

СОВРЕМЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА 2 2010

www.soel.ru

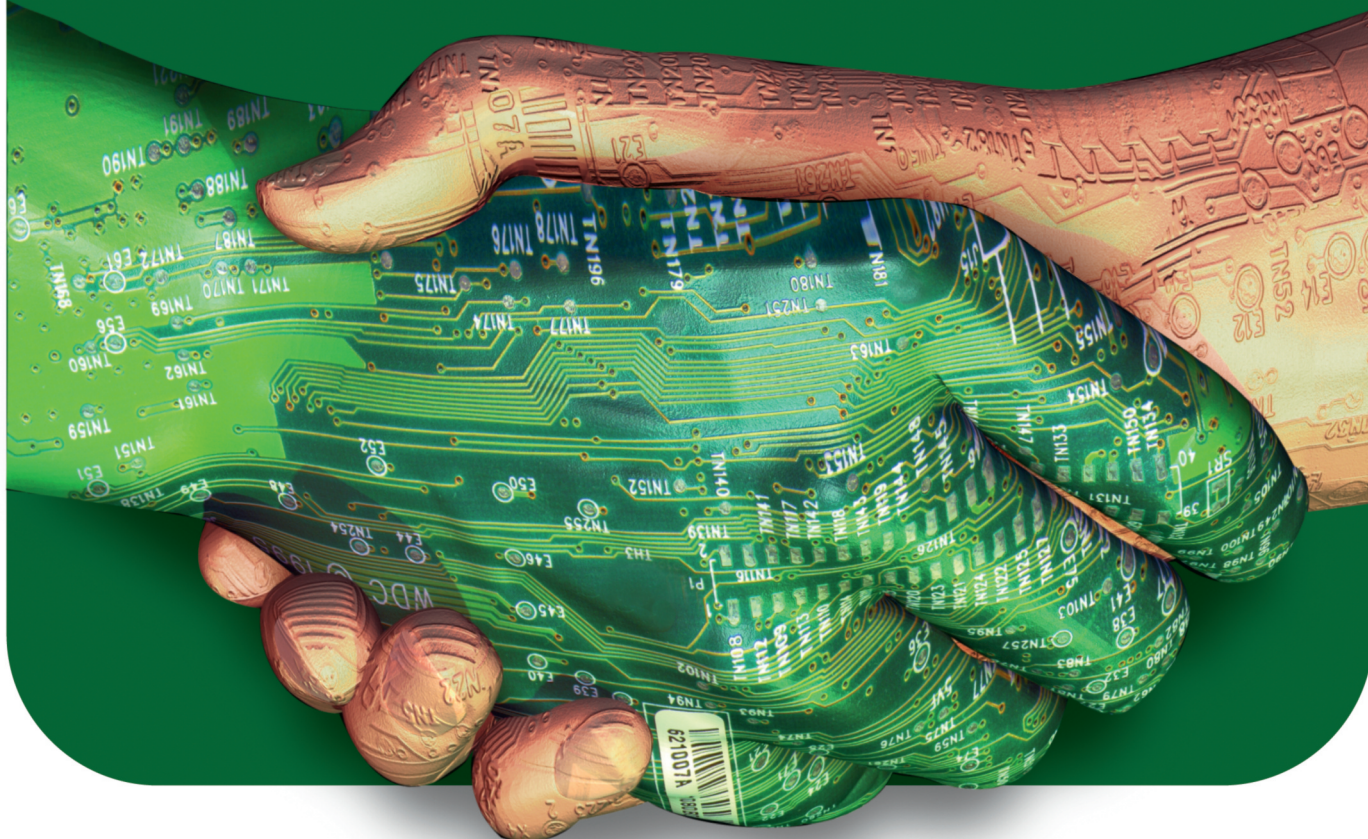
В НОМЕРЕ:

- перспективные вторичные источники тока
- блоки питания в формате 6U
- микроконтроллер ATME1 управляет шаговыми двигателями
- переходные процессы в сварочных инверторах
- архитектура CUDA для задач реального времени и многое другое

ufi
Approved
Event

E·X·P·O ELECTRONICA

Время быть в игре!



13-я Международная выставка
компонентов и комплектующих
для электронной промышленности

20-22 АПРЕЛЯ 2010
Москва, Крокус Экспо

www.expoelectronica.ru

Организаторы:



При содействии:



Тел.: +7 812 380 60 03
+7 812 380 60 07
+7 812 380 60 00

Факс: +7 812 680 60 01
E-mail: electron@primexpo.ru

Совместно с:



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)
Ирина Лобанова

Служба рекламы
(advert@soel.ru)
Ирина Савина

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.



Уважаемые читатели!

Всех нас, специалистов, занятых в российской электронной отрасли, не может не волновать её судьба. Основной вопрос можно сформулировать так: станет ли российская электроника полноправным участником мирового рынка?

Маловероятно, что телевизоры или мобильные телефоны российских торговых марок смогут потеснить в обозримом будущем аналогичные изделия ведущих мировых брендов даже на внутреннем рынке, не говоря уж о мировом. Рынок потребительской электроники нами сдан без боя, и вернуть хотя бы часть его в ближайшее время практически невозможно. У нас остаётся путь поиска ниш, где конкуренция строится не на принципе минимальной стоимости, а на принципе уникальных особенностей изделий. Так, например, я уверен, что если российские специалисты предложат аппаратные комплексы уверенного обнаружения «Стелсов» на дальних подступах, то выстроится очередь из стран, желающих эти комплексы приобрести.

Я считаю, что именно ниши электроники специального назначения наиболее перспективны в наших нынешних условиях. Основные ресурсы разработки и производства в этой сфере сосредоточены в предприятиях с государственным участием, они же и получают значительные государственные инвестиции. Согласно Федеральной целевой программе «Развитие электронной компонентной базы и радиоэлектроники на 2008–2015 гг.», государство инвестировало в предприятия отрасли 9,01 млрд. руб. в 2008 г. и 11,2 млрд. руб. в 2009 г. Проблема в том, что эти предприятия не привыкли работать в условиях конкуренции, потому и отдача от вложенных инвестиций крайне низка. Выходом может быть привлечение инвестиций в частные предприятия, которые доказали свою жизнеспособность и эффективность не благодаря, а скорее, вопреки государственной политике.

В настоящее время по инициативе Минпромторга Ассоциацией производителей электронной аппаратуры и приборов (ареар.ru) разработана «Стратегия развития электронной отрасли России до 2025 г.», призванная изменить сложившуюся ситуацию. Я нисколько не сомневаюсь, что Стратегия будет принята, настолько серьёзные деловые и административные команды в ней заинтересованы. А в каком виде она будет принята – зависит и от вас, уважаемые читатели. Не оставайтесь равнодушными и примите участие в её обсуждении!

*С уважением,
Александр Майстренко*

Market

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

Modern Technologies

OSEK: An Operational System for Automotive Electronics	10
<i>Evgenii Dubovik</i>	

Elements and Components

Application of Electrochemical Current Sources for Power Supply of Stand-Alone Electronic Equipment	12
<i>Evgenii Nizhnikovskii</i>	

Powerful Pallets for Active Phased Array Modules	18
<i>Igor' Semeikin, Vladimir Kozhevnikov, Sergei Grishchenko</i>	

ROHM and Toshiba Advanced Circuits for Controlling DC Motors	20
<i>Yurii Petropavlovskii</i>	

Practical Electronics

Construction of Power Cells in the 6U Format	26
<i>Aleksei Karikh</i>	

Self-Synchronizing Codes and Their Converters. Part 4	32
<i>Sergei Goncharov, Gennadii Shishkin</i>	

Atmel-Microcontroller-Based Control Unit for Step Motors Drivers	36
<i>Sergei Shishkin</i>	

Design and Simulation

Design of Reflector Antenna System with a Helix Feed	42
<i>Andrei Plastikov, Nuri Feizulla</i>	

Design of Voltage-Controlled Microwave Oscillator	46
<i>Vitalii Romanyuk</i>	

Transient Processes in Weld Inverters	52
<i>Dmitrii Borisov, Vadim Bardin</i>	

Energy Consumption of Combinatorial Units Entering into Custom CMOS VLSI: Estimation Using Logical Simulation	54
<i>Petr Bibilo</i>	

MathSpice: An Analytical PSpice Engine for OrCAD and MicroCAP. Part 7: Analysis of Transient Responses in Linear Circuits	60
<i>Oleg Petrakov</i>	

Programming

Application of the CUDA for Solving Real-Time Problems in Mobile Communication Systems	64
<i>Aleksandr Tumachek</i>	

Application of AVR32UC3 Microcontroller: Ethernet MAC Module	68
<i>Vyacheslav Borodulin, Aleksandr Shitikov</i>	

Theory

Adaptive Filters and Applications Thereof in Radio Engineering and Communication (Part 3)	70
<i>Viktor Dzhigan</i>	

Efficiency of Algorithms for Quadrature Channel Trunking	78
<i>Vladimir Baranov</i>	

РЫНОК

4 **Новости российского рынка**

Современные технологии

10 **OSEK – операционная система для автомобильной электроники**
Евгений Дубовик

Элементы и компоненты

12 **Перспективы использования химических источников тока для электропитания автономной радиоэлектронной аппаратуры**
Евгений Нижниковский

18 **Мощные усилительные паллеты для модулей АФАР**
Игорь Семейкин, Владимир Кожевников, Сергей Грищенко

20 **Современные микросхемы управления двигателями постоянного тока фирм ROHM и Toshiba**
Юрий Петропавловский

Практическая электроника

26 **Построение ячеек питания в формате 6U**
Алексей Карих

32 **Самосинхронизирующиеся коды и их преобразователи (часть 4)**
Сергей Гончаров, Геннадий Шишкин

36 **Блок управления для приводов с шаговыми двигателями на базе микроконтроллера Atmel**
Сергей Шишкин

Проектирование и моделирование

42 **Проектирование зеркальной антенной системы со спиральным облучателем**
Андрей Пластиков, Нури Фейзулла

46 **Проектирование СВЧ-генератора, управляемого напряжением**
Виталий Романюк

52 **Переходные процессы в сварочных инверторах**
Дмитрий Борисов, Вадим Бардин

54 **Оценка энергопотребления комбинационных блоков заказных КМОП СБИС на основе логического моделирования**
Пётр Бибило

60 **MathSpice – аналитический PSpice-движок для OrCAD и MicroCAP. Часть 7. Расчёт переходных процессов линейных цепей в MathSpice**
Олег Петраков

Программирование

64 **Перспективы применения архитектуры CUDA для решения задач реального времени в системах подвижной связи**
Александр Тумачек

66 **Применение микроконтроллера AVR32UC3. Модуль Ethernet MAC**
Вячеслав Бородулин, Александр Шитиков

Вопросы теории

70 **Адаптивные фильтры и их приложения в радиотехнике и связи (часть 3)**
Виктор Джиган

78 **Эффективность алгоритмов объединения квадратурных каналов**
Владимир Бартенев

Новости российского рынка

Элементы и компоненты

Отечественные 14-разрядные АЦП с частотой оцифровки 20 МГц

Коллективом дизайн-центра ГУП НПЦ «ЭЛВИС» разработаны микросхемы двухканального аналого-цифрового контроллера ввода сигналов 9008ВГ1Я. Макетные образцы имеют маркировку 2008ВГ1Я.



Микросхемы выполнены в виде многокристального модуля и содержат два кристалла 14-разрядных АЦП конвейерного типа с частотой оцифровки до 20 МГц и цифровой контроллер. Кристаллы изготовлены по 0,25-мкм технологии и размещены в корпусе BGA-192 размером 17 × 17 мм. Диапазон рабочих температур микросхем от -60 до +85°C.

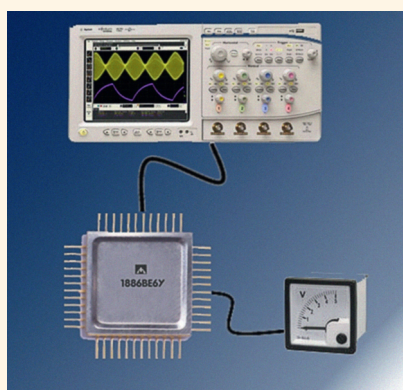
9008ВГ1Я предназначены для построения многоканальных систем ввода аналоговых сигналов и могут быть использованы в качестве замены AD9225, AD9240, ADS850 (Analog Devices), LTC2246, LTC2226 (Linear Technology).

Цифровой контроллер позволяет выводить данные как непосредственно с выходов АЦП, так и через интерфейс, совместимый с интерфейсом внешней памяти сигнальных процессоров «Мультикор».

www.multicore.ru
Тел.: (499) 729-7110

Микроконтроллер для аналоговых систем 1886ВЕ6У от компании «Миландр»

ЗАО «ПКК Миландр» представляет новый микроконтроллер линейки 1886, ориен-

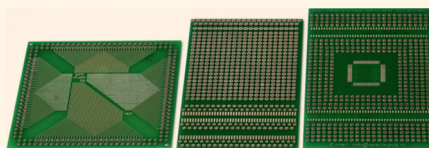


тированный на применение в системах первичной обработки аналогового сигнала. Построенная, как и все микросхемы данной серии, на ядре PIC17, микросхема содержит 12-разрядный АЦП (8 каналов) последовательного приближения и 12-разрядный ЦАП (2 канала). Кроме этого в состав контроллера входит компаратор, набор таймеров (ШИМ/Захват/Таймер), два интерфейса USART (с поддержкой режима LIN), 24 пользовательских ввода/вывода. Традиционно входит в микросхему набор модулей памяти: память программ EEPROM 4К × 16, память данных 902 × 8, блок независимой памяти EEPROM 256 × 8. Рабочий температурный диапазон, поддерживаемый микросхемой, составляет от -60 до +125°C, что делает её незаменимой для изделий специального назначения и ответственных применений. Кроме прочих достоинств микросхемы стоит упомянуть, что компания «Миландр» начала распространение отладочных средств, в состав которых уже входят и отладочная среда, и Си-компилятор под данный микроконтроллер.

www.milandr.ru
Тел.: 601-9545

Макетные печатные платы

ООО «СПЕКТР» кроме традиционной номенклатуры печатных плат (односторонних, двусторонних и многослойных), предлагает макетные платы.

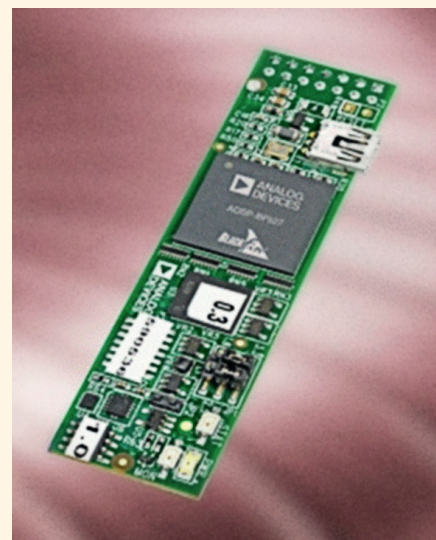


Известно, что при разработке нового продукта автор создаёт и проверяет реализованные в «железе» идеи на опытных образцах. В ходе проверки и тестирования устраняются возможные ошибки как проектирования, так и сборки изделия. В этом творческом поиске неоценимую помощь могут оказать макетные платы. На них легко собрать проектируемое изделие и многократно произвести коррекцию схемы. Макетные платы могут быть очень полезны при обучении персонала в кружках технического творчества: от привития простых навыков в сборке печатных плат до обучения приёмам программирования микроконтроллеров. Всего выпускается около 30 модификаций макетных плат разного размера с шагом координатной сетки 2,50 и 2,54 мм. Вся номенклатура макетных плат постоянно есть на складе.

www.spectr-pcb.ru
Тел.: 8-960-276-2841, 8-981-709-0482

Недорогой эмулятор для процессоров Blackfin

Давно ожидаемый разработчиками, применяющими процессоры семейства Blackfin, недорогой внутрисхемный JTAG-эмулятор ADZS-ICE-100B уже доступен для заказа.



Его цена – 150 долл. США без налогов. При этом он обеспечивает практически полный набор функциональных возможностей, необходимых для отладки устройств на базе процессоров Blackfin в среде VisualDSP++.

Основные характеристики нового эмулятора:

- совместимость со стандартом IEEE 1149.1 JTAG;
- совместимость с отладочными интерфейсами среды разработки VisualDSP++ IDDE и GDB;
- поддержка мультипроцессорных систем (запуск, пошаговое выполнение и останов в синхронном режиме);
- связь с компьютером по интерфейсу USB 2.0 на скорости 250 Кб/с;
- питание от USB-порта;
- размеры 7,6 × 2 см;
- отладка устройств с напряжениями питания интерфейсов ввода/вывода 1,8, 2,5 и 3,3 В.

Поддержка работы с эмулятором в среде VisualDSP++ обеспечивается, начиная с версии 5.0 при наличии обновления Update 7 (ноябрь 2009 г.).

Доступный для заказа в настоящее время эмулятор предназначен только для процессоров семейства Blackfin и не может быть использован для отладки устройств с другими процессорами Analog Devices.

www.autex.ru
Тел.: (495) 334-9151, 334-7741

Новости российского рынка

SIM900 – новый миниатюрный GSM/GPRS-модуль от SIMCom

SIMCom – крупнейший азиатский производитель беспроводных GSM/GPRS/EDGE-модулей – представляет новый ультракомпактный и надёжный беспроводной модуль SIM900.

SIM900 – это четырёхдиапазонный GSM/GPRS-модуль, первый представитель нового семейства беспроводных модулей на базе процессора ARM926EJ-S. По сравнению с существующими GSM-модулями на базе процессора ARM7, SIM900 обладает удвоенной производительностью и на 40% меньшим энергопотреблением в «спящем» режиме. Благодаря миниатюрному размеру модуля – всего 24 × 24 × 3 мм – и промышленному исполнению он является идеальным решением для большинства M2M-применений, особенно тех, где важны миниатюрные размеры.



Характеристики модуля:

- четыре диапазона GSM 850/900/1800/1900 МГц;
- класс передачи данных GPRS multi-slot class 10/8;
- соответствие стандарту GSM фазы 2/2+;
- класс мощности 4 (2 Вт в диапазонах 850/900 МГц);
- класс мощности 1 (1 Вт в диапазонах 1800/1900 МГц);
- размеры: 24 × 24 × 3 мм;
- масса: 7 г;
- управление AT-командами (GSM 07.07, 07.05 и фирменные AT-команды SIMCom);
- встроенный стек TCP/IP;
- напряжение питания 3,4...4,5 В;
- температурный диапазон: -30...+80°C.

Макро Групп – официальный дистрибьютор SIMCom в России. Первые образцы новых модулей доступны для заказа с января 2010 г.

www.macrogroupp.ru
Тел.: (812) 370-6070

Модули SIMCom: новинки, доступные в России

В 2010 г. крупнейший азиатский производитель беспроводных модулей – компания SIMCom – начинает производство целой линейки новых модулей. Помимо отвечающих высоким требованиям технических характеристик, модули SIMCom по-прежнему будут отличаться невысокой ценой.

Краткий обзор новинок:

- **SIM900** – новый ультраминиатюрный четырёхдиапазонный GSM/GPRS-модуль, оптимизированный для поверхностного монтажа. SIM900 построен на базе процессора архитектуры ARM9, что и определяет его функциональность. Главная особенность модуля – малые габариты (24 × 24 мм), что делает его выгодным решением для использования в носимых изделиях, а также в аппаратуре для скрытой установки;
- **SIM900D** – новый четырёхдиапазонный GSM/GPRS-модуль, оптимизированный для поверхностного монтажа. Сохраняя все преимущества модуля SIM900, SIM900D повысительно совместим с одним из наиболее популярных модулей SIM300DZ, что позволит использовать SIM900D в уже существующих изделиях и тем самым ускорить его внедрение в производство;
- **SIM5215** – новый UMTS/EDGE/GPRS/GSM-модуль, удостоенный в 2009 г. награды GSM-ассоциации в номинации «Лучший узкополосный беспроводной модуль для сетей третьего поколения»;
- **SIM20** – обновлённый высокоинтегрированный полудуплексный мультисканальный маломощный беспроводной коммуникационный модуль для диапазонов частот от 433 до 868 МГц.

Образцы всех модулей уже доступны для заказа со склада производителя. В феврале 2010 модули появятся на складе Макро Групп.

Компания Макро Групп является официальным дистрибьютором Компании SIMCom.

www.macrogroupp.ru
Тел.: (812) 370-6070

Компания Sensoror выпустила многоосевой высокопроизводительный гироскопический модуль SIMU202

Нестабильность SIMU202 не более 2°/час, угловой случайный уход менее 0,2°/√Гц. Это является лучшими показателями из всех производимых MEMS-ги-



роскопов. Входной диапазон ±400°/с, выход – 24-битный цифровой сигнал, откалиброванный во всём рабочем диапазоне температур.

Производится с 1, 2 и 3 осями чувствительности.

SIMU202 является идеальным решением для:

- систем наведения ракет;
- беспилотных устройств;
- систем стабилизации платформ;
- управления бурением и ряда других.

SIMU202 – новый этап в создании более стабильных, высокоточных и механически прочных MEMS-гироскопов, достойная альтернатива ВОГ и лазерным гироскопам. Кроме того, MEMS-гироскопы имеют низкую стоимость.

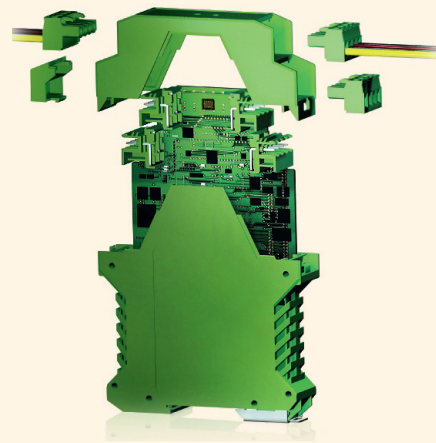
<http://www.radiant.su/>
Тел.: (495) 725-0404

Корпуса для интерфейсных модулей фирмы DEGSON

Компания DEGSON запустила в производство новые серии корпусов интерфейсных модулей для монтажа на DIN-рейку. Серии имеют внутрифирменное наименование FEG, FMES, FMET.

Все корпуса имеют надёжное крепление на DIN-рейку, широкий температурный диапазон использования -40...+105°C и рассчитаны на ток от 10 до 15 А.

Существует несколько модификаций корпусов: «двухэтажные», «закрытые» с



Новости российского рынка

клеммниками, с выведенными контактами под монтажные клеммы, с вентиляцией.

www.Degson.net

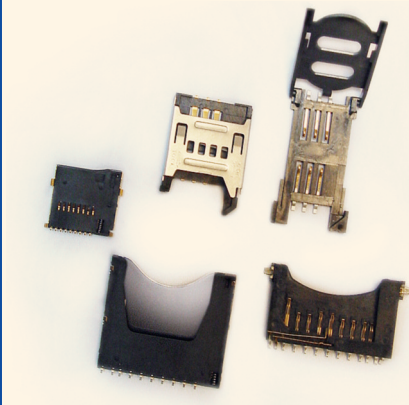
Тел.: (495) 795-0805

Разъёмы для считывателей SIM- и Flash-карт

Компания «Радиотех-Трейд» поставляет разъёмы для считывателей SIM-карт и всевозможных Flash-карт различных модификаций производства фирмы ATTEND.

Все разъёмы имеют варианты держателей как обычного типа, так и с креплением Push-Push (снятие/установка одним нажатием).

Держатели SIM-карт представлены серией 115. Поставляются разъёмы для карточек с шестью и восемью контактными площадками.



Для Secure Digital (SD) карт предназначены разъёмы серии 104.

Под MicroSD-карты отведена серия 112.

Также поставляются различные модели держатели для MiniSD-карт, MMC-карт, Compact Flash- и Memory Stick-карт.

Кроме того, поставляются комбинированные разъёмы, сочетающие в себе держатели нескольких карт. Например, модель 112G-T объединяет в себе держатель MicroSD Push-Push-типа с разъёмом для SIM-карточки.

Все разъёмы выполнены по бессвинцовой технологии и предполагают автоматический монтаж.

Подробные характеристики и спецификации можно посмотреть на сайте ООО «Радиотех-Трейд» в разделе «Разъёмы».

www.rct.ru

Тел.: (495) 795-0805

Компактные драйверы светодиодов с разнообразными вариантами управления яркостью свечения

Компания XP Power представила серию LDU – светодиодных драйверов с выходными



ми токами 300...1000 мА для монтажа на печатную плату. Эти компактные, весьма эффективные устройства с габаритами 20,32 × 10,16 × 6,88 мм (модель LDU08 с выходным током 300 мА) характеризуются значением КПД 95%. Предлагаются модели с выходными токами 300, 350, 500, 600, 700 и 1000 мА. Драйверы без изоляции между входными и выходными цепями способны работать от сетей с широким диапазоном напряжений от 7 до 30 В постоянного тока. Возможно два способа регулировки яркости свечения светодиодов: аналоговый – изменением напряжения на входе управления – и цифровой – с помощью широтно-импульсно-модулированного (ШИМ) сигнала. Максимальная частота ШИМ-сигнала составляет 1 кГц с минимальным временем включения/выключения 200 нс. При использовании аналогового способа управления яркостью выходной ток может регулироваться в диапазоне от 25 до 100% от номинального значения.

Значение MTBF превышает 5 млн. ч (рассчитано по MIL-HDBK-217F для температуры +25°C). Драйверы серии LDU предназначены для применения в разнообразных светодиодных системах: рекламные дисплеи, дорожные знаки, автомобильные указатели поворота и многие другие.

Вход дистанционного включения/выключения предоставляет разработчикам возможность управления выходом или последовательностью включения.

www.prosoft.ru

Тел.: (495) 234-0636

DC/DC-преобразователи средней мощности для монтажа на DIN-рейку

Для удовлетворения запросов заказчиков на DC/DC-преобразователи средней мощности, которые могут быть быстро

установлены на DIN-рейку, компания TDK-Lambda начала поставки источники питания серии DPX. Доступные с диапазонами входных напряжений 2 : 1 и 4 : 1, покрывающие напряжения от 9,5 до 75 В и пять рядов выходных мощностей от 15 до 60 В, новые серии предоставляют экономичное решение для промышленных применений, таких как системы управления производственными процессом, а также системы сигнализации и системы безопасности.

Доступны одно-, двух- и трёхканальные модели с выходными напряжениями от 3,3 до 15 В. Для специальных применений у некоторых моделей возможна регулировка выходного напряжения потенциометром, установленным на передней панели. До трёх модулей могут быть соединены параллельно для повышения выходной мощности. Типовое значение КПД составляет до 90%.

DC/DC-преобразователи серии DPX выполнены в прочных металлических корпусах и предназначены для установки на стандартные DIN-рейки TS35/7.5 или TS35/15. Светодиодный индикатор зелёного свечения, установленный на передней панели, предоставляет информацию о состоянии выходного напряжения. DC/DC-преобразователи серии DPX оснащены защитой от изменения полярности входного напряжения и характеризуются прочностью изоляции между входными и выходными цепями 1,6 кВ.



При конвекционном отводе тепла DC/DC-преобразователи серии DPX способны функционировать в диапазоне температур от -40 до +85°C.

www.prosoft.ru

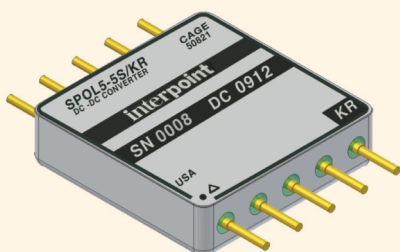
Тел.: (495) 234-0636

Новости российского рынка

Радиационно-стойкие одноканальные и двухканальные DC/DC-преобразователи типа POL (point-of-load) с выходными токами 5 А

Компания CRANE Aerospace & Electronics начала производство высокоэффективных DC/DC-преобразователей серии SPOL™ типа POL (point-of-load), разработанных для применения в аппаратуре космических аппаратов. Преобразователи предназначены для работы в диапазоне температур от -55 до +125°C без снижения мощности. Гарантируется включение и функционирование при температуре -90°C. DC/DC-преобразователи выпускаются в корпусах для поверхностного монтажа.

Предлагаются модели с суммарными накопленными дозами 30 крад (Si), 100 крад (Si) и 300 крад (Si), соответствующие требованиям спецификации MIL-PRF-38534 по Class H и Class K. DC/DC-преобразователи способны выдерживать воздействие протонов и нейтронов с потоками более чем 10^{12} частиц/см² с энергией излучения 50 МэВ. Гарантируется отсутствие катастрофических отказов, вызываемых тиристорным эффектом, при значениях линейной передачи энергии (ЛПЭ) более 80 МэВ × см²/мг.



Основные характеристики:

- диапазон входных напряжений от 3 до 6 В;
- максимальная длительность 15-вольтового импульса напряжения 1 с;
- нет гальванической развязки между входными и выходными цепями;
- фиксированная частота преобразования;
- выходное напряжение регулируется от 0,8 до 3,4 В;
- одно- и двухканальные модели;
- возможно параллельное соединение выходных каналов двухканальных моделей для увеличения тока нагрузки до 10 А;
- защита от перенапряжения, короткого замыкания и низкого входного напряжения (отключается при значениях входного напряжения ниже 3 В);
- КПД до 93%;
- удельная мощность более 100 Вт/дюйм³.

www.prosoft.ru

Тел.: (495) 234-0636

30...100-Вт DC/DC-преобразователи для применения в электронной аппаратуре железнодорожного транспорта

Компания TDK-Lambda расширила номенклатуру DC/DC-преобразователей модулями новой серии CN-A, которые характеризуются широким диапазоном входных напряжений 60...160 В постоянного тока, широко применяемым в электронной аппаратуре железнодорожного транспорта. Доступные с номинальными выходными напряжениями от 5 до 24 В (регулируемое в диапазоне ±10% от номинального значения) и выходными мощностями до 100 Вт, эти источники питания характеризуются исключительными техническими характеристиками и выполнены в стандартном промышленном форм-факторе quarter-brick.

Модули DC/DC-преобразователей серии CN-A предназначены для применения в электронной бортовой аппаратуре подвижного состава и стационарной электронной аппаратуре, находящейся на станционных или перегонных объектах.

Разработанные для жёстких условий эксплуатации, модули серии CN-A соответствуют требованиям по устойчивости к вибрационным и ударным воздействиям согласно стандарту IEC61373 Category 1 Class B, а также равнозначного японского стандарта JIS E 4031.

Модули способны функционировать в диапазоне температур от -40 до +100°C без понижения выходной мощности с отводом тепла от основания корпуса. Модель CN100A110-24 характеризуются значениями КПД 88% и удельной мощности 60,5 Вт/дюйм³ и обеспечивает в нагрузке ток до 4,2А; габариты модулей (Г × Ш × В) 57,9 × 36,8 × 12,7 мм.

Модули обладают следующими стандартными сервисными функциями: внешняя обратная связь, дистанционное включение/выключение, защита от перенапряжения и перегрузки по току.



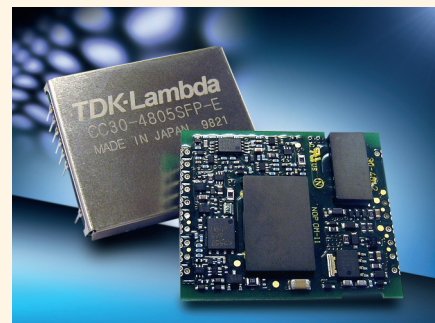
ни/выключение, защита от перенапряжения и перегрузки по току. Гальваническая развязка между первичной и вторичной цепью 3000 В (действующее значение).

www.prosoft.ru

Тел.: (495) 234-0636

Компактные 15- и 30-Вт DC/DC-преобразователи от TDK-Lambda

Компания TDK-Lambda расширила свою серию CC-E высокоэффективных, высоконадежных DC/DC-преобразователей новыми 15- и 30-ваттными моделями. Каждый ряд содержит по 32 модели, которые доступны в исполнениях для поверхностного монтажа и монтажа в отверстия печатной платы для применений в автоматизированных системах управления предприятием, коммуникационном оборудовании и вычислительной технике.



Ферритовые сердечники собственной разработки с малыми магнитными потерями гарантируют высокий КПД в очень малом объеме при небольшой высоте. Например, 30-Вт модуль CC30-4805SHF-E имеет габариты 37,9 × 31,6 × 6,5 мм, значение КПД достигает 92,5%, значение удельной мощности 63,2 Вт/дюйм³ (примерно 3850 Вт/дм³).

DC/DC-преобразователи предназначены для работы от сетей постоянного напряжения 24 или 48 В и доступны с наиболее популярными выходными напряжениями от 3,3 до 15 В. Диапазон рабочих температур от -40 до +85°C, поставляются модели с гальванической изоляцией между входными и выходными цепями 500 и 1500 В. Модули оснащены сервисными функциями: параллельная работа, функция задержки включения, а также дистанционное включение/выключение, регулировка выходного напряжения. Стандартными являются защита от пониженного входного напряжения, перенапряжения и перегрузки по току.

Разработчики компании TDK-Lambda исключили применение танталовых и электролитических конденсаторов в конструкции, обеспечив длительный ре-

Новости российского рынка

сурс и высокую надёжность, что поддерживается пятилетней гарантией.

www.prosoft.ru
Тел.: (495) 234-0636

Новые паруса для современного рынка художественного оформления – бесшовные дисплеи LITILE с высокой яркостью и высоким разрешением

Компания LITEMAX продемонстрировала новую дисплейную платформу для развлекательно-информационных систем (Digital Signage): модуль LITILE для создания видеостен без зазоров.

Бесшовный ЖК-модуль LITILE (образован от двух слов LITEMAX и Tile) является новаторским продуктом. Посредством объединения оптического стекловолокна и ЖК-панели высокой яркости, тонкие модули LITILE могут быть выстроены в огромную и более яркую, чем обычный ЖК-дисплей, видеостену. Для некоторых специальных маркетинговых акций или применений модули LITILE могут быть собраны произвольно в виде видеостены неправильной формы для привлечения внимания публики. На конференции, посвящённой началу выпуска новой продукции, видеостена L-образной формы была смонтирована из модулей LITILE и отображала заманчивые маркетинговые сообщения.



Яркость модуля Litile 34" более 1000 кд/м². Недавно с применением 22 модулей Litile34 была построена видеостена с размером диагонали 182".

www.prosoft.ru
Тел.: (495) 234-0636

Новый широкоформатные ЖК-дисплеи LITEMAX освещают рынок промышленных дисплеев

В конце 2009 г. на конференции LITEMAX 2010 New Product Launch компания LITEMAX продемонстрировала новую дисплейную платформу для развлекательно-информационных систем (Digital Signage): ЖК-панели высокой яркости с системой подсветки на массивах светодиодов SPANPIXEL, характеризующиеся широким форматом. В настоящее время доступны четыре модели ЖК-дисплеев SPANPIXEL с ультра-широким соотношением размеров (16 : 3 и 16 : 6) и размерами диагоналей от 15 до 39,1".



Под управлением видеоплаты производства LITEMAX дисплеи способны отображать высококачественное видеоизображение с высокой энергетической эффективностью. Для расширения сферы применения дисплеев SPANPIXEL компания LITEMAX не только разработала новейшую технологию, но также внедрила различные технологии по производству дисплеев для наружных установок в новейшие серии дисплеев. На этой конференции были представлены четыре дисплея SPANPIXEL для различных приложений: на общественном транспорте, в выставочном зале, универсаме и в торговом автомате.

www.prosoft.ru
Тел.: (495) 234-0636

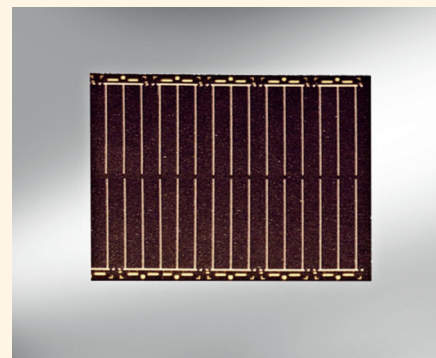
Sharp анонсирует выпуск линейки солнечных компонентов

После успешного выпуска первой панели типа LROGC02 компания Sharp в течение будущего года планирует расширить линейку солнечных компонентов до пяти моделей, чтобы охватить широкий спектр мобильных устройств. Интеграция панелей солнечных батарей в мобильные телефоны является только началом эры миниатюрных солнечных компонентов. Список их возможных применений уже охватывает все независимые от сетевого питания уст-

ройства, в первую очередь мобильные. Спортивные и велосипедные компьютеры, цифровые камеры, ноутбуки, портативные плееры, карманные ПК, изделия для наружной установки и, конечно, технические «гаджеты». Миниатюрные солнечные элементы могут значительно увеличить длительность работы без подзарядки любых переносных устройств. Для независимых от сетевого питания сенсоров или пультов дистанционного управления (например, от домашних телевизоров) возможно обеспечение от одной солнечной батареи 100% необходимой энергии.

Новые панели солнечных батарей Sharp характеризуются высокой эффективностью со значением КПД 13% и монтажной глубиной всего 0,8 мм, что обеспечивает исключительно простую интеграцию в корпус прибора. Кроме того, ячейки в панели соединены двойной разводкой, так что даже при повреждении ячейки сохраняется полная работоспособность панели. Это качество важно, прежде всего, при использовании в переносных устройствах, которые подвергаются высоким механическим нагрузкам, например, из-за того, что их часто роняют.

Благодаря разному количеству и конфигурациям отдельных поликристаллических солнечных ячеек панели имеют различные значения выходной мощности и напряжения. Линейка предлагаемых панелей расширена несколькими моделями: от одноячеечных типов с выходной мощностью 30 мВт при напряжении 0,5 В до моделей с 10 ячейками и выходной мощностью 300 мВт при напряжении 5 В.



Первым шагом в расширении ассортимента станет выпуск панели типа LROGC03 в первом квартале 2010 г. Этот представитель линейки продуктов размером 41 × 33 мм в два раза меньше первой панели типа LROGC02, состоит из десяти ячеек и имеет максимальную выходную мощность 130 мВт при напряжении 5 В. Панели этого типа особенно хорошо подойдут для так называемых «смартмет-

Новости российского рынка

ров», небольших переносных устройств, таких как mp3-плееры или же «интеллектуальные» автомобильные ключи, которые, например, контролируют, закрыты ли окна и двери или достаточно ли бензина в топливном баке.

