MB Master Device: SPARTAN3A
MB Mode: TYPE_MB_BPI
MB Chain: SERIAL
getMultiBootSelected(): TRUE
getSPISelected(): FALSE
---- GUI: End PFFView Report ----
```

Последовательность команд, устанавливающих выбранные значения параметров применяемого элемента Flash-

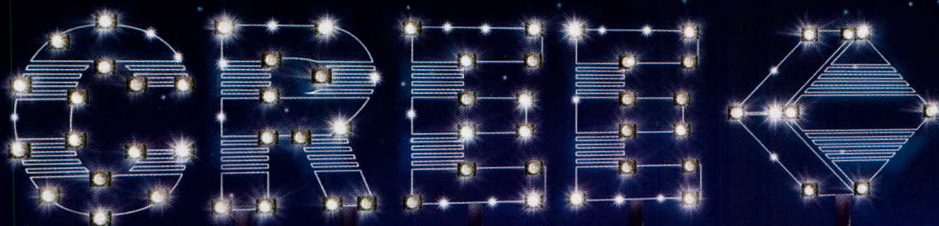
памяти с параллельным интерфейсом ВРІ и генерируемого файла «прошивки» для этого случая, имеет следующий вид:

```
// *** BATCH CMD : setMode -pff
// *** BATCH CMD : setCurrentDe-
sign -version 0
Version:0 StartAddr:0
// *** BATCH CMD : setCurrentDe-
sign -version 1
Version:1 StartAddr:fe00a
// *** BATCH CMD : addConfigDe-
vice -size 256 -name
"multiboot_bpi_s3a" -path
"D:/Prj_n/"
// *** BATCH CMD : setAttribute -
configdevice -attr multibootBpi-
Device -value "SPARTAN3A"
// *** BATCH CMD : setAttribute -
configdevice -attr multibootBpi-
Type -value "TYPE_MB_BPI"
// *** BATCH CMD : setAttribute -
configdevice -attr flashDataWidth
-value "8"
// *** BATCH CMD : setAttribute -
configdevice -attr RSPinMsb -
value "27"
// *** BATCH CMD : setAttribute -
configdevice -attr multiboot -
value "TRUE"
// *** BATCH CMD : addPromDevice
-p 1 -size 32768 -name 32M
// *** BATCH CMD : setAttribute -
configdevice -attr size -value "0"
// *** BATCH CMD : setAttribute -
configdevice -attr dir -value "UP"
// *** BATCH CMD : addDesign -
version 0 -name "0"
// *** BATCH CMD : addDeviceChain
-index 0
// *** BATCH CMD : setAttribute -
design -attr RSPin -value ""
// *** BATCH CMD : addDesign -
version 1 -name "fe00a"
// *** BATCH CMD : setCurrentDe-
sign -version 0
```

Выполнение приведённой выше последовательности команд сопровождается соответствующим отчётом в окне регистрации консольных сообщений *Transcript Window*, который содержит следующую информацию:

```
---- GUI: Wizard Data Report ----
PROM Mode : MultiBoot
Compression : false
Fill Value : FF
Output Format : mcs
Swap Bits : true
LoadDirection : UP
PROM Basename :
```

Ярче — только звезды!



Архитектурное, общее, уличное освещение

Официальный дистрибьютор Cree в России и странах СНГ

PROSOFT[®]

Тел.: (495) 232-25-22 • E-mail: info@prochip.ru • Web: www.prochip.ru, www.cree.ru

```
multiboot_bpi_s3a
File Location : D:/Prj_n/
Auto Selcet : false
Number of Data Stream : 2
Number of PROMs : 1
PROM Name : 32M      PROM Size :
33554432 Bytes
----- END of Report -----
```

Одновременно с выводом этого отчёта открывается новое рабочее окно программы *iMPACT*, структура которого была рассмотрена в предыдущем разделе. После этого нужно поочерёдно, используя стандартные диалоговые панели открытия файла, которые выводятся после соответствующих информационных панелей *Add Device*, указать идентификаторы файлов конфигурационных последовательностей, включаемых в состав генерируемого файла программирования ППЗУ. При включении каждой версии конфигурационных данных в пакетном режиме выполняется следующая совокупность команд:

```
// *** BATCH CMD : setCurrentDesign -version 1
// *** BATCH CMD : addDevice -p 1
-file "D:/Prj_n/multiboot_2.bit"
'1': Loading file
'D:/Prj_n/multiboot_2.bit' ...
INFO:iMPACT - Elapsed time = 0
sec.
done.
INFO:iMPACT:501 - '1': Added Device xc3s700a successfully.
-----
file : D:/Prj_n/multiboot_2.bit
used size : 2732640
```

Затем в окне регистрации консольных сообщений *Transcript Window* отображаются подробные сведения о размещении включаемых конфигурационных последовательностей в адресном пространстве выбранного элемента Flash-памяти и проценте использования объёма (заполнения) этого ППЗУ. В заключительной части этой информации приводится значение стартового адреса для записи следующего варианта конфигурационных данных:

```
|= PROM Utilization in Bytes =
| Total PROM Size Total Used Size
Percentage
| 0x2000000 0xA6C98 2.04%
|-----
|= Revision Utilization =
| Rev Start Addr End Addr Used
Size Unused Percentage
```

```
| 0 0x0 0x53690 0x53690 0xAA97A
32.84%
| 1 0xFE00A 0x15169A 0x53690
0x1EAE966 1.05%
|= PROM/Revision Utilization =
| PROM 0 Address Space = 0x0 to
0x2000000
| Rev Start Addr End Addr Used
Size Unused Revision PROM
| 0 0x0 0x53690 0x53690 0x1FAC970
1.02%
| 1 0xFE00A 0x15169A 0x53690
0x1FAC970 1.02%
|----- 2.04%
// *** BATCH CMD : setCurrentDesign -version 0
// *** BATCH CMD : setCurrentDesign -version 1
Revision[0] 1040394 bytes, Used
341580, Percentage used = 32.83
Revision[1] 32514038 bytes, Used
341580, Percentage used = 1.05
PROM[0] 33554432 bytes, Used
683160 bytes, Percentage used =
2.04
Add one device.Next Start Address=15169b
```

После определения состава файла «прошивки» ППЗУ, предназначенного для реализации мультизагрузочного варианта конфигурирования ПЛИС семейства Spartan-3A, его структура отображается в графическом виде в рабочем окне программных средств *iMPACT*. Если нужно внести изменения в структуру файла программирования, следует расположить курсор мыши на условном графическом образе этого элемента памяти и щелчком правой кнопки активизировать контекстно-зависимое всплывающее меню. В этом меню следует выбрать команду *Modify MultiBoot-PROM Properties*, в результате выполнения которой на экране вновь появляется диалоговая панель с заголовком *Spartan-3A MultiBoot BPI PROM Property*, которая содержит указанные ранее параметры файла «прошивки». После внесения необходимых изменений в составе формируемого файла программирования конфигурационной памяти нужно подтвердить их нажатием кнопки ОК, которая находится в нижней части этой диалоговой панели.

Для генерации файла программирования с представленной структурой нужно воспользоваться командой *Generate File*. При этом в пакетном режиме начинает исполняться соответствующая последовательность команд, протокол выполнения которой отобража-

ется в окне регистрации сообщений *Transcript Window* управляющей оболочки *Навигатора проекта*. При успешном завершении этого процесса выводятся сообщения о записи результирующих файлов, предназначенных для программирования выбранного элемента конфигурационной памяти:

```
// *** BATCH CMD : setMode -pff
// *** BATCH CMD : setSubmode -
pffparallel
// *** BATCH CMD : setAttribute -
configdevice -attr fillValue -
value "11"
// *** BATCH CMD : setAttribute -
configdevice -attr fileFormat -
value "mcs"
// *** BATCH CMD : setAttribute -
configdevice -attr dir -value
"UP"
// *** BATCH CMD : setAttribute -
configdevice -attr path -value
"D:/Prj_n/"
// *** BATCH CMD : setAttribute -
configdevice -attr name -value
"multiboot_bpi_s3a"
// *** BATCH CMD : setCurrentDesign -version 0
Version:0      RS_PIN: StartAddr:0
// *** BATCH CMD : setCurrentDesign -version 1
Version:1      RS_PIN:
StartAddr:fe00a
Total configuration bit size =
5465280 bits.
Total configuration byte size =
683160 bytes.
// *** BATCH CMD : generate -
bpi_serial
Swap bit can only be disabled in
Hex file format only.
0x5364c (341580) bytes loaded up
from 0x0
0x5364c (341580) bytes loaded up
from 0xfe00a
Using user-specified prom size of
32768K
Writing file "D:/Prj_n//multiboot_bpi_s3a.mcs".
Writing file "D:/Prj_n//multiboot_bpi_s3a.prm".
```

ФОРМИРОВАНИЕ ФАЙЛОВ ПРОГРАММИРОВАНИЯ ПЛИС СЕМЕЙСТВА SPARTAN-3AN, ПОДДЕРЖИВАЮЩИХ МУЛЬТИЗАГРУЗОЧНЫЙ ВАРИАНТ КОНФИГУРИРОВАНИЯ КРИСТАЛЛОВ

Интегрированная конфигурационная Flash-память ПЛИС семейства Spartan-

3AN также позволяет реализовать мультизагрузочный вариант конфигурирования кристаллов FPGA. Для создания соответствующего файла программирования следует в поле выбора, которое находится справа от кнопки *PROM Supporting Multiple Design Version* в диалоговой панели с заголовком *Prepare PROM Files*, указать вариант Spartan-3AN. После определения основных параметров создаваемого файла «прошивки» (формата, названия и места расположения на диске) нужно перейти к следующей диалоговой панели, которая имеет заголовок *Spartan-3AN Select Device*.

Указанная диалоговая панель предназначена для выбора конкретного типа ПЛИС семейства Spartan-3AN, для которого необходимо сформировать файл программирования интегрированной конфигурационной Flash-памяти. Определение типа применяемого кристалла осуществляется с помощью поля выбора *Select Device (bits)*. Выпадающий список возможных вариантов этого поля выбора содержит условные обозначения всех типов ПЛИС, входящих в состав семейства Spartan-3AN, с указанием логической ёмкости внутренней конфигурационной памяти.

Выбрав требуемый вариант из предлагаемого списка, следует перейти к очередной диалоговой панели с заголовком *Spartan-3AN Enter Start Address*.

Данная диалоговая панель используется для выбора количества конфигурационных последовательностей, включаемых в состав создаваемого файла программирования, и определения диапазонов адресного пространства интегрированной памяти для их размещения. Внутренняя Flash-память ПЛИС семейства Spartan-3AN позволяет записывать до двух версий конфигурационных данных. Первая версия конфигурационной последовательности записывается по умолчанию в диапазоне адресного пространства интегрированного ППЗУ, который начинается с нулевого адреса. Вторая версия конфигурационных данных размещается в диапазоне, начальный адрес которого определяется выбранным типом ПЛИС.

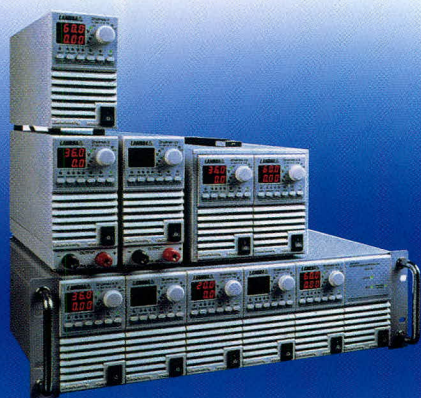
Первый вариант конфигурационных данных, обозначаемый как *Bitstream 0*, автоматически включается в состав генерируемого файла программирования. Чтобы добавить вторую версию конфигурационной последовательности в состав этого файла,

нужно установить в состояние «включено» индикатор *Bitstream 1*. В результате этих действий в поле отображения стартового адреса, расположенном в этой же строке, автоматически появляется значение начального адреса для записи второй версии конфигурационных данных. В том случае, если стартовый адрес диапазона должен быть равным значению ближайшей степени двойки, нужно переключить в активное состояние индикатор *Use Power of 2 for Start Address*. При этом осуществляется автоматическая коррекция значения, представленного в поле отображения стартового адреса.

Дальнейшая последовательность действий и содержимое соответствующих командных файлов, выполняемых в процессе генерации файлов программирования ПЛИС семейства Spartan-3AN, поддерживающих мультизагрузочный вариант конфигурирования кристаллов, практически не отличаются от процесса формирования файлов «прошивки» элементов Flash-памяти с последовательным интерфейсом, предназначенных для реализации мультизагрузочного режима конфигурирования ПЛИС семейства Spartan-3A. ©

TDK-Lambda ПРОГРАММИРУЕМЫЕ ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ –

МОЩЬ И ИНТЕЛЛЕКТ



Серия ZUP

Серия ZUP (Zero-Up)

- Выходная мощность 200/400/800 Вт
- Встроенный интерфейс RS-232/485 (GPIB по заказу)
- Универсальный вход 85-265 В переменного тока
- Выходные напряжения до 120 В, ток нагрузки до 132 А
- Программная калибровка

Применения ZUP и Genesys™

- Автоматическое испытательное оборудование
- Управление технологическими процессами
- Электротермотренировка полупроводниковых изделий
- Лазеры



Серия Genesys™

Серия Genesys™

- Выходная мощность 750/1500/2400/3300/5 000/10 000/15 000 Вт
- Встроенный интерфейс RS-232/485 (GPIB IEEE488/488.2 SCPI, LAN по заказу)
- Выходные напряжения до 600 В, ток нагрузки до 1000 А
- Конфигурирование посредством внешнего напряжения/тока и ПО
- Драйверы LabView и LabWindows
- Высота 1U, 2U и 3U

ОФИЦИАЛЬНЫЙ ДИСТРИБЬЮТОР КОМПАНИИ LAMBDA В РОССИИ И СТРАНАХ СНГ

PROSOFT®

Тел.: (495) 234-0636 • Факс: (495) 234-0640 • E-mail: info@prosoft.ru • Web: www.prosoft.ru

реклама

Особенности проведения термических процессов в СВЧ-электромагнитном поле

Натан Фельдман (г. Новосибирск)

На примере волноводной СВЧ-камеры рассматриваются особенности прохождения термических процессов в СВЧ-электромагнитном поле. Показано, что основными преимуществами сушки в СВЧ-электромагнитном поле являются увеличение КПД и управляемости процессом за счёт измерения меняющихся диэлектрических характеристик материала. Предложена методика, позволяющая определить целесообразность проведения термической обработки материала в СВЧ-электромагнитном поле и оптимизировать параметры этого процесса.

Основное отличие термического процесса в СВЧ-электромагнитном поле по сравнению с термическим процессом в тепловом поле состоит в распределении поля в области расположения материала, подвергающегося термической обработке. Если при тепловой обработке внешнее тепловое поле распределяется равномерно (при отсутствии движения воздушного потока) в воздушном пространстве, окружающем обрабатываемый материал, и только через него проникает в материал, постепенно его прогревая, то в СВЧ-электромагнитном поле вводимая в камеру энергия преобразуется в тепловую энергию только в самом материале (если нет потерь энергии в оболочке камеры, в которой проходит процесс). Окружающее воздушное пространство не поглощает СВЧ-энергию и

потому нагревается только за счёт отдачи тепла материалом. Степень поглощения материалом СВЧ-энергии зависит от его диэлектрических характеристик (диэлектрической проницаемости ϵ и тангенса угла потерь $\text{tg}\delta$), от конфигурации и размеров материала и от его расположения относительно электромагнитного поля, формируемого камерой.

Формирование поля в камере подробно изучено для проходных камер волноводного типа, поскольку этого требовало развитие радиолокации. Поэтому в настоящей работе для рассмотрения особенностей проведения термических процессов в СВЧ-электромагнитном поле принята камера волноводного типа.

Волноводная камера проходного типа [1] – это по существу прямоугольный волновод, в котором материал, подвергающийся термическому воздействию, расположен таким образом [2], что он не нарушает прохождения электромагнитной волны через него (см. рис. 1). При поперечных размерах волновода, создающих условия распространения в нём волны основного типа H_{10} (эти размеры [3] установлены международным стандартом и зависят только от частоты пропускаемой через волновод электромагнитной волны), такая камера обеспечивает:

- ничтожно малые потери СВЧ-мощности [4] в стенках волновода (примерно 0,1%);
- концентрацию энергии в материале;

- выход из камеры не поглощённой материалом СВЧ-энергии при возможности её дальнейшего использования в термическом процессе;
- малое нарушение согласования материала с СВЧ-генератором [5] ($K_{СВЧ} = 1,5 \dots 2,0$), т.е. отражённая мощность составляет $P_{отр} = (0,04 \dots 0,11)P_{пад}$

Электромагнитная волна в волноводе (как падающая, так и отражённая) распространяется только вдоль оси z волновода. Интенсивность (по мощности) электромагнитных колебаний в пустом волноводе изменяется вдоль стенки a по закону $\sin^2 y$ (см. рис. 2а), а в плоскостях, параллельных стенке b , остаётся постоянной. При введении в волновод диэлектрического материала (см. рис. 2б) поле концентрируется в зоне его расположения. При этом степень концентрации возрастает с увеличением абсолютного значения диэлектрической проницаемости материала и толщины слоя r .

Процесс термической обработки можно наглядно рассмотреть при сушке материалов, поскольку закономерности этого процесса принципиально одинаковы для большого числа различных материалов.

Как видно на рисунке 2б, в начале процесса максимум мощности приходится на середину слоя материала. Это приводит к тому, что сушка начинается именно с середины слоя (нагрев материала, испарение воды). Изначально создаются условия, благоприятствующие интенсификации процесса, поскольку совпадение по направлению градиентов температуры, концентрации и давления ускоряет выход паров воды. По мере уменьшения влагосодержания в среднем слое, в нём уменьшается диэлектрическая проницаемость, т.к. вода имеет очень высокую диэлектрическую проницаемость ($\epsilon = 80$) по сравнению с большинством материалов ($\epsilon < 25$). Это приводит к перераспределению поля (см. рис. 2б), и процесс сушки продолжается до достижения заданной влажности¹.

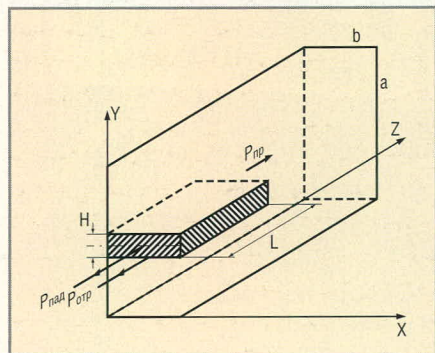


Рис. 1. Волноводная камера
 a, b – размеры волновода; r, l – размеры материала; $P_{пад}$ – падающая мощность; $P_{отр}$ – отражённая мощность; $P_{пр}$ – прошедшая мощность

¹ Если заданная влажность $W > 1\%$ и определяется как средняя влажность материала (например, взвешиванием), то в сечении материала может иметь место неравномерность влажности с уменьшением последней в срединных слоях.

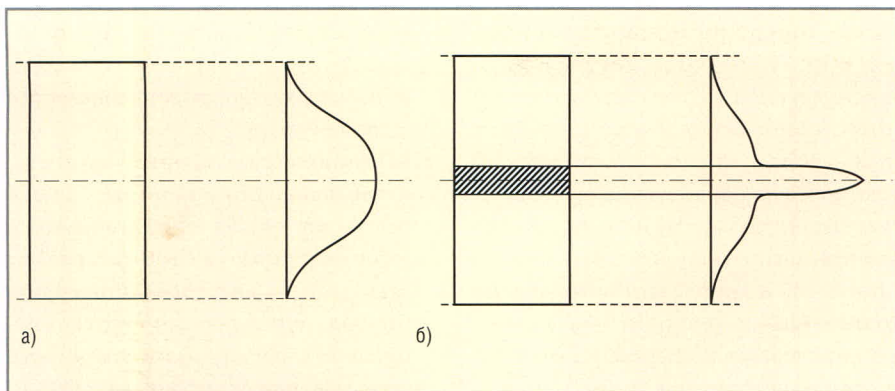


Рис. 2. Распределение поля (по мощности) в волноводе

а) Пустой волновод; б) волновод с диэлектриком

Из вышеприведенного описания процесса сушки в СВЧ-электромагнитном поле можно сделать вывод, что:

- прохождение процесса во времени зависит от совокупности теплотехнических и диэлектрических характеристик материала;
- поскольку поглощаемая материалом мощность электромагнитных колебаний в значительной степени определяет весь процесс, исследованию оптимального процесса должно предшествовать определение предельно допустимых значений СВЧ-мощности в ходе всего процесса.

Поглощаемая материалом СВЧ-энергия $Q_{\text{полг}} = P_{\text{полг}}t$ определяется поглощённой мощностью $P_{\text{полг}}$ и временем воздействия t . Однако

$$P_{\text{полг}} = (P_{\text{пад}} - P_{\text{отр}}) - P_{\text{пр}}, \quad (1)$$

где, $P_{\text{пад}} - P_{\text{отр}}$ – мощность электромагнитной волны, входящей в материал; $P_{\text{пр}}$ – мощность выходящей из материала волны.

Величина $P_{\text{отр}}$ зависит от КСВН тракта в сечении ввода в него материала:

$$P_{\text{отр}} = P_{\text{пад}} \left(\frac{k-1}{k+1} \right)^2, \quad (2)$$

где k – КСВН тракта.

Тогда

$$P_{\text{пад}} - P_{\text{отр}} = P_{\text{пад}} \frac{4k}{(k+1)^2}. \quad (3)$$

Отношение $P_{\text{пр}}$ к входящей в материал мощности, как известно, определяется соотношением:

$$\frac{P_{\text{пр}}}{P_{\text{пад}} - P_{\text{отр}}} = e^{-\alpha l}, \quad (4)$$

где l – длина участка взаимодействия волны с материалом; α – коэффициент диэлектрического поглощения материала, зависящий как от его диэлектрических характеристик ($\epsilon, \text{tg}\delta$), так

и от относительной толщины слоя материала (по отношению к размеру широкой стенки волновода a), а также от конструктивных характеристик волноводной камеры, определяемых отношением α/λ , где λ – длина электромагнитной волны.

Из выражений (1)–(4) вытекает, что поглощённая материалом мощность определяется как:

$$P_{\text{полг}} = P_{\text{пад}} \frac{4k}{(k+1)^2} (1 - e^{-\alpha l}). \quad (5)$$

Следует учесть, что диэлектрические характеристики материала зависят от его температуры, изменяющейся в процессе его термообработки, от изменения состава и структуры материала, связанных, в первую очередь, с изменением его влажности (при сушке) или с прохождением в нём каких-либо химических процессов (при обжиге) и, во-вторых, с изменением пористости материала, если таковая имеет место.


Изменение температуры определяется тепловыми характеристиками материала (теплоёмкостью, теплопроводностью и теплопередачей). Кроме того, прохождение термического процесса зависит от сопротивления, оказываемого материалом прохождению через него паров воды (при сушке). При этом все теплотехнические характеристики материалов изменяются с изменением температуры.

Очевидно, что для определения оптимального режима проведения термического процесса в СВЧ-электромагнитном поле необходимо знание не только диэлектрических и теплотехнических характеристик материала в начальный момент и их изменение в ходе процесса, но и их взаимного влияния друг на друга, изучаемого электротермогидродинамикой. Большой объём необходимых данных по каждому ма-

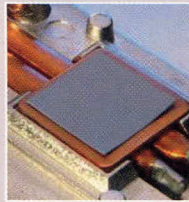
териалу и сложность их совместного анализа затрудняет развитие этого направления техники и внедрение энергосберегающих технологий.

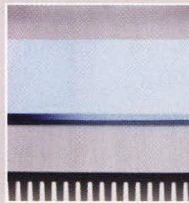
Поэтому становится актуальной разработка комплексной методики экспериментальных исследований термических процессов, источником энергии в которых является СВЧ-электромагнитная энергия. Основными задачами таких исследований являются:

- определение принципиальных возможностей достижения в электро-



KERAFOL®
Качество из Германии

- Керамические мягкие пленки для отвода тепла
- Теплопроводные пасты для заполнения зазоров
- Клеи, компаунды
- Графитовые, ферритовые пленки

KERATHERM®
Материалы для отвода тепла

Официальный дистрибьютор в России:
ЗАО «РЕОМ СПб»



Тел./Факс: (812) 327-96-60,
387-55-06, 387-65-64,
387-86-94

E-mail: reom@reom.ru
Web: www.reomspb.ru

Россия, 196105, Санкт-Петербург,
просп. Ю. Гагарина, д. 1

Реклама

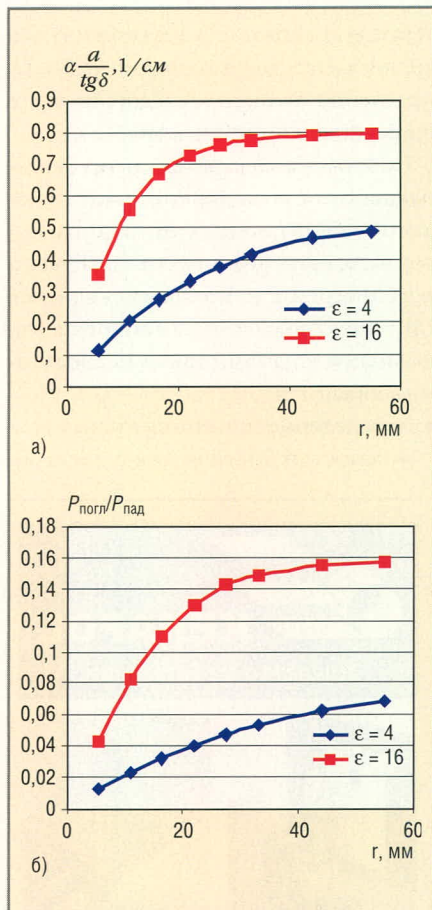