В долгосрочном плане Sharp работает также над модернизацией солнечных компонентов. Благодаря переносу токопроводящих дорожек на нижнюю сторону панели модели будущих поколений будут иметь единую, сплошную поверхность. Это положительно скажется на внешнем виде устройств, а также повысит эффективность работы батарей до 20%, так как ячейки более не будут затеняться проводами.

www.prochip.ru

Тел.: (495) 232-2522

Новое применение солнечных батарей SHARP – зарядка электромобилей

Американская компания Beautiful Earth Group, специализирующаяся на производстве экологически чистой энергии, объявила о завершении строительства зарядной станции для электромобилей, которая работает на солнечных батареях. Эта станция является первой в Нью-Йорке и одной из немногих в мире станций, полностью работающих на экологически чистой солнечной энергии.

Зарядная станция расположена около центрального офиса компании в районе

Ред-Хук, в прибрежной части Бруклина. Станция имеет модульную конструкцию и изготовлена из списанных стальных морских контейнеров. Она не подключена к электросети – вся энергия производится современными фотоэлектрическими панелями SHARP NU-E235 на 235 Вт.



«Солнечная» станция сейчас используется для зарядки принадлежащего Beautiful Earth Group 100%-го электромобиля MINI E. Сегодня всего несколько электромобилей в мире работают исключительно на солнечной энергии. Электромобиль MINI E производства группы BMW может проехать без подзарядки чуть больше 100 миль (примерно 160 км), а его зарядка занимает около трёх часов. «Я не перестаю удивляться, когда сажусь за руль этой спортивной машины, выжимающей 95 миль в час, которая не использует ни капли бензина, а полностью работает на солнечной энергии, которую мы получаем прямо здесь, в прибрежной части Брукли-

на», – говорит президент Beautiful Earth Group Лекс Хеслин.

Многие крупные автомобилестроители планируют со следующего года начать выпускать электрические или гибридные автомобили, например, ГАЗель-Электро, Nissan, Chevrolet Volt, Mercedes-Benz и Smart ForTWo. Вероятно, в связи с этим зарядные станции на солнечных батареях будут востребованы в будущих районах поставок электромобилей.

Впрочем, возможности применения «солнечных» станций не ограничиваются зарядкой электромобилей. Обладая производительностью около 6 кВт, зарядная станция производит количество энергии, достаточное для обеспечения электричеством небольшого дома. Полученная электроэнергия хранится в аккумуляторах и может быть использована в любое время суток и в любой день недели.

Зарядные станции на солнечных батареях SHARP – это реально существующий пример того, как можно значительно сократить выбросы углерода в атмосферу и решить проблему загрязнения окружающей среды из-за возрастающей автомобилизации.

Приобрести солнечные панели можно у официального дистрибьютора SHARP в России и странах СНГ – компании ПРОСОФТ.

www.prochip.ru

Тел.: (495) 232-2522

События

DSPA-2010

31 марта - 02 апреля
Москва
Институт проблем управления
им. В.А. Трапезникова (ИПУ РАН)

12-я Международная Конференция и Выставка
Цифровая Обработка Сигналов и ее Применение



DSPA-2010

31 марта – 2 апреля 2010 г. в Москве состоится 12-я Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и её применение – DSPA'2010».

В программе конференции пленарные выступления ведущих российских специалистов в области цифровой обработки сигналов по наиболее интересным направлениям развития отрасли; секционные доклады учёных и специалистов; круглый стол.

1 апреля состоится однодневный семинар Analog Devices по сигнальным процессорам.

Организаторы конференции:

- РНТОРЭС им. А.С. Попова (www.rntores.ru);
- IEEE Signal Processing Society (www.ieee.sps.com);

- Российская секция IEEE;
- Институт радиотехники и электроники РАН (www.radel.ran.ru);
- Институт проблем управления РАН (www.ipu.ru);
- Институт проблем передачи информации РАН;
- Московский научно-исследовательский телевизионный институт (ЗАО МНИТИ);
- Компания AUTEX (АВТЭК) (www.autex.ru).

Направления работы конференции:

- Теория сигналов и систем;
- Теория и методы ЦОС;
- Цифровая обработка многомерных сигналов;
- Цифровая обработка речевых и звуковых сигналов;
- Цифровая обработка изображений;

- ЦОС в системах телекоммуникаций;
- ЦОС в радиотехнических системах;
- ЦОС в системах управления и робототехники;
- Цифровая обработка измерительной информации;
- Нейрокомпьютерная обработка сигналов и изображений;
- Цифровое телевидение;
- Цифровое радиовещание;
- ЦОС в системах защиты информации;
- Проектирование и техническая реализация систем ЦОС;
- ЦОС в открытых системах;
- Проблемы подготовки специалистов в области ЦОС.

Заседания секций будут проходить в аудиториях, оборудованных мультимедийными проекторами.

Слушатели приглашаются на конференцию и выставку бесплатно.

Москва, Профсоюзная 65, ИПУ РАН

www.autex.ru;

www.dspa.ru

OSEK – операционная система для автомобильной электроники

Евгений Дубовик (г. Минск, Беларусь)

В статье приведены основные сведения о новой ОСРВ, предназначенной для автомобильных микроконтроллеров.

История OSEK

Сегодня в мире существует целый ряд операционных систем (ОС), работающих в режиме реального времени (ОСРВ). Однако создание высокоинтеллектуального автомобиля будущего, подключенного к компьютерной сети, требует построения стандартизированной платформы, осуществляющей управление всеми узлами автомобиля, начиная с двигателя и заканчивая мультимедийной системой.

Вопрос этот достаточно важный, поскольку сегодня некоторые модели автомобилей представительского класса могут содержать до ста таких узлов. Общая ОС помогла бы сэкономить время разработчиков и уменьшить объём кодирования. Немаловажным преимуществом введения единого стандарта на программное обеспечение для автомобилей является повышение предсказуемости и безопасности системы в целом.

Крупнейшие европейские производители, такие как BMW, Bosch, DaimlerChrysler, Siemens, Opel и Volkswagen, уже создали свою операционную систему под названием OSEK – Offene Systeme und deren Schnittstellen für die Elektronik in Kraftfahrzeugen (открытые системы и их интерфейсы для автомобильной электроники). Изначально проект OSEK/VDX (Vehicle Distributed eXecutive) предназначался для разработки стандарта открытой архитектуры ОС и стандарта API для систем автомобильной промышленности. Однако стандарт получился довольно абстрактным и не ограничился автомобильной электроникой.

Операционная система OSEK прежде всего ориентирована на использование в автомобильных приложениях и в настоящее время поддерживает встраиваемые микроконтроллеры HC08, HC12, 683xx, MCore и Motorola PowerPC. Metrowerks, до-

черняя фирма компании Motorola, включила в состав своих отладочных средств CodeWarrior операционную систему OSEK фирмы Motorola, соответствующую стандартам программной модели Automotive Open System Architecture (AutoSar).

СТРУКТУРА OSEK

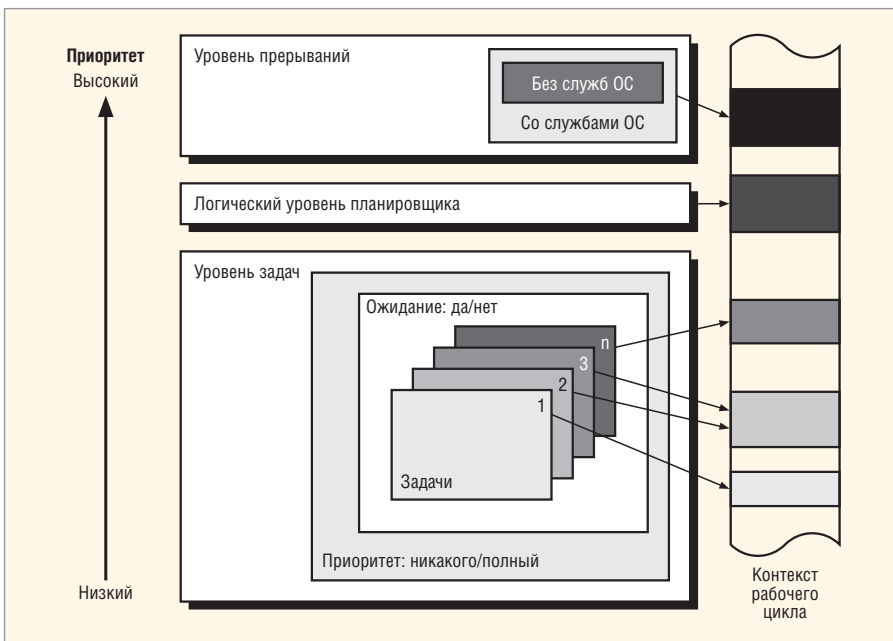
Стандарт OSEK/VDX состоит из трёх частей – стандарт для операционной системы (OS), коммуникационный стандарт (COM) и стандарт для сетевого менеджера (NM). Объектами, которыми оперирует ОС OSEK, являются задачи, события и ресурсы. В ОС обеспечена возможность управления ошибками и присутствуют средства пользовательских функций слежения за изменением состояний системы.

Операционная система OSEK обеспечивает набор интерфейсов пользователя, которые используются сущностями, конкурирующими за ресурсы центрального процессора (ЦП). В ОС OSEK можно оперировать двумя типами сущностей – задачами и прерываниями. Существуют три уровня обработки: уровень прерываний, логический уровень планировщика и уровень задач (см. рисунок). Использование механизма приоритетов позволяет выбирать задачу на исполнение в соответствии с присвоенным ей приоритетом.

Уровень задач

Задача в ОС OSEK может быть базовой или расширенной, вытесняемой или невытесняемой. Для расширенной задачи характерна возможность состояния ожидания события. Вытесняемая задача может быть остановлена командой передачи прерывания или вытеснена задачей более высокого приоритета. Невытесняемая задача может быть вытеснена только с помощью прерывания.

Такая концепция структурирования задач потребовала введения



Уровни обработки в ОС OSEK

понятия класса соответствия с целью описания реализации ОС OSEK и её системных служб. Так, определено четыре класса соответствия – два для базового соответствия и два для расширенного.

Реализации, которые соответствуют базовым классам, требуют использования только базовых задач, в то время как для расширенных классов необходимы как расширенные, так и базовые задачи. Классы определяют количество запросов на задачу и количество задач на один приоритет.

Задача может находиться в одном из четырёх состояний:

- выполняется – использует ресурс ЦП;
- готова к выполнению – участвует в планировании и будет выбрана планировщиком на основании приоритетов и правил вытеснения;
- ожидает – ждёт появления события;
- приостановлена – находится в пассивном состоянии и ждёт активации.

Логический уровень планировщика

Планировщик также считается специальным ресурсом, который может быть захвачен задачами. Для защиты от инверсии приоритетов в ОС OSEK реализован механизм наследования приоритетов, согласно которому задаче, захватившей ресурс, временно повышается приоритет и никакие другие задачи, обращающиеся к данному ресурсу, не смогут выполняться до тех пор, пока данный ресурс занят. Все задачи с приоритетом более высоким, чем приоритет задачи, захватившей ресурс, продолжают участвовать в планировании.

Уровень прерываний

Операционная система OSEK определяет два уровня управления прерываниями, которые различаются возможностями вызова системных служб. Прерывания первого уровня выполняются очень быстро и независимо от ОС. Прерывания второго уровня обеспечивают выполнение функций приложений, которые содержат вызовы ОС.

Для синхронизации различных задач в ОС OSEK используются события. Любая задача, в том числе и базовая, может породить событие, но только собственник события может ожидать или снять его.

Управление ошибками

Операционная система OSEK обеспечивает минимальные средства управления ошибками. Однако имеется расширяемая возможность дополнительного управления ошибками во время разработки. Смысл такого решения заключается в том, чтобы выявить максимальное количество ошибок во время тестирования и запустить стабильный продукт в производство. Поэтому не имеет смысла использовать ресурсы для выявления ошибки в продукте, которая при малой вероятности возникновения не позволит исправить ее без отзыва всей партии.

В ОС OSEK определено два типа ошибок – фатальные ошибки и ошибки приложения. Обнаружение нарушения целостности внутренних данных приводит к фатальной ошибке. Выявление фатальной ошибки вызывает службу завершения работы ОС.

Ошибка приложения возникает при попытке приложения выполнить несанкционированную операцию. При этом целостность внутренних данных всё ещё сохраняется и ОС сохраняет свою работоспособность.

Другие ОСРВ

На рынке присутствуют и другие операционные системы. Компания Microsoft в версии Sync OS, построенной на платформе Windows Auto, предложила средства поддержки беспроводных гарнитур для мо-

бильных телефонов, электронной почты, а также возможность загрузки музыки. Около десяти новых моделей автомобилей Ford будут работать под управлением данной ОС.

Корпорация Toyota, в числе прочих, также использует платформу Windows Auto в своих навигационных системах и телематических устройствах G-Book, которые устанавливаются в некоторые модели автомобилей.

Европейские компании BMW, DaimlerChrysler и другие совместно разрабатывают ОС следующего поколения, и её опытный образец может быть готов уже в 2008 г.

Японцы создают собственную ОСРВ под названием JasPar (японская автомобильная программная базовая платформа). ОС разрабатывают лидирующие производители автомобилей и автомобильных компонентов, такие как Toyota, Nissan, Honda, Denso и Toshiba. Появление первой, концептуальной версии данной ОС запланировано на 2009 г.

В результате на рынке появятся несколько современных «автомобильных» ОСРВ, разработанных и продвигаемых консорциумами автомобилестроителей. Такое положение выгодно для промышленности, поскольку стандартный интерфейс снизит издержки каждого из производителей либо на разработку собственной ОС, либо на покупку и адаптацию другой платформы. ©

NEON
Электронные компоненты

Микросхемы ADDtek применяются при изготовлении светодиодных осветительных устройств, автомобильного освещения, ламп с цоколем E27, а также для защиты светильников высокой надежности. Широкий ассортимент, легкость в применении, низкие цены!

МИКРОСХЕМЫ для ПИТАНИЯ СВЕТОДИОДОВ

Светодиодные драйверы SiTI предназначены для управления светодиодами в экранах, бегущих строках, динамической рекламе. Всегда в наличии на складе! Применяются в России с 2004 года.

www.e-neon.ru Тел./факс: (812) 335-00-65, (495) 725-26-79, (4732) 39-44-46

Перспективы использования химических источников тока для электропитания автономной радиоэлектронной аппаратуры

Евгений Нижниковский (Москва)

В статье даётся обзор современных химических источников тока (гальванических элементов и аккумуляторов) для обеспечения автономного электропитания радиоэлектронной аппаратуры.

Автор приводит варианты организации электропитания различных типов аппаратуры и обсуждает вопросы обеспечения надёжности и безопасности автономных блоков питания.

Перспективы развития автономной техники во многих случаях определяются эксплуатационными характеристиками обеспечивающих их работоспособность источников электропитания. Автономное питание чаще всего обеспечивается с использованием химических источников тока (ХИТ). В связи с этим состояние и перспективы практического использования ХИТ являются предметом постоянного интереса разработчиков и пользователей радиоэлектронной аппаратуры (РЭА).

К настоящему времени разработаны многочисленные варианты ХИТ, отличающиеся размерами, конструктивными особенностями и природой протекающих в них токообразующих электрохимических реакций [1–4] (табл. 1). В зависимости от конкретного исполнения меняются характеристики и эксплуатационные параметры. Такое разнообразие вполне оправданно, так как ХИТ используются в разнообразных условиях эксплуатации и каждая

область применения имеет свои специфические особенности.

Этот перечень электрохимических систем не является полным, однако приведённые системы в той или иной мере использовались при создании практических ХИТ. По принципу работы ХИТ делятся на группы: первичные и вторичные, или аккумуляторы. Первичные ХИТ после разряда до конечного напряжения подлежат утилизации, вторичные же после разряда могут быть многократно заряжены для продолжения работы. Выделяют класс электрохимических генераторов, основу которых составляют топливные элементы. Они работают с использованием активных компонентов, постоянно подводимых извне. Чётко выраженной границы между указанными группами ХИТ нет: некоторые типы первичных элементов могут быть подзаряжены, в то же время аккумуляторы иногда разряжаются только один раз (например, в торпедах). Выбирая между аккумуляторами и первичными элементами, конструкторы аппаратуры обыч-

но учитывают, что первые, как правило, обладают большей мощностью, в то время как первичные элементы – более высокой удельной энергией.

Основные критерии качества ХИТ можно сформулировать так:

- удельная энергия;
 - сохраняемость;
 - диапазон рабочих температур;
 - ресурс (количество циклов заряда-разряда) для аккумуляторов.
- Всего в технических условиях и ГОСТах нормируется около 20 характеристик ХИТ:
- напряжение разомкнутой цепи (НРЦ);
 - разрядное напряжение или напряжение, измеренное при разряде на определённую нагрузку через определённый промежуток времени;
 - среднее разрядное напряжение;
 - начальное напряжение разряда;
 - конечное напряжение разряда;
 - ток разряда или сопротивление внешней цепи;
 - продолжительность работы или ёмкость;
 - сохраняемость (срок службы);
 - диапазон рабочих температур;
 - снижение продолжительности разряда в конце срока сохраняемости (саморазряд) и др.

В ГОСТе на ХИТ [5] приводится более 50 терминов в отношении ХИТ. Однако определяющими являются приведённые выше четыре. От их значений зависит перспектива применения конкретного ХИТ в АБП конкретного изделия.

Выбор оптимального источника электропитания для конкретного использования возможен при условии знания эксплуатационных параметров и особенностей эксплуатации основных классов ХИТ [2, 4].

Наиболее известными и распространёнными первичными ХИТ являются марганцево-цинковые элементы. Более 150 лет известны элементы с соевым электролитом и батареи на их основе. Их невысокие эксплуатационные характеристики (удельная энергия до 100 Вт ч/дм³, срок службы до 2 лет) с лихвой компенсируются низкой стоимостью и простотой изготовления.

Таблица 1. Основные типы химических источников тока

Химические источники тока		
первичные	вторичные	генераторы
Диоксид марганца-цинк	Свинцовые	Водородно-кислородные
Оксид ртути-цинк	Никель-железные	Гидразин-воздух
Оксид серебра-цинк	Никель-кадмиевые	Метанол-воздух
Кислород (воздух)-цинк	Никель-металлгидридные	Оксид углерода-кислород
Водоактивируемые	Никель-водородные	Гидриды металлов-воздух
Диоксид марганца-литий	Никель-цинковые	
Фторуглерод-литий	Серебряно-цинковые	
Оксид меди-литий	Серебряно-кадмиевые	
Хромат серебра-литий	Литиевые	
Сульфид меди-литий	Литий-ионные	
Дисульфид железа-литий	Литий-полимерные	
Йод-литий	Воздушно-цинковые	
Дисульфид молибдена-литий	Бромно-цинковые	
Дисульфид титана-литий	Высокотемпературные	
Оксид ванадия-литий	Марганцево-цинковые	
Оксид молибдена-литий	Электрохимические конденсаторы	
Тионилхлорид-литий		
Диоксид серы-литий		
Сульфурилхлорид-литий		

Модификация марганцево-цинковых элементов со щелочным электролитом имеет в 1,5...2 раза более высокую ёмкость и мощность. Современные технологии и конструкции, применяемые рядом ведущих зарубежных фирм (Energizer, Duracell, Sony), позволили ещё более повысить эксплуатационные параметры марганцево-цинковых ХИТ. Основным производителем солевых и щелочных элементов в нашей стране является АО «Энергия», г. Елец.

На замену марганцево-цинковым элементам 40 лет назад разработаны ртутно-цинковые источники тока. По удельной энергии (300 Вт ч/дм³) и сроку службы (до 5 лет) они превосходят марганцево-цинковые аналоги и не уступают им по другим параметрам. Однако при их разряде выделяется металлическая ртуть, крайне опасная в экологическом отношении. Попадая на элементы монтажа РЭА, она выводит её из строя. В последние годы производители этих элементов (в России это АО «Энергия», г. Елец и НПП «Квант», г. Москва) сократили их производство.

Более высокими эксплуатационными параметрами обладают ХИТ с анодами на основе лития. Промышленный выпуск литиевых источников тока начал в 70-х годах прошлого столетия [1–4]. Из-за уникальных эксплуатационных возможностей они быстро заняли ведущее место в электропитании целого ряда направлений техники. Их технические характеристики обусловлены использованием в указанных источниках тока высокоэнергетических электродных материалов, новых конструкционных материалов и передовых технологий. В зависимости от типа применяемых электродных материалов и электролитов различают:

- литиевые элементы с неорганическим электролитом (литий-тионилхлорид, литий-диоксид серы и т.д.);
- литиевые элементы с органическим электролитом (литий-фторуглерод, литий-диоксид марганца, литий-триоксид молибдена и т.д.);
- литиевые элементы с твёрдым электролитом (литий-йод).

Наиболее высокими техническими параметрами из промышленно выпускаемых образцов обладают элементы системы литий-тионилхлорид. Они имеют разрядное напряжение 3,4 В, срок службы до 15 лет, высокую работоспособность при отрицательных температурах, низкий саморазряд (до 3% в год) и высокую мощность. Эlemen-

ты системы литий-тионилхлорид имеют самую высокую из используемых при производстве ХИТ систем удельную энергию свыше 1000 Вт ч/дм³. Их применение вместо ХИТ традиционных систем приводит к повышению технических возможностей и срока службы изделий, а также улучшению их массогабаритных характеристик.

В нашей стране налажен выпуск целого ряда миниатюрных тионилхлоридных ХИТ ёмкостью от 0,12 А ч (ER14135) до 18,5 А ч (ER20C). Есть опыт выпуска элементов с ёмкостью несколько сотен ампер-часов. Особенностью элементов этой системы является то, что тионилхлорид одновременно служит и растворителем, и активным материалом катода, что приводит к весьма высоким показателям удельной энергии. Параметры выпускаемых в г. Новочеркасск тионилхлоридно-литиевых элементов приведены в табл. 2.

Наряду с безусловными положительными качествами тионилхлоридно-литиевых ХИТ им присущи и некоторые недостатки, учёт которых необходим при планировании их использования. Главным из них является взрывоопасность. При нарушении правил эксплуатации и хранения элементов (короткие замыкания, перегрев, глубокий разряд, заряд, механические повреждения и т.д.) возможны взрывы, опасные разрушением аппаратуры и поражением людей. С целью повышения взрывобезопасности элементов в последние годы разработчики выполнили ряд действенных мероприятий [4, 8], что позволило практически полностью исключить самопроизвольные и немотивированные взрывы.

Другим недостатком тионилхлоридных элементов является наличие начальных «провалов» напряжения. Они затрудняют работу ряда изделий, которые требуют полной мощности непосредственно с момента включения. Наиболее заметны «провалы» у элементов по-

сле длительного хранения либо находившихся в условиях повышенных температур. Показано, что предварительный небольшой подзаряд элементов способствует снятию «провалов» напряжения.

Наряду с тионилхлоридными элементами, ряд зарубежных фирм выпускает элементы системы литий-диоксид серы. Они несколько уступают первым по удельной энергии (525 Вт ч/дм³) и разрядному напряжению (2,7 В), однако считаются более взрывобезопасными. «Провалы» напряжения наблюдаются и для элементов данной системы.

По конструкторским решениям различают цилиндрические, дисковые и призматические конструкции, рулонные и набивные. Рулонные источники имеют электроды малой толщины и большой площади, что обеспечивает повышенную их мощность. Набивные ХИТ имеют электроды малой площади, обладают низкой мощностью, но повышенной удельной энергоёмкостью ввиду более рационального использования всего объёма элементов.

Для электропитания РЭА оправдано использование литиевых ХИТ с органическим электролитом, которые по основным эксплуатационным параметрам (напряжению, удельной энергии и мощности) несколько уступают образцам на основе тионилхлорида. Это элементы с катодами на основе фторуглерода (CF_x)_m, диоксида марганца MnO₂, триоксида молибдена MoO₃, оксида меди CuO и т.д. Они имеют длительный срок службы (10 – 15 лет) и более дешевы, чем тионилхлоридно-литиевые.

Литиевые элементы с твёрдым электролитом отличаются длительным сроком службы (10 – 20 лет), однако имеют весьма малую мощность. Они используются для питания электрокардиостимуляторов, возможно их при-

Таблица 2. Тионилхлоридно-литиевые элементы фирмы «ОРИОН-ХИТ»

Тип элемента	Номинальная ёмкость, А ч	Масса, г	Ток номинальный (максимальный), А	Срок службы, лет
ER14135	0,12	8,5	0,004 (0,25)	12,5
ER14235	0,4	12,5	0,015 (0,25)	12,5
ER6S	1,2	20	0,003 (0,25)	3
ER6P	1,2	20	0,01 (0,25)	3
ER6C	2,25	20	0,0001 (0,1)	10
ER14S	5,5	55	0,01 (2,0)	3
ER14P	4,5	55	0,1 (2,0)	3
ER14PS	3,8	55	0,25 (10,0)	3
ER14C	8,5	55	0,0005 (0,5)	10
ER20S	13,0	110	0,015 (3,0)	3
ER20P	10,0	110	0,25 (3,0)	3
ER20C	18,5	115	0,001 (1,0)	10

менение в системах сохранения памяти в компьютерах.

Производство литиевых элементов освоено в нескольких научно-производственных центрах страны: «ОРИОН-ХИТ», г. Новочеркасск; НПП «Квант», г. Москва; ОАО НИИИ «Источник», г. С.-Петербург; АО «Альтэн», г. Электроугли; НПП «Литий», г. Дубна и др.

В табл. 3 приведены эксплуатационные характеристики ряда первичных ХИТ системы литий-диоксид марганца, разработанных фирмой «ОРИОН-ХИТ», г. Новочеркасск.

Использование новых ответственных и дорогостоящих типов техники потребовало повышенного внимания к надёжности и безотказности блоков питания. В этой связи остро встаёт задача мониторинга состояния ХИТ в процессе хранения и разряда, а также исследования их состояния перед постановкой в аппаратуру. Повышение надёжности и долговечности АБП путём проведения мониторинга состояния каждого элемента (аккумулятора) в батарее было достигнуто при использовании специально разработанных устройств [6].

Более широко в качестве основы автономного электропитания в последние годы используются вторичные химические источники тока. Они уступают первичным по удельной энергии, однако возможность перезаряда, высокая мощность и надёжность обеспечивают достаточно широкий и устойчивый круг потребителей аккумуляторной техники.

Рассмотрим перспективы использования основных типов вторичных

ХИТ для обеспечения электропитания автономной техники.

Свинцовые аккумуляторы отличаются высоким и стабильным напряжением (2,1 В), мало меняющимся с температурой и с токами нагрузки, высокими мощностью и надёжностью. Основные типы свинцовых аккумуляторов: стартерные, тяговые и стационарные. Все они широко применяются в автономных блоках питания. В последние годы заметно расширяется выпуск герметичных свинцовых аккумуляторов.

Никель-кадмиевые аккумуляторы обладают более высокой удельной энергией и ресурсом (до нескольких тысяч циклов заряда-разряда), чем свинцовые. Наибольшее распространение получили герметичные модификации, надёжные и удобные в эксплуатации. Разрядное напряжение этих аккумуляторов составляет 1,25 В. Герметичные никель-кадмиевые аккумуляторы средних габаритов собираются, как правило, в корпусах, имеющих форму цилиндра или прямоугольной призмы.

Некоторые типы аккумуляторов, в которых при определённых условиях, например при форсированных режимах заряда, может развиваться значительное давление, оснащаются клапанами одноразового или многократного действия или датчиками давления, выдающими сигнал о необходимости прекращения заряда или снижении зарядного тока. В ряде зарубежных моделей аккумуляторов (например, фирмы SAFT, Франция) успешно используются аварийные клапаны давления. В российских аккумуляторах НКГЦ-1,3-2;

НКГЦ-3,5-2 и НКГЦ-6-2 также используются защитные клапаны [3, 8].

Никель-кадмиевые аккумуляторы получили широкое распространение для питания самой различной аппаратуры, стационарной и переносной. Вместе с тем они обладают рядом недостатков, ограничивающих их применение. Так, материал отрицательного электрода – кадмий – токсичен, и его использование в промышленности сокращается. Кроме того, при циклировании аккумуляторов не на полную ёмкость наблюдается так называемый «эффект памяти», когда их разрядная ёмкость заметно снижается [2–4]. Основные параметры отечественных цилиндрических никель-кадмиевых аккумуляторов приведены в табл. 4.

Серебряно-цинковые аккумуляторы превосходят свинцовые и никель-кадмиевые по удельной энергии и мощности, однако уступают по циклируемости и сроку службы. Из-за высокой стоимости в последнее время их использование заметно сократилось. На их место приходят никель-водородные и никель-металлгидридные аккумуляторы, имеющие аналогичные энергетические характеристики, но не содержащие драгоценных или экологически вредных компонентов.

В никель-металлгидридных аккумуляторах (НМА) в качестве электродного материала отрицательного электрода применяются некоторые сплавы, которые образуют соединения с водородом (гидриды) [3, 14]. Как и в никель-кадмиевых аккумуляторах, активным материалом положительного электрода служит гидроксид никеля. Напряжение разомкнутой цепи заряженного НМА находится в пределах 1,30...1,35 В. Номинальное разрядное напряжение U_p при нормированном токе разряда $0,1...0,2 C_n$ при 25°C составляет 1,20...1,25 В, конечное напряжение 1,0 В. Зарядное напряжение при токе $0,3...1 C_n$ лежит в пределах 1,4...1,5 В. В зависимости от типа НМА, режима работы и условий эксплуатации НМА обеспечивают от 500 до 1000 разрядно-зарядных циклов при глубине разряда 80% и имеют срок службы от 3 до 5 лет.

НМА имеют более высокие удельные массовые и объёмные энергетические характеристики, чем никель-кадмиевые аналоги. Вместе с тем, у НМА предел температур уже, допустимые скорости разряда и заряда ниже, они более чувствительны к перезаряду. Стоимость НМА несколько выше стоимости никель-кадмиевых аккумулято-

Таблица 3. Элементы системы литий-диоксид марганца, разработанные «ОРИОН-ХИТ», г. Новочеркасск

Тип	Диаметр (длина), мм	Высота, мм	Ширина, мм	Масса, г	Ёмкость, А ч	Удельная энергия, Вт ч/кг (Вт ч/л)	Ток разряда, А
Цилиндрические							
МРЛГ-1	14,5	50,5	–	20	1,0	125 (300)	0,15
МРЛГ-5	26,2	50,0	–	50	3,0	150 (275)	0,25
МРЛГ-10	34,2	61,5	–	100	8,0	200 (350)	0,50
МРЛГ-150	104,0	170,0	–	2500	100	100 (170)	25,0
Призматические							
МРЛГ-5П	(50)	70	20	130	6,0	120 (230)	0,2
МРЛГ-10П	(135)	100	10	340	10,0	80 (200)	0,2
МРЛГ-15П	(60)	95	50	450	30,0	180 (300)	4,0

Таблица 4. Технические параметры НКГЦ-аккумуляторов ОАО «НИИИ "Источник"»

Параметр	ЦНК-0,9	НКГЦ-1,3-2	НКГЦ-1,8-2	НКГЦ-3,5-2	НКГЦ-3,5-2-1	НКГЦ-6-2	НКГЦ-6-2-1
Номинальная ёмкость, МА ч	0,9	1,3	1,8	3,5	4,0	6,0	6,5
Диаметр, мм	14,0	20,1	25,	33,1	33,1	33,1	33,1
Высота, мм	50,6	61,0	50	61,0	61,0	91,0	91,0
Масса, г	28	65	80	170	170	250	250
Ресурс, циклов	500	500	500	500	500	500	500

ров, однако при пересчёте на единицу ёмкости разница стоимости невелика.

Основными производителями НМА в России являются компания «Ригель», и «Завод Мезон». Ряд аккумуляторов с ёмкостью 0,8...6 Ач и батареи на их основе выпускает АО «Курский завод «Аккумулятор»». Эксплуатационные характеристики дисковых никель-металлгидридных аккумуляторов АК «Ригель» приведены в табл. 5.

Зарубежные производители НМА представлены продукцией фирм: GP Batteries (Китай, Япония), Highstar Chemical Power Source, Ni-Watt Battery Ind. (Китай), Matsushita Battery Industrial, Sanyo Electric (Япония), SAFT (Франция), Varta (Германия). Большую номенклатуру цилиндрических и призматических никель-металлгидридных аккумуляторов выпускает фирма Panasonic.

С целью создания аккумуляторов с более высокой удельной энергией, чем у никель-металлгидридных, с 70-х годов предпринимаются шаги по созданию аккумуляторов с анодами на основе щелочных металлов [1–4]. В настоящее время ограниченный выпуск литиевых аккумуляторов освоен несколькими фирмами в США, Израиле и Японии.

Таблица 5. Эксплуатационные характеристики дисковых никель-металлгидридных аккумуляторов АК «Ригель»

Параметр	НМГД-0,045	НМГД-0,09	НМГД-0,18	НМГД-0,4	НМГД-0,6	НМГД-0,8	НМГД-1,1
Номинальная ёмкость, МАч	45	90	180	400	600	800	1100
Диаметр, мм	11,6	15,7	20,0	25,2	27,2	34,6	34,6
Высота, мм	5,4	6,6	6,6	9,2	10,3	9,8	9,8
Ток разряда, МА	9	18	36	80	120	160	220
Масса, г	2,4	5,0	7,7	15,0	18,0	31,0	36,0

Большее распространение получили созданные 90-х годах прошлого века литий-ионные аккумуляторы (ЛИА). Они более безопасны в эксплуатации, чем литиевые. В этих аккумуляторах совершенно не содержится металлического лития. Отрицательным электродом служит углеродный материал, в который при заряде внедряются (интеркалируют) ионы лития. Хотя при использовании такой углеродной матрицы несколько снижается напряжение и удельная энергия, отказ от металлического лития повышает безопасность эксплуатации таких источников тока, а также заметно увеличивает их срок службы и ресурс.

Выпускаемые в настоящее время литий-ионные аккумуляторы активно используются для электропитания видеоаппаратуры, портативных компьюте-

ров, сотовых телефонов и т.д. Однако их использование в блоках питания радиоаппаратуры требует выполнения определённых правил и использования некоторых схемотехнических решений [4]. Требуется отключение аккумуляторов по достижению конечного зарядного или зарядного напряжений, а также ограничение токов заряда и разряда.

ЛИА обеспечивают напряжение 3,6 В, которое в три раза превышает напряжение успевших занять прочные позиции Ni-Cd- и Ni-MH-систем. Преимущество высокого напряжения очевидно, поскольку один аккумулятор ЛИА эквивалентен трём Ni-Cd-аккумуляторам, соединённым последовательно. Другое преимущество ЛИА состоит в том, что эта система, являясь литиевой вторичной системой, не использует литий в виде металла. Тем самым устранён не-

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 В РОССИИ И СТРАНАХ СНГ

PROSOFT®

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

Реклама

достаток аккумуляторов с литиевым анодом, связанный с дендритообразованием, что позволило реально осуществить выход изделий на рынок. Первоначально в качестве катода и анода служили кобальтат лития (LiCoO₂) и кокс (впоследствии замененный на графит).

В процессе заряда ион лития из материала катода (LiCoO₂) мигрирует к аноду и интеркалирует в кристаллическую структуру графита. В процессе разряда ион лития выходит из структуры графита и перемещается от анода к катоду, проникает в кристаллическую структуру материала катода. В

последние годы в качестве катодных материалов предложены литий-марганцевые шпинели LiMn₂O₄, фосфаты металлов и другие материалы. Разработка материалов для ЛИА активно продолжается.

Большинство производителей ЛИА рекомендует хранить их при комнатной температуре при степени заряженности 30...50% с подзарядом раз в год для компенсации саморазряда.

Обычный интервал температур при разряде ЛИА составляет -20...+40°C, а при заряде - 0...40°C. Однако многие производители (SAFT, Yardney, Argonne

и др.) уже декларируют, что ими достигнут рубеж -40°C.

Верхний предел температуры применения литий-ионных батарей ограничен экзотермическим разложением ряда катодных материалов и составляет ориентировочно +60°C.

В последние годы регулярно поступают сообщения о начале производства литий-ионных аккумуляторов в нашей стране и за рубежом. Три типа литий-ионных аккумуляторных батарей производит Верхне-Уфалейский завод «Уралэлемент». Батареи снабжены блоком контроля и защиты, который измеряет напряжение и температуру на каждом аккумуляторе. Характеристики батарей приведены в табл. 6.

Действует линия по производству литий-ионных аккумуляторов в АК «Ригель». Объявлено о начале выпуска ряда аккумуляторов (табл. 7) и батарей на их основе (табл. 8).

Более высокими характеристиками, чем у ЛИА, обладают литий-полимерные аккумуляторы (ЛПА). В их конструкции полимер используется в качестве электролита и сепаратора. Твёрдый полимерный электролит в литиевом аккумуляторе позволяет заметно улучшить его надёжность, ресурс и срок службы. Возможность использования в качестве анода металлического лития приводит к повышению удельной энергии. Однако более высокое выходное сопротивление полимерных электролитов при прочих равных условиях приведёт к снижению мощности ХИТ. Интересны появившиеся в последние годы сообщения некоторых китайских и южнокорейских фирм (КОКАМ) о выпуске ЛПА, способных разряжаться токами до 20 C_н. Имеются также сообщения ряда фирм (например, «Альгаир-нано») о выпуске аккумуляторов, разработанных с применением нанотехнологий и наноматериалов с рядными токами до 100 C_н.

ЛПА использует электролит в виде геля, иммобилизованного в полимерную матрицу, вместо пористого сепаратора из полиолефина. Корпус аккумулятора может быть изготовлен не из стали или алюминия, как в литий-ионных образцах, а из мягкого материала.

Компания Sony выпускает ультратонкие аккумуляторы с гелевым полимерным электролитом (табл. 9). Номинальное напряжение этих аккумуляторов 3,7 В, конечное напряжение разряда 3,0 В, ресурс 500 циклов.

Ресурс обычных коммерческих аккумуляторов достигает 1000 и более

Таблица 6. Технические характеристики литий-ионных батарей

Параметр	7LC-150	7LP-200	7LC-100-2
Номинальная ёмкость, Ач	150	200	200
Номинальное напряжение, В	25,2	25,2	25,2
Ток разряда макс., А	100	100	100
Напряжение макс., В	29,4	29,4	29,4
Напряжение конечное, В	21	21	21
Наработка, циклов	500	500	500
Срок службы, лет	10	10	10
Размеры, мм	795 × 255 × 70	720 × 200 × 310	450 × 400 × 320
Масса, кг	36	32	39

Таблица 7. Технические характеристики ЛИА производства АК «Ригель»

Параметр	ЛИКГП-0,9 ICP 063450	ЛИКГП-1,3 ICP 1033450	ЛИКГП-10 ICP 325582	ЛИКГП-1,5С ICP 18650
Номинальная ёмкость, А ч	0,9	1,3	10,0	1,5
Номинальное напряжение, В	3,6			
Номинальный (максимальный) ток разряда, А	0,2 C _н (2 C _н)			
Диапазон рабочих температур, °С	-40...+40			
Размеры, мм	34,2 × 6,2 × 50	34,2 × 20,1 × 50	55,2 × 32,2 × 80,5	18,2 × 65,0
Масса, г	30	40	350	50
Наработка, циклов	1000			
Срок службы, лет	10			

Таблица 8. Технические характеристики батарей ЛИА производства АК «Ригель»

Параметр	2хЛИКГП-0,9	8ЛИКГП-10	6хЛИКГП-1,5С	10хЛИКГП-1,5С
Номинальная ёмкость, А ч	1,8	10	9,0	15,0
Номинальное напряжение, В	13,5	28,8	13,5	13,5
Номинальный ток разряда, А	0,2 C _н			
Максимальный ток разряда, А	0,5 C _н	0,5 C _н	1,0 C _н	1,0 C _н
Диапазон рабочих температур	-40...+40			
Размеры, мм	68 × 40,5 × 57	252 × 82 × 120,5	176,5 × 72,5 × 69	176,5 × 72,5 × 99
Масса, кг	0,28	4,0	1,4	2,3
Наработка, циклов	1000			
Срок службы, лет	10			

Таблица 9. Литий-полимерные аккумуляторы компании Sony

Тип аккумулятора	Номинальная ёмкость, А ч	Размеры, мм	Масса, г
UP325385A4H	1,23	3,2 × 53,0 × 85,0	27,5
UP383562A3	0,65	3,8 × 35,0 × 62,0	15,5
UP383562A5	0,76	3,8 × 35,0 × 62,0	15,5
UP423456A3	0,63	4,2 × 34,0 × 56,0	15,5
UP423469A3	0,80	4,2 × 34,0 × 69,0	19,5
UP423469A4	0,89	4,2 × 34,0 × 69,0	19,5
UP503759A4H	1,00	5,1 × 37,0 × 59,0	20,5
UP523948A4H	0,65	5,2 × 30,0 × 48,0	13,5

циклов, но в ряде случаев он существенно зависит от величины конечного напряжения заряда. Проблем по обслуживанию литий-ионных и литий-полимерных аккумуляторов обычно не возникает, поскольку они герметичны и им не присущ «эффект памяти».

Продолжаются исследования и других электрохимических систем с литиевым анодом. Так, компании Sion Power Corp. и PolyPlus Battery Comp. разработали аккумулятор системы Li/S. Реально достигнутые в промышленном масштабе удельные характеристики составляют 520 Втч/дм³ и 420 Втч/кг для аккумуляторов 2,1 Ач. Эта система представляет также несомненный интерес с точки зрения снижения стоимости.

Известны примеры аккумуляторов электромобилей системы Li/FeS₂ с расплавленным электролитом, функционирующие при температурах 400...500°C. Интерес к этой системе обусловлен тем, что её теоретическая удельная энергия при четырёхэлектронном переносе составляет 1270 Втч/кг, в то же время FeS₂ дешёв и нетоксичен.

Из новых технических решений можно отметить создание литий-воздушно-перезаряжаемого источника тока. Из-

вестно, что цинк-воздушные и другие металл-воздушные источники тока имеют весьма высокую удельную энергию на уровне показателей литиевых элементов. Использование в этих источниках тока в качестве анода металлического лития приведёт к повышению удельной энергии примерно вдвое. Кроме того, исследователи показали возможность создания перезаряжаемых образцов на данной системе. Создание литий-воздушных источников тока позволило бы в 1,5...2 раза улучшить массогабаритные характеристики питаемой техники, однако работы находятся пока на уровне фундаментальных исследований.

ЛИА и ЛПА имеют устойчивую тенденцию роста в ряде применений, где особое значение для повышения потребительских свойств конечных изделий занимают удельные характеристики. В первую очередь это сегменты сотовой телефонии, портативных компьютеров, видео- и фотокамер. Требования миниатюризации устройств, в первую очередь по толщине, вызвали увеличение доли призматических аккумуляторов, причём растёт доля наиболее тонких типоразмеров. Именно возможность

создания плоских аккумуляторов обусловила дополнительный стимул роста литий-полимерных систем.

ЛИТЕРАТУРА

1. Багоцкий В.С., Скундин А.М. Химические источники тока. М.: Энергоиздат, 1981.
2. Химические источники тока. Справочник. Под ред. Н.В. Коровина и А.М. Скундина. М.: Изд-во МЭИ, 2003.
3. Нижниковский Е.А. Химические источники автономного электропитания радиоэлектронной аппаратуры. М.: Изд-во МЭИ, 2004.
4. Нижниковский Е.А. Портативные химические источники тока. М.: «Спутник+», 2008.
5. ГОСТ 15596-82. «Источники тока химические. Термины и определения».
6. Нижниковский Е.А., Шимченко В.А., Кузовов В.В. Обеспечение резервного электропитания автономной радиоэлектронной аппаратуры длительного действия. Электрохимическая энергетика. 2000. № 1. С. 68–73.
7. Скундин А.М., Ефимов О.Н., Ярмоленко О.В. Современное состояние и перспективы развития литиевых аккумуляторов. Успехи химии. 2002. 71 (4). С. 329–346.
8. Нижниковский Е.А. Обеспечение взрывобезопасности литиевых химических источников тока. Электрохимическая энергетика. 2001. № 3. С. 39–44.



<p>МОСКВА телефон (495) 649-84-45 Факс (495) 646-80-01</p>	<p>САНКТ-ПЕТЕРБУРГ телефон (812) 313-28-33 Факс (812) 313-28-44</p>	<p>ИЖЕВСК телефон (3412) 50-33-30 Факс (3412) 51-84-29</p>
--	---	--

Elitan.ru

ИНТЕРНЕТ МАГАЗИН

ЭЛЕКТРОННЫЕ
КОМПОНЕНТЫ

ПРИБОРЫ
И ИНСТРУМЕНТ

КОМПЬЮТЕРНЫЕ
КОМПЛЕКТУЮЩИЕ

1 000 000 товаров от 999 изготовителей

- Минимальный заказ не ограничен
- 12 способов доставки по России и за рубеж
- Удобная система оплаты:
Банк, VISA, MasterCard, Webmoney, ЯндексДеньги, RBK Money
- Ежедневное обновление склада
- Отслеживание состояния заказа через сайт

info@elitan.ru www.elitan.ru

Мощные усилительные паллеты для модулей АФАР

Игорь Семейкин, Владимир Кожевников,
Сергей Грищенко (г. Воронеж)

Модульный подход в решении задач построения современных систем радиолокации является наиболее перспективным.

Применение усилительных паллет позволяет оптимальным образом решить задачу проектирования и производства модулей усилителя мощности для таких систем. Поэтому разработка усилительных паллет, наряду с созданием и производством современных транзисторов, является необходимым условием быстрой реализации новых радиолокационных систем.

Разработка и производство современной радиопередающей аппаратуры и её элементной базы является необходимым условием создания новых систем радиолокации. При построении АФАР (активных фазированных антенных решеток) таких систем широко применяются мощные ВЧ- и СВЧ-транзисторы. Выходная мощность этих транзисторов обычно не превышает единиц ватт в X-диапазоне, 200 Вт в L- и S-диапазонах и 600 Вт в диапазоне КВ (коротких волн).

Для создания современных радаров требуются усилители с существенно большим уровнем выходной мощности, чем тот, который позволяет получить дискретный транзистор. Поэтому требуемый уровень излучаемой мощности реализуется путём модульного наращивания мощности. Помимо достижения большой мощности, одновременно решается проблема реализации широкой полосы пропускания. При этом применение большого числа модулей в усилительном тракте (от десятка до нескольких тысяч) позволяет значительно повысить эксплуатационную надёжность РЛС, поскольку

ку отказ некоторого числа модулей не приводит к отказу всей станции.

Известно, что модульный принцип компоновки радиоэлектронной аппаратуры позволяет перейти от сосредоточенных источников СВЧ-мощности к распределённым, при этом облегчаются условия охлаждения, что в наибольшей степени отвечает современным требованиям и представляется наиболее перспективным. Эти источники целесообразно выполнять на основе усилительных паллет, из которых составляют модули и блоки, мощности которых складываются в многоканальных сумматорах или в пространстве системы активных фазированных решеток. Впервые такие твердотельные электронные компоненты – PSM (Power Solution Module, pallet) – были представлены фирмой Microsemi Corporation [1].

Использование усилительных паллет и модулей на их основе снижает вероятность ошибки при проектировании усилительных трактов, сокращает сроки проектирования и подготовки производства. В условиях серийного производства использование

паллет как законченных электронных компонентов с гарантированными параметрами снижает временные и материальные затраты на приобретение комплектующих и регулировку схем. Также снижаются затраты на техническое обслуживание и ремонт аппаратуры в процессе её эксплуатации [2]. Таким образом, разработка усилительных паллет, наряду с созданием и производством современных транзисторов, стала необходимым условием быстрой реализации новых систем в области радиолокации.

Усилительные паллеты представляют собой однокаскадные усилители мощности. Главное их достоинство заключается в наличии входных и выходных согласующих цепей, обеспечивающих хорошее согласование с 50-Ом трактом в заданной полосе частот. Другим преимуществом является отсутствие герметизированных корпусов и унифицированных габаритов, поскольку размеры паллет и конфигурация размещения контактных площадок или разъёмов определяются техническими требованиями заказчика. Это приводит к меньшей себестоимости усилительных паллет (ввиду отсутствия герметизированного корпуса) и большей универсальности в применении.

Конструктивно усилительные паллеты состоят из металлического основания – фланца, диэлектрической подложки с необходимой топологией схемы согласующих цепей и смонтированными на ней электронными компонентами, в том числе мощным высокочастотным транзистором. Подложкой служит печатная плата, на которой методом поверхностного монтажа установлены маломощные компоненты, а мощные элементы и транзисторы смонтированы непосредственно на теплоотводе – фланце.

Фланец из меди или алюминия одновременно служит механическим основанием, теплоотводящим элементом и общей земляной шиной. Следует отметить, что в качестве материала пе-

Энергетические характеристики усилительных паллет

№ п/п	Тип	U_n , В	$P_{\text{вых}}$, Вт	Df , МГц	$K_{\text{ур}}$, дБ	КПД, %
1	УМП0628-300	50	300	6...28	20	50
2	УМП3570-300	50	300	35...70	20	50
3	УМП88108-300	50	300	88...108	20	50
4	УМП4344-150	28	2 × 150	430...440	14	60
5	УМП3843-60	28	60	380...430	14	55
6	УМП0328-1000	50	1000	3...28	20	50
7	УМП145-300	50	300	144...146	16	50

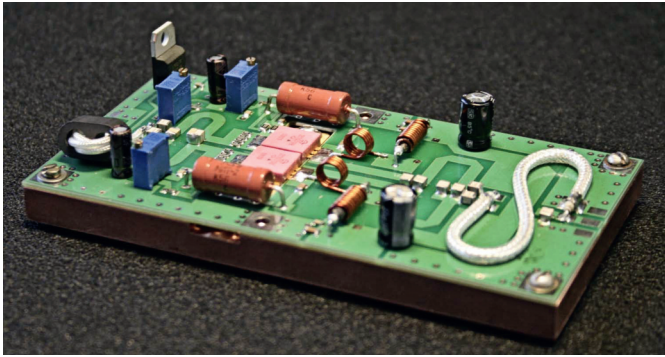


Рис. 1. Усилительный паллет УМП145-300

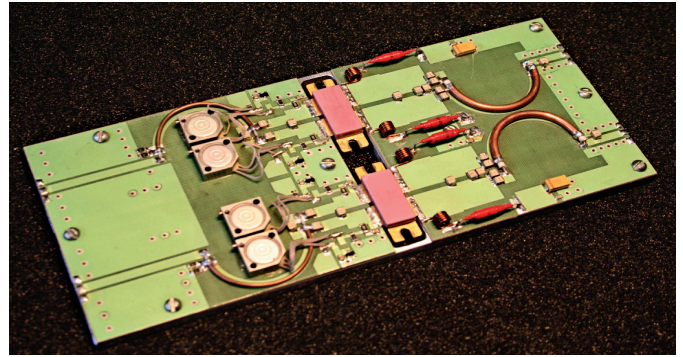


Рис. 2. Усилительный паллет УМП4344-150

чатной платы может применяться стеклотекстолит, ФАФ, ФЛАН, Rogers, поликор и другие современные диэлектрики. В зависимости от технических требований используются соответствующие технологии выполнения проводников.

Основной элемент, определяющий технические характеристики усилительного паллета, – мощный СВЧ-транзистор, который, в свою очередь, представляет собой сложную гибридную интегральную схему, работающую при предельно допустимых значениях плотности тока и максимальных напряжениях.

Основные эксплуатационные характеристики разработанных и выпускаемых паллет усилителей мощности приведены в таблице. На рисунках 1 и 2 представлены типичные серийные образцы паллет УМП145-300 и УМП4344-300 соответственно.

При разработке усилительных паллет применяются современные лицензионные системы автоматического проектирования Microwave Office, T-Cad и P-Cad. Применение современного аппаратно-програмного комплекса позволяет сократить время проектирования до минимума. Тесное взаимодействие разработчиков тран-

зисторов, схемотехников и технологов в рамках единого конструкторско-технологического подразделения позволяет быстро разрабатывать новые типы паллет и организовывать их серийное производство.

ЛИТЕРАТУРА

1. ЧонгД., Тимошин В. Новые силовые ВЧ-модули для применения в радарной технике L- и S-диапазонов частот в концепции. Компоненты и технологии. 2007. № 9. С. 18–20.
2. Стоянов А., Асесоров В., Кожевников В., Глухов А., Гриценко С., Семейкин И. Модули ВЧ-усилителей мощности. Компоненты и технологии. 2006. № 9. С. 20–22. ©



430 лм @ 350 мА



111 лм @ 350 мА



107 лм @ 350 мА



Области применения светодиодов:
 архитектурная и ландшафтная подсветка,
 системы общего освещения,
 переносные прожекторы и фонари,
 подсветка витрин и рекламных щитов,
 уличное освещение.



Ярче звезд



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

Реклама

Современные микросхемы управления двигателями постоянного тока фирм ROHM и Toshiba

Юрий Петропавловский (Ростовская обл.)

В статье рассмотрены особенности выбора микросхем электропривода двигателей постоянного тока. Приведены параметры и характеристики микросхем электропривода двигателей фирм ROHM и Toshiba.

Микросхемы электропривода двигателей (МЭД) серийно выпускаются десятками производителей полупроводниковых приборов, что нередко создаёт трудности разработчикам радиоэлектронной аппаратуры при выборе конкретных типов микросхем. Положение усугубляется и другим обстоятельством: многие производители для обозначения классов микросхем, пригодных для использования в качестве МЭД, используют в каталогах своей продукции и технической документации собственные термины и сокращения, причём многие типы микросхем могут быть использованы и для других целей. Для оптимизации поиска подходящих для разработчиков типов МЭД, по мнению автора, целесообразно руководствоваться

определёнными правилами. Критериями выбора того или иного производителя МЭД в первую очередь могут быть: авторитет и длительный срок работы фирмы на рынках полупроводниковых приборов и наличие их продукции в ассортименте отечественных дистрибьюторов электронных компонентов.

Микросхемы управления двигателями ряда фирм получили особенно широкое распространение в бытовой и профессиональной аудио- и видеоаппаратуре (видеомагнитофоны, видеокамеры, CD/DVD-приводах) и офисной технике (принтеры, сканеры). К таким фирмам относятся: ROHM, Toshiba, Sanyo, Mitsubishi, Hitachi и некоторые другие; широкая номенклатура МЭД этих фирм позволяет использовать их

для разработки радиоэлектронной аппаратуры самого различного назначения. Перечисленные компании работают на соответствующих рынках не один десяток лет, это даёт определённую уверенность в стабильном производстве их продукции в будущем.

Основные технические параметры микросхем фирмы ROHM для управления коллекторными двигателями приведены в таблице 1, все микросхемы удовлетворяют требованиям директивы RoHS.

Все микросхемы, приведённые в таблице 1, являются одиночными или вдвоенными полномостовыми драйверами коллекторных двигателей постоянного тока и характеризуются высокой эффективностью и малой потребляемой мощностью. Особенности микросхем:

- малое токопотребление в режиме холостого хода;
- возможность работы с ШИМ-сигналами управления в диапазоне до 100 кГц, что позволяет значительно увеличить КПД схем управления двигателями с регулируемой скоростью вращения;
- наличие вывода VREF для установки скважности ШИМ-импульсов;
- четыре встроенные схемы защиты – по току (OCP), напряжению (OVP, UVLO) и температуре (TSD);
- встроенная схема защиты от перекрёстной проводимости.

Рекомендованные изготовителем области применения микросхем: CD/DVD, аудио- и видеоаппаратура, приводы оптических дисков, компьютерные периферийные устройства и автомобильные приложения. Однако параметры ряда микросхем позволяют их использование для систем автоматизации промышленного и бытового назначения (диапазон рабочих температур микросхем $-40...+85^{\circ}\text{C}$, максимальная температура выводов 150°C).

Структура и нумерация выводов одноканальных микросхем в корпусах HSOP25 приведены на рис. 1, двухка-

Таблица 1. Основные параметры микросхем фирмы ROHM для управления коллекторными двигателями

Типономинал	Упит, В	Iвых, А	Число каналов	Uупр «0»/«1», В	Rвых, Ом	Корпус
BD6210	3...5,5	0,5	1	0,8/2	1	SOP8, HRP7
BD6211	3...5,5	1	1	0,8/2	1	SOP8, HRP7
BD6212	3...5,5	2	1	0,8/2	0,5	HSOP26, HRP7
BD6215*	3...5,5	0,5	2	0,8/2	1	SSOP-B24, HSOP25
BD6216*	3...5,5	1	2	0,8/2	1	HSOP25, HSOP-M28
BD6217*	3...5,5	2	2	0,8/2	0,5	HSOP-M28
BD6220	6...15,0	0,5	1	0,8/2	1,5	SOP8, HRP7
BD6221	6...15,0	1	1	0,8/2	1,5	SOP8, HRP7
BD6222	6...15,0	2	1	0,8/2	1	HSOP25, HRP7
BD6225*	6...15,0	0,5	2	0,8/2	1,5	SSOP-B24, HSOP25
BD6226	6...15,0	1	2	0,8/2	1,5	HSOP25, HSOP-M28
BD6227*	6...15,0	2	2	0,8/2	1	HSOP-M28
BD6230	6...32,0	0,5	1	0,8/2	1,5	SOP8, HRP7
BD6231	6...32,0	1	1	0,8/2	1,5	SOP8, HRP7
BD6232	6...32,0	2	1	0,8/2	1	HSOP25, HRP7
BD6235*	6...32,0	0,5	2	0,8/2	1,5	SSOP-B24, HSOP25
BD6236*	6...32,0	1	2	0,8/2	1,5	HSOP25, HSOP-M28
BD6237*	6...32,0	2	2	0,8/2	1	HSOP-M28

* Перспективные микросхемы

нальных в корпусах HSOPM28 – на рис. 2. В состав микросхем входят: схемы регулировки скважности выходных импульсов (DUTY); устройства управления (CTRL); схемы защиты (PROTECT) и полномостовые драйверы на комплементарных полевых транзисторах с изолированными затворами B1, B2, H1, H2 (рис. 1). Назначение выводов микросхем:

- OUT1, OUT2, OUT1A, OUT1B, OUT2A, OUT2B – выходы полномостовых драйверов;
- VCC – напряжение питания;
- FIN, FINA, FINB – входы включения прямого хода;
- RIN, RINA, RINB – входы включения обратного хода;
- VREF, VREFA, VREFB – входы установки скважности выходных импульсов;
- FIN GND – общий вывод;
- GND – общий вывод управляющих и защитных схем;
- RNF, RNFA, RNFB – общий вывод выходных каскадов.

Режимы микросхем приведены в таблице 2, буквами в таблице обозначены: L – лог. 0, H – лог. 1, X – любое состояние (L или H), XX – высокое сопротивление выходов. Рассмотрим особенности функционирования микросхем в различных режимах.

Режим холостого хода (Standby) включается низкими уровнями управляющих сигналов FIN, RIN, независимо от величины напряжения на выводе VREF, в этом режиме все транзисторы полумостов выключены. Режим «Вперёд» реализуется при напряжении VREF = VCC, в этом режиме транзисторы моста B1, H2 открыты (рис. 1), транзисторы B2, H1 закрыты, напряжение на выводах OUT1 больше, чем на выводах OUT2; в режиме «Назад» обратная картина. Режим «Стоп» обеспечивает быструю остановку двигателя за счёт шунтирования обмотки низким сопротивлением открытых транзисторов H1, H2. После остановки двигателя желательно перевести микросхемы в режим холостого хода, в котором ток в цепи питания практически отсутствует (типичное значение $I_{cc} \approx 0$).

В режимах ШИМ-управления на вход FIN (или RIN) подаются импульсные ШИМ-сигналы с частотой следования 20...100 кГц, а на вход RIN (или FIN) – напряжение лог. 0; временные диаграммы сигналов в этих режимах показаны на рис. 3а. В этом режиме верхние части мостов (B1 или B2) постоянно включены, а нижние (H2 или H1) ком-

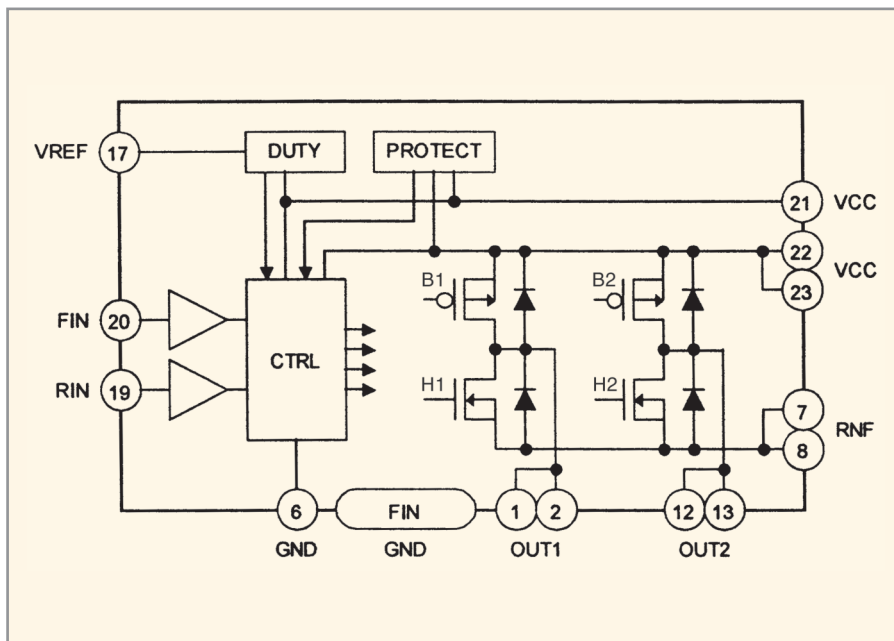


Рис. 1. Структура микросхем BD62... в корпусах HSOP25

DUTY – схема регулировки скважности импульсов; CTRL – схема управления; PROTECT – схемы защиты; FIN GND – выводы корпуса в средних частях микросхем

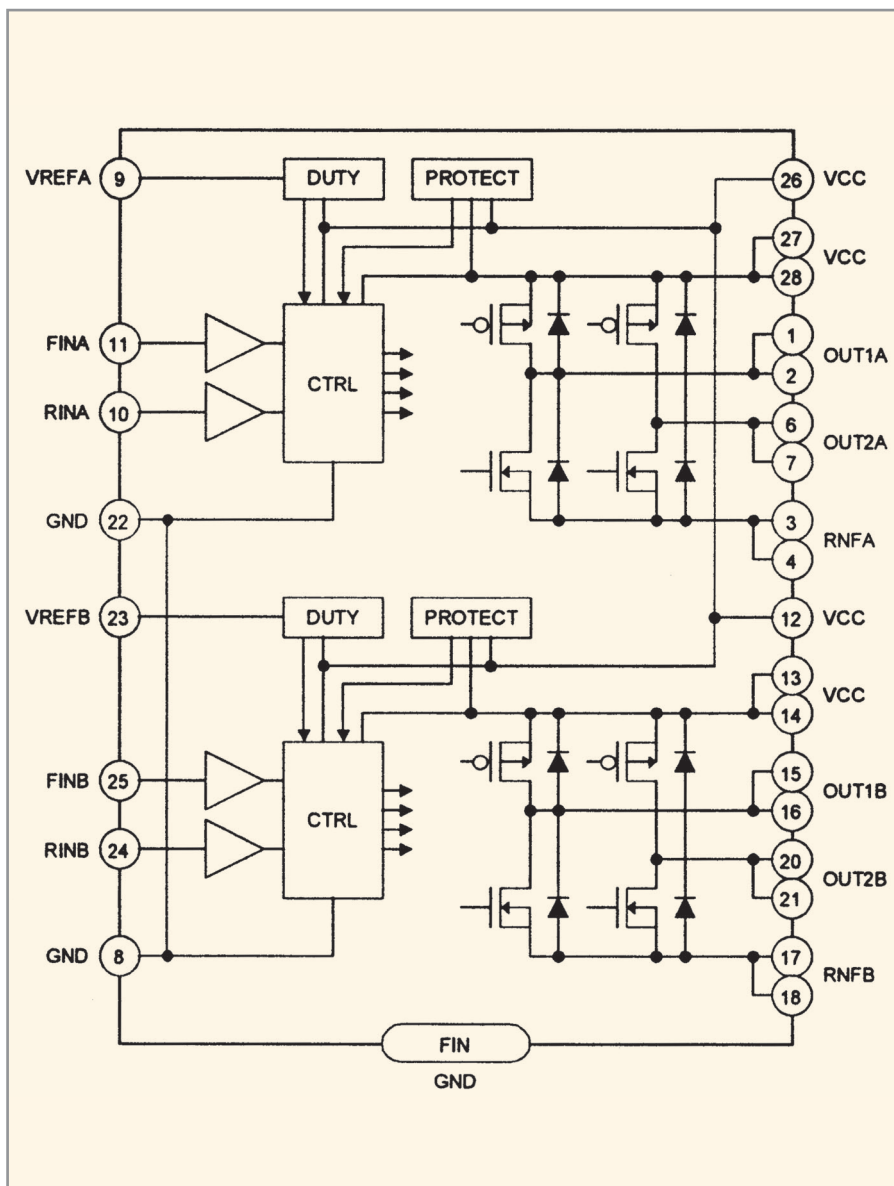


Рис. 2. Структура микросхем BD62... в корпусах HSOPM28

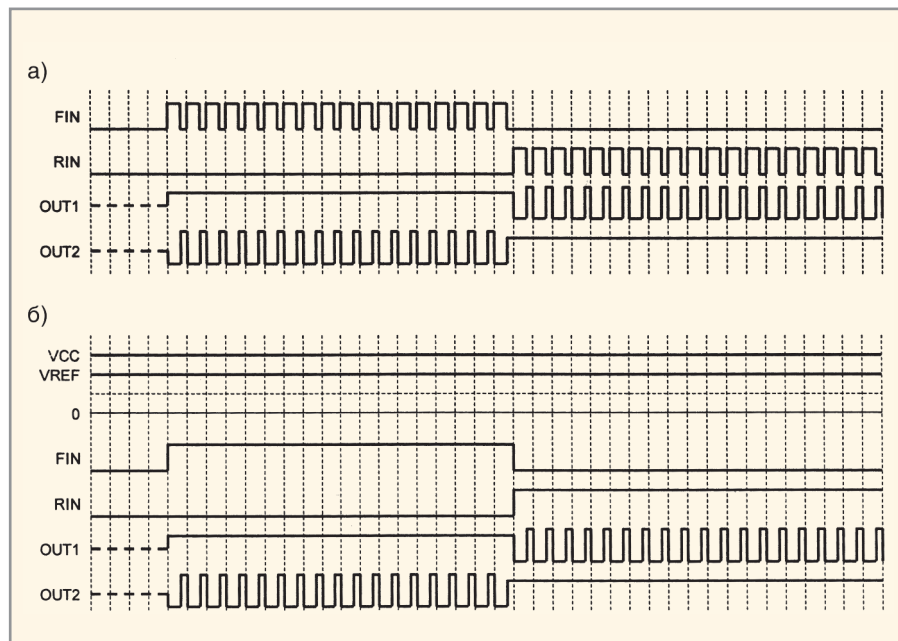


Рис. 3. Временные диаграммы сигналов на входах и выходах МЗД фирмы ROHM

мутируются синхронно с входным ШИМ-сигналом, при этом состояния выходов микросхемы переключаются между низким и высоким сопротивлением относительно корпуса и цепи питания. Для обеспечения корректной

работы схемы, между выводами VCC и GND должен быть подключён неполярный конденсатор ёмкостью не менее 10 мкФ. Величина постоянной составляющей на выходах микросхемы и, следовательно, скорость вращения

Таблица 2. Режимы работы микросхем фирмы ROHM

Режим	FIN	RIN	VREF	OUT1	OUT2
Холостой ход	L	L	X	XX	XX
Вперёд	H	L	VCC	H	L
Назад	L	H	VCC	L	H
Стоп	H	H	X	L	L
Вперёд, ШИМ-управление	ШИМ	L	VCC	H	ШИМ
Назад, ШИМ-управление	L	ШИМ	VCC	ШИМ	H
Вперёд, VREF-управление	H	L	1,5...5,5	H	ШИМ
Назад, VREF-управление	L	H	1,5...5,5	ШИМ	H

Таблица 3. Основные параметры микросхем фирмы Toshiba для управления коллекторными двигателями

Типономинал	Uпит, В	Iвых, А	Число канлов	Uупр, В	Rвых, Ом (Rси откр.)	Корпус
TA7291	4,5...20	1/0,4	1	0,8/3,5	-	HSIP10, SIP9, HSOP16
TA8050	6...16,0	1,5	1	0,8/2	-	HSOP20
TA8428	<30	1,5	1	0,8/2	-	HSIP7
TA8429	7...27,0	3	1	0,8/2	-	HZIP12
TB6552	<15	1	2	0,8/2	1,5	SSOP16, QON24
TB6559	<50	2,5	1	0,8/2	1,3	MSOP16
TB6561	<40	1,5	2	0,8/2	1,5	SDIOP24
TB6590	<6	0,5	2	0,8/2	2,5	VQON16
TB6593	<15	1,2	1	0,8/2	0,35	SSOP20
TB6612	S	1,2	2	0,8/2	0,5	SSOP24
TPD1038	6...18,0	2	1	1,5/3,5	0,12	SOP8
TPD1042	6...18,0	-	1	1,5/3,5	0,12	SOP8
TPD7101	8...18,0	0,1	2	1,5/3,5	-	SSOP24

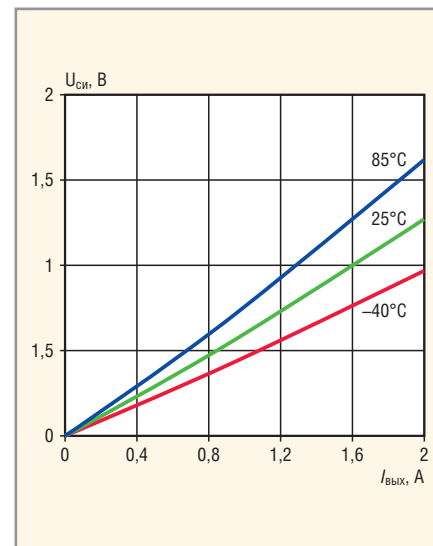


Рис. 4. Зависимости падений напряжений на выходных транзисторах от выходного тока микросхем фирмы ROHM при различных температурах

двигателя зависят от скважности импульсов на соответствующих входах. Поскольку подключение двигателя к источнику питания происходит при низком сопротивлении Rси открытых полевых транзисторов, КПД схем управления весьма высока.

В режиме VREF управления ШИМ импульсы формируются внутренним генератором, их скважность зависит от величин напряжения на выводах VREF и VCC микросхемы. Скважность импульсов (DUTY) определяется формулой $DUTY \approx VREF/VCC (В) \times 100\%$. Например, при VCC = 5 В и VREF = 3,75 В скважность импульсов примерно равна 75%. Частота следования импульсов примерно 25 кГц. Временные диаграммы сигналов в этом режиме приведены на рис. 3б.

В микросхемах реализованы четыре схемы защиты выходных транзисторов. UVLO (under voltage protection circuit) – защита от низкого напряжения питания, при его снижении до величины 2,3 В и менее выходные полевые транзисторы закрываются (режим XX), обратное включение происходит при увеличении напряжения до 2,5 В. OVP (over voltage protection circuit) – защита от высокого напряжения питания, при его увеличении до величины 7,3 В и более выходные транзисторы также закрываются, обратное включение происходит при снижении напряжения до 6,8 В. TSD (thermal shutdown circuit) – при достижении температуры выводов микросхемы до 175°C и более выходные транзисторы закрываются, обратное включение происхо-

дит при снижении температуры до 150°C. OCP (over current protection circuit) – защита от коротких замыканий внутри микросхемы и между выводами OUT1, OUT2; внутренняя схема мониторинга в течение примерно 10 мкс тестирует состояние выходов на предмет их замыканий между собой, с источником питания и корпусом. При наличии замыканий включается таймер защиты и в течение 230 мкс транзисторы мостов закрываются, после чего схема защиты снова тестирует состояние выходов, и т.д.

Допустимая мощность рассеяния микросхем Pd зависит от температуры окружающей среды, типа корпуса микросхем и теплоотводящих свойств печатных плат. На рис. 4 приведены зависимости величины падения напряжения на открытых верхних транзисторах мостов микросхем BD623... (Vcc–Vout) от выходного тока при различной температуре окружающей среды.

Фирма Toshiba Semiconductor производит большое число типов МЭД. Основные параметры микросхем управления коллекторных двигателей постоянного тока этой фирмы приведены в таблице 3; микросхема TPD1038F не обеспечивает регулировку скорости вращения двигателей, микросхема TPD7101F является сдвоенным драйвером затворов полевых транзисторов. Рассмотрим особенности некоторых микросхем, перечисленных в таблице 3.

TA8050FG – драйвер двигателей постоянного тока с функцией торможения. Структура и нумерация выводов микросхемы приведены на рис. 5. В её состав входят: схемы защиты по току, температуре и напряжению; схема управления (Control logic); H-мост на биполярных транзисторах B1, B2, H1, H2. Режимы работы микросхемы задаются управляющими сигналами на выводах 8 (Di1), 9 (Di2); лог. 1/лог. 1 – открыты транзисторы H1, H2 (режим торможения); лог. 0/лог. 1 – открыты транзисторы B1, H2 (режим CCW); лог. 1/лог. 0 – открыты транзисторы B2, H1 (режим CW); лог. 0/лог. 0 – все транзисторы закрыты («Стоп» или режим холостого хода).