Рис. 4. Зависимость α , $P_{\text{погл}}/P_{\text{пад}}$ от толщины слоя r при $a = 220$ мм (в множителе $a/\text{tg} \delta$, $a = 0,22$ м); $l = 10$ см
а) $\alpha = f(r)$; б) $P_{\text{погл}}/P_{\text{пад}} = f(r)$

магнитном поле требуемых характеристик;

- оптимизация режима термообработки, позволяющая достигнуть максимального КПД процесса.

Показанная выше зависимость параметров процесса от конструктивного построения СВЧ-камеры, а также от длины СВЧ-волны требует проведения экспериментальных исследований в СВЧ-системе либо аналогичной используемой в рабочей установке либо в установке, параметры которой могут быть надёжно пересчитаны по полученным экспериментальным данным для рабочей установки.

Для решений первой задачи экспериментальная установка должна быть оборудована измерителями текущей температуры материала и его веса. В установке должно быть предусмотрено проведение фиксируемых во времени кратковременных перерывов, продолжительность которых может быть учтена в итоговом анализе процесса. Такие перерывы могут быть необходимы для анализа структурных изменений в материале, проводимом вне СВЧ-камеры (например, при сушке древе-

сины – отсутствие искривления волокон и др.). В совокупности все указанные измерения должны ответить на вопрос, возможно ли в электромагнитном поле провести требуемую техническую обработку материала.

Целесообразность использования электромагнитной энергии в данном процессе может быть определена только путём решения второй задачи, т.е. определением возможности оптимизации процесса для достижения высокого КПД. Основными измеряемыми параметрами процесса здесь являются: измерение времени процесса t ; поглощаемой материалом электромагнитной мощности $P_{\text{погл}}$ и конечного результата процесса (например, при сушке – количества испаренной воды $\Delta m_{\text{в}}$). Эти данные позволяют однозначно определить КПД процесса η . Например, при сушке

$$\eta = \frac{Q_{\text{физ}}}{Q_{\text{факт}}} = \frac{q \Delta m_{\text{в}}}{P_{\text{погл}} t}, \quad (6)$$

где $Q_{\text{физ}}$ – физически необходимая энергия для испарения $m_{\text{в}}$ кг воды; $Q_{\text{факт}}$ – фактически израсходованная энергия; q – теплота парообразования воды 2256 кДж/кг;

Учитывая малое время протекания процесса, очевидно, что все величины, входящие в уравнение (6), должны измеряться быстродействующими приборами и результаты измерений должны (с привязкой ко времени) регистрироваться на компьютере.

Исходя из практики проведения исследований КПД процесса, основными факторами, определяющими его величину в процессе сушки, являются:

- требуемая конечная влажность материала, – чем она ниже, тем меньше КПД (это объясняется разреженностью воды в материале при снижении её количества, что снижает поглощение водой электромагнитной энергии). Обычно явное снижение КПД имеет место при влажности $W_{\text{к}} < 3...5\%$. Одним из путей поддержания требуемой производительности установки является увеличение, по мере снижения влажности, мощности $P_{\text{пад}}$, излучаемой генератором;
- при сушке многих материалов КПД процесса возрастает с увеличением мощности $P_{\text{пад}}$. Это определяется ускорением парообразования во внутренних слоях материала, что приводит к увеличению давления пара внутри материала, ускоряющему его выход из материала. По

всей вероятности, такой эффект характерен для материалов, обладающих большим сопротивлением проходящему пару;

- КПД процесса в значительной степени зависит от толщины r слоя в потоке материала, подвергающегося термообработке в СВЧ-камере. Эта зависимость является многофункциональной и потому требует специальной экспериментальной проверки. Физическая сущность зависимости состоит в следующем: с одной стороны, с увеличением толщины слоя растёт диэлектрический коэффициент поглощения α материала, с другой – увеличивается количество материала и, следовательно, содержащейся в нём воды, которую в процессе сушки необходимо испарить. Но если количество материала растёт пропорционально r , то α при малых значениях r растёт быстро, а с увеличением толщины слоя r скорость нарастания замедляется. При этом характер изменения зависит от диэлектрической проницаемости материала ϵ (т.е. от диэлектрических свойств материала и его влажности) и, следовательно, в процессе сушки постоянно изменяется. Для наглядности графики зависимости α от r , рассчитанные по [2] для двух значений $\epsilon_1 = 4$ и $\epsilon_2 = 16$, и соответствующие им значения $P_{\text{погл}}$ при $l = 10$ см приведены на рисунке 4. Таким образом, варьируя толщину материала r (при $P_{\text{пад}} = \text{const}$), можно найти значение $r_{\text{опт}}$, соответствующее максимальному КПД процесса;
- процесс СВЧ-обработки материала улучшается при равномерном распределении воздействующей на него мощности электромагнитных колебаний по всей длине l взаимодействия. Но воздействующая мощность, постепенно поглощаясь материалом, убывает вдоль l по экспоненциальному закону. Поэтому целесообразно проведение последовательного облучения материала с двух противоположных сторон. Равномерность суммарного потока мощности в этом случае определяется выражением:

$$\delta = \frac{P_{\text{возд}}^{\text{max}}}{P_{\text{возд}}^{\text{min}}} = cb \frac{\alpha l}{2}, \quad (7)$$

при этом $P_{\text{возд}}^{\text{max}}$ всегда приходится на плоскость ввода СВЧ-энергии в материал, а $P_{\text{возд}}^{\text{min}}$ – на срединную по l плоскость.

Задавая допустимое значение δ , из (7) определяем необходимое значение l_{opt} , после чего необходимо уточнить максимальный КПД процесса, полученный в экспериментах по п. 3, повторив измерение α при длине взаимодействия $l = l_{opt}/2$.

Полученные таким образом экспериментальные данные позволяют с высокой степенью точности прогнозировать процесс СВЧ-электромагнитной обработки материала, т.е. при требуемом качестве готового продукта определить энергоёмкость процесса и производительность установки в зависимости от СВЧ-мощности. Это позволяет определить целесообразность применения СВЧ-электромагнитной энергии в данном процессе. Проведённые по описанной выше методике экспериментальные исследования в лаборатории микроволновой энергетики (г. Новосибирск) показали, что использование СВЧ-электромагнитной энергии очень эффективно при сушке древесины (при сушке сосновой доски до влажности $W_k = 6...8\%$ КПД процесса составляет 70...80%), при сушке неко-

торых зольных материалов до $W_k = 6...8\%$ КПД процесса 90%, при сушке талька до $W_k = 1\%$ КПД процесса 70%, при $W_k = 0,5\%$ – КПД 60%. С другой стороны, использование СВЧ-электромагнитной энергии неэффективно при сушке материалов с высокой степенью пористости (при сушке багальтовой чешуи от начальной влажности $W_k = 15\%$ КПД процесса не превышает 10...20%, что определяется низкой концентрацией воды в рабочем пространстве камеры).

Подводя итоги рассмотрения, можно сделать выводы о наличии преимуществ СВЧ-камер волноводного типа перед камерами других типов:

- волноводные камеры имеют очень низкие потери энергии в своей оболочке;
- в волноводных камерах обеспечивается возможность измерения выходящей из материала СВЧ мощности $P_{пр}$ и изменения диэлектрических характеристик (α) материала в процессе его обработки, что существенно повышает управляемость процесса и создаёт условия для его автоматизации.

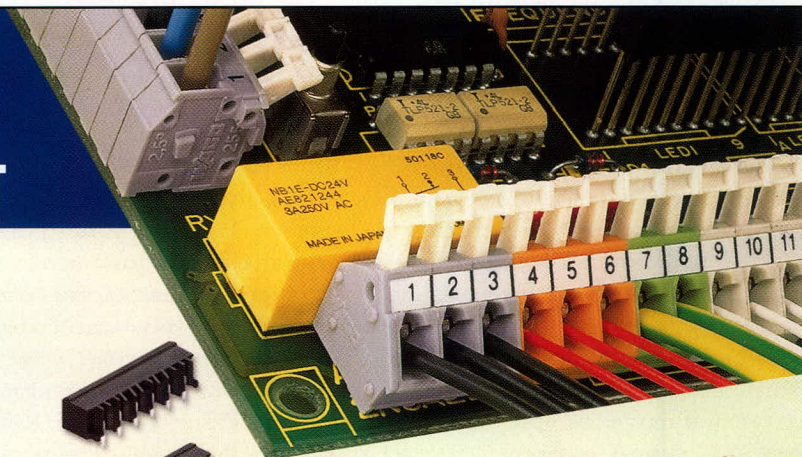
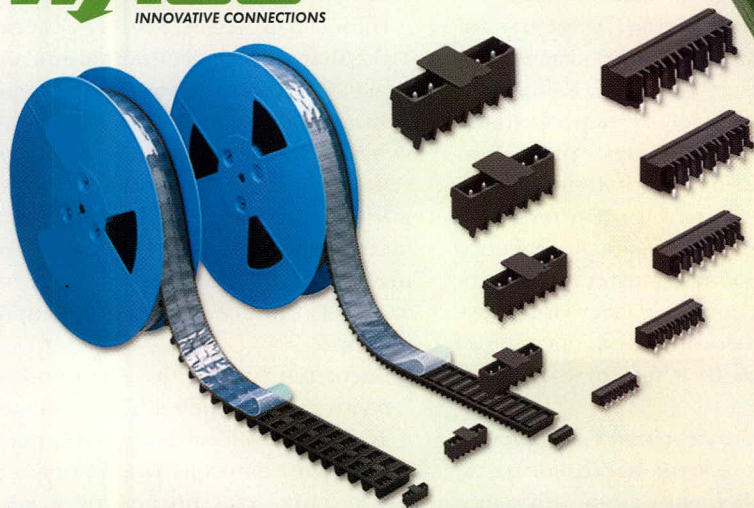
Такие преимущества делают целесообразными оптимизацию волноводных камер, их связи между собой в единой системе СВЧ-обработки, выбора частоты электромагнитных волн, мощности СВЧ-генераторов и её изменения в процессе обработки, системы защиты камер от паразитных излучений, а также построение измерительной системы СВЧ-установки и реализацию алгоритмов управления установкой в процессе термообработки материалов.

ЛИТЕРАТУРА

1. СВЧ-энергетика. Т. 2. Под ред. Э. Окресса. Мир, 1971.
2. Бергер М.Н., Катилевич Б.Ю. Прямоугольные волноводы с диэлектриками. Советское радио, 1973.
3. Фельдштейн А.Л., Явич Л.Р., Смирнов В.П. Справочник по элементам волноводной техники. Госэнергоиздат, 1963.
4. Справочник по радиолокации. Т. 2. Советское радио, 1977.
5. Фельдман Н.Я. Некоторые вопросы сушки древесины в микроволновом поле. Деревообрабатывающая промышленность. 1996. № 6.



Клеммы и соединители для печатных плат



К монтажу ГОТОВЫ!

Реклама

ОФИЦИАЛЬНЫЙ ДИСТРИБЬЮТОР КОМПАНИИ WAGO В РОССИИ И СТРАНАХ СНГ



Телефон: (495) 234-0636 • Факс: (495) 234-0640 • E-mail: info@prosoft.ru • www.prosoft.ru

Применение платформы ADSP-TS201 для решения задач в реальном масштабе времени: методики оптимизации программного кода

Александр Тумачек (Москва)

Рассмотрены методики и способы программирования ЦПОС фирмы Analog Devices TS201. Описанные подходы к оптимизации программного кода могут быть перенесены на любой процессор с аналогичной архитектурой.

ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ В РЕАЛЬНОМ МАСШТАБЕ ВРЕМЕНИ

На современном этапе развития вычислительной техники популярность набирают системы обработки данных в реальном масштабе времени. Построение подобных систем требует высокопроизводительных вычислительных средств. В задачах потоковой обработки данных, критичных к временным задержкам, необходимо обрабатывать данные в ограниченные интервалы времени.

Иногда решение задачи в реальном масштабе времени отождествляют с функционированием «быстрой системы», но это не всегда правильно, поскольку важно не время задержки реакции системы, а то, насколько гарантировано его наличие для работы. Например, если при обработке звуковых данных требуется 2,01 с на анализ звука длительностью 2,00 с, это не будет считаться процессом реального времени. Если же требуется 1,99 с – это процесс реального времени. Для решения задач в реальном масштабе времени могут применяться как процессоры общего назначения, так и цифровые сигнальные процессоры.

При создании средств ЦОС иногда используется подход, в котором для каждого алгоритма специально разрабатывается инструментальное решение, аппаратная часть которого составляется из адаптированных к алгоритму микросхем. Это своего рода составление мозаики из интег-

ральных элементов, адаптированной под алгоритм. Такая реализация называется наиболее быстродействующей, но не универсальной, поскольку невозможна унификация элементной базы. Например, перепрограммировать аппаратный КИХ-фильтр мы уже не сможем, следовательно, при частичном изменении структуры алгоритма потребуются замена соответствующей ИС.

Современные тенденции развития процессорной индустрии и систем на кристалле сводятся к разработке универсальных элементов низкой стоимости. Достаточное количество таких элементов позволяет реализовать алгоритм любой сложности: чем выше сложность алгоритма, тем больше элементов необходимо задействовать.

Рассмотрим базовые элементы вычислительных средств, применяемые при обработке сигналов. Как правило, это процессоры с суперскалярной и конвейерной архитектурами, банки памяти, блоки коммутации, широкие шины данных, – всё это составляет архитектуру вычислительного средства. Удобная архитектура позволяет интуитивно осуществлять процесс программирования, адаптируя код программы к инструментальному средству.

Для обработки данных в реальном масштабе времени необходимы не только эффективные вычислительные средства, но и оптимизированные программные алгоритмы. Зачастую их правильная реализация позволяет решить задачу с применением недорогих инструментальных средств.

Рассматривая различные технологии программирования, можно отметить тенденцию поиска эффективных алгоритмов для задач реального времени. Об этих методиках и способах программирования применительно к сигнальному процессору фирмы Analog Devices ADSP-TS201 и пойдёт речь в этой статье.

Приведённые ниже методики программирования ЦПОС могут быть перенесены на любой процессор с аналогичной архитектурой. Рассмотрим пути оптимизации кода для процессоров семейства Tiger Sharc.

ХАРАКТЕРИСТИКИ ПРОЦЕССОРА TIGER SHARC, ВЛИЯЮЩИЕ НА ПРОЦЕСС ПРОГРАММИРОВАНИЯ

Для начала выделим основные параметры архитектуры сигнального процессора. Эти данные позволяют уже на этапе проектирования программы правильно организовать работу вычислительного средства и избежать необоснованных затрат вычислительных ресурсов.

Процессор ADSP-TS201 семейства Tiger Sharc имеет двойной вычислительный блок, позволяющий реализовывать набор SIMD-инструкций. Статическая суперскалярная архитектура предоставляет возможность выполнять несколько математических операций за один процессорный цикл (до четырёх инструкций за цикл). Другие особенности процессора:

- операции умножения могут производиться одновременно (до восьми 16-битных операций умножения в формате с фиксированной точкой) и реализуются посредством векторных вычислений;
- память организована в шесть блоков по 4 Мбит каждый; блок содержит 128 килослов при 32 битах;
- четыре 128-битных шины данных;

- каждый блок памяти соединён посредством перекрёстной шины с 128-Кбит буфером. Такая организация памяти позволяет передавать до четырёх 32-бит операндов одновременно.

Для эффективного выполнения программ, учитывая особенности архитектуры процессора ADSP-TS201, необходимо:

- размещать инструкции кода отдельно от данных. Это позволяет использовать один блок памяти для программ, а два других блока памяти – для размещения данных;
- рекомендуется назначать каждому блоку памяти отдельный адресный регистр, что исключит пропуски циклов и перезагрузку конвейера;
- необходимо чётко понимать структуру памяти и принципы работы кэша, соблюдать локальную политику видимости при программировании и условие последовательного доступа к данным.

Для всех последующих примеров программ данные и код корректно размещены в памяти и кэше, буфер предсказания ветвлений (BTB – branch target buffer) считается загруженным. Ветвления и переходы при выполнении кода требуют только один цикл процессора и выполняются без перезагрузки конвейера.

ОПТИМИЗАЦИЯ СТАНДАРТНОЙ ПРОЦЕДУРЫ ПЕРЕМНОЖЕНИЯ С НАКОПЛЕНИЕМ

Рассмотрим ассемблерный код, реализующий 32-разрядную операцию перемножения с накоплением, и обсудим пути его оптимизации.

Для начала необходимо уточнить, в каких случаях могут произойти пропуски процессорных циклов, как оптимизировать выполнение критических циклов и эффективно запрограммировать процессорный конвейер, исключив его перезагрузку.

Реализуемая операция:

$$x = a_1 b_1 + a_2 b_2 + a_3 b_3 + a_4 b_4 \dots a_n b_n$$

Пример 1. Простой алгоритм операции перемножения с накоплением (см. рис. 1)

```
#define VECTOR_LENGTH 200
j0 = j31 + A; LC0 =
VECTOR_LENGTH;;
k0 = k31 + B;;
```

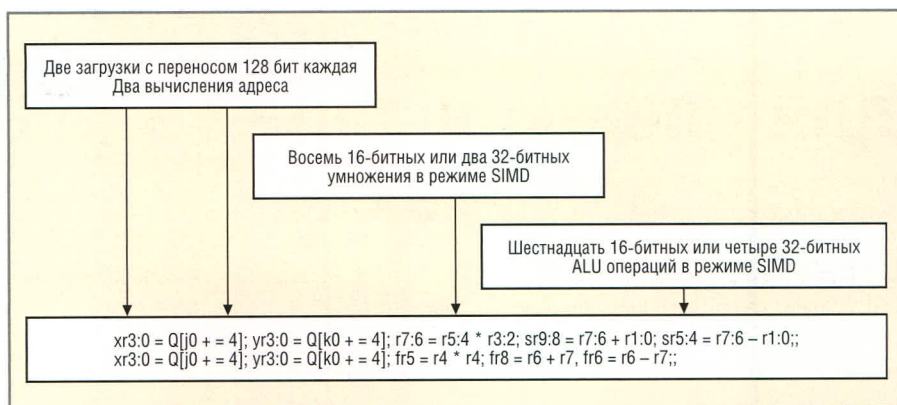


Рис. 1. Оптимальная строка инструкций процессора ADSP-TS201, выполняемая за один такт