TB6552FN/FNG (корпус SSOP16-P-225-0.65B), TB6552FL/FLG (корпус QON24-P-0505-0.50) – сдвоенный мостовой драйвер с низким выходным сопротивлением; микросхема разработана в 2007 г., структура и нумерация выводов микросхем в корпусах SSOP16 приведена на рис. 6. В её состав входят:

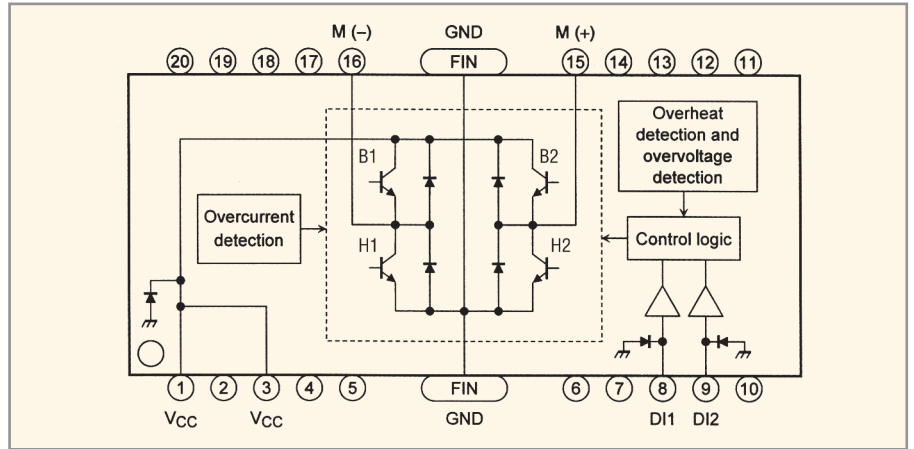


Рис. 5. Структура микросхемы TA8050FG

Overcurrent detection – схема защиты по току; Overheat detection and overvoltage detection – схемы температурной защиты и защиты по напряжению; Control logic – схема управления

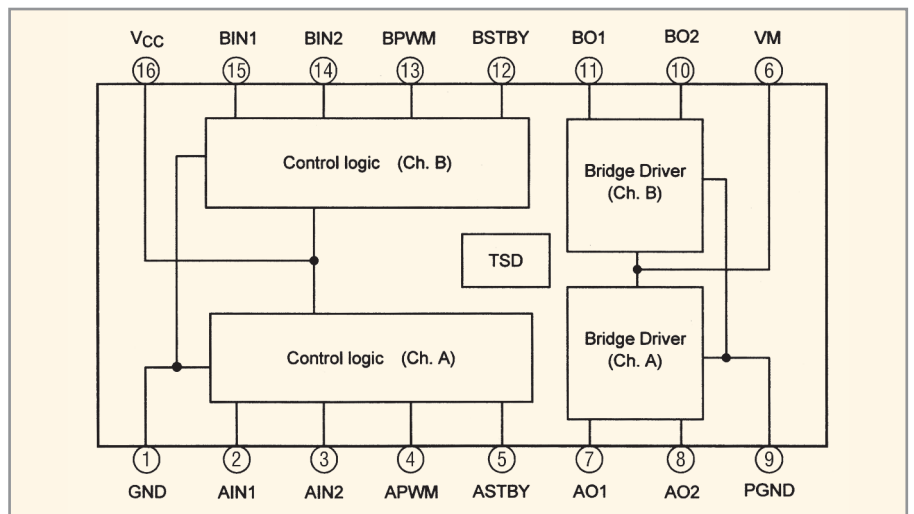


Рис. 6. Структура микросхем TB6552FN/FNG

Control logic – схемы управления каналов А и В; Bridge Driver – полномостовые драйверы каналов А и В; TSD – схема температурной защиты

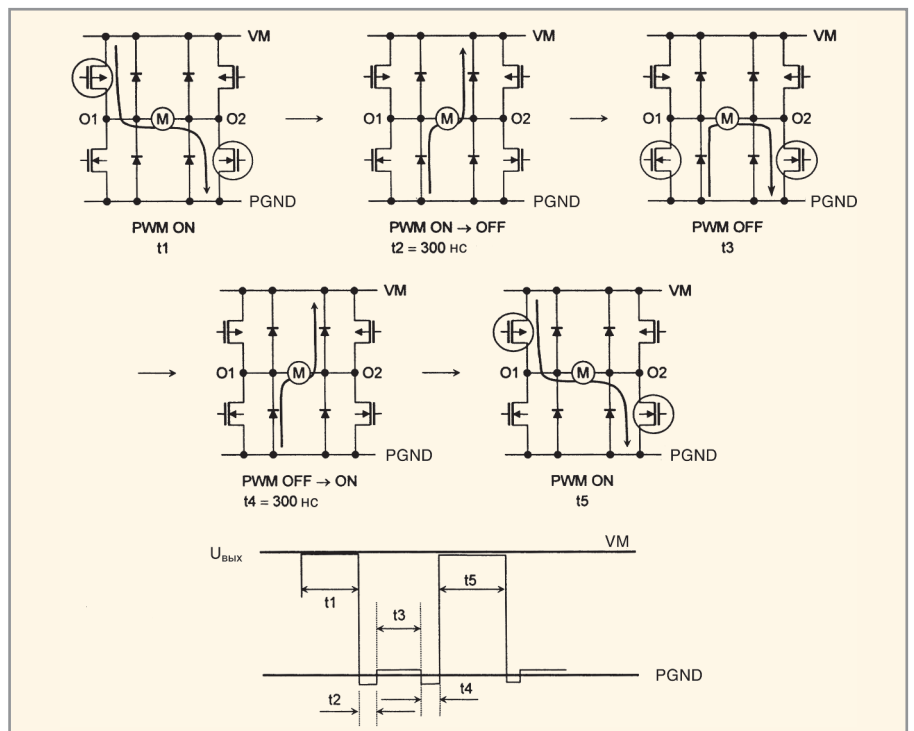


Рис. 7. Логика работы и временная диаграмма микросхем TB6552

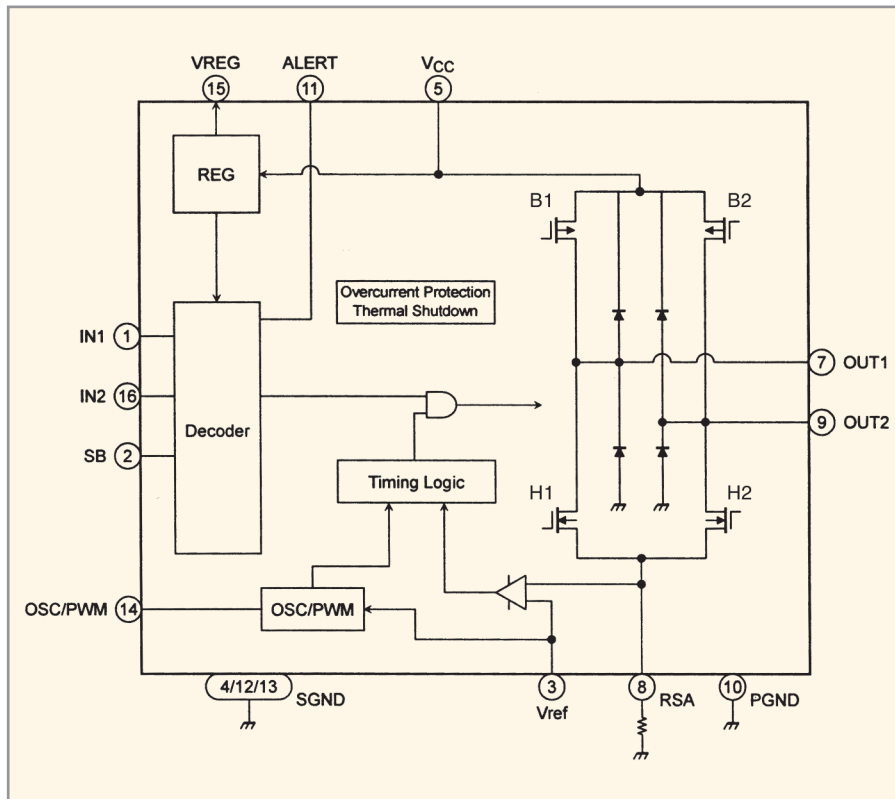


Рис. 8. Структура микросхем TB6558FG

REG – стабилизатор напряжения; Decoder – схема управления; Overcurrent Protection, Thermal Shutdown – схемы защиты по току и температурной защиты; Timing Logic – схема синхронизации; OSC/PWM – задающий генератор импульсов

схемы управления, мостовые драйверы на КМОП-транзисторах, схема температурной защиты. Назначение выводов микросхем TB6552FN/FNG (в скобках TB6552FL/FLG): 1 (21) – общий вывод слаботочных цепей; 2 (18) – вход управления 1 канала А; 3 (17) – вход управления 2 канала А; 4 (16) – ШИМ-вход управления канала А; 5 (15) – вход включения дежурного режима канала А; 7 (13) – выход 1 канала А; 8 (11) – выход 2 канала А; 9 (10) – общий вывод силовых цепей; 6 (14) – напряжение питания двигателей; 10 (8) – выход 2 канала В; 11 (5) – выход 1 канала В; 12 (4) – вход включения дежурного режима канала В; 13 (3) – ШИМ-вход управления канала В; 14 (2) – вход управления 2 канала В; 15 (1) – вход управления 1 канала В; 16 (22) – напряжение питания схем управления и защиты.

Режимы работы микросхем «Вперёд»/«Назад» (CW/CCW), «Стоп», «Торможение» (Short brake), «Дежурный» (Standby) задаются сигналами управления на входах AIN1/2, BIN1/2, ASTBY, BSTBY. Скорость вращения двигателей осуществляется регулировкой скважности ШИМ-сигналов, подаваемых на входы APWM, BPWM. Логика управления и временная диаграмма сигналов на выходах AO1, BO1 в рабочем режиме показаны на рис. 7, PWM ON соответствует лог. 1 на входах APWM, BPWM (интервалы t_1, t_5), PWM OFF – лог. 0 (интервал t_3), PWM ON/OFF, PWM OFF/ON – интервалам переключения t_2, t_4 . При отсутствии необходимости регулировки скорости вращения двигателя, на входы APWM, BPWM следует подать сигнал лог. 1.

При проектировании схем управления электропривода необходимо иметь в виду следующее: конденсаторы фильтра по цепям VM, VCC следует устанавливать в непосредственной близости от микросхемы, а их отрицательные выводы подключать к выводам PGND, GND соответственно. Подключение помехоподавляющих конденсаторов между выходами AO1 и AO2, BO1 и BO2 следует осуществлять через резисторы, ограничивающие ток заряда. На печатной плате не следует соединять между собой цепи PGND и GND.

TB6559FG – полномостовой драйвер двигателей постоянного тока с выходными LDMOS-транзисторами с низким выходным сопротивлением. Структура и нумерация выводов микросхемы в корпусе HSOP16-P-300-1.00 приведена на рис. 8. В её состав входят: схема

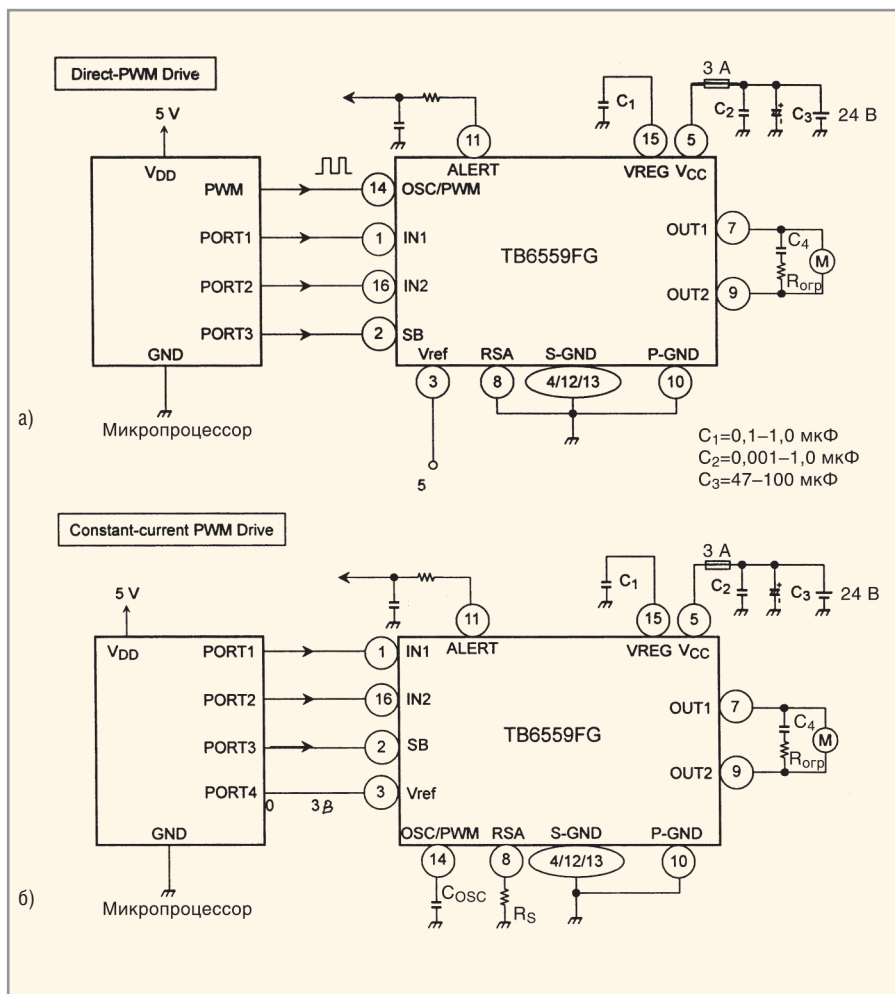


Рис. 9. Схемы включения микросхем TB6559FG в режимах Direct-PWM Drive, Constant-current PWM Drive

управления (Decoder); задающий генератор импульсов (OSC/PWM); схема синхронизации (Timing Logic); стабилизатор напряжения (REG) и H-мост на КМОП-транзисторах B1/2, H1/2. Назначения выводов микросхемы: 1, 16 – входы управления (IN1/IN2); 2 – вход переключения режимов «Рабочий»/«Дежурный» (start/standby); 3 – вход регулировки скважности ШИМ-импульсов (Vref); 4, 12, 13 – общий вывод; 5 – напряжение питания (Vcc); 7, 9 – выходы (OUT1/OUT2); 8 – вывод для контроля выходного тока (RSA); 10 – общий вывод силовых цепей; 11 – контрольный вывод (ALERT, 0 – нормальная работа, +5 В – включена защита); 14 – вывод для подключения времязадающего конденсатора и подачи ШИМ-импульсов (OSC/PWM); 15 – вывод для подключения конденсатора фильтра (VREG).

Режимы работы микросхем: «Рабочий» (CW/CCW), «Стоп», «Дежурный» (Standby), «Торможение» (Short brake), в свою очередь рабочие режимы реализуются в трёх вариантах. *Вариант 1:* на двигатели подаётся постоянное напряжение Vcc–Uси. Открытый, прямой

(CW) и обратный (CCW) ходы реализуются при подаче на входы IN1, IN2 сигналов управления с логическими уровнями «1»/«0» или «0»/«1» соответственно, при этом напряжения на выводах Vref, SB, OSC/PWM должны находиться в интервале 4,5-VREG. *Вариант 2* (Direct-PWM Drive): вместо логических уровней на входы IN1, IN2 подаются ШИМ-импульсы, логика работы соответствует показанной на рис. 7. *Вариант 3* (Constant-current PWM Drive) осуществляется в режиме внутренней ШИМ, скважность импульсов задаётся подачей постоянного напряжения в пределах 0...3 В на вывод Vref. Частота следования импульсов задаётся величиной ёмкости конденсатора Cosc, подключённого между выводом OSC/PWM и выводом SGND и определяется по формуле $f_{osc} = 1 / \{0,523 \times C_{osc} [Ф] \times 3700 + C_{osc} [Ф] \times 600\} [Гц]$. Диапазон частот внутреннего генератора изменятся в пределах от 50 кГц ($C_{osc} \approx 8000$ пФ) до 500 кГц ($C_{osc} \approx 900$ пФ); при $C_{osc} = 4700$ пФ частота генерации $f_{osc} \approx 100$ кГц. Схемы включения микросхем по вариантам 2, 3 приведены на рис. 9а, 9б соответственно.

При разработке схем электропривода следует руководствоваться следующими правилами: конденсаторы фильтра по цепи питания C2, C3 необходимо подключать между выводами Vcc и P-GND и располагать их как можно ближе к микросхеме. Цепи S-GND и P-GND должны соединяться между собой вблизи микросхемы, конденсатор C1 (Cosc) должен быть подключён к выводу S-GND рядом с микросхемой. Выходной ток I_о в режиме внутренней ШИМ может быть ограничен при включении резистора обратной связи R_s между выводом RSA и S-GND микросхемы. Ток I_о определяется величиной напряжения на выводе Vref и сопротивлением внешнего резистора R_s по формуле $I_o = V_{ref} \times 1/6 \times 1/R_s$; например, при R_s = 1 Ом и изменении Vref в пределах 0,5...3 В ток I_о в ограничивается в пределах 83...500 мА. Помехоподавляющие конденсаторы C4 следует подключать через ограничительные резисторы Rогр.

ЛИТЕРАТУРА

1. <http://www.rohm.com/products/lsi/motor/>.
2. <http://www.semicon.toshiba.co.jp/eng/index.html>.





ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ ВЕДУЩИХ МИРОВЫХ ПРОИЗВОДИТЕЛЕЙ

Компания ПРОСОФТ гарантирует:

- Оптимальный подбор элементной базы
- Высокое качество продукции
- Осуществление поставок комплектующих для серийного производства и новых разработок
- Оказание технической и информационной поддержки








PROSOFT®

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









Построение ячеек питания в формате 6U

Алексей Карих (Москва)

В статье рассматриваются вопросы построения источника питания в типоразмере 6U. Даны практические рекомендации по разработке и проектированию, приведены требования к электромагнитной совместимости. Большое внимание уделено расчёту теплового режима и съёма тепла с ячейки при помощи клиновой группы.

На сегодняшний день конструктивный формат типоразмера 6U «Евро-механика» $233,4 \times 168,7 \times 20$ мм стал очень распространённым и применяется для построения субблоков, блоков и крейтов (конструктивов) как для коммерческого, так и для промышленного и специального назначения, в широком диапазоне температур от $-40...50$ до $+70...80^\circ\text{C}$. В этих конструктивах используются шины VME, VXI и PCI с регламентированным стандартом питания, который определяется требованиями к питанию входящих в их состав единиц: одноплатных ЭВМ (процессорных модулей), ячеек обработки и сопряжения. Так, например, одноплатная ЭВМ имеет требования к питанию $+3,3 (+0,15/-0,05)$ В; $+5 (+0,25/-0,125)$ В и $+12 (+0,6/-0,36)$ В.

Источники питания типоразмера 6U бывают двух типов: съёмные (ячеечного типа) и несъёмные (платного типа). Рассмотрим методы и принципы конструирования источников ячейечного типа, которые входят по направляющим в конструктив. Крепления и съём тепла от ячейки осуществляется при помощи клиновой группы. Такая конструкция позволяет оперативно заменить ячейку питания в случае её выхода из строя (по статистике, на источник питания

приходится более 60% всех неисправностей в аппаратуре).

Рассмотрим структурную схему ячейки питания DC/DC (см. рис. 1) для применения в шине VME. Входное постоянное напряжение поступает на НЧ-фильтр, который совместно со встроенными фильтрами (обычно второго порядка) DC/DC-преобразователей защищает от помех из входной сети, а также от проникновения помех, создаваемых работой преобразователей, обратно в сеть.

В качестве преобразователей DC/DC могут применяться как низкопрофильные импортные модули компаний Vicor, Power-one (США), C&D Technologies, Aimtec, так и отечественные Александр Электрик (тип МДМ), НПП ЭЛТОМ (тип МП), ИРБИС (тип МП, СМ). Преобразователи также можно выполнить на дискретных компонентах, что существенно уменьшит стоимость ячейки.

Дистанционное включение и выключение преобразователей осуществляется подачей внешнего управляющего сигнала (напряжения). Обычно для выключения преобразователей подают на вывод управления лог. 0 относительно минуса $U_{ВХ}$ (соединяют вывод управления с минусом $U_{ВХ}$), а для включения снимают лог. 0 при по-

мощи электрического ключа типа открытый коллектор или механического реле.

Выходной фильтр необходим для дополнительной защиты чувствительных модулей (особенно одноплатных ЭВМ) от импульсных помех и шумов, возникающих от работы преобразователя, если подавления внутреннего фильтра недостаточно. Обычно фильтр выполняют на дискретных компонентах.

В ячейку, кроме преобразователей и фильтров, входит схема управления и формирования служебных сигналов: исправность ВИП (вторичного источника питания), ACF (авария сетевого питания) и Reset.

Схема контроля первичного напряжения необходима для предупреждения и выдачи сигнала ACF на шину VME в случае уменьшения напряжения в первичной сети ниже допустимого уровня (70% от номинала), чтобы процессорный модуль и ячейки обработки могли сохранить данные и параметры. Стандартное время удержания выходных напряжений в рабочих допусках составляет 20 мс. За это время все вычислительные средства должны сохранить данные. Ячейка дополнительно формирует сигнал Reset и выдаёт его на шину VME для перезапуска процессорного модуля и других блоков.

Схема контроля вторичного напряжения выдаёт сигнал исправности преобразователей (лог. 1 или лог. 0) для зажигания индикатора или выдачи этого сигнала на другие устройства.

На рисунке 2 показана ячейка питания мощностью 130 Вт на основе источников фирмы Vicor (США) типа V24B5H200 и V24B3V3H150 ($U_{ВХ} = 24...27$ В; $U_{ВЫХ1} = 5$ В, $I_{ВЫХ1} = 20$ А; $U_{ВЫХ2} = 3,3$ В, $I_{ВЫХ2} = 10$ А).

На рисунке 3 показана ячейка питания мощностью 90 Вт на основе источников МДМ60-1В05 и МДМ15-2В1212 (Александр Электрик). Параметры ячейки: $U_{ВХ} = 24...27$ В; $U_{ВЫХ1} = 5$ В; $I_{ВЫХ1} = 12$ А; $U_{ВЫХ2} = \pm 12$ В; $I_{ВЫХ2} = \pm 1,25$ А.

РЕКОМЕНДАЦИИ ПО ПРОЕКТИРОВАНИЮ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СХЕМЫ

Ячейка питания должна обеспечивать номинальные выходные напря-

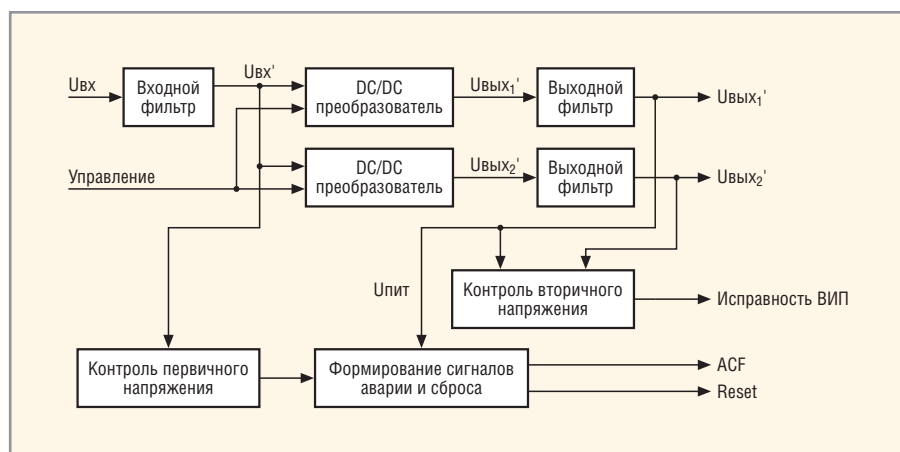


Рис. 1. Структурная схема ячейки питания

жения при заданной мощности нагрузок с учётом изменения входного напряжения, иметь защиту от входных помех и помехоэмиссии, а также формировать служебные сигналы.

Выбор оптимального теплового режима работы преобразователей является первоочередной задачей при построении ячейки питания. Увеличение рабочей температуры электронной аппаратуры на каждые 10...15°C в два раза уменьшает её время наработки на отказ и приводит к тепловому уходу параметров.

Сначала необходимо рассчитать, какую мощность необходимо отвести от ячейки, а также мощность преобразователя, которая должна соответствовать суммарной потребляемой мощности составных единиц, входящих в конструктив, плюс запас по мощности (20...30%). При выборе преобразователя необходимо учитывать, что потребление высокочастотных цепей больше, чем низкочастотных. Кроме того, составные единицы в конструктиве, подключенные к информационным шинам, потребляют импульсную мощность, что необходимо учитывать при расчёте, выбирая пиковую (максимальную) мощность.

Мощность тепловых потерь преобразователя $P_{пот}$ составляет:

$$P_{пот} = \frac{P_{вых}}{\eta} - P_{вых}, \quad (1)$$

где $P_{вых}$ – выходная мощность преобразователей; η – КПД преобразователя.

КПД имеет нелинейный характер и зависит от выходной мощности, коэффициента загрузки преобразователя, номинального выходного напряжения и температуры корпуса преобразователя. Для получения

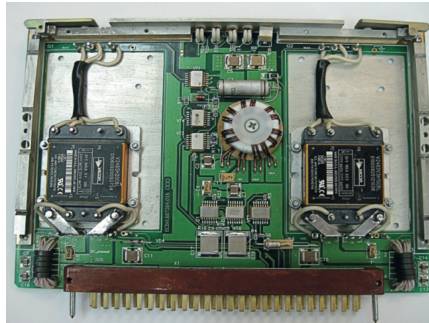


Рис. 2. Ячейка питания мощностью 130 Вт

максимального КПД рекомендуется обеспечить коэффициент загрузки по мощности не более 0,7...0,8. В этом случае преобразователь будет работать с минимальными тепловыми потерями и его надёжность будет максимальной. У низковольтных преобразователей (5 В и ниже) КПД уменьшается, что связано с режимом работы каскада преобразования. Необходимо рассчитывать КПД под конкретные условия эксплуатации ячейки, поскольку с ростом температуры КПД снижается. Необходимо помнить, что в тяжелых условиях эксплуатации при размещении РЭА в герметичных блоках, где отсутствует рециркуляция внутреннего и внешнего воздушных потоков, при повышенных температурах приходится понижать номинальную выходную мощность для обеспечения нормального теплового режима.

На следующем этапе проектирования выбирается мощность, тип преобразователей и формируется электрическая схема. После того как определена мощность $P_{пот}$, которую необходимо отвести от преобразователя, вычисляют максимальное тепловое сопротивление R_{max} теплоотводящей системы (от него зависит температура перегрева преобразова-

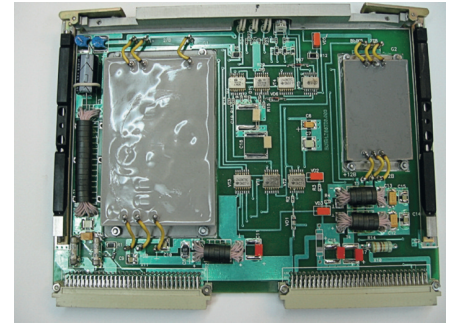


Рис. 3. Ячейка питания мощностью 90 Вт

теля относительно окружающей температуры):

$$R_{max} = \frac{T_{max} - T_{окр}}{P_{пот}}, \quad (2)$$

где T_{max} – максимально допустимая температура корпуса преобразователя; $T_{окр}$ – температура окружающего воздуха при эксплуатации внутри конструктива. Тогда температура перегрева составляет

$$\Delta T = T_{max} - T_{окр}, \quad (3)$$

Значение R_{max} сравнивается с тепловым сопротивлением «корпус преобразователя – окружающая среда», которое приведено в справочной литературе и ТУ. Если это значение меньше расчётного, то для преобразователя дополнительного теплоотвода не требуется (им является корпус модуля). Если значения больше расчётного, то тепло от преобразователя отводится путём установки непосредственно на массивную плату-основание, что позволяет эффективнее отводить тепло от корпуса. Допустимая мощность рассеивания ограничена типоразмером 6U и тепловым контактом клиновой группы – конструктива. При этом необходимо учитывать температуру окружающей среды в самом конструктиве.

МАГНИТОМЕТРЫ, ГРАДИЕНТОМЕТРЫ, ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ, ДАТЧИКИ

от отечественного производителя

Однокомпонентные и трехкомпонентные, для контроля постоянных и переменных, сильных и слабых магнитных полей.

ООО «НПО ЭНТ»
г. Санкт-Петербург, ул. 2-я Алексеевская, д. 7, пом. 4
Тел./факс: (812)301-8693, E-mail: office@nvlab.spb.ru
Web: www.nvlab.spb.ru, Skype: nvlabspbu

Ячейка питания подвержена воздействию электромагнитных помех различного вида и уровня. Помехи могут поступать из сети электропитания и наводиться внешними высокочастотными электромагнитными полями. Ячейка должна обладать необходимым уровнем помехоустойчивости и удовлетворять требованиям по ЭМС ГОСТ Р 51317.4.4-99 при воздействии импульсных входных помех и ГОСТ Р 51317.4.16-99. С другой стороны, импульсный способ преобразования энергии ведёт к появлению на входе и на выходе преобразователя импульсных помех и шумов с частотой преобразования, их гармоник, а также радиоизлучения. Это – основной недостаток DC/DC-преобразователей. Ячейка должна иметь уровень помехоэмиссии, соответствующий ГОСТ Р 51317.6.3-99 и ГОСТ Р 51527-99 по содержанию гармоник, передаваемых во входную сеть.

Поскольку эффективность встроенного в DC/DC-преобразователь фильтра невелика (из-за ограниченного объёма преобразователя), применяют внешний фильтр как в виде отдельного модуля, так и выполненный на дискретных компонентах. Фильтр – это готовое устройство с оптимальной компоновкой, с известными параметрами, в экранируемом корпусе, с широким диапазоном напряжений и токов, например, Vicor типа VI-IAM, FIAM, Александер Электрик типа MPM, МДМ-Ф и др. Как правило, фильтр снабжён варистором для ограничения импульсных выбросов напряжения.

Фильтр на дискретных компонентах имеет меньшую стоимость, удобнее для компоновки и размещения на плате питания и может быть изготовлен любыми параметрами. Проектирование фильтров неоднократно описано в литературе, например, в [11]. В фильтре можно применять конденсаторы общего назначения – танталовые с низким импедансом (импортные GRM фирмы Murata, отечественные K10-17, K10-47 и K10-69), но наиболее эффективны специальные трёх- и четырёхвыводные ЕМІ-элементы с низким значением паразитной индуктивности (импортные NFM фирмы Murata, отечественные K73-16, K73-17 и K73-21г). Такие конденсаторы могут использоваться для подавления помех на частотах вплоть до 1 ГГц.

Также применяются полярные конденсаторы небольшой ёмкости в ис-

полнении для поверхностного монтажа (SMD) аксиального типа, диаметром не более 16...18 мм. Это могут быть электролитические конденсаторы фирмы Hitano серии ЕСА; отечественные K50-29, K50-76 и K50-85, но лучше применять отечественные танталовые конденсаторы: K52-17, K52-18, K53-18 или K53-52. Можно использовать импортные SMD-конденсаторы фирм Samsung, Murata, AVX и отечественные K53-65, K53-68, K53-69.

В большинстве фильтров применяются резисторы аксиального типа, а также SMD-резисторы фирмы Bourns и отечественные типа P1-12. Можно применить готовые импортные дроссели фирмы FerroCore типа DPT и готовые компоненты фильтра типа DLD, DPD или типа BNХ фирмы Murata. При самостоятельном изготовлении дросселя необходимо минимизировать конструктивную паразитную ёмкость, чтобы при работе на высоких частотах индуктивность по своим свойствам приближалась к резистору. Рекомендуется использовать сердечники с невысокой магнитной проницаемостью $\mu \leq 1000$ из никель-цинковых ферритов и Мо-пермаллоя типа M600НН, M400НН.

Расчётный уровень пульсаций напряжения на выходе ячейки должен быть не более 2% (двойная амплитуда) от выходного напряжения.

В случае, если входное сетевое напряжение имеет импульсные выбросы (импульсы перенапряжения), необходимо предусмотреть защиту (варистор). Рекомендуются металлооксидные варисторы фирмы Epcos типа S10V, CN, CN; отечественные СН2-1, ВР9 или ВР11. Также необходимо предусмотреть защиту от токов КЗ при помощи предохранителей (плавких вставок или самовосстанавливающихся): импортных впаиваемых плавких вставок H520, отечественных ВП1-1, ВП1-2, ВП4 или ВПМ2.

Необходимо правильно выбрать входные и выходные разъёмы. Для максимальной надёжности контакта коэффициент загрузки по току должен быть не более 0,5 от номинальной токовой нагрузки на контакт. Для впаивания в печатную плату существуют импортные разъёмы типа DIN41612 ($I_{\text{на кон}} = 2 \text{ А}$), разъёмы фирмы Harting ($I_{\text{на кон}}$ от 2 до 40 А) и отечественные изделия СНП34, СНП59 ($I_{\text{на кон}} = 2 \text{ А}$), РШ2Н-2 ($I_{\text{на кон}} = 5 \text{ А}$).

Цепи управления, которые выходят из ячейки через разъёмы, во избежание передачи шумов и внешних помех должны быть зашунтированы танталовыми конденсаторами ёмкостью 0,1...0,5 мкФ.

Для питания внутренних элементов ячейки необходимо обеспечить развязку от основного входного (выходного) напряжения при помощи RC- или LC-фильтра. Если применяется мощный DC/DC-преобразователь (свыше 100 Вт), а цепь автоматики питается от низковольтного выходного напряжения и в цепи используются чувствительные к помехам элементы (операционные усилители, компараторы, таймеры и т.д.), то рекомендуется после преобразователя установить линейный стабилизатор напряжения и фильтр.

РЕКОМЕНДАЦИИ ПО ПРОЕКТИРОВАНИЮ ПЕЧАТНОЙ ПЛАТЫ

Проектировать печатную плату (далее ПП) необходимо с учётом электромагнитной совместимости элементов, так как её конструкция оказывает большое влияние на электромагнитную обстановку в конструктиве как в отношении электромагнитного излучения самой схемой (особенно в части преобразователя, который является источником кондуктивных и электромагнитных помех), так и её чувствительности к внешним электромагнитным полям.

Необходимо оптимизировать разводку печатных проводников, расположение разъёмов, преобразователей, элементов фильтрации и управления, формирователей служебных сигналов. Приведём некоторые рекомендации:

- необходимо правильно выбрать количество слоёв ПП. Надо стремиться к однослойной или двухслойной ПП, поскольку многослойная ПП имеет более низкую надёжность и ремонтпригодность и в случае аварийного выхода из строя (сгорание дорожек и площадок, замыкание внутренних слоёв) не поддается восстановлению. С другой стороны, многослойная ПП необходима для построения ячеек большой мощности, в которых применяется дублирование проводников в разных слоях;
- следует назначать входные и выходные контакты в разъёме как можно дальше друг от друга;

- расстояние между двумя проводниками линии передачи (прямого и обратного провода) должно быть меньше, чем расстояние от них до соседних проводников;
- для минимизации паразитной индуктивности все соединения на плате следует делать как можно короче и не образовывать длинные петлеобразные трассы. При этом надо помнить, что силовые и сигнальные цепи должны располагаться перпендикулярно друг другу либо как можно дальше друг от друга;
- для достижения низкого уровня помех необходимо входные и выходные фильтры размещать на ПП как можно дальше друг от друга.
Рекомендации по проектированию фильтра:
- топологически компоненты фильтра располагают последовательно, как они изображены на электрической схеме;
- если фильтр многослойный, то звенья отделяют друг от друга заземлённым однослойным экраном. Отверстия, щели и зазоры умень-

- шают эффективность экрана для магнитных и электрических высокочастотных полей. Электрическую связь между звеньями желательнее выполнить через проходные конденсаторы;
- дроссели фильтра ориентируют в пространстве относительно друг друга, исходя из минимума взаимных наводок;
- в фильтрах необходимо применять тороидальные сердечники, чтобы электромагнитное поле замыкалось внутри сердечника. Входные и выходные выводы фильтра должны располагаться на противоположных сторонах сердечника. Одним из вариантов конструкции фильтра является гирлянда (набирают сердечники, и сквозь них продевают провода);
- преобразователи должны располагаться как можно ближе к фильтру. Необходимо обеспечить защиту выхода фильтра от источников помех, т.е. минимизировать длину соединения с нагрузкой;
- постоянный ток в печатных проводниках распределяется равномерно

по сечению, и допустимый ток рассчитывается по формуле:

$$I_{\max} = 10^{-3} \gamma_{\text{доп}} b t_{\text{П}} \quad (4)$$

где: $\gamma_{\text{доп}}$ – допустимая плотность тока (для проводников, полученных методом химического травления, 30 А/мм²); b – ширина проводника (мм); $t_{\text{П}}$ – толщина проводника, для двухсторонней ПП обычно 35 мкм, для многослойной ПП внешние слои по 35 мкм, внутренние слои обычно 18 мкм; из (4) следует, что для стабильной работы ПП должно соблюдаться неравенство:

$$b \geq 10^3 I / (\gamma_{\text{доп}} t_{\text{П}}); \quad (5)$$

- цепь обратной связи преобразователя должна иметь сечение не менее 0,5 мм² (чтобы исключить падение напряжения) и должна быть удалена от компонентов, работающих в импульсном режиме (других преобразователей, выходных фильтров, формирователей служебных сигналов). Прямой и обратный провод должны находиться как можно ближе друг к другу;



GE Enterprise Solutions Digital Energy

Сочетание компактности и надёжности!

Универсальные источники бесперебойного питания серии GT

- + Модели с выходными мощностями 6000 и 10 000 В·А
- + Технология двойного преобразования решает проблемы обеспечения надёжности электропитания
- + Одновременно напольное и стоечное исполнение корпуса: монтажные аксессуары входят в комплект поставки
- + Простая процедура замены батарей, не влияющая на питание нагрузки
- + Простая процедура подключения батарейных блоков для увеличения времени автономной работы
- + Удалённый мониторинг и управление при установке ИБП в местах ограниченного доступа
- + Широкое входное окно напряжений 85–276 В (176–276 В при 100% нагрузке)
- + Высота силового модуля 3U, высота батарейного блока 3U

Области применения:

системы безопасности, серверы, локальные вычислительные сети, телекоммуникационное оборудование, технологическое оборудование

Реклама

ОФИЦИАЛЬНЫЙ ДИСТРИБЬЮТОР ПРОДУКЦИИ GE DIGITAL ENERGY В РОССИИ

PROSOFT®

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

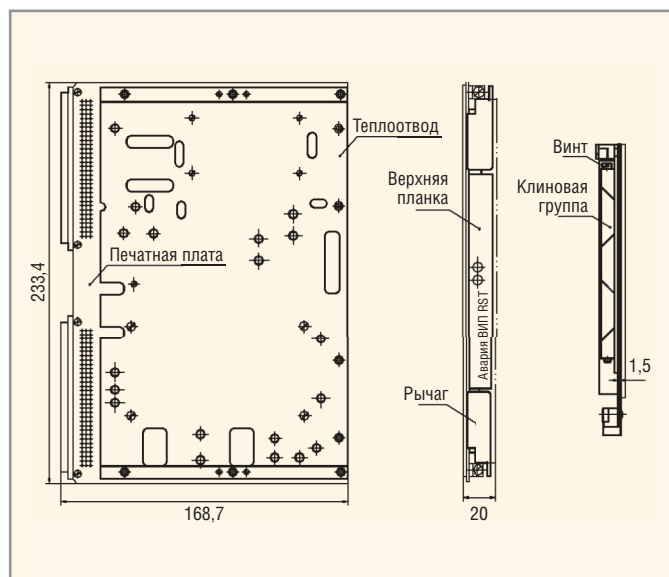


Рис. 4. Конструкция ячейки питания

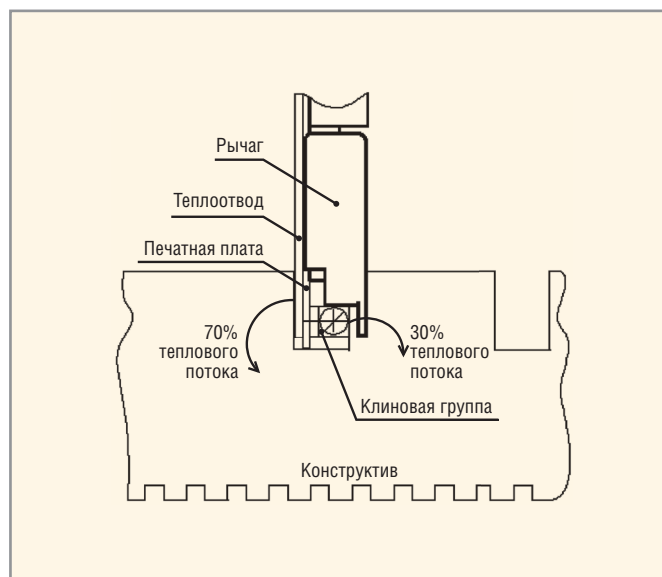


Рис. 5. Отвод тепла с ячейки при помощи клиновидной группы

- для сокращения времени и амплитуды переходного процесса в шинах питания необходимо иметь как можно более низкую индуктивность конструкции шины до выводов фильтрующих конденсаторов. Это достигается, когда конденсаторы устанавливаются в непосредственной близости от шины;
- следует в одной точке соединить силовую (сигнальную) землю и корпус, чтобы выровнять их потенциалы;
- необходимо заземлять корпус или штырь преобразователей (особенно мощных).