```
xr3 = 0.0;;
.align_code 4;
Dot_Product:
xr0 = [j0 +=1];;
xr1 = [k0 +=1];;
xfr2 = r0 * r1;;
xfr3 = r2 + r3;;
align_code 4;
if NLC0E, jump Dot_Product;;
[j31 + Result] = XR3;; //Число
циклов = 1408
```

Замечание: на процессорах TS20x инструкции перехода в цикле выполняются без пропусков циклов и перезагрузки конвейера.

Рассмотрим недостатки примера 1. В процедуре задействован только один вычислительный блок, хотя имеется возможность использовать оба блока – СВХ и СВУ; используется всего одна процессорная инструкция в строке; данные загружаются по частям при проходе цикла; конфликт блоков памяти из-за неправильного размещения векторов данных приводит к пропуску цикла. Вывод: код не эффективен.

Рассмотрим архитектурные возможности процессора ADSP-TS201, позволяющие улучшить пример 1. В процессоре TS201 реализованы шесть блоков памяти, которые позволяют извлекать два операнда параллельно с извлечением командной инструкции.

Оптимальная строка инструкций процессора, выполняемая за один такт, может содержать 24 16-битных операции или шесть 32-битных операций; восемь перемножений с накоплением в секунду с 16-битными данными или два перемножения с накоплением в секунду с 32-битными данными; два 128-битных перемещения данных и два расчёта адресов.

ПОЭТАПНАЯ ОПТИМИЗАЦИЯ ПРОЦЕДУРЫ ПЕРЕМНОЖЕНИЯ С НАКОПЛЕНИЕМ

Рекомендации по улучшению программного кода

Быстрый и простой способ улучшить производительность алгоритма – загружать данные по максимуму, за один процессорный цикл; использовать загрузку одного длинного слова или по четыре слова; используя обе 128-разрядных шины. Также эффективно применение различных блоков адресных регистров (IALU – Integer Arithmetic Logic Unit) при загрузке данных. Необходимо задействовать оба блока для осуществления параллельной обработки и по возможности комбинировать несколько инструкций в одной строке.

- Оптимизируем пример 1:
- задействуем два вычислительных блока для каждой математической операции;
- используем способ загрузки длинным словом, т.е. две части операндов одновременно.

Пример 2. Оптимизация примера 1

```
j0 = j31 + A; LC0 =
VECTOR_LENGTH/2;;
k0 = k31 + B;;
r3 = 0.0;;
.align_code 4;
Dot_Product:
xjr0 = [j0 +=2];; //
xjr1 = [k0 +=2];;
xyfr2 = r0 * r1;; //SIMD режим
xyfr3 = r3 + r2;; //SIMD режим
align_code 4;
if NLC0E, jump Dot_Product;;
xr4 = yr3;;
xfr5 = r3 + r4;;
[j31 + Result] = XR5;; //Число
циклов = 711
```

В результате проведённой оптимизации число циклов, затрачиваемых

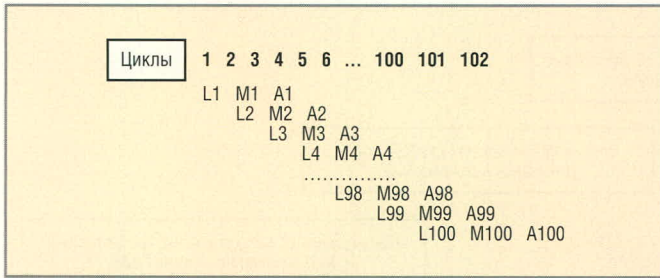


Рис. 2. Этапы работы программного конвейера ADSP-TS201

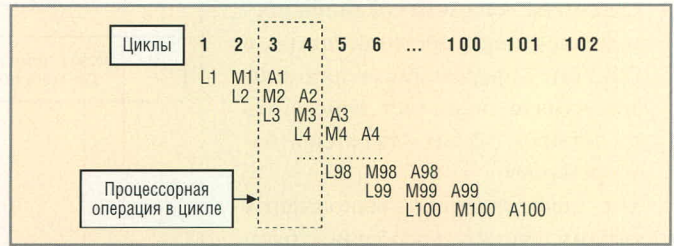


Рис. 3. Оптимизация постпапной загрузки программного конвейера ADSP-TS201

на выполнение алгоритма, сократилось в два раза.

Использование режима SIMD

Рассмотрим другие методики оптимизации кода при работе с данными в форматах с плавающей и 32-разрядной фиксированной точкой.

Применим методику разворачивания вычислительного цикла. Распараллелим вычислительный процесс алгоритмически и задействуем режим SIMD (Single-Instruction, Multiple-Data) процессора ADSP-TS201. Перестроим выполняемую инструкцию таким образом, чтобы устранить пропуски процессорных циклов. Учтём работу программного конвейера для правильного формирования инструкций процессору.

Пример 3. Исходный цикл

```

j0 = j31 + A;;
LC0 = VECTOR_LENGTH;;
k0 = k31 + B;;
xr3 = 0.0;;
.align_code 4;
Dot_Product:
    xr0 = [j0 +=1];;
    xr1 = [k0 +=1];;
    xfr2 = r0 * r1;; //stall
    xfr3 = r3 + r2;;
.align_code 4;
if NLC0E, jump Dot_Product;;
[j31 + Result] = xr3;;
//число циклов 1408
    
```

Пример 4. Развёрнутый цикл

```

J0 = j31 + A; LC0 =
VECTOR_LENGTH/2;;
k0 = k31 + B;;
xr3 = 0.0;;
xr19 = 0.0;;
.align_code 4;
Dot_Product:
    xr0 = [j0 +=1];; xr16 =
[j0 +=1];;
    xr1 = [k0 +=1];; xr17 =
[k0 +=1];;
    xfr2 = r0 * r1;; xfr18 =
    
```

```

r16 * r17;;
    xfr3 = r3 + r2;; xfr19 =
r19 + r18;;
.align_code 4;
if NLC0E, jump Dot_Product;;
xfr3 = r3 + r19;;
[j31 + Result] = xr3;;
//число циклов 910
    
```

Оптимизация с использованием программного конвейера

Программный конвейер процессора помогает осуществлять выполнение инструкций наиболее эффективно, учитывая особенности его архитектуры. Инструкции выполняются таким образом, чтобы каждый этап программного цикла состоял из нескольких инструкций; процедура перемножения с накоплением основана на выполнении трёх базовых операций: загрузка, перемножение, накопление.

Рассмотрим исходный код, реализующий процедуру перемножения с накоплением, с учётом работы программного конвейера.

Пример 5. Задействуем программный конвейер (см. рис. 2)

```

j0 = j31 + A;;
k0 = k31 + B;;
xr3 = 0.0;;
LC0 = VECTOR_LENGTH - 2;;
xr0 = [j0 +=1]; xr1 = [k0 +=1];;
xr0 = [j0 +=1]; xr1 = [k0 +=1];;
xfr2 = r0 * r1;;
.align_code 4;
Dot_Product:
xr0 = [j0 +=1]; xr1 = [k0 +=1];;
xfr2 = r0 * r1; xfr3 = r3 + r2;;
.align_code 4;
if NLC0E, jump Dot_Product;;
xfr2 = r0 * r1;    xfr3 = r3
+ r2;;
xfr3 = r3 + r2;;
[j31 + Result] = xr3;; //число
циклов 411
    
```

Обратим внимание на построение цикла: он состоит только из одной инструкции перехода *JUMP* – дополни-

тельной инструкции цикла, вследствие которой теряется один процессорный цикл. Удаление дополнительной инструкции приводит к простоя процессора. Метка перехода инструкции *JUMP* – это адресная структура, которая может пересекать границу памяти, кратную четырём словам. Если метки перехода по программе в памяти не соответствуют кратности адреса в четыре слова, то возникают дополнительные пропуски процессорных циклов. Необходимое расположение меток в памяти может быть указано директивой *.align_code 4* или вставкой операций *NOP* для выравнивания инструкций.

Рассмотрим ещё один вариант реализации операции перемножения с накоплением. Можно оптимизировать загрузку данных из памяти, комбинируя операции извлечения сразу по четыре операнда.

Пример 6. Одновременная загрузка четырёх операндов из памяти (см. рис. 3)

```

j0 = j31 + A;;
k0 = k31 + B;;
xr6 = 0.0;;
LC0 = (VECTOR_LENGTH - 2)/2;;
xr1:0 = L[j0 +=2]; xr3:2 = L[k0
+=2];;
xfr4 = r0 * r2;;
.align_code 4;
Dot_Product:
xr1:0 = L[j0 +=2]; xr3:2 = L[k0
+=2]; xfr5 = r1 * r3; xfr6 = r4
+ r6;;
.align_code 4;
if NLC0E, jump Dot_Product; xfr4
= r0 * r2; xfr6 = r5 + r6;;
xfr5 = r1 * r3; xfr6 = r4 + r6;;
xfr6 = r5 + r6;;
[j31 + Result] = xr6;; //число
циклов 408
    
```

Процессорный цикл в этом случае совмещает в себе две инструкции. Переход осуществляется параллельно другим арифметическим операциям в строке. Извлечение данных из памя-

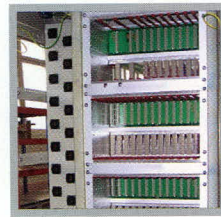
ФОРМУЛА УСПЕХА:

ИДЕИ – ЗАКАЗЧИКА,

РЕАЛИЗАЦИЯ – ФАСТЕКО

КОНТРАКТНОЕ ПРОИЗВОДСТВО ЭЛЕКТРОНИКИ СРЕДНЕЙ И ВЫСШЕЙ КАТЕГОРИИ СЛОЖНОСТИ

- **Приоритеты** — проектам полного цикла производства
- **Комплексные проекты:** от разработки опытного образца до выпуска серийных изделий
- **Лицензии и сертификаты** на производство электронного оборудования
- **Планирование поставок** готовых изделий по графикам заказчика



- Автоматизированный монтаж печатных плат любой сложности, все типы плат и компонентов.
- Корпусная сборка электронных узлов, крейтов, шкафов и блоков; сборка, тестирование и программирование промышленных компьютеров и контроллеров без ограничений в технологиях.
- Поставка печатных плат любой сложности, соответствие стандартам IPC и ГОСТ. Консультации, доработка.
- 100% комплектование электронными компонентами производственных программ. Регистрация проектов, долгосрочные программы, склад.
- 100% контроль качества: оптический и рентген-контроль, паспортизация изделий на всех этапах производства, служба контроля качества, ОТК.
- Изготовление лицевых приборных панелей, шильдов, деталей корпусов, радиаторов.
- Изготовление кабелей, жгутов.
- Дизайн-центр по разработке электронного оборудования: от модулей до программно-аппаратных комплексов.

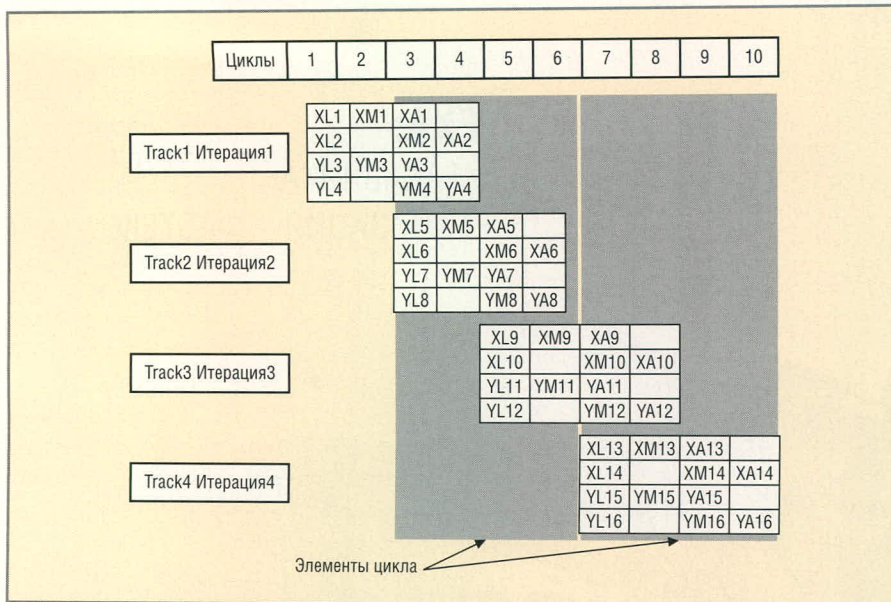


Рис. 4. Распараллеливание вычислительной задачи на процессорные блоки X и Y

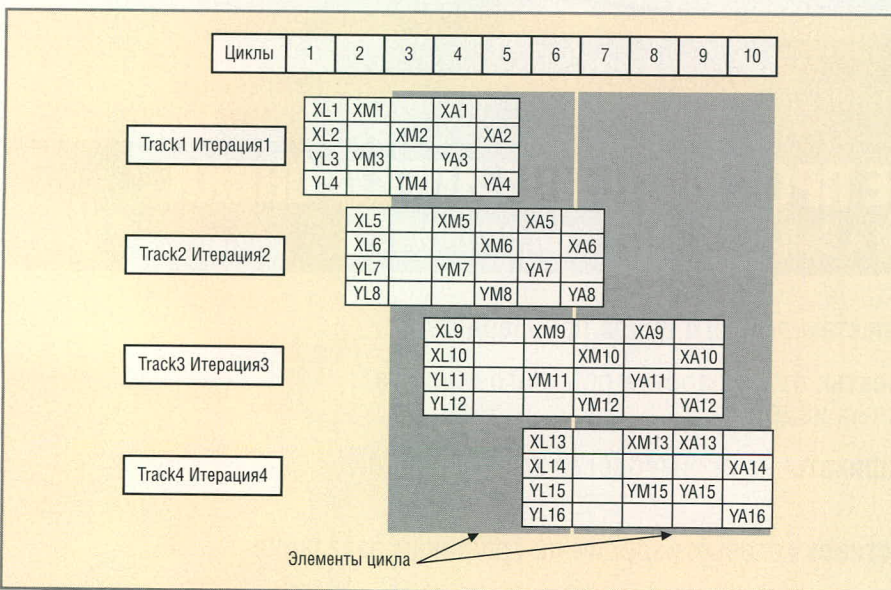


Рис. 5. Распараллеливание вычислительной задачи на процессорные блоки X и Y с учётом работы программного конвейера

ти происходит только за один цикл (половину цикла), оставляя шину свободной для других операций, например, ввода/вывода, прямого доступа к памяти или команды сброса.

В этой реализации возможен простой процессора между первой и последней инструкцией цикла. Это несущественно по сравнению с затрачиваемым числом циклов на выполнение процедуры. Таким образом, для использования возможностей платформы для выполнения операции перемножения с накоплением необходимо полностью задействовать программный конвейер ADSP-TS201 и использовать оба ядра процессора.

В предыдущем примере процедуры перемножения с накоплением использовали оба вычислительных

блока (X и Y). Данные с одного вычислительного блока просто копировались в другой.

ОПТИМИЗАЦИЯ С УЧЁТОМ НЕЗАВИСИМОЙ РАБОТЫ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ БЛОКОВ ПРОЦЕССОРА

Рассмотрим пример, в котором мощности вычислительных блоков задействуются для независимых арифметических операций.

В данном примере мы видим, что число операций в процессорных циклах сократилось почти вдвое, но каждая инструкция содержит пропуск цикла. Необходимо чередовать инструкции с пропусками циклов через одну, чтобы добиться наиболее эффективного выполнения процедуры.

Пример 7. Распараллеливание задачи на процессорные блоки X и Y (см. рис. 4)

```

j0 = j31 + A; LC0 =
VECTOR_LENGTH/8-1;;
k0 = k31 + B;;
xyr21:20 = r21:20 - r21:20;;
r1:0 = Q[j0 +=4]; r17:16 = Q[k0
+=4];;
xyfr3 = r0 * r16;;//stall

.align_code 4;
Dot_Product6:
xyfr21 = r21 + r3; xyfr4 = r1 *
r17; r11:10 = Q[j0 +=4]; r27:26
= Q[k0 +=4];;//stall
xyfr20 = r20 + r4; xyfr3 = r10 *
r26;;//stall
xyfr21 = r21 + r3; xyfr4 = r11 *
r27; r1:0 = Q[j0 +=4]; r17:16 =
Q[k0 +=4];;//stall
if NLC0E, jump Dot_Product6;
xyfr20 = r20 + r4; xyfr3 = r0 *
r16;;//stall

xyfr21 = r21 + r3; xyfr4 = r1 *
r17; r11:10 = Q[j0 +=4]; r27:26
= Q[k0 +=4];;//stall
xyfr20 = r20 + r4; xyfr3 = r10 *
r26;;//stall
xyfr21 = r21 + r3; xyfr4 = r11 *
r27;;//stall
xyfr20 = r20 + r4;; //stall
xyfr21 = r21 + r20;;//stall
xr22 = yr21;; //stall
xfr25 = r21 + r22;;
[j31 + Result] = xr25;;
//214 Циклов
    
```

В примере 7 мы видим, что число операций в процессорных циклах сократилось почти вдвое, но каждая инструкция содержит пропуск цикла.

Пример 8. Распараллеливание задачи на процессорные блоки X и Y с учётом работы программного конвейера и описанных методик оптимизации (см. рис. 5)

```

j0 = j31 + A; LC0 =
VECTOR_LENGTH/8-1;;
k0 = k31 + B;;
r21:20 = r21:20 - r21:20;;
yxr1:0 = Q[j0 +=4]; yxr17:16 =
Q[k0 +=4];;
fr3 = r0 * r16; yxr11:10 = Q[j0
+=4]; yxr27:26 = Q[k0 +=4];;
fr4 = r1 * r17;;
.align_code 4;
Dot_Product5:
fr21 = r21 + r3; fr3 =
    
```

```

r10 * r26; yxr1:0 = Q[j0 +=4];
yxr17:16 = Q[k0 +=4];;
    fr20 = r20 + r4; fr4 =
r11 * r27;;
    fr21 = r21 + r3; fr3 = r0
* r16; yxr11:10 = Q[j0 +=4];
yxr27:26 = Q[k0 +=4];;
.align_code 4;
if NLC0E, jump Dot_Product5;
fr20 = r20 + r4; fr4 = r1 * r17;;
fr21 = r21 + r3; fr3 = r10 * r26;;
fr20 = r20 + r4; fr4 = r11 * r27;;
fr21 = r21 + r3;;
fr20 = r20 + r4;; //stall
fr21 = k21 + k20;; //stall
xr22 = yr21;; //stall
xfr25 = r21 + r22;;
[j31 + Result] = xr25;; //117
циклов
    