РЕКОМЕНДАЦИИ ПО КОНСТРУИРОВАНИЮ ТЕПЛОТВОДА

Конструктивно ячейка питания выполняется из алюминиевого сплава (Д16М, Д16Т) и строится классическим образом: на верхней планке находится индикация (напряжение питания, наличие служебных сигналов на шине) и ручки подстроечных резисторов (установка порогов, выходных напряжений и уровней сигналов). Конструкция ячейки типоразмера 6U показана на рисунке 4. Ячейка входит по направляющим в конструктив, отвод тепла от нагретых деталей осуществляется через металлическую плату (основание), которая передаёт тепло на клиновидные группы. Последние, в свою очередь, контактируют с ребрами конструктива. На рисунке 5 показана схема теплоотвода при помощи клиновидной группы.

В ячейке существуют три механизма теплопередачи: теплопроводность, конвекция (естественная или принудительная, в зависимости от конструктива) и

излучение. В основном тепло уходит за счёт теплопроводности. Если одна стенка охлаждается или осуществляется воздухообмен, то вклад конвекции становится существенным. Для улучшения теплового излучения с поверхности теплоотвода необходимо применять химическое или гальваническое чернение. Однако следует помнить, что если в непосредственной близости от теплоотвода в конструктиве располагаются более интенсивно нагретые элементы, то чёрная поверхность радиатора будет поглощать внешнее излучение.

Тепловая модель ячейки состоит из двух резисторов: $R_{пр}$ – тепловое сопротивление преобразователь – основание (теплоотвод), $R_{осн}$ – тепловое сопротивление основание – конструктив. Формула для расчёта теплового сопротивления:

$$R_T = b/(\lambda s), \quad (6)$$

где: b – толщина материала теплоотвода, м; λ – коэффициент теплопроводности материала, Вт/м °С; s – площадь теплоотвода, м².

Для эффективной теплопередачи между преобразователем и основанием (теплоотводом) требуется обеспечить высокую плоскостность и минимальную шероховатость поверхностей. Следует стремиться к значению теплового сопротивления между преобразователем и теплоотводом не более 0,1°С/Вт. Это достигается применением теплопроводящей пасты (например, КТП-8) или теплопроводящей прокладки. Следует обратить внимание на качество поверхности соприкосновения преобразователя и тепло-

отвода и минимизировать толщину прокладки вместе с пастой. Толщина теплоотвода должна обеспечивать равномерность распределения тепла.

Для уменьшения теплового сопротивления перехода основание – конструктив предъявляются повышенные требования к качеству изготовления клиновидной группы, теплоотвода и кпазу конструктива, в котором зажимается клин. Их шероховатость должна быть не хуже $Rz\ 3,2$ с допуском на изготовление $\pm 0,1$ мм.

При компоновке ячейки питания в конструктиве необходимо обращать внимание на правильное расположение теплопроводящей системы в пространстве. Конвекция будет эффективнее, когда теплоотводящая поверхность естественным образом «омывается» потоком воздуха, а нагретый поток быстро отводится от места теплообмена. Между радиатором ячейки питания и другими единицами, входящими в конструктив, должно быть по меньшей мере 6 мм свободного пространства для обеспечения естественной конвекции.

Оценим максимальную мощность, которую можно отвести от ячейки питания при помощи двух клиновидных групп. Из формулы (2) следует:

$$\Delta T = \frac{P_{пот}}{2} R_K, \quad (7)$$

где: ΔT – температура перегрева между основанием – радиатором и конструктивом; $R_K = (b/s)(1/\lambda)$. Для типовой клиновидной группы ячейки удельное термическое сопротивление составляет $1/\lambda = 1,7^\circ\text{C дюйм/Вт}$; b/s – геометрические размеры (1/6 дюйма). Отсюда $\Delta T = (P_{пот}/2) \times 1,7 \times 1/6 = P_{пот} \times 0,142^\circ\text{C}$.

Таким образом, при температуре перегрева $\Delta T = 10^\circ\text{C}$ максимальная отводимая мощность составит $P_{\text{пот}} = \Delta T/0,142 = 71 \text{ Вт}$.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гончаров А., Негреба О. Рекомендации по выбору теплового режима модулей питания. Компоненты и технологии. 2007. № 8.
2. Преснухин Л.Н., Шахнов В.А. Конструирование электронных вычислительных машин и систем. Высшая школа, 1986.
3. Ненашев А.П. Конструирование радиоэлектронных средств. Высшая школа, 1990.
4. ГОСТ Р 51527-99 Совместимость технических средств электромагнитная. Ста-

билизированные источники постоянного тока. Кондуктивные электромагнитные помехи. Нормы и методы испытаний.

5. ГОСТ Р 51317.4.4-99 Совместимость технических средств электромагнитная. Устойчивость к наносекундным импульсным помехам. Требования и методы испытания.
6. ГОСТ Р 51317.4.16-99 Совместимость технических средств электромагнитная. Устойчивость к кондуктивным помехам в полосе частот от 0 до 150 кГц. Требования и методы испытания.
7. ГОСТ Р 51317.6.3-99 Совместимость технических средств электромагнитная. Помехоэмиссия от технических средств,

применяемых в жилых, коммерческих зонах и производственных зонах с малым энергопотреблением. Нормы и методы испытаний.

8. Источники вторичного электропитания в модульном исполнении серии МДМ. Технические условия БКЮС.430609.001-01ТУ.
9. Ланцов В., Эрносян С. Электромагнитная совместимость импульсных источников питания. Силовая электроника. 2006. № 4; 2007, № 1.
10. Барнс Дж. Электронное конструирование: методы борьбы с помехами. Мир, 1990.
11. Вексер Г., Недочетов В., Пилинский В. и др. Подавление электромагнитных помех в цепях электропитания. Киев: Техника, 1990.



Новости мира News of the World Новости мира

Огромный дисплей от LG Display из «электронной бумаги» – почти газета

«Электронная бумага» преимущественным образом используется в устройствах для чтения электронных книг, характеристики которых регулярно повышаются. Одни компании сосредотачивают внимание на увеличении функциональности – поддержке цветного изображения и видео, – другие стремятся приблизить технологию по восприятию к настоящей бумаге, а точнее, к газетам и журналам. В настоящее время продуктом с самым крупным дисплеем считается Skiff Reader с диагональю экрана 11,5". Если говорить о потребительских устройствах – так и есть, однако среди новых прототипов гибких панелей лидер другой. Компания LG Display разработала, согласно её заявлению, почти такой же крупный экран, как газета.

Размер гибкого экрана 25 × 40 см, что в переводе на диагональ даёт 19". Толщина

составляет всего 0,3 мм, масса 130 г. Чтобы достичь таких характеристик, LG Display применила вместо более традиционной стеклянной подложки металлическую фольгу. Это самый большой дисплей из «электронной бумаги», изготовленный южнокорейской компанией. В первой половине текущего года планируется начать массовое производство 11,5" решений на базе технологии с фольгой, а о 19" пока ничего не говорится, – потребители, скорее всего, не готовы рассматривать устройство с огромной панелью и чёрно-белым изображением с низкой частотой обновления в качестве замены печатной прессы, компьютеру или электронной книге более привычных размеров. Кроме того, существует фактор стоимости. Тот же 10,7" QUE от Plastic Logic обойдётся в \$650.

us.aving.net



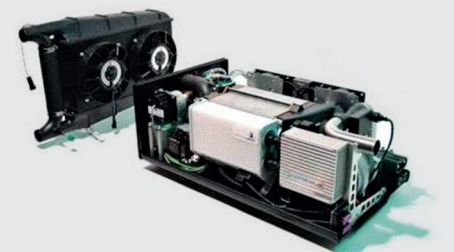
составляет всего 0,3 мм, масса 130 г. Чтобы достичь таких характеристик, LG Display применила вместо более традиционной стеклянной подложки металлическую фольгу. Это самый большой дисплей из «электронной бумаги», изготовленный южнокорейской компанией. В первой половине текущего года планируется начать массовое производство 11,5" решений на базе технологии с фольгой, а о 19" пока ничего не говорится, – потребители, скорее всего, не готовы рассматривать устройство с огромной панелью и чёрно-белым изображением с низкой частотой обновления в качестве замены печатной прессы, компьютеру или электронной книге более привычных размеров. Кроме того, существует фактор стоимости. Тот же 10,7" QUE от Plastic Logic обойдётся в \$650.

Самолет на топливных элементах готов к полёту

Группа европейских компаний, объединённых под эгидой проекта экологически чистого самолёта ENFICA-FC (Environmentally Friendly Inter City Aircraft powered by Fuel Cells), заявила о готовности модели Rapid 200-FC к полётным испытаниям. Это будет первый в мире самолёт, который поднимется в воздух, используя энергию топливных элементов.

Электрический двигатель Rapid 200-FC мощностью 40 кВт получает энергию от 20-киловаттных водородных топливных ячеек и литий-ионных аккумуляторов.

К концу прошлого года самолёт прошёл первый этап испытаний, включающий в себя 1400-метровый пробег по взлётно-посадочной полосе и тестирование электронной «начинки». Пилот-испытатель Марко Локателли (Marco Locatelli) разго-



нял одномоторную машину до 120 км/ч. Теперь разработчики ждут разрешения авиационной комиссии на испытательные полёты, которые планируются в феврале-марте 2010 г. на аэродроме Reggio Emilio. Крейсерская скорость полёта Rapid 200-FC составит 150...180 км/ч. Суммарная стоимость проекта ENFICA-FC определена в 4,5 млн. евро, из которых 2,9 млн. выделяет Европейская комиссия. Руководитель проекта Джулио Ромео (Giulio Romeo) говорит, что создание экологически чистого самолёта для внутренних авиалиний разбито на два этапа: создание электролёта на базе лёгкого одномоторного Rapid 200 для отработки технологии и постройка самолёта Evektor EV55 на 20 – 30 пассажиров для региональных и междугородних линий.

eetimes



Самосинхронизирующиеся коды и их преобразователи

(часть 4)

Сергей Гончаров, Геннадий Шишкин (Нижегородская обл.)

Рассмотрены возможные способы построения преобразователей самосинхронизирующегося частотно-манипулированного кода. Приведены варианты схемотехнических решений кодирующих и декодирующих устройств.

При использовании самосинхронизирующегося частотно-манипулированного (ЧМ) кода лог. 1 представляется перепадом сигнала в середине тактового интервала. Перепад сигнала может быть как положительным, так и отрицательным. Лог. 0 представляется отсутствием перепада сигнала в середине тактового интервала. Следовательно, информационный перепад является необязательным. При этом тактовый перепад сигнала в начале каждого тактового интервала является обязательным, но может быть как положительным, так и отрицательным. Способ формирования ЧМ-кода показан на рисунке 1а, где D – входной двоичный код, C – тактовые импульсы, QD – выходной ЧМ-код.

Пример схемной реализации кодирующего устройства приведён на рисунке 1б. Устройство построено на основе счётного триггера [2], который в исходном состоянии установлен в лог. 0 импульсным сигналом по V-входу. При поступлении входной информации положительные тактовые импульсы поступают на C-вход в первой полови-

не тактового интервала. Устройство обеспечивает дифференцирование тактовых импульсов с формированием положительных импульсов в точке А на выходе первого элемента ИЛИ-НЕ по положительным перепадам сигналов на C-входе. Аналогично положительные импульсы формируются в точке В на выходе второго элемента ИЛИ-НЕ по отрицательным перепадам сигналов на C-входе при наличии лог. 1 на информационном D-входе. Сформированные импульсы обеспечивают переключение счётного триггера. При этом импульсы первого элемента ИЛИ-НЕ формируют тактовые перепады сигналов на выходе QD, а импульсы второго элемента ИЛИ-НЕ – информационные перепады.

В схеме, приведённой на рисунке 1б, реализовано аналоговое формирование длительности импульсов по перепадам входных тактовых импульсов с помощью устройства задержки (V3) на основе интегрирующей RC-цепи. Цифровое формирование длительности импульсов может быть реализовано с помощью регистра

сдвига в соответствии со схемой, показанной на рисунке 1в. Длительность импульсов в данном случае задаётся периодом повторения импульсов задающего генератора на G-входе, который должен быть по крайней мере, в четыре раза меньше тактового интервала.

Для функционирования этих схем (см. рис.1б и 1в) требуется подача на C-вход внешних тактовых импульсов. Вариант кодирующего устройства без использования C-входа может быть построен на основе счётчика импульсов в соответствии с рисунком 1г.

В режиме ожидания счётчик импульсов и счётный триггер удерживаются в лог. 0 внешним сигналом на V-входе. При поступлении информации внешний сигнал снимается. Счётчик начинает переключаться импульсами задающего генератора, поступающими на G-вход. При этом на выходе первого элемента ИЛИ-НЕ формируются импульсы, задающие тактовые перепады ЧМ-кода на выходе QD. На выходе второго элемента ИЛИ-НЕ формируются импульсы, задающие информационные перепады при наличии лог. 1 на информационном D-входе. Одновременно в данной схеме формируются на выходе QC положительные тактовые импульсы с периодом повторения, в четыре раза большим периода повторения импульсов генератора; они и определяют моменты сдвига информации на D-входе устройства. Тактовые импульсы расположены во второй половине тактовых интервалов.

В схемах, приведённых на рисунке 1, обеспечивается отдельное формирование импульсов, ответственных за тактовые перепады выходных сигналов, а к ним добавляются импульсы, формирующие необходимые информационные перепады. При другом подходе можно формировать суммарную последовательность импульсов, обеспечивающих как тактовые, так и все возможные информационные перепады, а затем запрещать формирование лишних

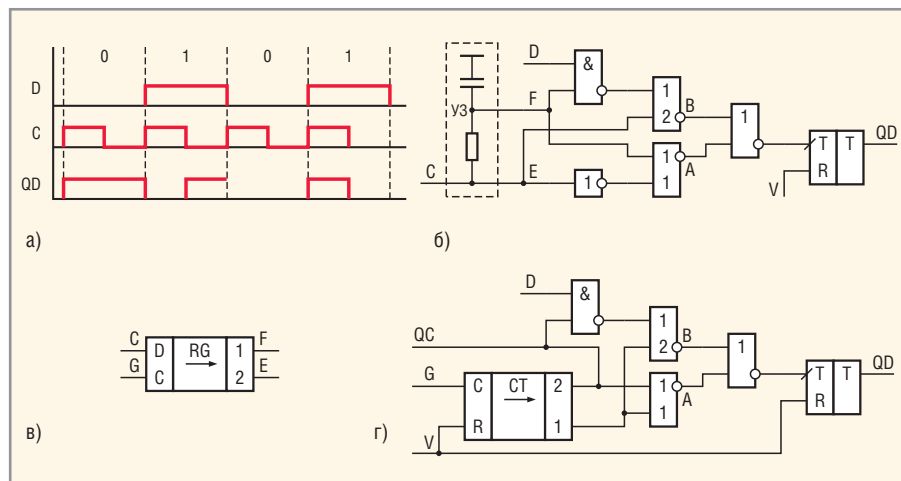


Рис. 1. Варианты кодирующих устройств на основе счётного триггера

информационных перепадов. Данный алгоритм может быть реализован при построении кодирующего устройства на основе JK-триггера в соответствии с рисунком 2а. Работа устройства поясняется временными диаграммами сигналов в различных точках схемы, приведёнными на рисунке 2б.

В режиме ожидания RS-триггер удерживается в лог. 0 внешним сигналом по V-входу и обеспечивает лог. 0 для счётного и JK-триггеров. На G-вход устройства поступают импульсы задающего генератора, период повторения которых в два раза меньше тактового интервала, но состояние триггеров не изменяется. После поступления на V-вход разрешающего сигнала RS-триггер устанавливается в лог. 1 отрицательным перепадом импульса задающего генератора и разрешает переключение счётного и JK-триггеров. При этом счётный триггер может переключаться отрицательным, а JK-триггер – положительным перепадом каждого из входных импульсов. Счётный триггер формирует на выходе QC тактовые импульсы отрицательной (относительно уровня напряжения питания) полярности, которые обеспечивают по положительному перепаду смену информации на Q-входе и проходят – при лог. 0 на D-входе – на JK-входы, запрещая переключение JK-триггера.

При построении декодирующих устройств ЧМ-кода в качестве признаков передаваемой информации лог. 1 можно использовать информационный перепад сигнала в середине тактового интервала или несовпадение логических уровней сигнала в первой и второй половинах тактового интервала, а для лог. 0 соответственно отсутствие информационного перепада сигнала или совпадение логических уровней сигнала в первой и второй половинах тактового интервала.

Декодирующее устройство с контролем наличия информационного перепада входного сигнала показано на рисунке 3а. Схема дешифратора ДШ приведена на рисунке 3б. Работа устройства поясняется временными диаграммами сигналов в различных точках, приведёнными на рисунке 3в.

В режиме ожидания первый RS-триггер установлен в лог. 0 импульсным сигналом по V-входу и удерживает в лог. 0 счётчик импульсов. В регистр

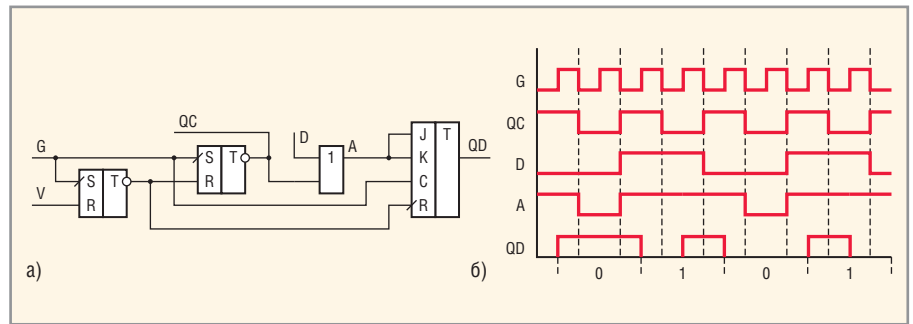


Рис. 2. Кодирующее устройство на основе JK-триггера

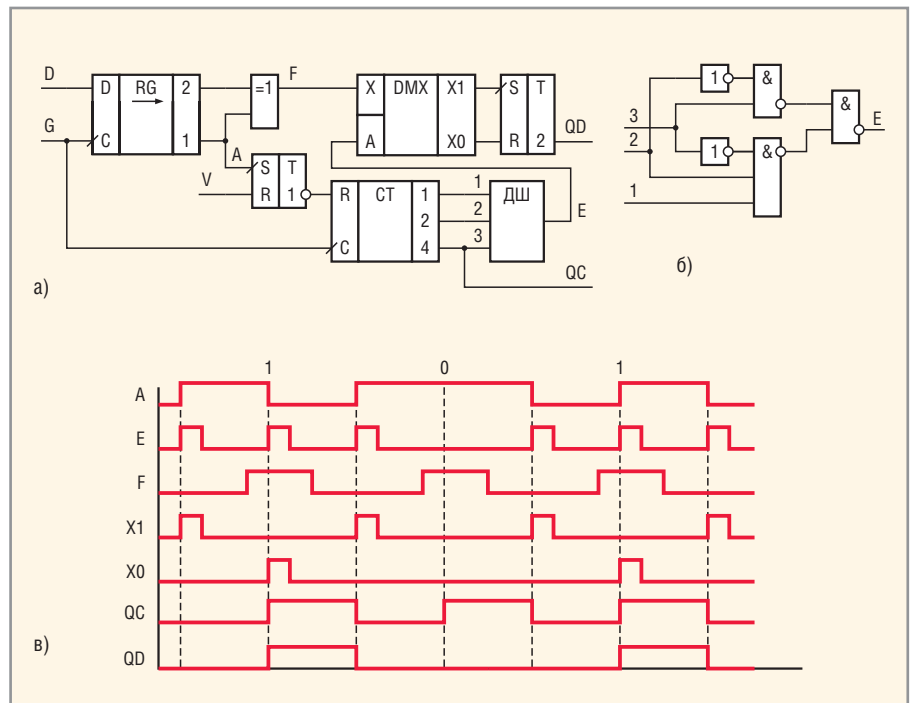


Рис. 3. Декодирующее устройство с использованием всех перепадов

сдвига с помощью импульсов задающего генератора, поступающих на G-вход, записана информация лог. 0 с D-входа схемы. Период повторения импульсов генератора в восемь раз меньше длительности тактового интервала T. На выходе ДШ присутствует лог. 0, поступающий на адресный вход демультиплексора и разрешающий прохождение выходных сигналов элемента «исключающее ИЛИ» с информационного входа демультиплексора на R-вход второго RS-триггера.

При поступлении лог. 1 на D-вход устройства задающий генератор обеспечивает переключение первого разряда регистра сдвига в лог. 1. Положительный перепад напряжения с выхода первого разряда регистра переключает первый RS-триггер в лог. 1, разрешая работу счётчика импульсов, и проходит через элемент «исключающее ИЛИ» и демультиплексор на R-вход второго RS-триггера, подтверждая его лог. 0. Далее регистр сдвига формирует на выходе элемен-

та «исключающее ИЛИ» последовательность импульсов по каждому перепаду входного сигнала с длительностью, равной периоду повторения импульсов задающего генератора. Счётчик импульсов с помощью дешифратора формирует последовательность стробирующих импульсов с длительностью, равной трём периодам импульсов генератора, расположенных внутри тактовых интервалов. При этом импульсы, сформированные элементом «исключающее ИЛИ», располагаются в середине выходных импульсов дешифратора. Сформированные стробирующие импульсы поступают на адресный вход демультиплексора и направляют выходные импульсы элемента «исключающее ИЛИ», соответствующие информационным перепадам, на S-вход второго RS-триггера. Импульсы, соответствующие тактовым перепадам, проходят на его R-вход. При этом на выходе QD формируется двоичный код. Тактовые импульсы

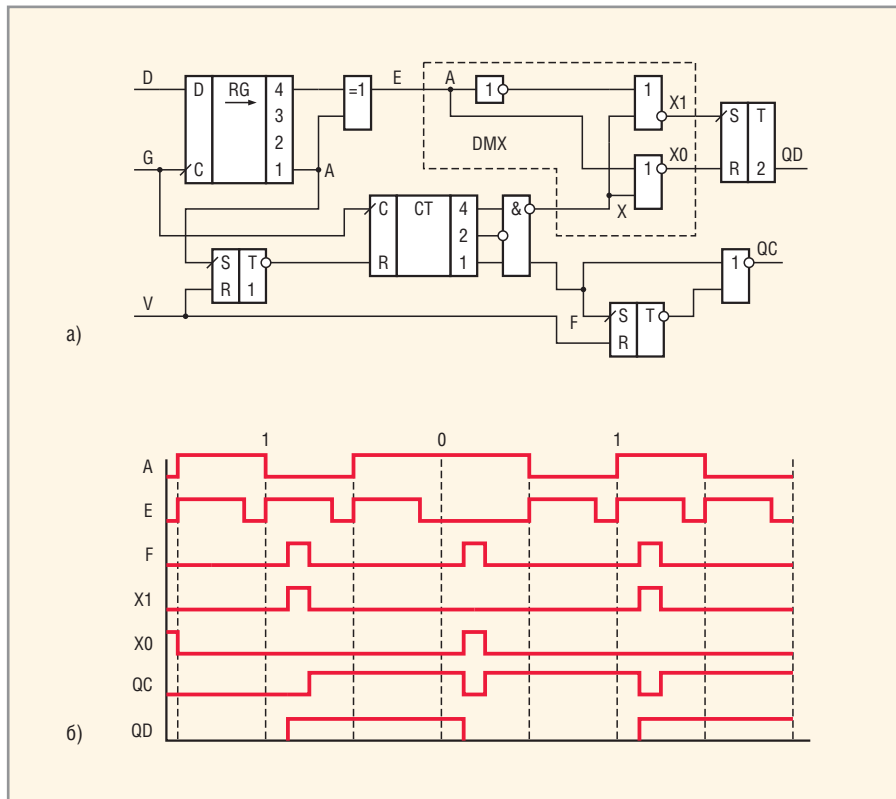


Рис. 4. Декодирующее устройство с контролем информационных перепадов

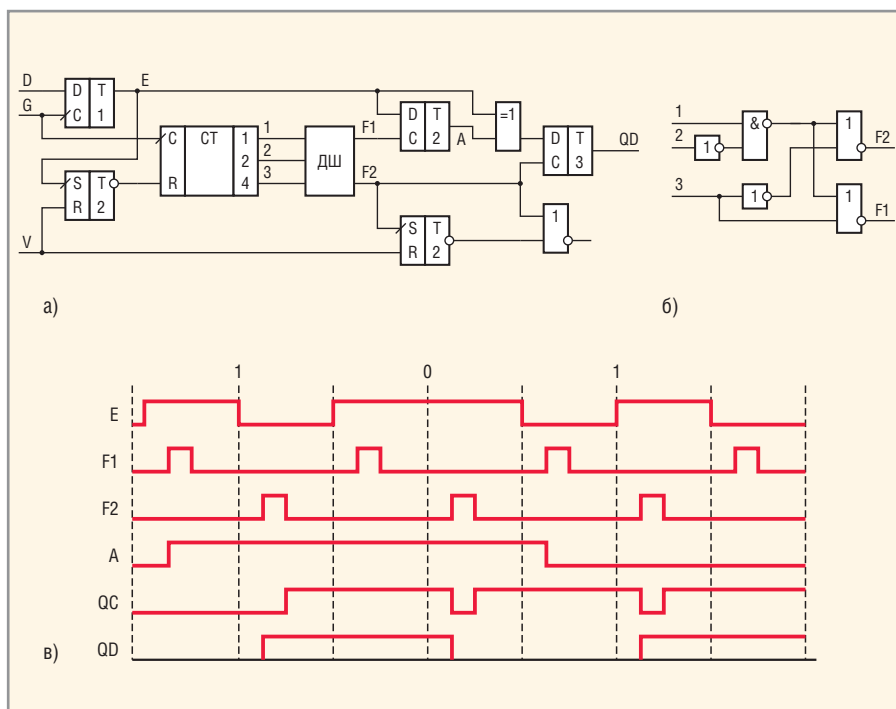


Рис. 5. Декодирующее устройство с анализом уровней входного сигнала

на выходе QC формируются третьим разрядом счётчика.

В схеме рис. 3а обнуление второго RS-триггера производится выходными импульсами элемента «исключающее ИЛИ», соответствующими каждому из тактовых перепадов, что определяет малую длительность импульсов лог. 1 на выходе QD и большую скважность тактовых импульсов на выходе QC. Устранение этих недостатков достигается

при обнулении второго RS-триггера в середине тактового интервала при отсутствии информационного перепада сигнала. Указанный алгоритм реализован в декодирующем устройстве, показанном на рисунке 4а, работа которого поясняется временными диаграммами, приведёнными на рисунке 4б.

Это устройство отличается от описанного выше (см. рис. 3а) тем, что демультиплексор выполнен на основе

элементов ИЛИ-НЕ и производит инверсию входных сигналов. На выходе элемента «исключающее ИЛИ» по каждому перепаду входного сигнала формируются положительные импульсы с длительностью, увеличенной до трёх периодов повторения импульсов генератора, которые затем поступают на адресный вход демультиплексора. На выходе дешифратора, выполненного в виде элемента И, появляются импульсы длительностью, уменьшенной до одного периода повторения импульсов, которые задерживаются на один период относительно середины тактового интервала, с тем чтобы расположиться посередине соответствующих импульсов на выходе элемента «исключающее ИЛИ» и поступить на информационный вход демультиплексора.

Выходные импульсы дешифратора направляются на соответствующий вход второго RS-триггера. При наличии информационного перепада триггер устанавливается в лог. 1, а при его отсутствии – в лог. 0, формируя двоичный код на выходе QD. В режиме ожидания триггер может находиться в любом состоянии. Тактовые импульсы на выходе QC в виде инверсных сигналов дешифратора начинают формироваться после появления информации первого разряда на выходе QD.

Декодирующее устройство со сравнением уровня сигнала в первой и второй половинах тактового интервала представлено на рисунке 5а. Схема дешифратора ДШ показана на рисунке 5б. Соответствующие временные диаграммы сигналов приведены на рисунке 5в.

В режиме ожидания первый и второй RS-триггеры установлены в лог. 0 импульсным сигналом по V-входу устройства. При этом на выходе QC фиксируется лог. 0. Счётчик импульсов удерживается в исходном состоянии. На выходах F1 и F2 дешифратора присутствует лог. 0. Второй и третий D-триггеры могут находиться в произвольном состоянии. При необходимости они могут устанавливаться в исходное состояние (лог. 0) сигналом с инверсного выхода первого RS-триггера аналогично счётчику импульсов. Первый D-триггер удерживается в лог. 0 сигналом по D-входу устройства с помощью импульсов задающего генератора, поступающих на G-вход устройства с периодом повторения $T/8$, где T – длительность тактового интервала.

Первый D-триггер предназначен для привязки входной информации к внут-

ренной шкале времени декодирующего устройства. При поступлении лог. 1 на D-вход устройства первый D-триггер ближайшим (нулевым) импульсом задающего генератора переключается в лог. 1 и вызывает переключение первого RS-триггера, разрешая переключение счётчика импульсов. При переключении первого разряда счётчика в лог. 1 первым импульсом генератора на выходе F1 формируется положительный импульс, разрешающий запись входной информации во второй D-триггер. Момент поступления четвёртого импульса генератора совпадает с серединой тактового интервала. Пятый импульс генератора вызывает очередное переключение счётчика и формирование положительного импульса на выходе F2 дешифратора, который переключает второй RS-триггер, разрешая формирование тактовых импульсов на выходе QC. Одновременно импульс с выхода F2 дешифратора разрешает запись информации с выхода элемента «исключающее ИЛИ», осуществляющего сравнение состояния информационного сигнала в первой и второй половинах тактового интервала.

При совпадении состояний третий D-триггер устанавливается в лог. 0, при несовпадении – в лог. 1. После окончания импульса, в точке F2 на выходе QC формируется тактовый импульс. Далее устройство работает аналогичным образом.

Описание работы декодирующих устройств проведено для случая, когда длительность тактового интервала T_K декодирующего устройства равна длительности тактового интервала T декодирующего устройства. При неравенстве указанных интервалов возможно смещение импульсов в точках F относительно импульсов в точке E. Для нормального функционирования предложенных устройств необходимо, чтобы указанное смещение не превышало период повторения импульсов задающего генератора $T/8$ декодирующего устройства в течение всей информационной посылки. Следовательно, должно выполняться условие $|T - T_K|/T < 1/8n$, где n – количество информационных разрядов. При $n = 8|T - T_K|/T < 1/64 > 1,5\%$. Выполнение указанного условия не вызывает затруднений при использовании кварцевых задающих генераторов.

При необходимости количество информационных разрядов может быть увеличено на один или два порядка.

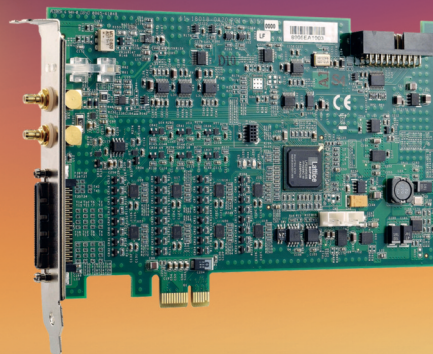
ЛИТЕРАТУРА

1. Шевкопляс Б.В. Микропроцессорные структуры. Инженерные решения: Справочник. Радио и связь, 1990.
2. Патент 2159988 РФ, МКИ H03M5/12. Преобразователь бинарного кода в фазоманипулированный код. А.А. Курочкин, А.П. Мартынов, Г.И. Шишкин. Изобретения. Полезные модели. 2000. № 3.
3. Патент 2163418 РФ, МКИ H03M5/12. Преобразователь фазоманипулированного кода в бинарный код. А.А. Курочкин, А.П. Мартынов, С.В. Панкратов, В.Н. Фомченко, Г.И. Шишкин. Изобретения. Полезные модели. 2001. № 5.
4. Климов В.П., Казанов И.М., Вишняков И.Л. Кодирование устройств оптических каналов. В сб. Электронная техника в автоматике. Радио и связь. 1985. Вып. 16. С. 257–264.
5. Климов В.П., Казанов И.М., Вишняков И.Л. Структуры декодирующих устройств оптических каналов. В сб. Электронная техника в автоматике. Радио и связь. 1986. Вып. 17. С. 254–262.



Высокоскоростные цифровые платы ADLINK

Идеальное решение для многоканального высокоскоростного ввода-вывода

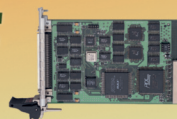


PCIe-7350

50 МГц 32-канальная высокоскоростная плата цифрового ввода-вывода

- Интерфейс PCI Express®
- 32 канала высокоскоростных цифровых входов/выходов по 8 каналов в группе, устанавливаемых на ввод или вывод
- Максимальная частота 50 МГц
- Максимальная пропускная способность 200 Мбайт/с
- Программно устанавливаемый уровень 1,8; 2,5 и 3,3 В

Дополнительно доступны высокоскоростные платы ввода-вывода для cPCI/PCI/PCI Express



> PCIe/PCI-7300A, cPCI-7300

20 МГц, 12 Мбайт/с
Высокоскоростные 32-канальные платы цифрового ввода-вывода



> PCI/cPCI-7200

2 МГц, 12 Мбайт/с
Высокоскоростные 64-канальные платы цифрового ввода-вывода

PCI Express®: пропускная способность больше, скорости выше...

ОФИЦИАЛЬНЫЙ ДИСТРИБЬЮТОР ПРОДУКЦИИ ADLINK



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

Реклама

Блок управления для приводов с шаговыми двигателями на базе микроконтроллера Atmel

Сергей Шишкин (Нижегородская обл.)

В статье описан блок управления для приводов с шаговыми двигателями. К предлагаемому блоку можно подключить до трёх исполнительных устройств.

Описанный ниже блок управления можно применить в тех изделиях и устройствах, где необходимо управлять тремя приводами с шаговыми двигателями. Под приводом мы понимаем устройство с функционально законченным интерфейсом, аналогичное блоку управления шаговым двигателем.

Сформулируем требования к интерфейсу управления приводом шагового двигателя для работы с предлагаемым блоком. Управление каждым приводом осуществляется сигналами «Направление», «Разрешение», «Шаг» и «Готовность». Функциональное назначение вышеуказанных сигналов следующее:

- шаг (выход) – тактовые импульсы;
- направление (выход) – сигнал, определяющий направление вращения вала шагового двигателя (лог. 0 – по часовой стрелке, лог. 1 – против часовой стрелки);
- разрешение (выход) – сигнал разрешения работы привода (лог. 1);
- готовность (вход) – сигнал готовности привода шагового двигателя.

Уровень функционирования вышеуказанных сигналов соответствует уровню сигналов ТТЛ. «Готовность» – необязательный сигнал обратной связи, поступающий с привода. Если в рабочем режиме уровень сигнала «Разрешение» равен лог. 1, то уровень выходного сигнала «Готовность» равен лог. 0.

Будем считать, что все три привода конструктивно расположены в одном устройстве, поэтому к блоку управления подключается один жгут проводов. Принципиальная схема блока управления показана на рисунке 1, панель управления блоком – на рисунке 2.

Соединитель X1 блока управления подключается к устройству, в котором размещены приводы шаговых

двигателей. Сигналами Шаг1, Направл.1, Разреш.1 и Готов.1 интерфейса управления № 1 осуществляется управление приводом № 1. Управление приводами № 2 и № 3 осуществляется посредством интерфейсов № 2 и № 3 аналогичными по своему функциональному назначению сигналами.

Рассмотрим прохождение сигналов Разреш.1 и Готов.1 в составе интерфейса № 1. Предположим, что в приводе № 1 имеется сигнал обратной связи Готов.1. Тогда перед включением питания переключатель SA1 следует установить в положение «1». Сразу после подачи питания на приводы и блок управления уровни всех сигналов равны лог. 0. Если в блоке управления сигнал Разреш.1 устанавливается в лог. 1, то выходной сигнал привода Готов.1 должен быть установлен в лог. 0. Если в приводе № 1 отсутствует сигнал Готов.1, то перед включением питания переключатель SA1 следует установить в положение «2». Подобный алгоритм работы использован в приводах № 2 и № 3, где задействованы переключатели SA2 и SA3 соответственно.

На панели управления (см. рис. 2) размещены: клавиатура (кнопки S1 – S8), индикаторы HL1 – HL6 и блок индикации (дисплей) из четырёх цифровых семисегментных индикаторов HG1 – HG4.

Кнопки клавиатуры имеют следующее назначение:

- S1 (▲) – постепенное увеличение скорости вращения (об./мин) вала шагового двигателя; удержание кнопки в нажатом состоянии более 3 с приводит к автоматическому увеличению значения оборотов выбранного привода каждые 0,5 с;
- S2 (▼) – последовательное уменьшение скорости вращения (об./мин) вала шагового двигателя; удержание

кнопки в нажатом состоянии более 3 с приводит к автоматическому уменьшению оборотов выбранного привода каждые 0,5 с;

- S3 (H) – направление вращения вала выбранного шагового двигателя (по часовой стрелке или против часовой стрелки); при выбранном направлении вращения включаются индикаторы HL1 – HL3 (по часовой стрелке, для приводов №1 – 3 соответственно) или HL4 – HL6 (против часовой стрелки, для приводов №1 – 3 соответственно);
- S4 (B) – циклический выбор привода («привод 1», «привод 2», «привод 3», снова «привод 1» и т.д.);
- S5 (C1) – кнопка старт/стоп для привода № 1;
- S6 (C2) – кнопка старт/стоп для привода № 2;
- S7 (C3) – кнопка старт/стоп для привода № 3;
- S8 (C) – общий стоп всех приводов.

Разряды индикации панели управления имеют следующее назначение (слева направо, по рисунку 2):

- разряд 1 (индикатор HG1) отображает «1» в режиме «привод 1», «2» в режиме «привод 2» и «3» в режиме «привод 3»;
- разряд 2 (индикатор HG2) отображает разряд «сотни» оборотов во всех вышеуказанных режимах;
- разряд 3 (индикатор HG3) отображает разряд «десятки» оборотов во всех режимах;
- разряд 4 (индикатор HG4) отображает разряд «единицы» оборотов во всех режимах.