```

Цикл развёрнут дважды. В процессе выполнения программы не происходит ни одного пропуска процессорного цикла. Число циклов процессора уменьшилось с 1408 до минимума в 117, но при этом увеличился исходный код программы.

Резюмируя анализ примеров, можно отметить следующее. На первоначальном этапе необходимо выявить

слабые стороны алгоритма (критические циклы). Программа работает эффективно и производительно, если она хорошо продумана и адаптирована к архитектуре вычислительного средства. Разрабатываемый алгоритм должен быть производительным и ёмким. Необходимо проверить совместимость поколений процессоров и проблему псевдонимов, а также убедиться, что имена и переменные не конфликтуют с зарезервированными именами. Могут возникать неявные ошибки, локализовать которые впоследствии будет очень сложно.

Необходимо обратить внимание на инструментальные возможности платформы и обратную совместимость кода. Рано или поздно вам придётся совершенствовать или переделывать проект. Возможно применение специальных инструкций. Составьте алгоритм таким образом, чтобы он был встроен в основной программный код и не вызывал дополнительных перезагрузок конвейера, лишних переходов. Если процедура достаточно громоздкая, лучше оформить её в качестве подпрограммы.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Для наиболее эффективного выполнения типичных ассемблерных процедур, в том числе и процедуры перемножения с накоплением, необходимо использовать все известные методики оптимизации кода и учитывать архитектуру процессора ADSP-TS201. Ключевыми моментами являются программирование конвейера и создание параллельных процедур вычислений. Важно избегать пропусков процессорных циклов и перезагрузки конвейера. Только использование всех доступных методик оптимизации кода и детальное знание архитектуры процессора позволяют добиться максимальной производительности ЦПОС.

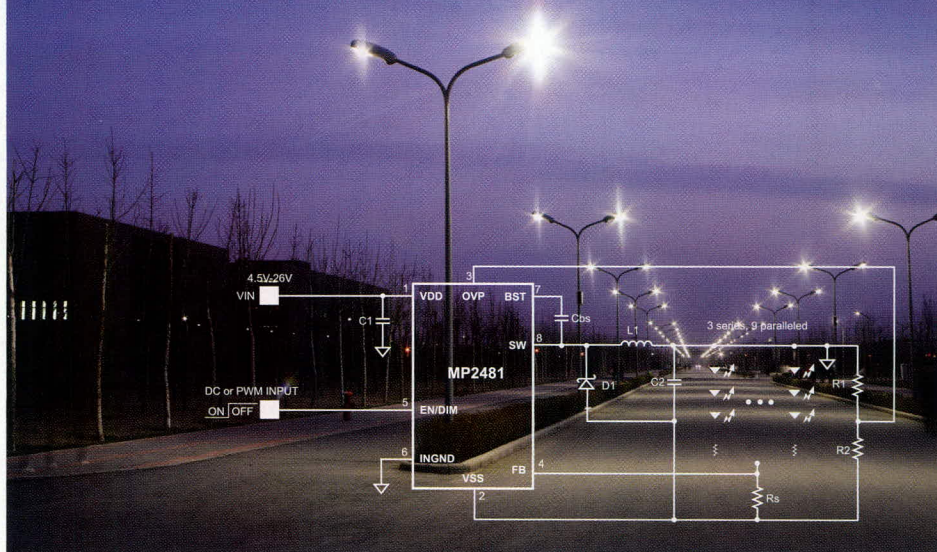
ЛИТЕРАТУРА

1. Кублановская В.Н. Первая публикация по QR-алгоритму в Дополнении к изданию 1960 г. монографии Д.К. и В.Н. Фадеевых «Вычислительные методы и линейная алгебра», Примечание первое.
2. www.analog.com.
3. Optimization Techniques for Tiger SHARC, ADI-TS20x-SEC12-OPT-V1.0.



- Высокая стабильность и повторяемость характеристик микросхем
- Защита от перегрузки по току, напряжению и температуре
- Рабочее напряжение до 36 В
- Высокая эффективность до 95%
- Температурный диапазон эксплуатации -40°C ... +85°C
- Готовое изделие не требует регулировки

ВЫСОКОЭФФЕКТИВНЫЕ МИКРОСХЕМЫ ДЛЯ ДРАЙВЕРОВ СВЕТОДИДНЫХ ЛАМП КОМПАНИИ MPS



ОФИЦИАЛЬНЫЙ ДИСТРИБЬЮТОР КОМПАНИИ MPS В РОССИИ:



Наименование	Рабочее напряжение, Вт	Максимальное количество светодиодов	Частота, МГц	Количество каналов	Корпуса
MP2481 NEW	4,5...36	36	1,4	9	MSOP8
MP2370	4,5...24	3	1,4	1	QFN16-3
MP3021	2,7...5,5	4	1,2	4	QFN16-3
MP3001	2,7...5,5	5	1,2	5	TSOT23-6
MP3202	2,5...6,0	39	1,3	13	QFN8-2
MP3302	2,5...6,0	27	1,3	9	TSOT23-5

АКТИВНЫЙ КОМПОНЕНТ ВАШЕГО БИЗНЕСА

(495) 232-2522 • info@prochip.ru • www.prochip.ru

реклама

Программно-аппаратный комплекс для физических измерений

Сергей Шишкин (Нижегородская обл.)

В статье описан многоканальный программно-аппаратный комплекс физических измерений, предназначенный для научных установок и лабораторных стендов. Приведено описание аппаратных решений и применённого оборудования.

ВВЕДЕНИЕ

Процессы автоматизации с применением современной контрольно-измерительной и вычислительной техники, идущие на научно-произ-

водственных фирмах, выходят на более высокий качественный уровень, предъявляющий всё более жёсткие требования к стендам и установкам, на которых проводятся научные исследования. Современную научно-техническую базу невозможно представить без высокого уровня автоматизации, уменьшающего влияние человеческого фактора и позволяющего поднять проведение эксперимента на более высокий качественный уровень. Это относится как к прикладной, так и к фундаментальной науке.

Сегодня на рынке средств автоматизации и контрольно-измерительной техники представлен широкий спектр приборов и устройств отечественных и зарубежных фирм: от простых средств автоматизации до комплексных, системных решений; от первичных датчиков и исполнительных устройств до функционально законченных, автоматизированных рабочих мест.

При выборе средств автоматизации для распределённых систем управления, разрабатываемых в научно-производственных предприятиях, на первое место выходит не только соотношение цена/качество, но и сроки поставки, гарантии, сервисное обслуживание и техническая поддержка. Необходимо также, чтобы все комплектующие, используемые в канале измерения, были заказаны у организаций, которые могут поставить откалиброванные приборы с необходимыми нормативными документами (паспорта на комплектующие, сертификаты соответствия, свидетельства о поверке и т.д.).

Автоматизация процесса измерений всегда была актуальной. Проведение различных физических измерений в реальном масштабе времени, сбор, архивирование, фильтрация и

анализ полученной информации – всё это является частью любого физического эксперимента. Однако разработка и изготовление подобных комплексов всегда уникальны, хотя задачи, решаемые ими, в общих чертах ничем не отличаются от задач управления технологическим процессом в промышленности.

НАЗНАЧЕНИЕ КОМПЛЕКСА

Программно-аппаратный комплекс (далее комплекс) предназначен для решения задач физических измерений и позволяет измерять температуру, давление (абсолютное и относительное) и механическое усилие. Общее число измерительных каналов может быть доведено до 64, а количество измерительных каналов в каждой физической группе можно изменить.

Для более полного представления о комплексе рассмотрим его применение в лабораторной установке (далее установка), на которой проводились исследования поглощающей способности сорбентов при электрохимической очистке растворов в процессе электролиза, при различных температурных режимах. В таблице приведены технические характеристики измерительных каналов.

ОПИСАНИЕ КОМПЛЕКСА

В разработанном комплексе можно выделить четыре уровня (см. рис. 1):

- первичные средства измерения (датчики температуры, датчики силы (тензодатчики) и датчики давления), шаговые двигатели, концевые выключатели;
- вторичные преобразователи, нормирующие усилители, весовые терминалы (шкаф вторичных преобразователей);
- устройство связи с объектом, контроллер узла шины (шинный контроллер) модули аналогового и дискретного ввода (шкаф УСО);
- автоматизированное рабочее место оператора (АРМ оператора).

Конструктивно первичные преобразователи (датчики) могут нахо-

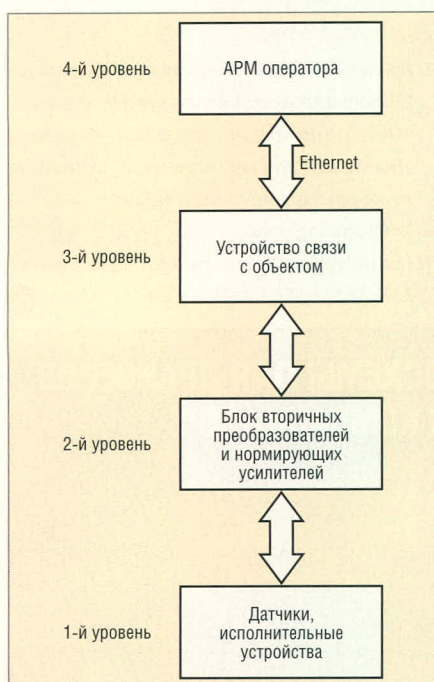


Рис. 1. Структурная схема программно-аппаратного комплекса



Рис. 2. Шкаф вторичных преобразователей и весовых терминалов

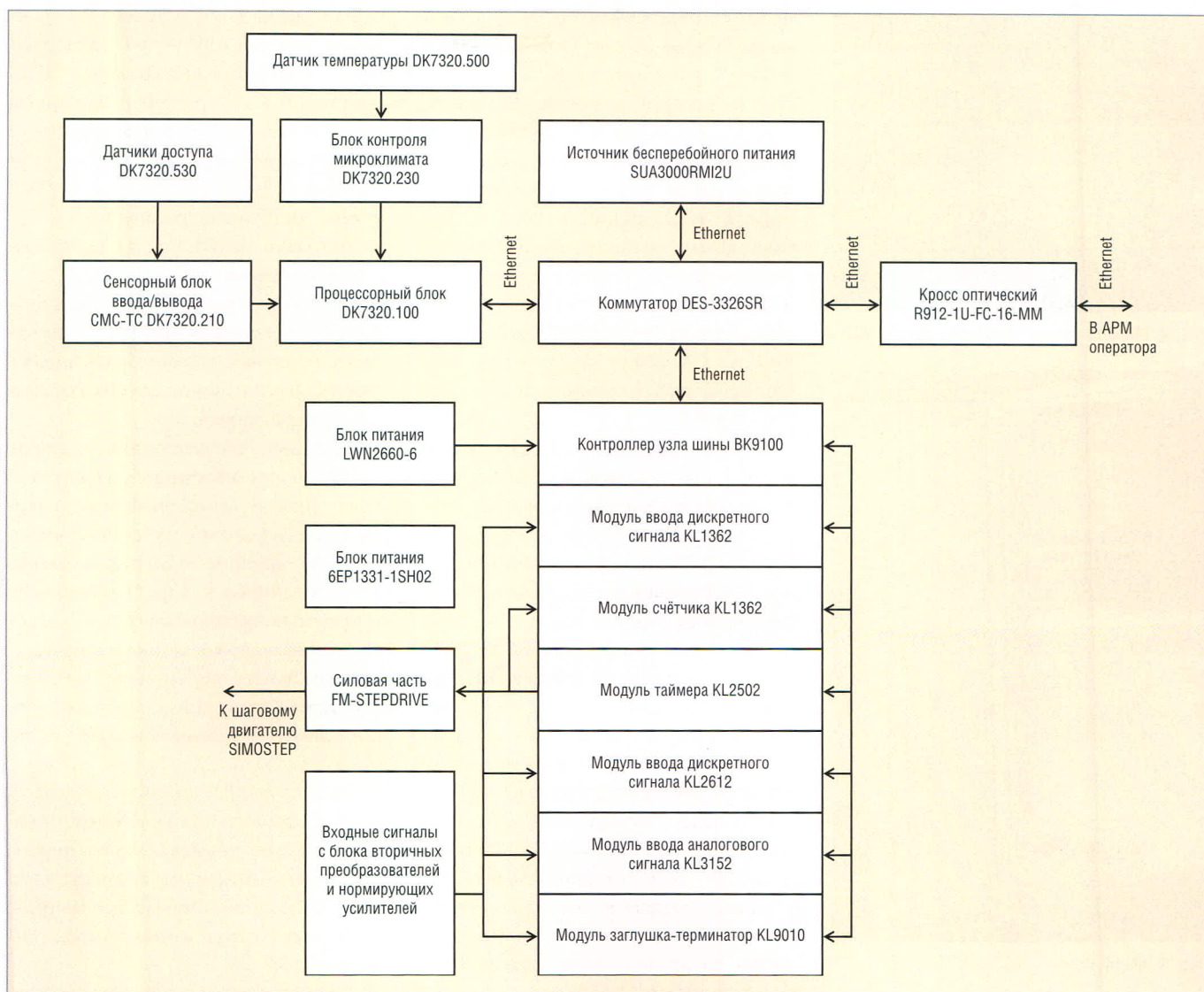


Рис. 3. Функциональная схема шкафа УСО

даться в различных точках исследуемого объекта или в измерительной вставке. В шкафу вторичных преобразователей и весовых терминалов (см. рис. 2) размещены вторичные преобразователи, источники питания и весовые терминалы.

Выходные сигналы всех измерительных каналов представляют собой токовую петлю 4...20 мА. Все измерительные каналы независимы друг от друга и имеют отдельное питание; входные и выходные цепи измерительных каналов должны быть гальванически развязаны.

Каналы измерения температуры и давления построены на базе комплектующих фирмы WIKA, которая предлагает широкий спектр электронных и механических приборов для измерения и контроля температуры и давления, а также всё необходимое оборудование для поверки и калибровки измерительных каналов температуры и давления.

В установке использованы датчики температуры (термопреобразователи сопротивления) типа TR201, TR720, TR603 и нормирующие преобразователи T19.30. Схема подключения в измерительную цепь – трёхпроводная. Номинальная статическая характеристика – Pt100. Каналы измерения абсолютного и относительного давления собраны на базе преобразователей давления типа S-10 и S-11 фирмы WIKA. В состав каждого канала измерения температуры и давления входит источник питания типа А-VA-1.

Каналы измерения дифференциального давления построены на базе датчиков DMD 331 фирмы BDSSENSOR. Датчики включены вместе с источником питания LZS-61V-241 24VDC/1A. Каналы измерения силы построены на базе весовых терминалов ТВ-003/05Д (версия программного обеспечения SC-00X). К весовым терминалам подключаются весоизмерительные датчики типа С2 (S-образный датчик сдвига). Каналы измерения силы были откалиброваны на предприятии-изготовителе.

Технические характеристики измерительных каналов комплекса

№ группы каналов	Количество измерительных каналов	Измеряемая величина	Диапазон изменения параметра	Максимальная погрешность измерения
1	4	Температура	0...50°C	±0,5% ВП
1	1	Температура	0...200°C	±0,5% ВП
1	5	Температура	0...600°C	±0,5% ВП
2	10	Абсолютное давление	0...2,5 бар	±0,5% ВП
2	15	Дифференциальное давление	0...1 бар	±0,5% ВП
3	4	Механическое усилие	0...10000 Н	±1% ВП

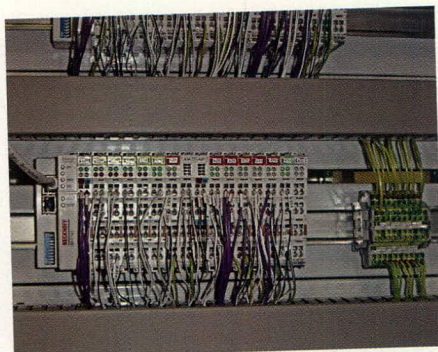


Рис. 4. Модули фирмы Beckhoff в шкафу УСО

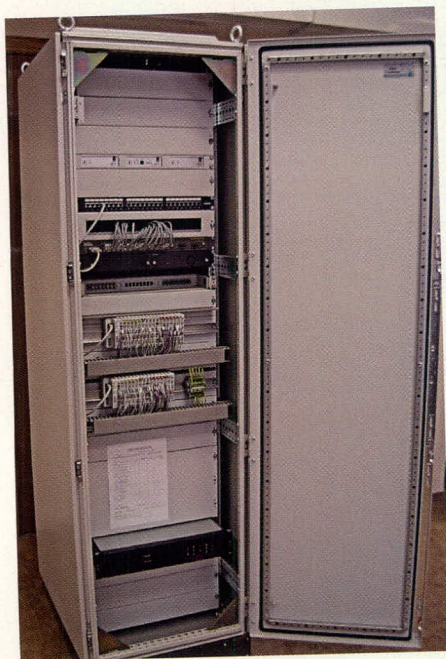


Рис. 5. Шкаф УСО

Конструктивно всё оборудование размещено в настенном шкафу SAR83071 фирмы SAREL, где установлены четыре весовых терминала ТВ-003/05Д, 10 нормирующих преобразователей Т19.30, 20 источников питания А-VA-1 и 15 источников питания LZS-61V-241 24VDC/1A.

Функциональная схема шкафа УСО приведена на рисунке 3. Шкаф предназначен для приёма и обработки аналоговых сигналов от шкафа вторичных преобразователей и весовых терминалов и их передачи в виде цифровых сигналов по оптоволоконным линиям связи или по сети Ethernet. Функциональным ядром шкафа УСО являются клеммные модули фирмы Beckhoff (см. рис. 4).

Модули серии BUS Terminal обеспечивают достаточно экономичную организацию шкафов типа УСО. «Набор» или «Станция» состоит из базового контроллера промышленной шины (Bus Coupler) и модулей ввода-вывода. К одному контроллеру шины

можно подключить до 64 модулей ввода-вывода. А при использовании модулей расширения K-bus количество подключаемых модулей возрастает до 255. Модули стыкуются один за другим в произвольной последовательности, образуя прочную наборную конструкцию. Контроллер узла шины выбран типа ВК9100. Управление контроллером и сбор информации осуществляются через коммутатор DES-3326SR по каналу Ethernet. Питание контроллера осуществляется от источника питания LWN 2660-6.

Выходной сигнал 4...20 мА каждого измерительного канала с блока вторичных преобразователей поступает на вход модуля ввода аналогового сигнала KL3152. Для коммутации питания (включения реле) в шкафу вторичных преобразователей и весовых терминалов задействованы модули вывода дискретного сигнала KL3152. Концевые выключатели, которые могут быть расположены в измерительной вставке, подключаются к модулям ввода дискретного сигнала KL1362.

Источник бесперебойного питания (ИБП) типа SUA3000RMI2U обеспечивает электропитанием все устройства, входящие в состав шкафа УСО. В случае полного пропадания входного сетевого напряжения, ИБП поддерживает работоспособность шкафа УСО не менее 30 мин. Данный ИБП позволяет корректно завершить процесс измерения параметров при проведении научного эксперимента в случае внезапного отключения внешнего электропитания.

Источник бесперебойного питания оснащён интерфейсом Ethernet, обеспечивающим передачу следующей диагностической информации:

- режим работы ИБП (от сети или от аккумулятора);
- значение выходного напряжения;
- степень заряда аккумулятора;
- время работы аккумулятора при данной подключенной нагрузке;
- частота входного напряжения.

В комплексе предусмотрено управление силовой частью FM-Stepdrive (приводом) фирмы Siemens. Для управления данным приводом в шкафу УСО установлены модуль таймера KL2502 и модуль счётчика KL1362.

В шкафу УСО также расположен мультиконтрольный блок (МКБ), предназначенный для отслеживания состояния дверей, контроля темпера-

туры воздуха внутри шкафа и управления вентилятором для поддержания заданной температуры. МКБ обеспечивает передачу следующей диагностической информации:

- состояние дверей (закрыты или открыты);