Рассмотрим основные узлы принципиальной схемы блока (см. рис. 1). Блок управления выполнен на базе микроконтроллера DD4. Таковая частота МК задаётся резонатором ZQ1 (10 МГц). Клавиатура собрана на кнопках S1 – S8. Для её функционирования задействован вывод 7 микроконтроллера DD4. Резисторы R1 – R3, R5, R9, R13 – токоограничительные, для индикаторов HL1 – HL6. Динамическая индикация собрана на регистре DD5, транзисторах VT1 – VT4 и семисегментных индикаторах HG1 – HG4.

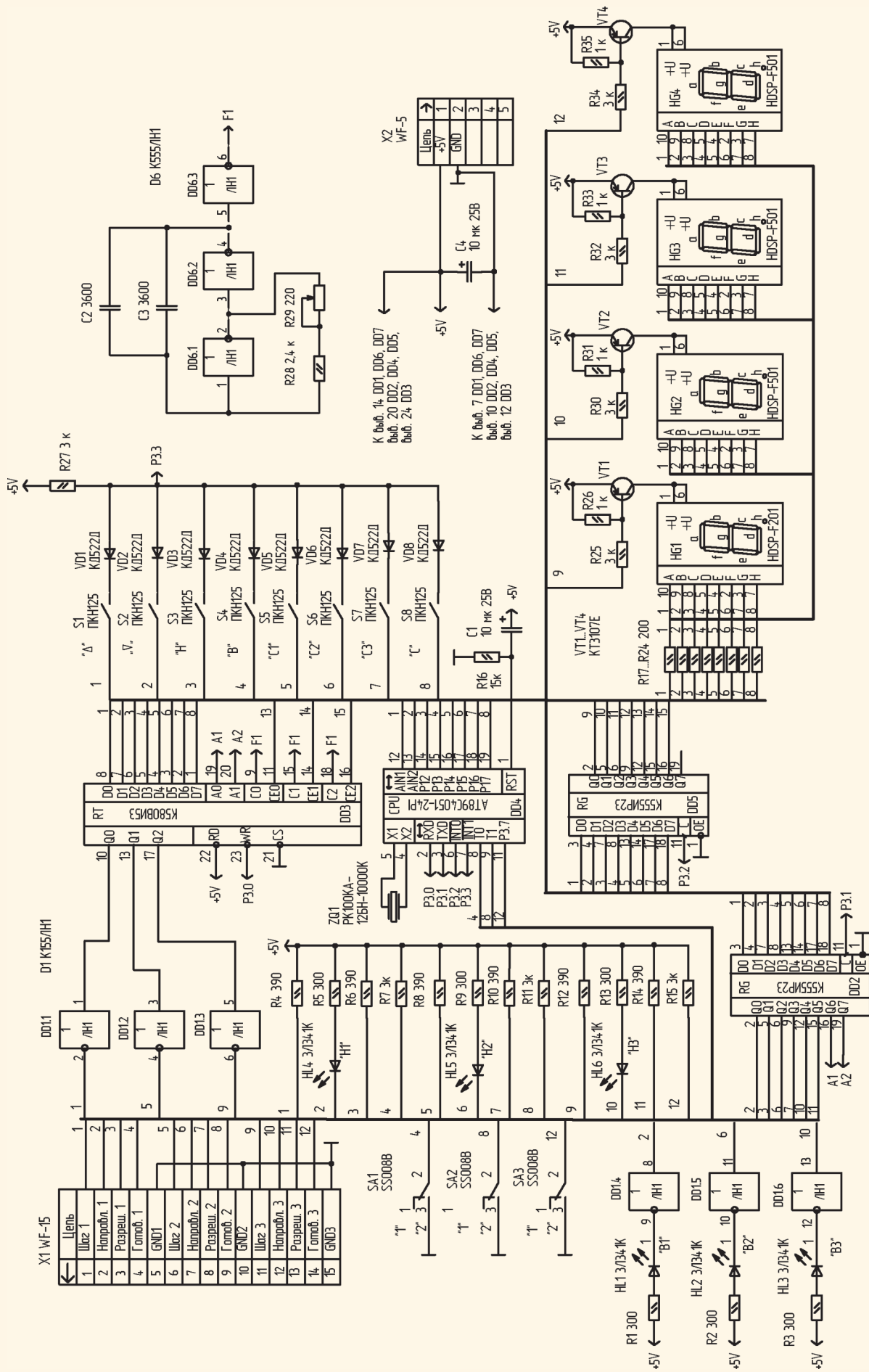


Рис. 1. Принципиальная электрическая схема блока управления

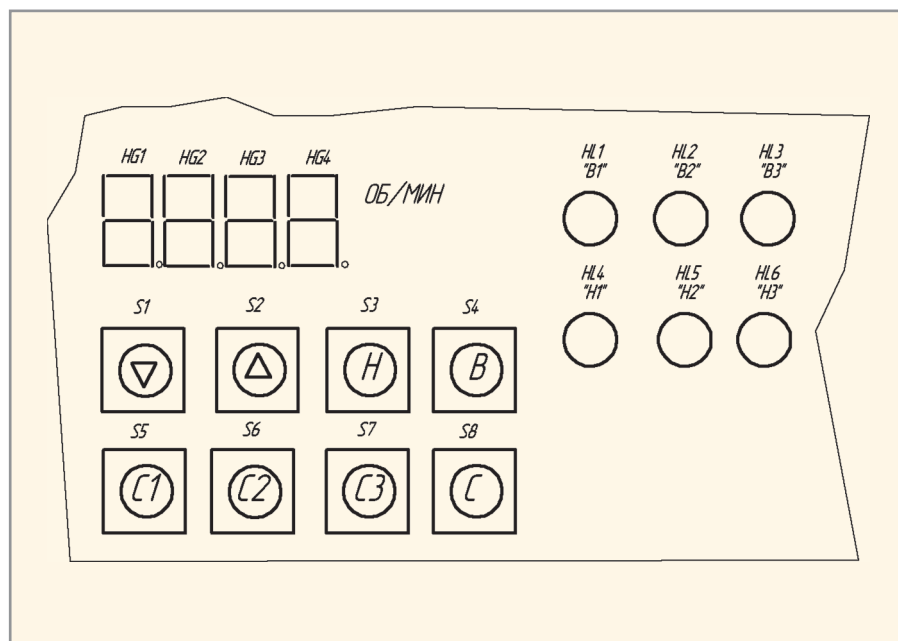


Рис. 2. Панель управления

Тактовая частота для приводов поступает с ИС таймера типа КР580ВИ53. Подробное описание таймера приведено в [2]. В алгоритме работы блока управления задействованы все три канала данного таймера. Канал 0 формирует последовательность тактовых импульсов для привода № 1, канал 1 – для привода № 2 и канал 2 соответственно для привода № 3. Все три канала таймера работают в режиме (3) генератора меандра; коэффициент деления является однобайтовым числом. Тактовая частота на входы каналов таймера (выводы 9, 15 и 18 DD3) поступает с генератора частотой 6,25 кГц, собранного на микросхеме DD6. Резистором R29 осуществляется подстройка частоты генератора.

В режиме 3 каждый канал таймера работает как делитель входных сигналов на N (N – коэффициент деления, может принимать значения от 0 до 255). При этом длительность положительного и отрицательного полупериодов выходного сигнала для чётных N равна $T_C N/2$, где T_C – период сигнала тактовой частоты, а для нечётных чисел N положительный полупериод равен $T_C(N+1)/2$, отрицательный – $T_C(N-1)/2$. В режиме 3 каналы не выполняют свои функции при записи в счётчики числа $N = 3$, поэтому программно реализовано $N \geq 4$. Перезагрузка счётчика во время счёта не влияет на текущий период, однако последующий период будет соответствовать новому значению коэффициента деления.

Скорость вращения вала шагового двигателя (об./мин) определяется

числом шагов на один оборот и частотой следования тактовых импульсов (сигнал Шаг). Программное обеспечение разработано для привода шагового двигателя, где минимальная частота вращения вала двигателя равна 35 об./мин, а максимальная – 375 об./мин (1000 шагов на один оборот). Можно задавать следующие значения скорости вращения вала шагового двигателя (в об./мин): 35 – 42, 44 – 46, 48, 50, 51, 53, 55, 57, 60, 62, 65, 68, 71, 75, 78, 83, 88, 93, 100, 107, 115, 125, 136, 150, 166, 187, 214, 250, 300, 375.

Минимальная частота сигнала Шаг каждого канала определяется минимальной частотой вращения вала шагового двигателя и для нашего случая равна примерно 595 Гц (35 об./мин), максимальная частота – 6,25 кГц (375 об./мин), для этого в программу заложена формула $F = 1500/N$, где N – вышеуказанный коэффициент деления в канале таймера DD3 ($4 \leq N \leq 42$). Исходными данными для получения данной формулы являются частота генератора 6,25 кГц и число шагов на один оборот шагового двигателя (1000). Десятые доли, полученные при делении двухбайтового двоичного числа 1500 на однобайтовое двоичное число N , в программе отбрасываются.

Сразу после подачи питания блок управления переходит в режим работы «привод 1». На дисплее индицируется значение 35 об./мин (минимальное значение), ротор шагового двигателя не вращается. Для запуска двигателя необходимо на-

жать на кнопку S2 (▲). Кнопками S1, S2 (▲,▼) устанавливается необходимое значение скорости вращения вала (об./мин) шагового двигателя, кнопкой S3 – направление вращения, при этом включаются индикаторы HL1 (вперёд) или HL4 (назад). Все заданные для данного привода параметры сохраняются при переходе на «привод 2» или «привод 3».

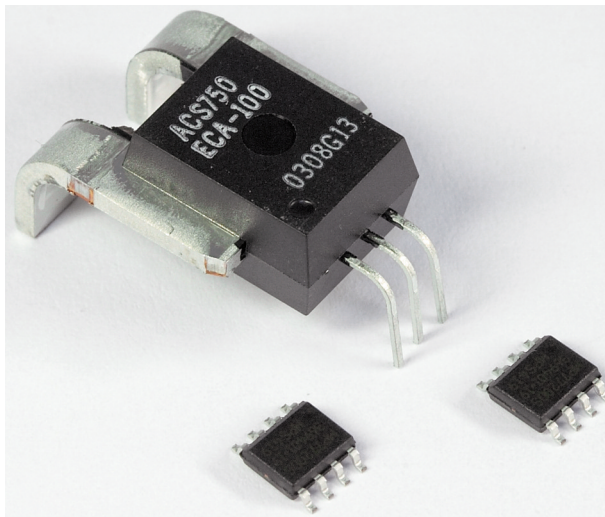
Рассмотрим взаимодействие блока управления и привода № 1 через интерфейс управления № 1. Сигналы управления через соединитель X1 поступают на приводы с регистра DD2 и инверторов DD1.1 – DD1.3. На входы инверторов поступает тактовая частота с программируемого таймера DD3. С контакта 4 соединителя X1 сигнал Готов.1 поступает на вход 8 микроконтроллера DD4. При нулевом значении на дисплее блока (сразу после подачи питания и инициализации) сигнал Разреш.1 установлен в лог. 0, сигнал Готов.1 установлен в лог. 1.

Сразу после задания с клавиатуры какого-либо значения для привода № 1 микроконтроллер DD4 устанавливает сигнал Разреш. в лог. 1. По данному сигналу привод устанавливает сигнал Готов.1 в лог. 0. Микроконтроллер DD4 анализирует уровень сигнала, поступающего на вход 8. При уровне лог. 0 на входе 11 таймера DD3 (вход разрешения счёта канала 0) присутствует лог. 1. При этом счёт канала 0 разрешён. Микроконтроллер DD4 управляет данным входом таймера DD3 через регистр DD5. Сигнал на вход 11 таймера DD3 поступает с вывода 12 регистра DD5. Если привод выставил сигнал Готов.1 в лог. 1, то на входе 11 таймера DD3 будет присутствовать лог. 0, тем самым запрещается счёт канала 0 таймера. На выходе канала 0 (вывод 10 таймера DD3) будет установлен сигнал лог. 1. Соответственно сигнал Шаг1 (контакт 1 соединителя X1) будет установлен через инвертор D1.1 в лог. 0. Аналогично на выходные сигналы Готов.2 и Готов.3 реагируют приводы № 2 и № 3.

Конструктивно блок управления выполнен в виде функционально законченного модуля. Как видно из схемы, аппаратные возможности микроконтроллера DD4 исчерпаны полностью.

Питающее напряжение поступает на плату модуля с соединителя X2. Конденсатор C4 фильтрует пульсации

Датчики тока на эффекте Холла



Параметры датчиков тока Allegro

Наименование	ный измеряемый ток, А	измерения, кГц	тельность, мВ/А	Корпус
ACS706ELC-05C	±15	50	133	
ACS706ELC-20A	±20	50	100	
ACS712ELCTR-05B-T	±5	50	185	
ACS712ELCTR-20A-T	±20	50	100	
ACS712ELCTR-30A-T	±30	50	66	
ACS754xCB-050	±50	35	40	
ACS754xCB-100	±100	35	20	
ACS754xCB-200	±100	35	10	

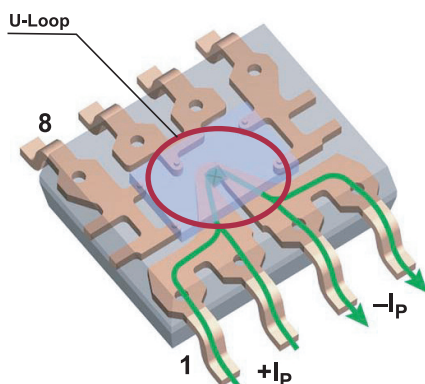


Схема протекания тока в датчике ACS704 и конструкция токовой шины

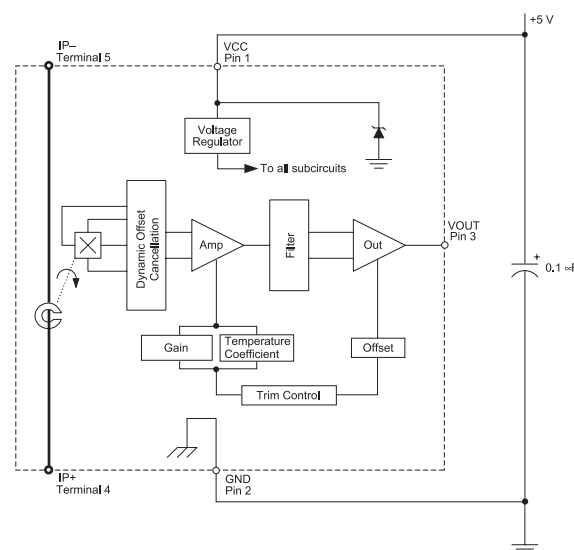
ОСНОВНЫЕ ДОСТОИНСТВА

- Диапазон измеряемых токов ±5... ±200А
- Сверхнизкое сопротивление токовой шины
- Хорошая линейность
- Полоса частот до 50 кГц
- Промышленный диапазон температур -40... +85 °С
- Напряжение изоляции до 3кВ

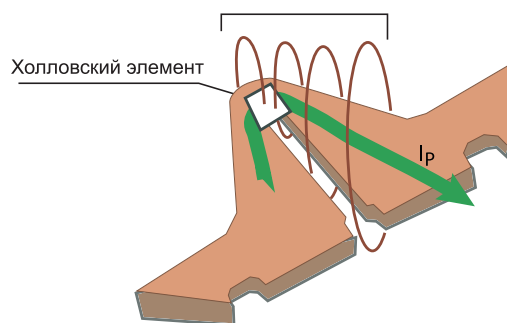
Области применения

- Источники вторичного электропитания
- Корректоры коэффициента мощности
- Автоэлектроника
- Системы промышленной автоматки
- Бытовая электроника

Конструкция датчиков тока Allegro



Магнитный поток, порождаемый протекающим в шине током



Конструкция токовой шины и элемент Холла в датчике ACS704

в цепи питания +5 В. Сразу после подачи питания на выводе 1 микроконтроллера DD4 через цепь R16C1 формируется сигнал системного аппаратного сброса микроконтроллера DD4. Затем выполняется инициализация программы, в которой задаются параметры работы динамической индикации, программируемого таймера DD3 и характеристики приводов; запускается таймер TF0 и разрешается работа устройства согласно описанному выше алгоритму.

Программное обеспечение микроконтроллера обеспечивает реализацию динамической индикации блока и функционирование трёх приводов шаговых двигателей. Таймер TF0 микроконтроллера DD4 формирует запрос на прерывание каждые 3,4 мс и временные интервалы, необходимые для отображения разрядов индикации. В ОЗУ микроконтроллера DD4 организован буфер отображения.

Каждый байт из функциональной группы буфера отображения в подпрограмме обработки прерывания таймера TF0 выводится в порт P1 микроконтроллера DD4. Номер группы или режим работы записан в регистре R2. В регистре R1 записан текущий номер отображаемого разряда динамической индикации. Адрес ячейки памяти, где хранится значение самого разряда, записан в регистре R0. В процессе обработки подпрограммы прерывания происходит опрос клавиатуры.

Байт, выводимый при этом в порт P1 микроконтроллера, представляет собой код «бегущий ноль». После записи данного байта в порт P1 микроконтроллер DD4 анализирует сигнал на входе 7 (P3.3). При любой нажатой кнопке подпрограмма формирует на входе 7 микроконтроллера лог. 0. Таким образом, каждая кнопка клавиатуры «привязана» к «своему» разряду байта. Нажатие кнопки S4 приводит к увеличению содержимого регистра R2, задавая один из трёх режимов работы блока управления.

При нажатии на кнопку S1 устанавливается флаг, который разрешает увеличивать текущее значение скорости вращения выбранного привода, отображаемое на дисплее блока. Одновременно запускается счётчик на регистре R3. Если кнопка удерживается более 3 с, значение, индицируемое на дисплее (частота вращения ротора шагового двигателя), увеличивается каждые 0,5 с. Счётчик,

формирующий временной интервал 0,5 с, организован на регистре R4. При отпускании кнопки S1 все счётчики обнуляются.

Аналогичным образом организована работа кнопки S2 для уменьшения текущего значения оборотов выбранного привода. Если кнопка удерживается более 3 с, значение, индицируемое на дисплее, уменьшается каждые 0,5 с. Счётчики для кнопки S2 организованы на регистрах R5 и R6. Выходы регистра DD5 (выводы 2, 5, 6, 9) включают индикаторы HG1 – HG4 (разряды дисплея) посредством открывания транзисторов VT1 – VT4. С выводов 12, 15, 16 регистра DD5 разрешается работа каналов 0 – 2 таймера DD3. Адреса таймера DD3 выбираются с выводов 16 и 19 регистра DD2. Одновременно с изменением значения на дисплее блока для текущего канала изменяется коэффициент деления, записываемый в соответствующий канал таймера DD3. Поскольку таймер DD3 работает только в режиме записи, то вывод 22 (RD) подключен к шине питания +5V.

Программа микроконтроллера состоит из трёх основных частей: процедуры инициализации, основной программы, работающей в замкнутом цикле, и подпрограммы обработки прерывания от таймера TF0. В основной программе происходит вычисление частоты вращения роторов шаговых двигателей по формуле $F = 1500/N$ и преобразование получившегося двухбайтового числа в десятичные двоично-кодированные (BCD) для отображения информации на индикаторе. В подпрограмме обработки прерывания от таймера TF0 в каждом цикле происходит опрос клавиатуры, перекодировка двоично-десятичного числа в код для семисегментного индикатора и запись информации с порта P1 микроконтроллера DD4 в регистры DD2, DD5, которая осуществляется по фронту импульсов, подаваемых соответственно с выводов 3 и 6 микроконтроллера DD4.

В памяти данных микроконтроллера с адреса 30H по 3BH организован буфер отображения для динамической индикации. По своему функциональному назначению адресное пространство данного буфера можно условно разбить на три функциональные группы. Каждая группа занимает четыре ячейки памяти, по одной на знакоместо:

- 30H – 33H – адреса, где хранится текущее значение оборотов для привода № 1. Эти адреса выводятся на индикацию в режиме «привод 1». По адресу 30H хранится число 1;
- 34H – 37H – адреса, где хранится текущее значение оборотов для привода № 2. Эти адреса выводятся на индикацию в режиме «привод 2». По адресу 34H хранится число 2;
- 38H – 3BH – адреса, где хранится текущее значение оборотов для привода № 3. Эти адреса выводятся на индикацию в режиме «привод 3». По адресу 38H хранится число 3.

Указанные адреса загружаются в регистр R0 микроконтроллера. Каждый байт из функциональной группы циклически (в подпрограмме обработки прерывания таймера TF0, метка OT) – после перекодировки – выводится в порт P1 микроконтроллера. Для включения индикаторов HG1 – HG4 необходимо установить лог. 0 на выводах 2, 5, 6, 9 регистра DD5. Например, чтобы в режиме «привод 1» на индикаторе HG1 индицировалась «1», необходимо двоично-десятичное число, расположенное по адресу 30H, перекодировать, вывести в порт P1 микроконтроллера и записать лог. 0 в первый разряд регистра DD5 (вывод 2). Записывая поочередно после перекодировки в порт P1 микроконтроллера байты из функциональной группы буфера отображения и лог. 0 на соответствующий вывод регистра DD5, мы получаем режим динамической индикации. Понятно, что каждый разряд индикатора «привязан» к своему адресу в функциональной группе. На регистре R1 реализован счётчик разрядов.

В регистр R0 записываются адреса функциональных групп (метки ТЕМО0, ТЕМО1, ТЕМО2). При каждом обращении к подпрограмме обработки прерывания регистры R0 и R1 увеличивают своё содержимое. При инициализации в регистр R0 загружается адрес 30H (режим «привод 1»), а в регистр R1 – число 1. В памяти данных по адресу 20H находится байт, который управляет разрядами динамической индикации и входами разрешения счёта каналов 0 – 2 таймера DD3. Данный байт записывается в регистр DD5 сразу после опроса клавиатуры. Младшая тетрада данного байта представляет собой код «бегущий ноль» для включения знакомест (разрядов) динамической индикации.

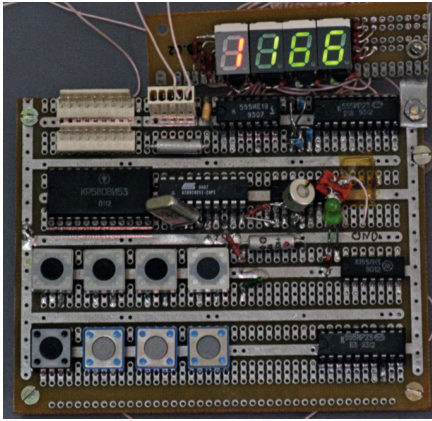


Рис. 3. Внешний вид макета платы блока управления

По адресу 21H в памяти данных находится байт, который управляет сигналами импульсных интерфейсов приводов (сигналы Направл. и Разреш.) и задаёт адреса каналов в таймере DD3. Данный байт выводится в цикле подпрограммы прерывания в регистр DD2. Разработанная программа на ассемблере занимает порядка 2,9 Кб памяти программ.

Блок управления смонтирован на макетной плате с размерами 120 × 120 мм. При необходимости интер-

фейс можно смонтировать на отдельной плате. Фотография макета платы блока управления приведена на рисунке 3.


В устройстве использованы резисторы типа С2-33Н-0, 125 Вт, хотя подойдут любые другие с такой же мощностью рассеивания и допуском 5%. Резистор R29 типа СП5-16ВВ. Конденсаторы С1, С4 – К50-35, С2, С3 – К10-17а. У всех микросхем между цепью +5V и общим проводником полезно установить блокировочные конденсаторы К10-17-Н90-0,1мкФ.

В дисплее выделен разряд, индицирующий текущий режим работы устройства (индикатор НГ1) на фоне остальных разрядов интерфейса. Поэтому для данного разряда выбран семисегментный индикатор красного цвета свечения HDSP-F001 (также подойдёт HDSP-F151); индикаторы НГ2 – НГ4 – зелёного цвета свечения HDSP-F501. Можно использовать любые другие индикаторы с общим анодом и приемлемой яркостью свечения, например АЛС321. Ток через сегмент индикатора определяется нагрузочной способностью порта P1

микроконтроллера DD4. Индикаторы НЛ1 – НЛ6 можно использовать любые, с $I_{np} = 10$ мА. Переключатели SA1 – SA3 типа SS008В.

Потребление устройства по питанию +5 В не превышает 100 мА. В схеме отсутствуют настройки и регулировки (кроме регулировки частоты задающего генератора резистором R29). Если монтаж выполнен правильно, то она начинает работать сразу после подачи питания. Целесообразно проверить работоспособность блока управления, не подключая к нему приводы. Отметим, что подсоединять приводы к блоку управления можно только при выключенном питании.

ЛИТЕРАТУРА

1. Фрунзе А.В. Микроконтроллеры? Это же просто! ИД СКИМЕН, 2002.
2. Микропроцессоры и микропроцессорные комплекты интегральных схем: Справочник. Под ред. В.А. Шахнова. Радио и связь, 1988.
3. Бродин В.В., Шагури И.И. Микроконтроллеры. Архитектура, программирование, интерфейс. ЭКОМ, 1999. 

НАДЁЖНАЯ ПАМЯТЬ ДЛЯ ЖЁСТКИХ УСЛОВИЙ



innODISK
Beyond your imagination

- Скорость чтения до 80 Мбайт/с
- Скорость записи до 60 Мбайт/с
- До 2 млн циклов стирания-записи
- Интерфейсы Compact Flash и IDE
- Расширенный температурный диапазон -40...+85°C



**ФЛЭШ-ПАМЯТЬ
СЕРИИ 8000**

ОФИЦИАЛЬНЫЙ ДИСТРИБЬЮТОР ПРОДУКЦИИ INNODISK

PROSOFT®

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

Реклама

Проектирование зеркальной антенной системы со спиральным облучателем

Андрей Пластиков, Нури Фейзулла (Московская обл.)

В статье описывается процесс компьютерного проектирования параболической однозеркальной антенны со спиральным облучателем для дециметрового диапазона волн.

ВВЕДЕНИЕ

Зеркальные антенные системы широко используются в различных областях радиоэлектроники в диапазоне длин волн от единиц миллиметров до метров, поскольку они позволяют реализовать самую высокую направленность. В настоящее время наиболее рациональным подходом к разработке подобных антенных систем является использование компьютерного моделирования.

В предлагаемой статье рассматривается проектирование параболической однозеркальной антенны дециметрового диапазона волн со спиральным облучателем. Зеркало имеет радиус раскрыва и фокусное расстояние, равные 2,5 м. Необходимо было обеспечить работу антенной системы в двух разнесённых поддиапазонах частот шириной 25 МГц – вблизи 800 и 1000 МГц. При этом требовалось реализовать близкий к единице коэффициент эллиптичности (КЭ).

Проектирование осуществлялось с помощью коммерческих программных пакетов Ansoft HFSS (High Frequency Structure Simulator) [1, 2], CST

Microwave Studio [3] и EMSS FEKO [4, 5]. Данные программы предназначены для моделирования и расчёта характеристик электромагнитных полей в сложных СВЧ-устройствах.

Использование подобных программных пакетов позволяет в значительной мере ускорить процесс разработки устройств. Для адекватности результатов следует сопоставлять их с теоретическими предпосылками, а также проводить моделирование в различных программах (использующих различные методы расчёта), сравнивая получаемые характеристики устройств между собой.

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ОБЛУЧАТЕЛЯ

Облучатель зеркала выполняется в виде двухзаходной конической спиральной антенны с экраном (см. рис. 1). Использование облучателя такого типа позволяет получить осесимметричную диаграмму направленности (ДН) с близкой к круговой поляризацией в требуемых диапазонах частот и обеспечить незначительное затенение вторичного поля зеркала.

Жёсткая коаксиальная линия, закреплённая вдоль оси антенной системы, подводит питание к облучателю (в процессе передачи) и одновременно является опорой. Для получения круговой поляризации поля излучения необходимо обеспечить противофазное питание заходов спиралей. Для этого используется микрополосковая линия, располагаемая внутри экрана. Сам экран имеет двухступенчатую форму для обеспечения возможности подвода питания.

Проектирование облучателя осуществлялось в программе HFSS. Для решения уравнений электродинамики она использует метод конечных элементов (Finite Element Method), подразумевающий разделение всего пространства на тысячи малых областей – тетраэдров – и описание поля в каждой подобласти

(элементе) локальной функцией. Данное представление структуры позволяет программе перейти от уравнений Максвелла к матричным уравнениям, которые затем решаются с помощью традиционных численных методов.

Коаксиальный тракт питания диаметром 38 мм моделировался сплошным металлическим цилиндром длиной 900 мм, а спирали – в виде бесконечно тонких ленточных структур, возбуждаемых с помощью дискретных портов. Тонкий опорный диэлектрик в модель не вводился, поскольку он существенно не влияет на характеристики спиральной антенны [6], а использование в модели столь тонкой (порядка 0,5 мм) детали конструкции приводит к существенному увеличению количества элементов разбиения в HFSS и, как следствие, времени расчёта модели.

Проведём оценку необходимой ширины ДН облучателя и уровня облучения края зеркала. Угол θ_0 , под которым из фокуса виден край зеркала, описывается выражением:

$$\theta_0 = 2 \arctg \frac{r}{2f}, \quad (1)$$

где f – фокусное расстояние, r – радиус раскрыва зеркала. В нашем случае $r=f=2,5$ м и $\theta_0 \approx 53,13^\circ$.

Использование облучателя с очень широкой или излишне узкой ДН может привести к существенному уменьшению КНД по сравнению с идеальной плоской антенной такого же радиуса. Соответствующее уменьшение КНД принято характеризовать коэффициентом использования поверхности (КИП). Зависимость КИП от уровня облучения края зеркала должна иметь максимум, который и соответствует оптимальному облучателю.

Считаем, что проектируемый облучатель имеет осесимметричную ДН. После её аппроксимации нормированной функцией вида

$$F(\theta) = \cos^n \frac{\theta}{2}, \quad 0 \leq \theta \leq 180^\circ, \quad (2)$$

можно показать, что зависимость КИП η параболической антенны с круглым раскрывом от показателя степени n и угла θ_0 , под которым виден край зер-

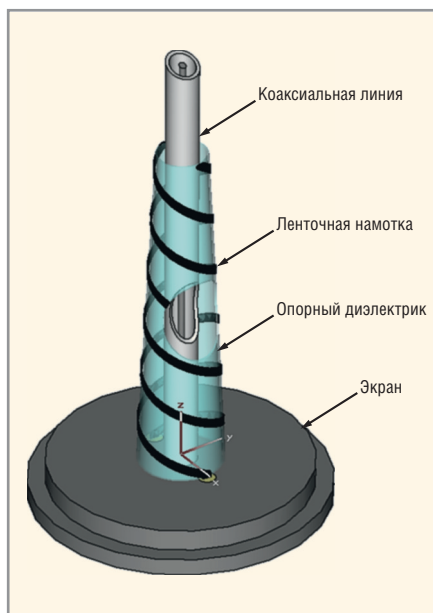


Рис. 1. Конструкция облучателя (с вырезом)

кала, можно оценить следующим выражением:

$$\eta = \frac{4(n+1)}{n^2} \operatorname{ctg}^2 \frac{\theta_0}{2} \left[1 - \cos^n \frac{\theta_0}{2} \right]^2. \quad (3)$$

Из формулы (2) получаем, что выраженный в децибелах уровень облучения края зеркала N равен:

$$N = -20 \lg \frac{1}{\cos^n \frac{\theta_0}{2}} = 10 \lg \left(\cos^{2n} \frac{\theta_0}{2} \right). \quad (4)$$

Выражения (3) и (4) позволяют для определённого выше угла θ_0 получить зависимость η от N при вариации n (см. рис. 2). Эта зависимость имеет слабо выраженный максимум $\eta_m = 0,796$, соответствующий значению $N = -9,6$ дБ. Задавшись допустимым снижением КИП в 2% от оптимального значения, получаем, что в пределах рабочих частотных диапазонов проектируемый облучатель должен обеспечивать уровень облучения края зеркала в пределах от $-12,3$ до $-7,5$ дБ.

Для снижения уровней бокового и заднего излучения в конструкцию облучателя был введён дополнительный элемент – двойное четвертьволновое дроссельное устройство, крепящееся непосредственно на экран спиральной антенны и препятствующее затеканию токов на нижнюю поверхность экрана. Характеристики поля излучения окончательной модели облучателя (см. рис. 3, здесь и далее размеры указаны в миллиметрах) сведены в таблицу 1.

Облучатель устанавливается вдоль оси рефлектора так, чтобы его фазовый центр (ФЦ) совпадал с фокусом зеркальной системы.

В программе HFSS отсутствует возможность непосредственного определения ФЦ антенны. Но такая возможность имеется в программе Microwave Studio, которая схожа по функциональности с HFSS, но использует другой метод расчёта – метод конечного интегрирования (Finite Integration Technique) на базе дискретизации уравнений Максвелла в интегральной форме. Данный метод может быть реализован как во временной, так и в частотной областях, с использованием гексагональной (в виде прямоугольных параллелепипедов) или тетраэдральной сеток разбиения.

В программе Microwave Studio использовался анализ во временной области. Вследствие использования гексагональной сетки разбиения были

спроектированы спирали с круглым сечением. Питание к облучателю проводилось посредством двух коаксиальных линий, продолжением центральных жил которых являются заходы спиральной антенны.

Определив положение ФЦ как среднее арифметическое от координат точек ФЦ на центральных частотах двух рабочих диапазонов, получаем, что ФЦ спроектированной спиральной антенны находится на её оси и отстоит от экрана на 112,9 мм (соответствующая точка отмечена на рисунке 3). Заметим, что полученные в программе Microwave Studio диаграммы направленности имеют более низкие (1...2 дБ) уровни бокового и заднего излучения по сравнению с рассчитанными в HFSS. Отличия же в области углов $\theta \leq \theta_0$ являются минимальными.

ПРОЕКТИРОВАНИЕ МИКРОПОЛОСКОВОЙ ПЛАТЫ ПИТАНИЯ ОБЛУЧАТЕЛЯ

Схема питания облучателя расположена внутри его экрана (см. рис. 4). Микрополосковая разводка начинается соответствующим переходом из коаксиального тракта, имеющего волновое сопротивление 50 Ом. Для обеспечения противофазного питания заходов облучателя используется полуволновая фазовращательная линия. Согласование с нагрузкой (входными сопротивлениями спиралей) осуществляется с помощью четвертьволновых трансформаторов и параллельных согласующих шлейфов, подключаемых непосредственно к нагрузке.

Моделирование и расчёт платы питания проводились в программе HFSS. Совместный электродинамический анализ (и, тем более, оптимизация) облучателя и его схемы питания как единого целого требует значительных затрат вычислительных ресурсов. Поэтому микрополосковая плата рассчитывалась отдельно. При этом учитывались данные, полученные при анализе облучателя.

Заметим, что построенная таким образом схема позволяет обеспечить

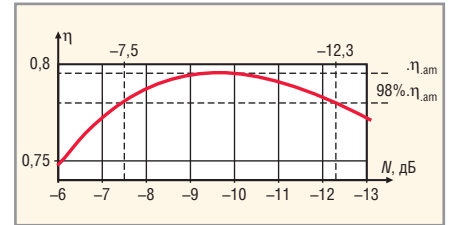


Рис. 2. Зависимость КИП η от уровня облучения края зеркала N вблизи максимума

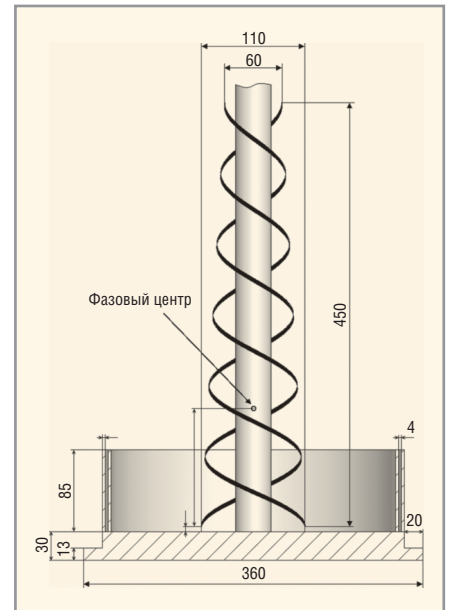


Рис. 3. Окончательная модель облучателя

лишь узкополосное согласование с облучателем. Наилучшее согласование требовалось получить в нижнем диапазоне частот. Для реализации широкополосного согласования можно было бы использовать, например, эффект связанных линий.

Используемый облучатель можно рассматривать как четырёхполюсник, входы которого не являются развязанными вследствие взаимодействия его элементов через свободное пространство. Последний факт не учитывается в программе HFSS при выводе получаемой матрицы Z-параметров облучателя.

Входные сопротивления $Z_{вх,л}$ ($l = 1, 2$) заходов спиралей рассматриваемой двухэлементной антенны могут быть найдены по аналогии с [7] и с учётом известного соотношения, связывающего коэффициент отражения в линии

Таблица 1. Характеристики поля модели облучателя на центральных частотах рабочих диапазонов

Характеристика	Диапазон частот	
	нижний (800 МГц)	верхний (1000 МГц)
Уровень облучения края зеркала (усреднённый по ф), дБ	-7,6	-9,8
Максимальный уровень боковых лепестков, дБ	-16,0	-8,2
Уровень заднего излучения, дБ	-12,0	-10,2
Значение КЭ в направлении оси/на краю зеркала (усреднённое по ф)	0,98/0,65	0,95/0,65

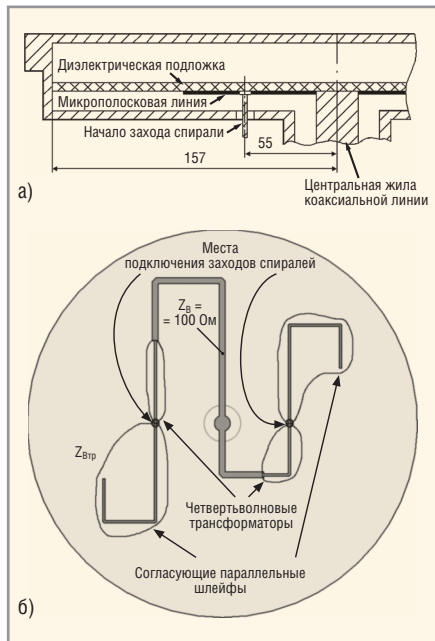


Рис. 4. Конструкция схемы питания облучателя
(а) Разрез сбоку и (б) вид на микрополосковую линию

передачи с входным сопротивлением нагрузки, следующим образом:

$$Z_{вх.n} = Z_0 \frac{1 + R_n}{1 - R_n}, \quad (5)$$

где Z_0 – характеристическое сопротивление линии передачи. Для обеспечения противофазного равноамплитудного питания элементов облучателя необходимо выполнить равенства:

$$R_1 = S_{11} - S_{12}, R_2 = S_{22} - S_{21}. \quad (6)$$

Искомые входные сопротивления заходов спиралей определялись на основе выражений (5) и (6) с учётом S-матриц, рассчитанных в программе HFSS. Полученные зависимости отражены в таблице 2 в виде значений сопротивлений на краях рабочих диапазонов частот и соответствующих центральных частотах. В таблицу 2 также занесены усреднённые значения данных сопротивлений, определённые как среднее арифметическое соответствующих значений для двух заходов.