- температура внутри шкафа;
- состояние вентилятора (остановлен или работает).

Для защиты от перегрузок по току и перенапряжения в шкафах установлен автомат защиты фирмы Schneider Electric. Внешний вид шкафа УСО показан на рисунке 5.

Поскольку все выходные сигналы шкафа вторичных преобразователей и весовых терминалов имеют токочный выход 4...20 мА, изменение числа каналов в физических группах комплекса сводится к доработке шкафа вторичных преобразователей и весовых терминалов и подключении дополнительных первичных преобразователей (датчиков) к соответствующим измерительным каналам.

ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ

Управляющее программное обеспечение для управляющего персонального компьютера, совместимого с IBM PC, разработано в среде Delphi 7 и работает под управлением ОС Windows XP.

Программное обеспечение состоит из четырёх независимых программ:

- программы проверки каналов измерения;
 - программы проверки источника бесперебойного питания;
 - программы проверки мультиконтрольного блока;
 - программы научного эксперимента.
- Программа проверки каналов измерения выполняет следующие функции:
- управление контроллером ВК9100;
 - считывание аналоговых сигналов с первичных преобразователей (датчиков), их преобразование в соответствующие величины и вывод на экран;
 - контроль обрыва электрических цепей;
 - контроль короткого замыкания электрических цепей;
 - включение/выключение шкафа вторичных преобразователей и весовых терминалов.

При появлении неисправностей программа проверки каналов измерения выводит информацию о проблемах на экран.

Главная экранная форма программы проверки каналов измерения представлена на рисунке 6.

Программа проверки источника бесперебойного питания позволяет контролировать степень заряда аккумуляторных батарей, входное и выходное напряжение, мощность потребления, оставшееся время работы в автономном режиме при незапланированном отключении входного напряжения и общую работоспособность.

Программа проверки мультиконтрольного блока отображает температуру в шкафу УСО, работоспособность вентиляторов и контролирует состояние дверей (открыто, закрыто). В программу встроены три теста работоспособности мультиконтрольного блока. ПО позволяет в короткие сроки проверить работоспособность шкафа УСО и устранить возникшие в процессе отладки неисправности.

Программа научного эксперимента выполняет следующие функции:

- сбор, фильтрацию и отображение результатов измерения в графическом виде;

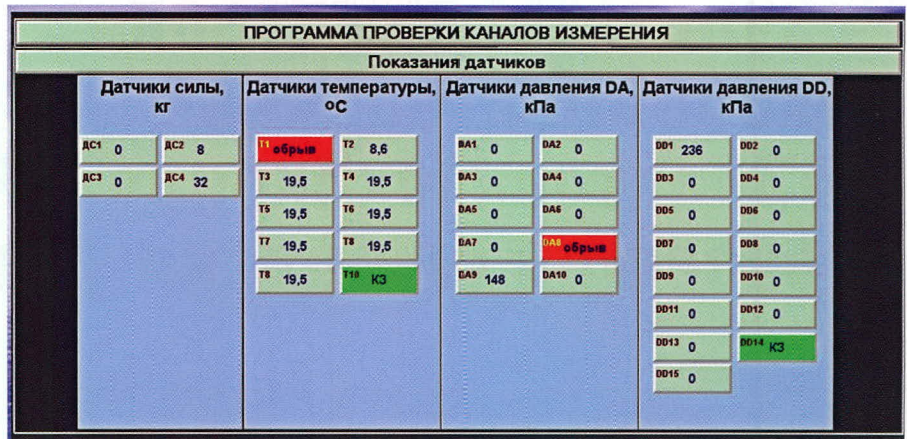


Рис. 6. Экранная форма программы проверки каналов измерения

- цветовую сигнализацию оператору (выделение красным цветом) в случае сбоя по какому-либо каналу либо в случае отклонения измеряемой величины от допустимого значения;
- фиксирование текущих показаний датчиков при проведении эксперимента, а также архивирование полученных результатов.

В целом программно-аппаратный комплекс представляет собой функционально законченную систему.

Комплекс показал хорошие эксплуатационные характеристики и позволил повысить точность и надёжность измерения физических параметров в научных установках и лабораторных стендах при проведении физических экспериментов.

ЛИТЕРАТУРА

1. <http://www.wika.ru>.
2. <http://www.promimport.ru>.
3. <http://www.tenso-m.ru>.
4. <http://www.beckhoff.ru>.



22-24 сентября
2009



Новосибирск
Россия

СИБИРСКИЙ ФОРУМ ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ, ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ И ЭЛЕКТРОНИКИ

СИБСВЯЗЬ. СИБКОМПЬЮТЕР. СИБИНТЕРНЕТ

XVII международная специализированная выставка средств связи и телекоммуникаций, коммуникационного оборудования, информационных технологий и компьютерной техники, сервисов Интернет

ЭЛЕКТРОНСИБ

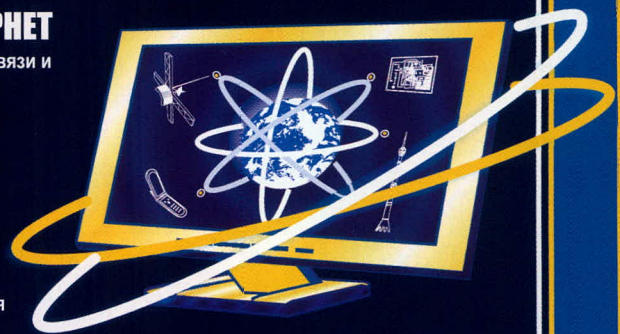
Специализированная выставка электронных компонентов и технологического оборудования

СИБИРЬ-ТЕЛЕРАДИОВЕЩАНИЕ

Специализированная выставка технологий телерадиовещания и широкополосных телекоммуникаций

КОМПЬЮТЕРНЫЕ ИГРЫ И ИГРОВЫЕ ПРИСТАВКИ

Выставка интерактивных развлечений: компьютерных игр, игр для консолей, мобильных телефонов и других платформ



ITE СИБИРСКАЯ ЯРМАРКА. Россия, 630049, Новосибирск, Красный пр-т, 220/10
Тел.: (383) 363-00-63. Тел./факс: (383) 220-83-30. <http://sibcomputer.sibfair.ru>; lenkon@sibfair.ru

реклама

Результаты выставок «ЭкспоЭлектроника» и «ЭлектронТехЭкспо» 2009 превзошли ожидания участников

С 13 по 16 апреля в Москве, в МВЦ «Крокус-Экспо», прошли крупнейшие выставки электронной промышленности в России и Восточной Европе – «ЭкспоЭлектроника» и «ЭлектронТехЭкспо». Выставки собрали в своих стенах 406 компаний из 22 стран мира. За четыре дня работы форума его посетили 18 630 специалистов отрасли из 57 субъектов РФ и 23 стран мира. Несмотря на новые экономические условия, серьезного уменьшения количества ведущих игроков рынка не произошло, более того, результаты выставок превзошли ожидания большинства участников этого рынка, которые отметили возросший интерес посетителей к предлагаемой продукции.

УСПЕШНОЕ НАЧАЛО: КРУГЛЫЙ СТОЛ «СТРАТЕГИЯ РАЗВИТИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ ОТРАСЛИ ДО 2015 Г.»

Открывал выставки этого года круглый стол на тему «Стратегия развития радиоэлектронной отрасли до 2015 г.», организованный ООО «Примэкспо» и Российской ассоциацией производителей электронной аппаратуры и приборов (АПЭАП) при поддержке Департамента радиоэлектронной промышленности и ОАО «Российская электроника». В круглом столе приняли участие более 60 директоров и специалистов отрасли электронной промышленности и 20 журналистов ведущих отраслевых СМИ. Со своими докладами выступили Критенко М.И., главный эксперт государственной корпорации «Ростехнологии», управление радиоэлектронного комплекса, Авдонин Б.Н., генеральный ди-

ректор ОАО «ЦНИИ «Электроника», Дшхунян В.Л., генеральный директор ОАО «Ангстрем», Маслов М.И., исполнительный директор АПЭАП, Гаршин В.В., председатель совета АПЭАП, генеральный директор ЗАО «Предприятие Остек» и др. Главной темой обсуждения стал вопрос о необходимости определения основных направлений развития отечественного рынка электроники.

НОВЫЕ ЭКОНОМИЧЕСКИЕ УСЛОВИЯ НЕ СТАЛИ ПОМЕХОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ РАБОТЫ ВЫСТАВОК

Несмотря на непростую экономическую ситуацию, выставки прошли на самом высоком уровне и традиционно стали местом встречи ведущих российских и зарубежных специалистов отрасли электронной промышленности. За последние годы данные вы-

ставки приобрели репутацию крупнейшего мероприятия электроники в Восточной Европе. Те статистические данные, которые ежегодно представляют организаторы проектов, показывают высокий уровень выставок и большую заинтересованность специалистов, приезжающих из разных уголков земли на эти дни в Москву.

В рамках деловой программы выставок прошло более 20 бизнес-мероприятий.

ВЫСОКИЕ ОЦЕНКИ УЧАСТНИКОВ

Высоко оценили выставки многие участники, которые также подчеркнули необходимость проведения такого рода проектов в период кризиса, когда специалистам особенно необходимо личное общение для совершения продаж и подписания перспективных контрактов.

К сожалению, некоторые компании в связи со сложившейся финансовой ситуацией были вынуждены отказаться от участия в выставках этого года, но для большинства данные проекты стали эффективной составляющей маркетинга в новых экономических условиях.

Оценивая результаты прошедшей выставки, организаторы уже сейчас начали подготовку к следующему форуму индустрии электроники, который пройдет 20–22 апреля 2009 г. в «Крокус Экспо»!



ПРОЕКТ ФЕДЕРАЛЬНОГО ЗНАЧЕНИЯ

ДЛЯ ПОДДЕРЖКИ РОССИЙСКИХ ПРЕДПРИЯТИЙ
В НОВЫХ ЭКОНОМИЧЕСКИХ УСЛОВИЯХ, ДЛЯ РАЗВИТИЯ ПРОДАЖ,
ДЕЛОВЫХ КОНТАКТОВ И РЕШЕНИЯ ПРОФЕССИОНАЛЬНЫХ ЗАДАЧ
ПРЕДСТАВЛЯЕМ:



Radel

РАДИОЭЛЕКТРОНИКА И ПРИБОРОСТРОЕНИЕ

IX Международная специализированная выставка

- Электронные компоненты
- Комплектующие
- Печатные платы
- Материалы
- Конструктивы
- Технологии
- Промышленное оборудование
и инструменты
- Контрольно-измерительные приборы
и лабораторное оборудование
- Контрактное производство электроники

МЕЖДУНАРОДНЫЙ ПРОМЫШЛЕННЫЙ ФОРУМ 
«РАДИОЭЛЕКТРОНИКА. ПРИБОРОСТРОЕНИЕ. АВТОМАТИЗАЦИЯ»



АВТОМАТИЗАЦИЯ

X Международная специализированная выставка



**РАДИОЭЛЕКТРОНИКА
И ПРИБОРОСТРОЕНИЕ**

IX Международная специализированная выставка



**ЭЛЕКТРОНИКА СИСТЕМ
СВЯЗИ И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ**

Специализированная выставка



**ПРОМЫШЛЕННАЯ
ЭЛЕКТРОТЕХНИКА**

II Специализированная выставка

- **ВОЗМОЖНОСТЬ ДЕЛОВЫХ КОНТАКТОВ В 12 РЕГИОНАХ РОССИИ И СНГ**
Единственный выставочный проект федерального масштаба, использующий технологию **Profit Visitor** © для привлечения руководителей и ведущих специалистов ключевых промышленных регионов России и СНГ.
- **КОМПЛЕКС РЕШЕНИЙ ДЛЯ 38 ОТРАСЛЕЙ БИЗНЕСА**
Уникальная возможность для поиска решений, получения консультаций и продаж в сфере электроники, автоматизации, электротехники и связи.

ВЫСОКОЭФФЕКТИВНЫЕ СВЕТОДИОДНЫЕ ДРАЙВЕРЫ



Стабильно и надёжно!

Драйверы XLight предназначены для электропитания источников света на базе мощных светодиодных ламп от сети переменного и постоянного тока. Драйверы являются источниками стабилизированного тока.

Использование в составе драйверов новейших схемотехнических решений и высококачественной элементной базы позволяет обеспечить высокий КПД, а также высокую точность стабилизации рабочего тока полупроводниковых ламп в широком диапазоне температур.

Драйверы XLight, обладая соответствующим классом защиты и сроком службы, могут применяться как во внутреннем освещении, так и в наружной архитектурной подсветке.



ПАРАМЕТР*	XLD-PS-003	XLD-PS-230035xxx-10W			XLD-PS-230035IP-13W
		XLD-PS-230035AF-10W	XLD-PS-230035AFS-10W	XLD-PS-230035C-10W	
Входное напряжение	~(160–265 В) ±10%, 50–60 Гц	~230 В ±10%, 50–60 Гц	~230 В ±10%, 50–60 Гц	~230 В ±10%, 50–60 Гц	~(140–240 В), 50–60 Гц
КПД	90%	85%	85%	56–80%	84%
Выходной ток	(350/500/700) мА ±5%	350 мА ±5%	350 мА ±5%	350 мА ±5%	350 мА ±5%
Выходное напряжение	10...60 В	3...29 В	3...29 В	3...29 В	20...40 В
Выходная мощность	3...40 Вт	1...10 Вт	1...10 Вт	1...10 Вт	8...13 Вт
Количество последовательно соединённых СД на основе InGaP-структуры (белые, синие, зелёные)	3...16	1...9	1...9	1...9	7...12
Количество последовательно соединённых СД на основе AlInGaP-структуры (красные, оранжевые)	4...21	1...13	1...13	1...13	9...17
Коэффициент мощности	—	>0,98	>0,98	—	0,8
Температурный диапазон эксплуатации	-20...+60°C	-20...+60°C	-20...+60°C	-40...+85°C	-40...+50°C
Габаритные размеры (Д × Ш × В)	102,0 × 88,0 × 36,0 мм	141,0 × 45,0 × 26,5 мм	143,0 × 34,0 × 26,0 мм	97,5 × 40,5 × 31,0 мм	129,0 × 29,0 × 23,0 мм
Класс защиты	IP40	IP40	IP40	IP67	IP20

* Приведённые электрические параметры обеспечиваются при температуре окружающей среды 25°C

ЭКСКЛЮЗИВНЫЙ ПОСТАВЩИК ПРОДУКЦИИ XLIGHT В РОССИИ И СТРАНАХ СНГ

PROSOFT®

(495) 232-1652 • info@xlight.ru • www.xlight.ru

Реклама

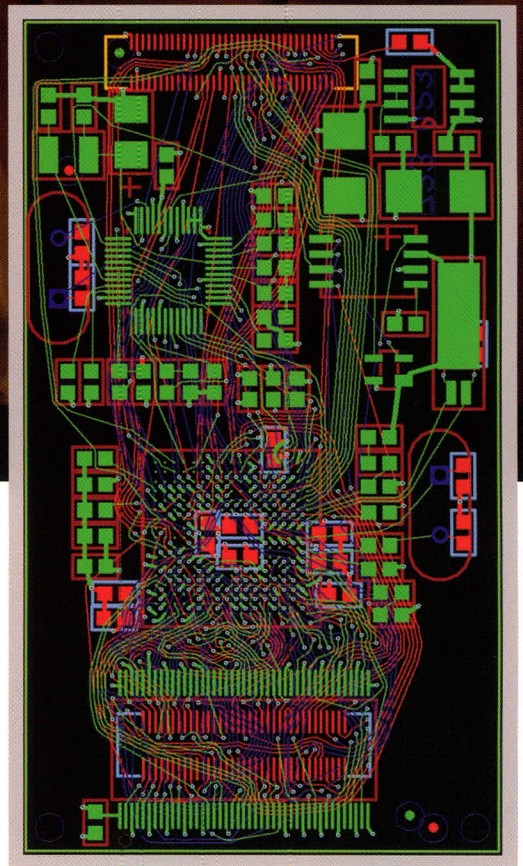
ТОРОR

Инструмент для создания шедевра!



ТороR — трассировщик печатных плат

- Высокопроизводительный, не имеющий аналогов топологический трассировщик
- Великолепное качество трассировки
- Сокращение сроков разработки электронных устройств
- Отсутствие преимущественных направлений трассировки в слоях, что существенно снижает уровень параллельности трасс и уменьшает уровень перекрестных электромагнитных помех



ОФИЦИАЛЬНЫЙ ДИСТРИБЬЮТОР ТороR НА ТЕРРИТОРИИ РОССИИ, СТРАН СНГ И БАЛТИИ

PROSOFT[®]

г. Санкт-Петербург: Телефон: +7(812) 448-0444 • Факс: +7(812) 448-0339
E-mail: topor@freestyleteam.ru • Web: www.freestyleteam.com

ЭЛЕКТРОНИКА
КОМПОНЕНТЫ • ОБОРУДОВАНИЕ • ТЕХНОЛОГИИ

ChipEXPO -2009

ОКТАБРЬ 21-23
7-Я МЕЖДУНАРОДНАЯ ВЫСТАВКА
РОССИЯ • МОСКВА • ЭКСПОЦЕНТР

**ВЕДУЩАЯ РОССИЙСКАЯ
ВЫСТАВКА ПРИГЛАШАЕТ!**

СОВМЕСТНЫЙ ПРОЕКТ С «ПРОИЗВОДСТВО ЭЛЕКТРОНИКИ В РОССИИ»

реклама

ПРИ ПОДДЕРЖКЕ



Министерство промышленности
и торговли Российской Федерации
Департамент науки и промышленно
политики города Москв
Московская торгово-промышленная палат
Российская Инженерная Академи

ИНФОРМАЦИОННА
ПОДДЕРЖКА

КОМПОНЕНТЫ
И ТЕХНОЛОГИИ
Components & Technology



www.chipexpo.ru