Таблица 2. Реальные и мнимые части входных сопротивлений заходов спиралей

Диапазоны	Частота	Re($Z_{вх1}$), Ом	Re($Z_{вх2}$), Ом	Re($Z_{вх}$), Ом	Im($Z_{вх1}$), Ом	Im($Z_{вх2}$), Ом	Im($Z_{вх}$), Ом
Нижний диапазон	Нижняя	183,46	186,16	184,8	-56,55	-55,90	-56,2
	Центральная	185,16	187,79	186,5	-59,87	-59,27	-59,6
	Верхняя	185,76	188,38	187,1	-63,97	-63,41	-63,7
Верхний диапазон	Нижняя	155,84	154,96	155,4	-48,82	-46,61	-47,7
	Центральная	163,11	162,30	162,7	-42,86	-40,17	-41,5
	Верхняя	173,75	173,07	173,4	-40,26	-36,89	-38,6

Вследствие симметрии (вращения) задачи анализа модели облучателя следовало ожидать совпадения входных сопротивлений обоих заходов. Однако из-за несимметричного разбиения модели на ячейки (тетраэды) в программе HFSS полученные для этих двух спиралей зависимости отличаются.

Соответствующие расчёты платы питания в двух рабочих диапазонах частот проводились отдельно. В качестве нагрузок микрополосковых линий использовались дискретные порты с комплексным сопротивлением (своим в каждом диапазоне), соответствующим полученным на центральных частотах усреднённым значениям входных сопротивлений спиралей (см. таблицу 2).

Таким образом, мы пренебрегли изменением входных сопротивлений заходов облучателя в рассматриваемых диапазонах частот. Сами полосковые линии проектировались бесконечно тонкими. Возбуждающий волноводный порт задавался в сечении коаксиального тракта.

В качестве диэлектрической пластины моделировался материал СТ-3 (сополимер стирола, модифицированный двуокисью титана) толщиной 1 мм с диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r = 3$ и тангенсом угла диэлектрических потерь $\text{tg}\delta = 10 \times 10^{-4}$ [8].

После оптимизации описанной структуры платы удалось получить КСВ в нижнем диапазоне частот менее 1,10, а в верхнем диапазоне – 2,27...2,52. Заметим, что соединение заходов спиралей с платой увеличит КСВ рассчитанной схемы.

Полученные зависимости коэффициентов передачи показывают, что в нижнем диапазоне частот удаётся получить практически равноамплитудное возбуждение заходов облучателя (разность составляет не более 1%). При этом в диапазоне верхних частот коэффициенты передачи отличаются на 22...39%. Максимальное отклонение

разности фаз от требуемых 180° составляет около 23° . Анализ облучателя с полученными отклонениями в возбуждении заходов спиралей показал, что интересующие нас характеристики поля излучения не претерпевают существенных изменений.

РАСЧЁТ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ В ПРОГРАММЕ FEKO

Задача анализа зеркальной антенны (вследствие больших габаритов) является очень сложной для реализуемых в программах HFSS и Microwave Studio численных методов расчёта. Программа FEKO, помимо численных методов, может реализовать и асимптотические методы физической оптики и равномерной теории дифракции, что позволяет моделировать с её помощью достаточно большие объекты, подобные рассматриваемой антенной системе. Отметим, что в последних версиях программы Microwave Studio появилась возможность использования метода интегральных уравнений (Integral Equation Solver), обеспечивающего анализ крупных структур.

Для расчёта вторичного поля зеркальной системы в программе FEKO использовалась возможность задания внешнего источника излучения с заранее сохранённой ДН. Таким образом, задача анализа зеркальной антенны была сведена к двум подзадачам: отдельному расчёту облучателя с последующим расчётом самого зеркала, облучаемого точечным источником с ДН-облучателя.

Для расчёта облучателя окончательная модель спиральной антенны была экспортирована из программы HFSS. Впрочем, подобная структура может быть построена и в самой программе FEKO. Возбуждение задавалось посредством источников напряжения (портов VoltageSource). В программе FEKO отсутствует адаптивное наложение сетки разбиения, поэтому параметры

Таблица 3. Характеристики поля антенной системы на центральных частотах рабочих диапазонов

Характеристика	Диапазон частот	
	нижний (800 МГц)	верхний (1000 МГц)
Коэффициент усиления, дБ	29,2	30,9
Максимальный уровень боковых лепестков (относительно максимума), дБ	-24	-27
КЭ в направлении оси	0,89	0,89

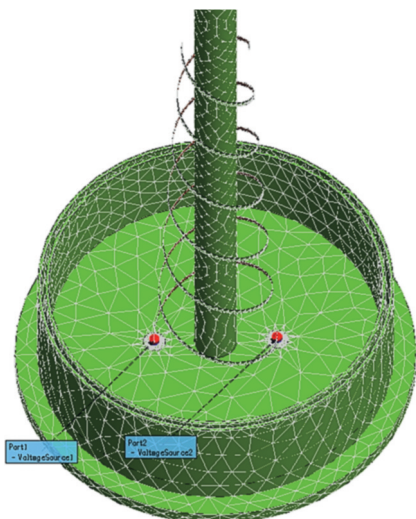


Рис. 5. Модель облучателя в программе FEKO

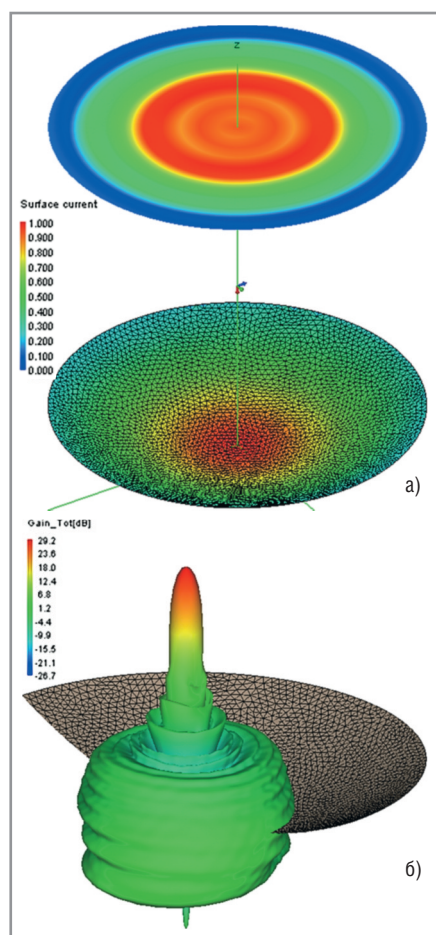


Рис. 6. Результаты анализа, визуализированные в программе FEKO

разбиения модели на ячейки устанавливались вручную (см. рис. 5).

Как и в программе HFSS, в FEKO отсутствует возможность непосредственного вычисления ФЦ антенны. Разработчики программы предлагают использовать косвенный метод определения положения ФЦ, реализуемый посредством анализа зависимости величины ближнего поля вдали антенны от расстояния (для сферической волны модуль поля в дальней зоне должен убывать обратно пропорционально расстоянию). Но данный подход как минимум неудобен, поэтому вычисления полей облучателя проводились относительно точки ФЦ, определённой в программе Microwave Studio.

Анализ спиральной антенны на двух центральных частотах проводился методом моментов (Method of Moments). Рассчитанные характеристики дальнего поля облучателя дополнительно сохранялись в файлах *.ffe для дальнейшего использования. Отметим, что полученные ДН спиральной антенны незначительно отличались от аналогичных характеристик, рассчитанных в программе HFSS (не более чем на 1дБ во всём диапазоне углов).

Сохранённые поля спиральной антенны далее использовались для облучения зеркала, рассчитываемого методом физической оптики. Полученные численные характеристики вторичного поля системы сведены в таблицу 3. Расчёт посредством теории дифракции дал схожие результаты. На рисунке 6 приведены некоторые результаты анализа, визуализированные в программе FEKO.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статье описан алгоритм разработки однозеркальной параболической антенной системы, работающей на двух разнесённых поддиапазонах дециметровых волн. В расчётах использовались взаимодополняющие воз-

можности трёх распространённых программных пакетов – HFSS, Microwave Studio и FEKO.

Проведена оценка необходимого уровня облучения края зеркала. Спроектированы облучатель в виде двухзаходной конической спиральной антенны и микрополосковая схема его питания. Поля излучения модели спиральной антенны, рассчитанные во всех трёх программах, хорошо согласуются друг с другом, что свидетельствует об адекватности полученных результатов.

Для вычисления вторичного поля всей зеркальной системы использовался анализ в программе FEKO, реализующий асимптотические методы расчёта.

Проектирование антенных систем с привлечением современных программных пакетов позволяет уменьшить трудоёмкость разработки и повысить достоверность результатов для последующих натурных экспериментов.

Авторы выражают благодарность к.т.н. Курушину А.А. за помощь в осуществлении расчётов.

ЛИТЕРАТУРА

1. www.ansoft.com.
2. Банков С.Е., Курушин А.А., Разевиг В.Д. Анализ и оптимизация трёхмерных СВЧ-структур с помощью HFSS. Под ред. С.Е. Банкова. Изд. 2-е, доп. СОЛОН-Пресс, 2005.
3. www.cst.com.
4. www.feko.info.
5. Банков С.Е., Курушин А.А. Расчёт излучаемых структур с помощью FEKO. НИИ «Родник», 2008.
6. Юрцев О.А., Рунов А.В., Казарин А.Н. Спиральные антенны. Советское радио, 1974.
7. Банков С., Давыдова А., Курушин А. Проектирование многоэлементных антенн со сложными системами питания. EDA Express 2007. № 16.
8. Полосковые платы и узлы. Проектирование и изготовление. Под ред. Е.П. Котова и В.Д. Каплуна. Советское радио, 1979. ©

Новости мира News of the World Новости мира

Samsung на пути к 5-нм техпроцессу

Samsung Electronics заявила о переходе производства чипов на технологию EUV (extreme ultraviolet, сверхглубокого ультрафиолета). Компания уже начала работу над производством чипов по EUV-технологии и заказала необходимое оборудование у голландской ASML Holding NV. Как считает Ким Ки Нам (Kinam Kim), глава научного подраз-

деления Samsung, развитие EUV-литографии позволит уже в ближайшем будущем выпускать чипы по 5-нм техпроцессу.

Для овладения технологией предстоит преодолеть много технических барьеров, таких как недорогой, но мощный источник жёсткого ультрафиолета и инфраструктура маски. Стоит заметить, что заявление Samsung – очередной звонок для Intel, которая пока не спешит использовать EUV-литографию для

массового производства чипов. Впрочем, стоимость перехода на эту перспективную технологию призывает скорее к консолидации усилий членов «EUV-клуба», нежели к привычному соперничеству на рынке. По крайней мере, Samsung, несмотря на существенную господдержку, надеется на сотрудничество как с Intel, так и с Sematech, уже добившейся успехов на этом поприще.

eetimes

Проектирование СВЧ-генератора, управляемого напряжением

Виталий Романюк (Москва)

В статье описана методика проектирования электрической схемы СВЧ-генератора, управляемого напряжением (ГУН) с помощью программы Microwave Office. Рассмотрены пути решения комплекса противоречивых требований, предъявляемых к подобным генераторам: частота и мощность выходных колебаний, диапазон и крутизна электрической перестройки частоты, влияние изменений нагрузки на генерируемую частоту, возможность двухканальной работы, допустимая развязка между каналами, уровень фазового шума. В качестве примера спроектирована электрическая схема ГУН диапазона 17 ГГц, предназначенная для реализации в виде монолитной интегральной микроволновой схемы, рассчитаны её основные параметры и характеристики.

ВВЕДЕНИЕ

Генераторы, управляемые напряжением (ГУН), охваченные петлёй фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), – неотъемлемые элементы синтезаторов частот, применяемых в передающих и приёмных трактах радиосистем. В настоящей работе приводится методика проектирования электрической схемы ГУН, работающего в диапазоне 17...20 ГГц, с помощью программы Microwave Office. Предполагается, что ГУН будет выполнен в виде микросхемы на арсениде галлия, в качестве активного элемента применён полевой транзистор с барьером Шоттки (ПТШ). С целью уменьшения размера схема ГУН выполняется на элементах с сосредоточенными параметрами. Длина волны в микрополосковой линии на подложке

из GaAs толщиной 100 мкм в рассматриваемом диапазоне составляет 5,3...6,3 мм, поэтому размеры элементов схемы не должны превышать приблизительно 0,7...0,8 мм.

ОСНОВНЫЕ ТЕХНИЧЕСКИЕ ТРЕБОВАНИЯ, ПРЕДЪЯВЛЯЕМЫЕ К ГУНУ

ГУН должен иметь два выхода: один для передачи мощности колебаний в нагрузку, другой – для организации петли ФАПЧ. При проектировании задают следующие основные параметры [1]: частоту колебаний f_0 , мощность на каждом выходе $P_{\text{вых}}$, диапазон электрической перестройки частоты Δf , крутизну электрической перестройки $df/dU_{\text{упр}}$ ($U_{\text{упр}}$ – управляющее напряжение), развязку между каналами, по-

давление гармоник основной частоты $10\log(P_n/P_{\text{вых}})$ (n – номер гармоники), фактор затягивания, т.е. максимальное изменение частоты генерации при изменении фазы коэффициента отражения от нагрузки при определённом модуле коэффициента отражения. Должна быть предусмотрена стабильность частоты ГУН при колебаниях напряжения питания, а также возможно низкий уровень фазового шума.

Порядок проектирования

Можно предложить следующий порядок проектирования ГУН:

- составление электрической схемы перестраиваемого автогенератора и оптимизация её параметров с целью получения на модели: заданной частоты, требуемой мощности, заданной полосы и крутизны электрической перестройки частоты, минимального уровня фазового шума;
- расчёт делителя мощности, необходимого для получения двух выходных каналов;
- проектирование буферных каскадов, обеспечивающих необходимую нагрузочную характеристику перестраиваемого автогенератора и требуемую развязку между выходными каналами;
- моделирование в программе Microwave Office и расчёт основных характеристик полной схемы ГУН, состоящей из перестраиваемого автогенератора, делителя мощности и буферных каскадов.

ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ СХЕМА ГУН

Если выполнить схему автогенератора на элементах с сосредоточенными параметрами, то наиболее стабильной и чаще применяемой является ёмкостная трёхточка (схема Колпитца). На рис. 1 показана электрическая схема ГУН, выполненная на ПТШ и рассчитанная на диапазон 17...20 ГГц.

Резонатор автогенератора образован катушкой индуктивности L_1 , конденсаторами C_1, C_2 , а также ёмкостями транзистора: затвор-исток $C_{3-и}$ и затвор-сток $C_{3-с}$. Конденсаторы C_3 и C_5 – разделительные. Сток транзистора за-

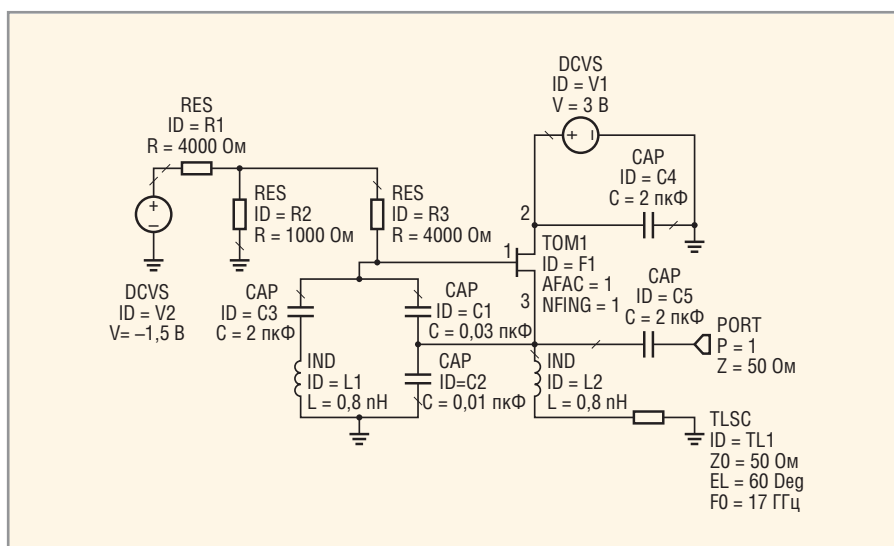


Рис. 1. Электрическая схема перестраиваемого автогенератора

землѐн по переменному току с помощью блокировочного конденсатора C_4 . Смещение на затвор транзистора подаѐтся от источника через делитель напряжения, образованный резисторами R_1 и R_2 . Резистор R_3 – блокировочный.

Для того чтобы соединить исток транзистора с землѐй по постоянному току и при этом обеспечить съѐм выходной мощности с истока, применѐн короткозамкнутый отрезок передающей линии TL1. С целью уменьшения длины этого отрезка включена блокировочная катушка индуктивности L_2 . Частоту колебаний можно устанавливать подбором индуктивности катушки L_1 . Электрическая перестройка частоты осуществляется изменением напряжения смещения на затворе с помощью источника V2.

Колебательный контур соединѐн с нагрузкой автогенератора с коэффициентом включения $p_H = U_{C2}/U_{L1}$, где U_{C2} – амплитуда напряжения на нагрузке (на конденсаторе C_2), U_{L1} – амплитуда напряжения на катушке L_1 (в точках соединения емкостной и индуктивной ветвей контура). При достаточно высокой добротности контура ориентировочно

$$p_H = \frac{C_\Sigma}{C_2}, \quad (1)$$

где:

$$C_\Sigma = \frac{(C_1 + C_{3-и})C_2}{C_1 + C_{3-и} + C_2} - \quad (2)$$

суммарная ёмкость контура. Ёмкостью затвор-сток транзистора пренебрегаем из-за её малости. Проводимость нагрузки, пересчитанная к выводам катушки индуктивности контура L_1 (полное включение контура и нагрузки)

$$Y_H^1 = p_H^2 Y_H,$$

где Y_H – проводимость нагрузки, включенной параллельно конденсатору C_2 .

Схема автогенератора смоделирована и оптимизирована в программе Microwave Office. Транзистор в программе представлен моделью TOM1 [2]. Предварительно выполнен ориентировочный расѐт схемы по простым инженерным формулам.

РАСЧѐТ РЕЗОНАТОРА

Индуктивность колебательного контура выбираем таким образом, чтобы его характеристическое сопротивление на заданной частоте генерации ω_0

было достаточно высоким, например, $\omega_0 L_1 = 100$ Ом. Далее рассчитываем суммарную ёмкость контура $C_\Sigma = (\omega_0^2 L_1)^{-1}$. Соотношение между ёмкостями конденсаторов контура определяется коэффициентом обратной связи по напряжению $K_{oc} = U_{C1}/U_{C2}$, где U_{C1} – амплитуда напряжений между затвором и истоком. Приблизительно можно считать, что

$$K_{oc} = \frac{C_2}{C_1 + C_{3-и}}. \quad (3)$$

Величину K_{oc} находим из расѐта режима работы транзистора, а $C_{3-и}$ – по её вольт-фарадной характеристике. Из выражений (2) и (3) рассчитываем ёмкости конденсаторов контура C_1 и C_2 .

РЕЖИМ РАБОТЫ ТРАНЗИСТОРА

Для расѐта режима работы транзистора целесообразно воспользоваться рассчитанной переходной характеристикой транзистора (рис. 2). Мгновенное напряжение на затворе не должно подниматься выше 0 В во избежание открывания барьера Шоттки и сопутствующего перегрева транзистора. Учитывая это обстоятельство, а также необходимость надёжного открывания транзистора, установим постоянное напряжение смещения на затворе $U_{3-и} = -0,3$ В. Амплитуда переменного напряжения на затворе составляет в этом случае также 0,3 В.

Напряжение питания для данного транзистора рекомендуется выбрать равным 3 В. Для того чтобы избежать работы транзистора в перенапряжѐнном режиме, установим амплитуду переменного напряжения на стоке $U_{с-и} = 1$ В. В этом случае коэффициент обратной связи по напряжению $K_{oc} = 0,3$.

Мощность, отдаваемая транзистором в контур:

$$P = 0,5 U_{с-и}^2 G_k,$$

где G_k – действительная часть полной проводимости контура в точках сток-исток, откуда можем найти требуемую проводимость для достижения заданной мощности. Если в первом приближении не учитывать потери в контуре, то в соответствии со схемой рис. 1, G_k равна проводимости нагрузки 0,02 С и генерируемая мощность составляет 10 мВт.

ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ ПЕРЕСТРОЙКА ЧАСТОТЫ

Для электрической перестройки частоты часто в резонатор включают ва-

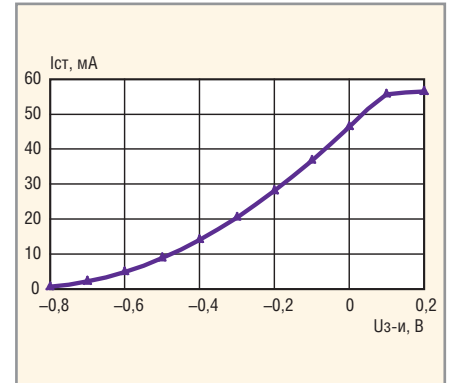


Рис. 2. Переходная вольт-амперная характеристика транзистора

рикап [3]. Однако возможно использовать нелинейность ёмкости затвор-исток транзистора, которая является частью колебательного контура автогенератора. При изменении ёмкости затвор-исток на $\pm \Delta C_{3-и}$ относительно среднего значения изменяется суммарная ёмкость на $\pm \Delta C_\Sigma$, и генерируемая частота становится равной $f = f_0 \pm \Delta f$, где относительное изменение частоты колебаний

$$\frac{\Delta f}{f_0} \approx 0,5 \frac{\Delta C_\Sigma}{C_\Sigma}.$$

Связь ΔC_Σ с $\Delta C_{3-и}$ определяется выражением

$$\Delta C_\Sigma = p_C^2 \Delta C_{3-и},$$

где $p_C = U_{C1}/U_{L1} = C_\Sigma / (C_1 + C_{3-и})$ – коэффициент включения ёмкости $C_{3-и}$ в колебательный контур. Отсюда

$$\frac{\Delta f}{f_0} = \frac{1}{2} p_C^2 \frac{\Delta C_{3-и}}{C_\Sigma}. \quad (4)$$

Изменять ёмкость $C_{3-и}$, а следовательно, осуществлять электрическую перестройку частоты, можно, изменяя напряжение на затворе транзистора с помощью внешнего источника V2, показанного на рис. 1. Крутизна перестройки может оказаться чрезмерной, для её уменьшения напряжение от источника смещения подают через делитель напряжения.

Для того чтобы определить, какое изменение напряжения на затворе требуется для получения нужного изменения ёмкости $C_{3-и}$, необходимо знание её вольт-фарадной характеристики (ВФХ).

ВОЛЬТ-ФАРАДНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ВХОДНОЙ ЁМКОСТИ ТРАНЗИСТОРА

Для получения вольт-фарадной характеристики входной ёмкости тран-

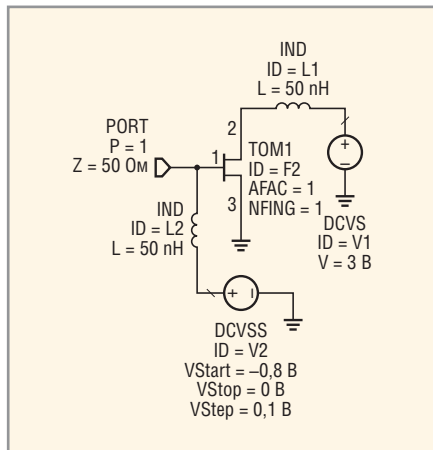


Рис. 3. Схема для расчёта входной проводимости транзистора

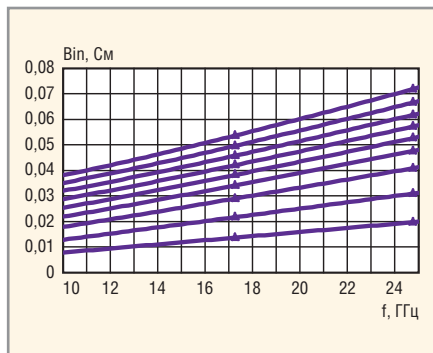


Рис. 4. Графики зависимости мнимой части входной проводимости транзистора от частоты при разных напряжениях на затворе

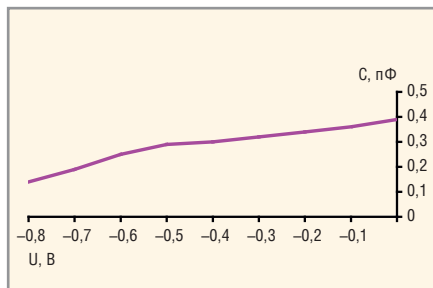


Рис. 5. Вольт-фарадная характеристика входной ёмкости транзистора

зистора в программе Microwave Office рассчитываем мнимую часть его входной проводимости B_{in} в диапазоне частот при постоянном напряжении на стоке, равном 3 В, и изменяющемся в диапазоне $-0,8...0$ В напряжении на затворе в соответствии с рис. 3. Результаты расчёта представлены на рис. 4. Верхняя ветвь соответствует напряжению на затворе 0 В, шаг изменения напряжения на затворе составляет 0,1 В.

Таблица 1. Рассчитанные параметры перестраиваемого автогенератора

$C_{3-н}$, пФ ($U_{3-н} = -0,3$ В)	$C_{Σ}$, пФ	ρ_n	ρ_c	$\Delta C_{3-н}$, пФ ($U_{3-н} = -0,6...0$ В)	f_0 , ГГц	$\Delta f/f_0$, %
0,32	0,08	0,8	0,23	0,07	19,9	2,3

Из рис. 4 можно получить зависимость ёмкости $C_{3-н}$ от напряжения между затвором и истоком, график которой представлен на рис. 5. Ёмкость $C_{3-н}$ рассчитывалась по данным рис. 4 с использованием формулы:

$$C_{3-н} = \frac{\Delta B_{in}}{\Delta \omega}.$$

НАГРУЗОЧНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ГУН

Предполагается, что перестраиваемый автогенератор связан с нагрузкой Z_n линией передачи. Нагрузочная характеристика автогенератора представляет собой зависимость генерируемой частоты от изменений фазы коэффициента отражения от нагрузки $\Gamma e^{j\varphi}$ при определённом коэффициенте стоячей волны напряжения в нагрузочной линии $k_{св}$. Считается допустимым максимальное значение $k_{св} = 2$, что соответствует модулю коэффициента отражения $\Gamma = 0,33$, фаза φ при этом может быть произвольной в пределах $0...360^\circ$.

Наличие отражённой волны в нагрузочной линии эквивалентно тому, что её входная проводимость имеет комплексный характер $Y_{вх} = G_{вх} + jB_{вх}$, она и является нагрузочной проводимостью перестраиваемого автогенератора. Проводимость $Y_{вх}$ связана с коэффициентом отражения в линии соотношением:

$$Y_{вх} = \frac{1}{\rho} \frac{1 - \Gamma(\cos\varphi_0 + j \sin\varphi_0)}{1 + \Gamma(\cos\varphi_0 + j \sin\varphi_0)}, \quad (5)$$

где ρ – волновое сопротивление линии, φ_0 – фаза коэффициента отражения напряжения в начале линии (на выходе автогенератора).

Из (5) несложно получить выражение для мнимой части $B_{вх}$, которая и влияет, главным образом, на изменение генерируемой частоты:

$$B_{вх} = -\frac{1}{\rho} \frac{\sin\varphi_0}{A + \cos\varphi_0}. \quad (6)$$

Здесь:

$$A = \frac{1 + \Gamma^2}{2\Gamma}. \quad (7)$$

Исследование (6) на экстремумы показывает, что при изменении φ_0 мни-

мая часть проводимости нагрузки меняется от

$$B_{min} = -\frac{1}{\rho} (A^2 - 1)^{-0,5}$$

до

$$B_{max} = \frac{1}{\rho} (A^2 - 1)^{-0,5},$$

т.е. наибольшее изменение мнимой части $\Delta B_{вх} = B_{max} - B_{min}$ с учётом (7)

$$\Delta B_{вх} = \frac{1}{\rho} \frac{4\Gamma}{1 - \Gamma^2}. \quad (8)$$

Найдём фактор затягивания, т.е. изменение частоты генерации при максимальном изменении мнимой части проводимости нагрузки ГУН [4]. Проводимость $B_{вх}^1$, пересчитанная к выводам индуктивности L_1 , определяется соотношением:

$$B_{вх}^1 = \rho_n^2 B_{вх}, \quad (9)$$

где коэффициент включения нагрузки ρ_n может быть рассчитан по (1). Соотношением, аналогичным (9), рассчитывается и отклонение $\Delta B_{вх}^1$ при изменении мнимой части входной проводимости линии на $\Delta B_{вх}$, при этом частота генерации изменяется на

$$\Delta \omega = \frac{\Delta B_{вх}^1}{dB_k} \frac{dB_k}{d\omega}, \quad (10)$$

где dB_k – мнимая часть полной проводимости контура вблизи резонансной частоты. Из (10) с учётом (8) и (9) получим

$$\frac{\Delta f}{f_p} = K \frac{\Gamma}{1 - \Gamma^2}, \quad (11)$$

где:

$$K = \frac{4 \rho_n^2}{\omega_0 \rho} \frac{dB_k}{d\omega}.$$

Из (11) видно, что для уменьшения фактора затягивания следует уменьшать коэффициент K и модуль коэффициента отражения от нагрузки Γ .

Для уменьшения K нужно ослаблять связь автогенератора с нагрузкой и увеличивать крутизну зависимости мнимой части проводимости контура от частоты. Производная $dB_k/d\omega$ определяется индуктивностью контура автогенератора, величина которой ограничена возможностью её интегрального выполнения. С целью уменьшения модуля Γ между автогенератором и нагрузкой следует включить буферный каскад.

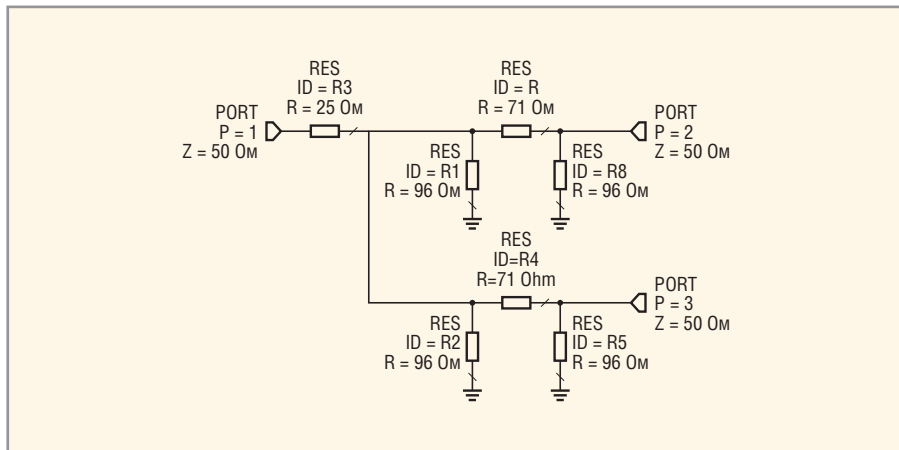


Рис. 6. Электрическая схема делителя мощности

ПРИМЕР АНАЛИТИЧЕСКОГО РАСЧЁТА ПЕРЕСТРАИВАЕМОГО АВТОГЕНЕРАТОРА

По приведённым формулам была рассчитана схема перестраиваемого автогенератора на частоту диапазона 17...20 ГГц, предназначенная для компьютерного моделирования. Результаты расчёта представлены на рис. 1 и в таблице 1. Полученные результаты аналитического расчёта являются начальным приближением для моделирования и оптимизации схемы автогенератора в программе Microwave Office.

ДЕЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ

Делитель мощности нужен для создания двух выходных каналов ГУН. С целью минимизации размеров генератора следует отказаться от делителей, выполненных на отрезках линий передачи. Возможен вариант делителя мощности на резисторах, показанный на рис. 6. Делитель мощности включает в себя два П-образных (или Т-образных) аттенюатора, ослабляющих влияние изменений сопротивлений нагрузок на генерируемую частоту. На рис. 6 в качестве примера показаны одинаковые аттенюаторы, ослабляющие проходящую мощность на 10 дБ. Для создания разных мощностей на выходах обоих каналов следует применить аттенюаторы с разным затуханием [5].

БУФЕРНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

Предлагается применить буферный усилитель, у которого входной цепью служит резистивный аттенюатор делителя, а выходная цепь в диапазоне частоты генерации согласует выходное сопротивление транзистора усилителя с нагрузкой. Усилитель состоит из двух одинаковых каскадов, на входы кото-

рых поступает поделенная пополам мощность колебаний от автогенератора. Электрическая схема одного каскада буферного усилителя представлена на рис. 7.

Колебания от автогенератора поступают во входной порт P1; LC-цепочка, подключенная к стоку транзисторов, является выходной согласующей цепью.

МОДЕЛИРОВАНИЕ СХЕМЫ ГУН В ПРОГРАММЕ MICROWAVE OFFICE

Для расчёта параметров ГУН и их оптимизации следует смоделировать схему в программе Microwave Office и рассчитать её параметры в нелинейном режиме. С этой целью автогенератор, делитель мощности и буферные усилители соединяются в соответствии с блок-схемой, представленной на рис. 8. Мощность автогенератора 1 разделяется на два канала, на выходе каждого из которых включен буферный усилитель 3.

Расчёт выходного спектра. Спектр выходных колебаний может быть рассчитан, если в схему автогенератора включить генераторный зонд OSCAPROBE. Генераторный зонд представляет собой источник колебаний с изменяющимися частотой и выходной мощностью [6]. Он подключается к затвору или истоку транзистора, и в качестве результата моделирования на выходе ГУН появляются спектральные линии в том случае, когда частота и амплитуда колебаний в ГУН совпадают с частотой и амплитудой колебаний на выходах показан на рис. 9.

Мощность основной частоты одинакова на обоих выходах, а мощность второй гармоники меньше основной более чем на 20 дБ.

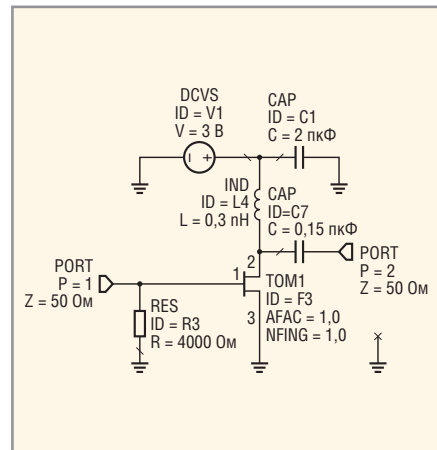


Рис. 7. Электрическая схема буферного усилителя

Перестройка частоты управляющим напряжением. Для того чтобы в программе Microwave Office получить зависимость частоты колебаний от управляющего напряжения, нужно смоделировать схему в нелинейном режиме с включением зонда OSCAPROBE. Вместо источника постоянного напряжения DCVS (V2), подающего смещение на затвор, следует включить источник перестраиваемого напряжения DCVSS и установить пределы и шаг перестройки. Для того чтобы вывести результат на график, картинка на экране монитора после вызова команды Add Measurement должна соответствовать рис. 10.

Результат расчёта перестроечной характеристики показан на рис. 11. Как видно, при изменении управляющего напряжения в диапазоне –3...0 В частота меняется более чем на 170 МГц, та-

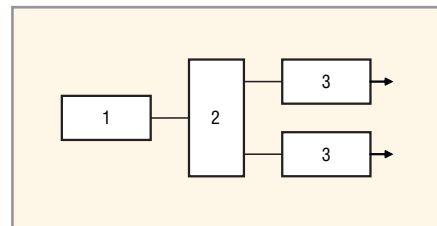


Рис. 8. Блок-схема ГУН

1 – перестраиваемый автогенератор, 2 – делитель мощности, 3 – буферные усилители

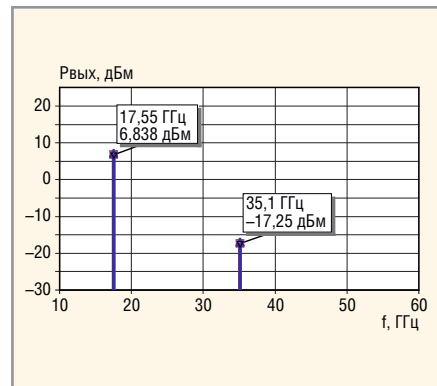


Рис. 9. Спектр выходных колебаний ГУН

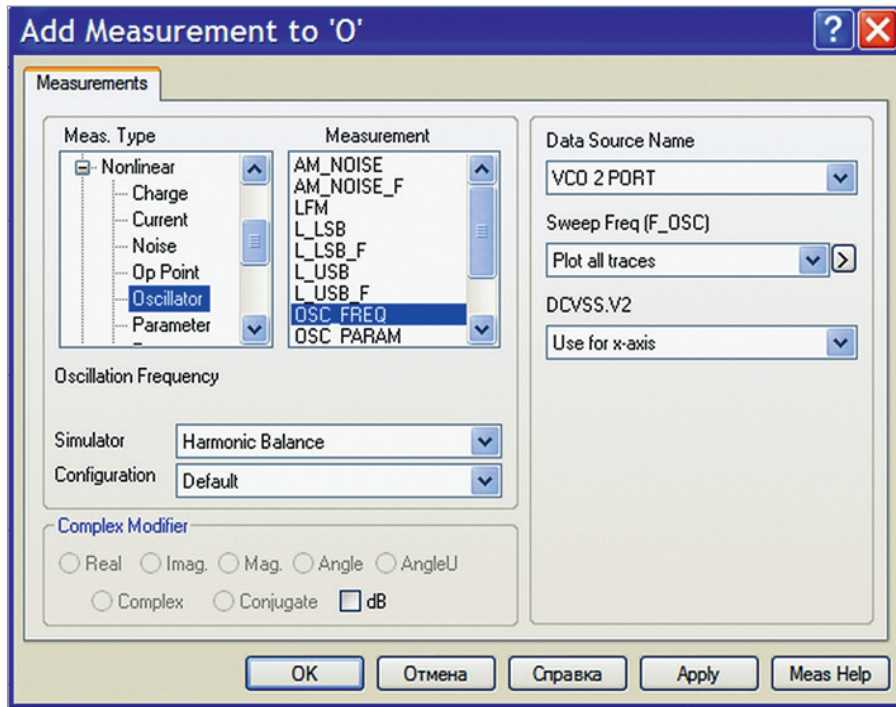


Рис. 10. Вид экрана монитора при расчёте зависимости частоты генерации от управляющего напряжения

ким образом крутизна перестройки составляет 57 МГц/В.

Развязка между каналами. Для оценки развязки между каналами к одному выходу ГУН подключается PORT1, являющийся источником колебаний заданной мощности и изменяющейся частоты в диапазоне, заранее установленной для моделирования в программе Microwave Office. В нелинейном режиме рассчитывается коэффициент передачи мощности PGain от этого источника на второй порт, при этом зонд

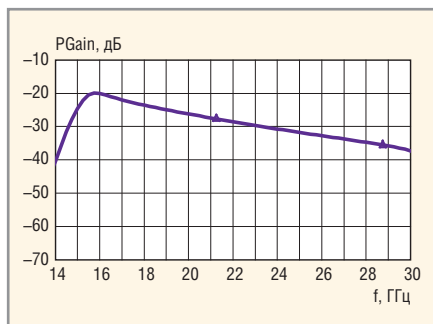


Рис. 12. Развязка между выходными каналами ГУН

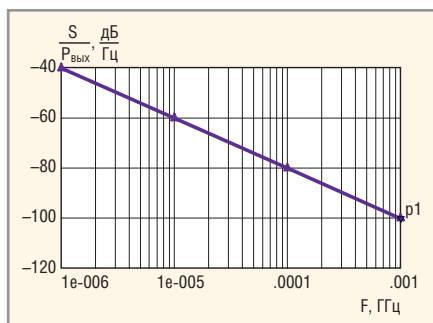


Рис. 13. Зависимость уровня фазового шума от частоты анализа

OSCAPROBE из схемы удаляется. Результат показан на рис. 12.

Фактор затягивания частоты генерации. Для того чтобы оценить влияние изменений нагрузки на частоту, к одному из выходов ГУН подключается PORTG с возможностью изменения модуля и фазы коэффициента отражения напряжения от него $\Gamma e^{j\varphi}$. Зонд OSCAPROBE в этом расчёте в схему включен. Рассчитывают фактор затягивания частоты, т.е. максимальное изменение частоты колебаний при изме-

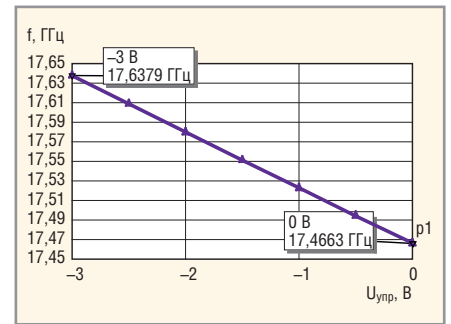


Рис. 11. Перестроенная характеристика ГУН

нению фазы от 0 до 360° и минимально допустимом модуле $\Gamma = 0,33$.

В таблице 2 приведена зависимость δf (превышения генерируемой частоты значения 17 ГГц) от фазы φ коэффициента отражения от нагрузки одного из каналов ГУН при модуле коэффициента отражения $\Gamma = 0,33$ ($k_{св} = 2$).

Как видно из таблицы, фактор затягивания частоты в данном случае составляет 144 МГц.

Фазовый шум ГУН. Для расчёта уровня фазового шума в схеме ГУН следует вызвать анализатор фазового шума OSCNOISE и установить его параметры: начальную и конечную частоты боковой полосы спектра генератора, в которой рассчитывается шум, а также шаг перестройки. Пример расчёта фазового шума представлен на рис. 13. По горизонтальной оси отложены частоты отстройки от генерируемой частоты, на которых проводится анализ, по вертикальной оси – спектральная

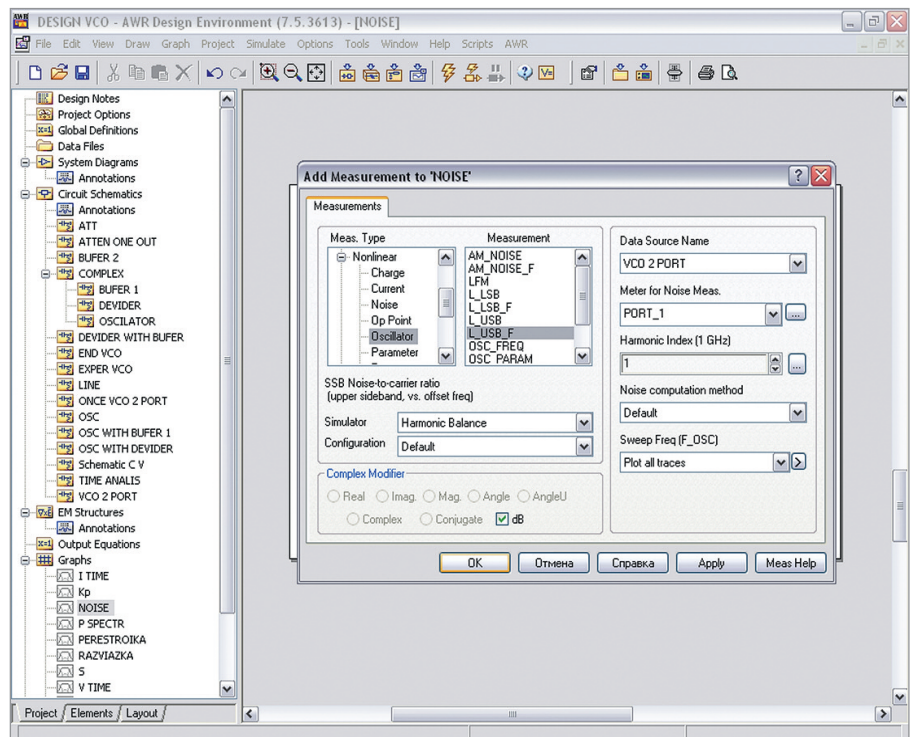


Рис. 14. Вид экрана монитора при расчёте фазового шума

плотность мощности фазового шума в одной боковой полосе, отнесённая к мощности генератора.

Фазовый шум учитывается в процессе нелинейного анализа схемы ГУН, вид экрана монитора после вызова команды Add Measurement показан на рис. 14.

В процессе оптимизации по комплексу различных критериев в электрическую схему ГУН, составленную в согласии с рис. 1, 6 – 8, были внесены незначительные изменения, например, удалены резисторы R_1 и R_2 в делителе мощности (рис. 6).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящей статье описаны пути решения задач, возникающих при проектировании электрической схемы СВЧ-генераторов, управляемых напряжением. Рассмотрен пример проектирования схемы ГУН диапазона частот 17...20 ГГц.

Основная трудность оптимизации схемы ГУН состоит в том, что приходится учитывать несколько противоречивых критериев при ограничениях на величины схемных элементов. Эти ограничения накладываются необхо-

Таблица 2. Зависимость изменений генерируемой частоты от фазы коэффициента отражения от нагрузки

φ, град	0	45	90	135	180	225	270	315	360
Δf, МГц	557	612	633	597	541	501	489	509	557

димостью реализации элементов в интегральном виде. При необходимости изменения какого-либо параметра ГУН можно руководствоваться следующими рекомендациями.

Изменять частоту генерации целесообразно путём подбора индуктивности колебательного контура автогенератора. Для увеличения диапазона электрической перестройки частоты следует уменьшать ёмкость конденсатора C_1 и увеличивать ёмкость конденсатора C_2 (см. рис. 1). Выходную мощность можно увеличить благодаря применению аттенуаторов с меньшим затуханием. Для увеличения развязки между каналами и уменьшения влияния изменений нагрузки на частоту генерации затухание аттенуаторов нужно увеличивать.

Фазовый шум определяется, в основном, применяемым транзистором в автогенераторе; шум может быть уменьшен на 2...3 дБ путём применения в ка-

честве блокировочного элемента в цепи подачи управляющего напряжения не резистора, а индуктивности.

ЛИТЕРАТУРА

1. Белов Л. Компоненты синтезаторов стабильной частоты. Генераторы, управляемые напряжением. Radio Radar, 2003 – 2009.
2. Из справки по элементам к программе Microwave Office (elements.chm).
3. Loizos D. MMIC VCO Design. Part time Engineering Program for Professionals. The Johns Hopkins Univ., 2006.
4. Нейман М.С. Курс радиопередающих устройств. М.: Сов. Радио, 1965.
5. Справочник по расчёту и конструированию СВЧ-полосковых устройств. Под ред. В.И. Вольмана. М.: Радио и связь, 1982.
6. Разевиг В.Д., Потапов Ю.В., Курушин А.А. Проектирование СВЧ-устройств с помощью Microwave Office. М.: СОЛОН – Пресс, 2003.





Strong2

[LCD]

НЕЗАМЕНИМ В ЖЁСТКИХ УСЛОВИЯХ

	Обычный LCD	Strong LCD1	Strong LCD2
Рабочий диапазон температур	0 до +50°C	-10 до +65°C	-30 до +80°C
Диапазон температур хранения	-25 до +60°C	-30 до +70°C	-30 до +80°C
Устойчивость к вибрации	От 57 до 500 кгц, ускорение 1g	От 57 до 500 кгц, ускорение 1g	От 57 до 500 кгц, ускорение от 1,5 до 2g
Устойчивость к ударным нагрузкам	50g, 11 мс	50g, 11 мс	от 60 до 70g, 11 мс
Яркость	300 кд/м²	Больше чем 300 кд/м²	Больше чем 400 кд/м²

ОФИЦИАЛЬНЫЙ ДИСТРИБЬЮТОР SHARP НА ТЕРРИТОРИИ РОССИИ И СТРАН СНГ



АКТИВНЫЙ КОМПОНЕНТ ВАШЕГО БИЗНЕСА

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

Реклама

Переходные процессы в сварочных инверторах

Дмитрий Борисов, Вадим Бардин (Мордовия)

В статье приведена структурная схема электросварочного аппарата инверторного типа, рассмотрены особенности работы сварочных инверторов, связанные с возникновением в схеме переходных процессов, и представлены результаты исследования переходных процессов в компьютерной модели схемы инвертора типа «косой полумост», построенной в программной среде PSIM.

В настоящее время на рынке сварочной электротехники широко представлены сварочные инверторы постоянного тока. Типовая структурная схема такого аппарата приведена на рисунке 1. Выпрямленное напряжение питающей сети (1) с помощью полупроводникового инвертора (2) и трансформатора (3) преобразуется в импульсы, следующие с частотой несколько десятков килогерц. Энергия этих импульсов преобразуется в постоянный ток сварочной дуги выходным выпрямителем (4). Ток можно регулировать изменением длительности импульсов (ШИМ) при помощи модуля управления (5). Система управления, опрашивая датчики тока (6) и напряжения (8), позволяет задавать и стабилизировать сварочный ток, поддерживать оптимальный режим сварки, изменять наклон нагрузочной характеристики аппарата, осуществлять аварийные отключения. Дроссель (7) обеспечивает дополнительную стабилизацию процесса горения дуги.

Особенностью работы сварочных инверторов является динамический характер нагрузки. В моменты возбуждения и прерывания сварочной дуги и в процессе её горения нагрузка инвер-

торного модуля изменяется, что приводит к возникновению различных переходных процессов. Кроме того, при включении и выключении транзисторных ключей инвертора происходят кратковременные переходные процессы в виде затухающих высокочастотных колебаний на фронтах импульсов. Основной причиной возникновения колебаний является наличие паразитных емкостей и индуктивности рассеивания трансформатора инвертора.

Амплитуда напряжения на транзисторах в моменты возникновения переходных процессов может быть весьма значительной и даже превышать номинальное напряжение питания, которое при работе аппарата от сети 50 Гц/220 В составляет около 300 В. Во избежание пробоя транзисторов инвертора их предельное напряжение должно быть не менее 500...600 В. Кроме того, следует учитывать, что при работе инвертора транзисторы сильно нагреваются, что снижает запирающее напряжение и может стать причиной пробоя переходов.

Как показал анализ схемотехнических решений сварочных инверторов, наиболее распространёнными вари-

антами являются однотактный прямоходовой полумост (в отечественной терминологии «косой полумост») и мостовая схема [1, 2]. В качестве силовых ключей используются быстродействующие МОП-транзисторы либо IGBT. Режим «жёсткой» коммутации приводит к целому ряду проблем, связанных с характером переходных процессов при переключении транзисторов, возникновением и обрывом дуги, коротким замыканием, «залипанием» сварочного электрода и др. Изучение этих переходных процессов необходимо для обеспечения надёжной работы сварочного аппарата.

Поскольку исследование переходных процессов на реальных физических образцах аппаратов затруднительно из-за сложности оперативного изменения параметров высокочастотного сварочного трансформатора инвертора, характера сварочной дуги, формы сигналов управления и т.п., для предварительного анализа целесообразно использовать различные компьютерные модели, одна из которых представлена в данной статье.

В качестве объекта исследования была выбрана схема типа «косой полумост», а в качестве инструмента – специализированная программа PSIM [3]. На рисунке 2 представлена исследуемая виртуальная схема сварочного аппарата. Инвертор выполнен на транзисторах VT1, VT2, диодах VD1, VD2 и трансформаторе T1. Частота коммутации транзисторов составляет 50 кГц. Сигналы системы управления, подаваемые на затворы транзисторов, имитируются генератором прямоугольных импульсов VSQ1.

Компьютерная модель разработана с учётом паразитных параметров элементов схемы, оказывающих влияние на переходные процессы в инверторе: индуктивности рассеяния трансформатора и межобмоточных ёмкостей. Индуктивности рассеяния первичной и вторичной обмоток трансформатора приняты равными $L_{\text{расс1}} = 15 \text{ мкГн}$ и $L_{\text{расс2}} = 3 \text{ мкГн}$. Межобмоточную паразитную ёмкость трансформатора и

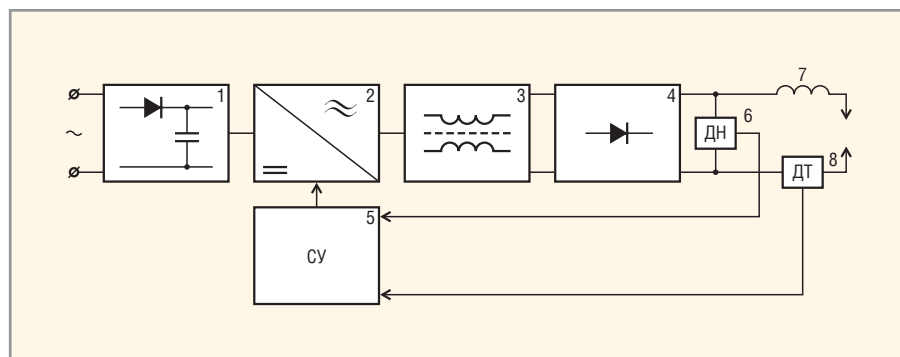


Рис. 1. Структура электросварочного аппарата инверторного типа

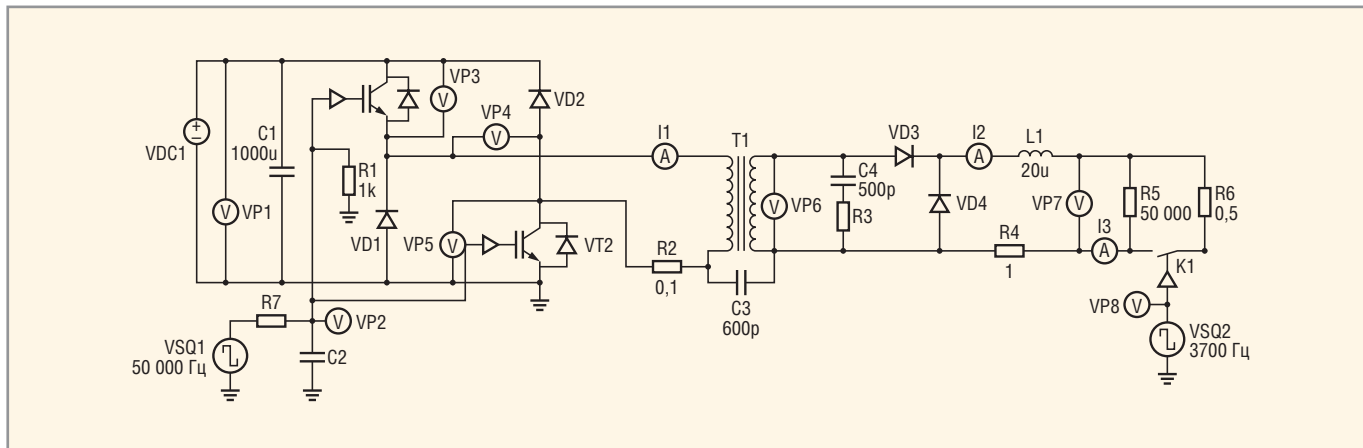


Рис. 2. Компьютерная модель однофазного инвертора в программе PSIM

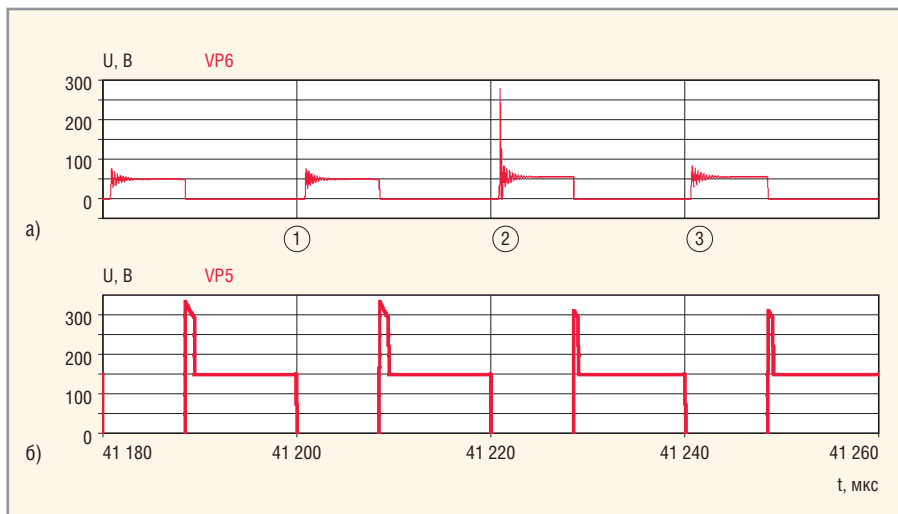


Рис. 3. Диаграмма напряжений на вторичной обмотке трансформатора (а) и транзисторе (б)

ёмкость вторичной обмотки имитируют конденсаторы C3 и C4 соответственно.

Для моделирования электрических процессов в моменты возникновения и обрыва дуги во вторичную цепь подключены два нагрузочных резистора: высокоомный R5 и – через управляемый ключ K1 – низкоомный R6. В моменты времени, когда вторичная обмотка трансформатора T1 нагружена только на резистор R5, моделируется работа инвертора на холостом ходу. При замыкании ключа K1 имитируется короткое замыкание, т.е. возбуждение дуги. Частота коммутации ключа K1 выбрана на порядок меньшей рабочей частоты инвертора.

В модели предусмотрена возможность изменения длительности фронтов отпирающих импульсов путём изменения параметров цепи R7C7. Полученные в результате моделирования диаграммы напряжений и токов в контрольных точках схемы приведены на рисунке 3. Участок 1 соответствует режиму горения дуги, участок 2 – её

обрыву, участок 3 – режиму холостого хода.

Амплитуда перенапряжений на транзисторах в моменты их коммутации может составлять более 350 В. Перенапряжения можно снизить путём «затягивания» переднего фронта отпирающих импульсов (см. рис. 4). Однако при этом в транзисторах будет возрастать мощность коммутационных потерь, поэтому такое «затягивание» не должно превышать 2...3 мкс.

Выводы

Компьютерное моделирование схем сварочных инверторов позволяет определить характер переходных процессов при любых режимах работы аппарата и оценить влияние параметров конструктивных элементов. Выявлено, что из-за наличия индуктивности рассеивания трансформатора и наличия у него паразитных емкостей, при коммутации транзисторов в схеме возникают переходные процессы, имеющие характер затухающих колебаний. В момент обрыва дуги резко возрастает амплитуда перенапряже-

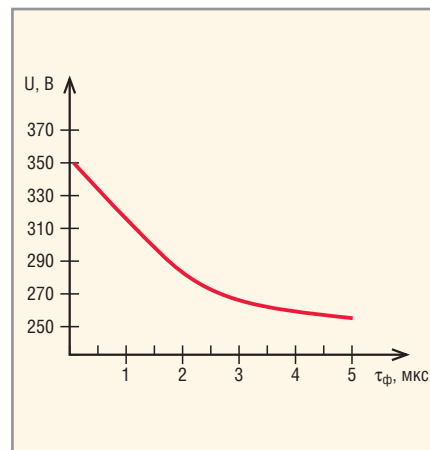


Рис. 4. Зависимость амплитуды перенапряжения на транзисторе от длительности фронта импульсов управления

ний на транзисторах, и в моменты выключения транзисторов она может превышать напряжение источника питания. Амплитуду перенапряжений можно снизить путём «затягивания» переднего фронта отпирающих импульсов. Однако из-за роста коммутационных потерь это «затягивание» не рекомендуется увеличивать свыше 2...3 мкс.

ЛИТЕРАТУРА

1. Эраносян С.А. Сетевые блоки питания с высокочастотными преобразователями. Энергоатомиздат, 1991.
2. Петров С. Схемотехника промышленных сварочных инверторов. Современная электроника. 2007. № 8. С. 42–46.
3. Колтаков А. PSIM – программа анализа силовых преобразовательных устройств и систем. Электронные компоненты. 2003. № 6. С. 77–82.
4. Патент RU 2253551 С1. Способ дуговой электросварки и устройство для дуговой электросварки.
5. Патент RU 2311996 С1. Способ дуговой сварки и устройство для его осуществления.

Оценка энергопотребления комбинационных блоков заказных КМОП СБИС на основе логического моделирования

Пётр Бибило (г. Минск, Беларусь)

Предлагается оценивать энергопотребление блоков комбинационной логики КМОП СБИС на основе логического моделирования VHDL-описаний схем, которое позволяет быстро подсчитать суммарное число переключений транзисторов в логических элементах. Приводятся результаты экспериментов по моделированию схмотехнических и логических описаний схем на тех же последовательностях входных сигналов.

Наряду с другими задачами проектирования комбинационной логики заказных цифровых КМОП СБИС, важной задачей является оценка энергопотребления, осуществляемая в системах аналогового моделирования. В отличие от схмотехнического моделирования, позволяющего получать значения напряжений и токов в цепях схемы, логическое моделирование комбинационных блоков позволяет для каждой двоичной (0, 1) комбинации входных сигналов получить двоичную комбинацию значений выходных сигналов.

Математическими моделями комбинационных элементов являются логические функции, а математической моделью комбинационной схемы в целом является суперпозиция функций, реализуемых элементами схемы. Для схем приемлемой размерности (до 30 входов) логическое моделирование позволяет провести полный перебор всех входных комбинаций (r – число входов схемы) и удостовериться в правильности реализации функций. Заметим, что в этом случае логическое мо-

делирование заменяет функциональную верификацию [1]. Логическое моделирование может быть выполнено с использованием VHDL-описаний элементов (и схемы в целом) и проведено в соответствующей системе моделирования, примером которой является ModelSim (Mentor Graphics).

Аналоговое схмотехническое моделирование проводится на основе Spice-моделей комбинационных элементов. Такие модели для КМОП-элементов библиотечных логических вентилях представляют собой сети p - и n -канальных МОП-транзисторов, а вся логическая схема на этапе схмотехнического моделирования представляет собой «большую» сеть транзисторов.

Схмотехническое моделирование является весьма трудоёмким, поэтому перебор всех 2^r комбинаций входных сигналов возможен для схем гораздо меньшей размерности, чем это позволяет логическое моделирование. Оценка энергопотребления при аналоговом моделировании ведётся на ограниченных по длине тестах, по которым и су-

дят об энергопотреблении схемы. Известно [2, 3], что основная доля энергопотребления КМОП-схем приходится на переключения транзисторов.

В данной работе предлагается экспериментальная оценка энергопотребления блоков комбинационной логики КМОП СБИС на основе логического VHDL-моделирования. Путём моделирования специально составленных VHDL-описаний схем определяется суммарное число переключающихся транзисторов в схеме, что позволяет оценить среднее потребление тока схемой при схмотехническом моделировании *на той же последовательности комбинаций входных сигналов*.

Для этого следует экспериментальным путём определить усреднённое потребление тока одним транзистором при единичном переключении. Заметим, что в комбинационном КМОП-элементе при изменении входа обычно переключается пара элементарных транзисторов. Это, однако, не относится к некоторым более сложным элементам типа «эквивалентность», «сумма по модулю 2» и других, в которых может переключаться более двух транзисторов. Пример комбинационного КМОП-элемента приведён в [4]. Ниже мы рассмотрим конкретную библиотеку КМОП-вентилей и логические схемы, синтезированные в данной библиотеке с помощью синтезатора LeonardoSpectrum, и проиллюстрируем способ подсчёта переключающихся транзисторов и определения параметра α .

Рассмотрим логическую схему *circ* (см. рис. 1) и её VHDL-модель (netlist), заданную в листинге 1. В этом же листинге приводится логическая модель одного из логических элементов (A2).

```

Листинг 1. Описание схемы (см.
рис. 1) на языке VHDL
library ieee;
use ieee.std_logic_1164.all;
entity circ is
port(x1, x2, x3 : in std_logic;
F1, F2, F3 :out std_logic );
end;

```

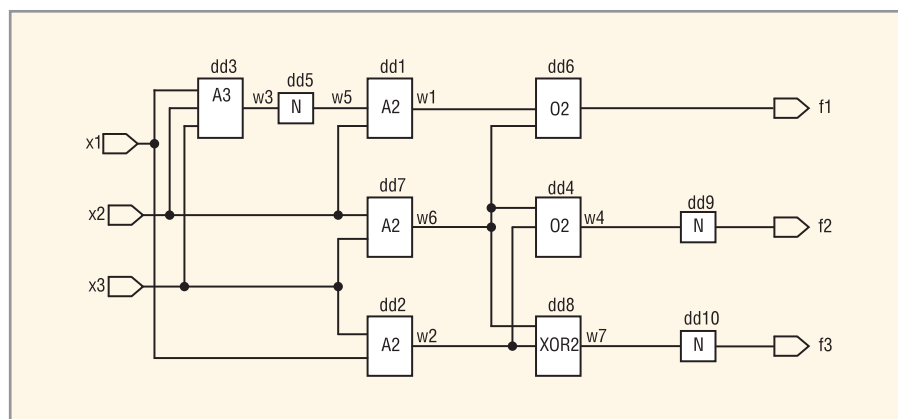


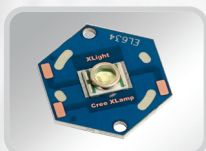
Рис. 1. Логическая схема

СВЕТОТЕХНИЧЕСКИЕ КОМПОНЕНТЫ XLight®

КАЧЕСТВО И НАДЁЖНОСТЬ

СВЕТОДИОДНЫЕ КЛАСТЕРЫ

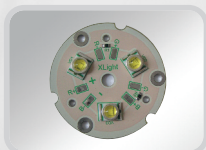
СО СВЕТОДИОДАМИ CREE XR-E, XP-E, XP-C, MC-E



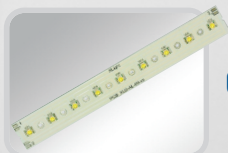
Серия XLD-AC1x01-000-01



Серия XLD-AC1x01-000-11



Серия XLD-AC1x03-000-01



Серия XLD-AL1x09-000-01

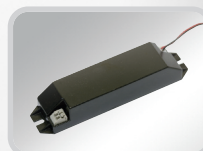


Серия XLD-AL3x03-000-01

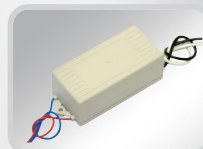
Основные характеристики:

- Различные цвета свечения, а также RGB-кластеры
- Возможность использования кластеров в составе светодиодных матриц
- Температура эксплуатации от -40 до +85°C
- Температура хранения от -60 до +125°C
- Номинальный прямой ток 350 мА
- Предусмотрено использование вторичной оптики

ДРАЙВЕРЫ ПИТАНИЯ СВЕТОДИОДОВ



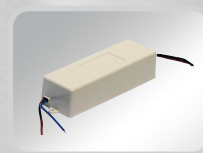
XLD-PS-230035AFS-10W



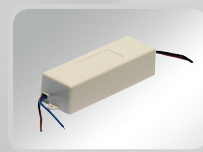
XLD-PS-230035C-10W



XLD-PS-230035IP-13W



XLD-PS-230035IP-25W



XLD-PS-230050IP-40W

Основные характеристики:

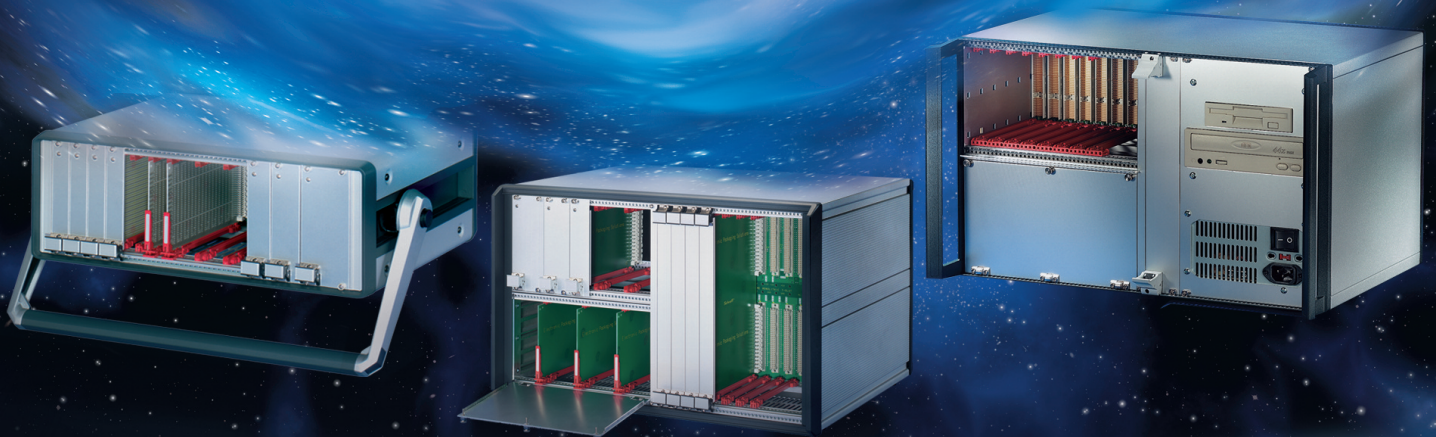
- Входное напряжение 220 В
- Выходной ток: 350 мА, 500 мА
- Точность стабилизации рабочего тока ±5%
- Высокий КПД (80–90%)
- Широкий температурный диапазон эксплуатации
- Коррекция коэффициента мощности (кроме модели XLD-PS-230035C-10W)

ЗАКАЖИТЕ НОВЫЙ ПЕЧАТНЫЙ КАТАЛОГ ПРОДУКЦИИ XLight®
«Полупроводниковое освещение. Решения на основе мощных светодиодов». Выпуск 2
на сайте www.xlight.ru

ОФИЦИАЛЬНЫЙ ПОСТАВЩИК ПРОДУКЦИИ XLight В РОССИИ И СТРАНАХ СНГ

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 ПРОДУКЦИИ SCHROFF

Реклама

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

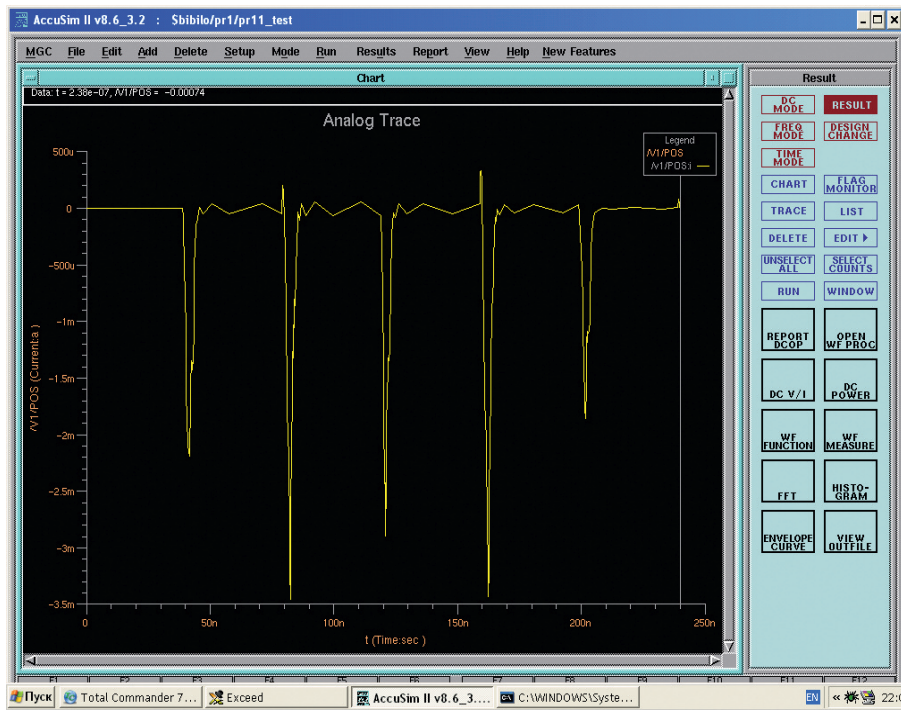


Рис. 4. Результат схемотехнического моделирования в виде графика потребления тока схемой *circ*

ло составлено Spice-описание логической схемы (см. рис. 1) и проведено схемотехническое моделирование на той же последовательности входных сигналов. Результат схемотехнического моделирования схемы *circ* в системе Accusim (разработка фирмы Mentor Graphics) на той же последовательности входных наборов представлен на рисунке 4.

Среднее потребление тока (параметр *Average*, выдаваемый системой Accusim в результате моделирования) схемой *circ* составило $A = 0,136915$ мА на $N = 5$ наборах моделирования, при этом число переключений транзисторов $S = 254$. Среднее потребление тока при переключении одного транзистора (параметр α) будем подсчитывать по формуле

$$\alpha = \frac{AN}{S}$$

В нашем примере

$$\alpha = \frac{AN}{S} = \frac{0,136915 \times 5}{254} = 2,694 \text{ нА.}$$

Чтобы определить среднее потребление тока при переключении одного транзистора (по всем логическим элементам библиотеки проектирования и всем вариантам подачи значений сигналов на входы элементов), был проведён эксперимент, в котором варьировались тестовые последовательности входных наборов, подаваемых на вход схем. Схемы *gsx1*, *bsx1*, *mul* были взяты из практики проектирования, остальные – из набора тестовых примеров [5]. Число N наборов в тесте называется длиной теста.

Были применены следующие типы тестовых последовательностей (тестов):

- *тип 1*. На любом входе логической схемы для любого входного набора вероятность появления единицы равна 0,5;
- *тип 2*. Упорядоченная по возрастанию десятичного эквивалента последовательность из всех наборов булева пространства размерности r , т.е. тест составлен из всех наборов из левой части таблицы истинности, задающей систему логических функций, реализуемых схемой;

Результаты моделирования

Схема	Тип теста	Средний (Average) потребляемый ток A, мА	Число элементов схемы	Число переключений S	Длина теста N	Время Spice-моделирования	α , нА	Оценка потребляемого тока A, мА	Погрешность оценки потребляемого тока A, %
Эксперимент									
<i>z9sym</i>	1	0,8471	166	187 690	512		2,310	0,8204	-3%
<i>addm4</i>	1	1,8260	359	417 024	512	13 мин	2,241	1,8228	-2%
<i>life</i>	1	0,2715	33	50 960	512		2,728	0,2227	-18%
<i>z9sym</i>	2	0,1910	166	45 632	512		2,143	0,1994	+4%
<i>addm4</i>	2	1,0094	359	235 344	512		2,196	1,0287	+2%
<i>mul</i>	2	7,3183	548	155 982	32		1,501	10,9089	+49%
<i>life</i>	2	0,1371	33	22 578	512		3,109	0,0986	-28%
<i>z9sym</i>	3	0,1984	166	41 144	512		2,468	0,1798	-9%
<i>addm4</i>	3	1,0320	359	207 944	512		2,541	0,9089	-12%
<i>life</i>	3	0,1301	33	22 834	512		2,919	0,0998	-23%
<i>gsx1</i>	4	0,2205	28	336 328	4032		2,643	0,1866	-15%
<i>bsx1</i>	4	0,2168	30	330 676	4032		2,643	0,1835	-15%
<i>mul</i>	4	9,2253	548	4 822 468	992	1 ч 18 мин	1,897	10,8797	+18%
<i>b12</i>	1	0,3097	49	61 390	512		2,582	0,2683	-13%
<i>in0</i>	1	1,1216	318	312 952	512	5 мин	1,834	1,3679	+22%
<i>tms</i>	1	0,4859	156	130 706	512		1,903	0,5713	+17%
<i>mlp4</i>	1	1,3088	262	313 748	512		2,136	1,3714	+6%
<i>root</i>	1	0,5769	111	123 274	512		2,396	0,5388	-6,5%
Контрольное моделирование для $\alpha = 2,238$ нА									
<i>intb</i>	1	4,9836	1078	78 902	32		2,021	5,5182	+10%
<i>intb</i>	1	5,0231	1078	1 216 014	512	2 ч 15 мин	2,115	5,3153	+5,8%

• *тип 3.* Упорядоченная по убыванию десятичного эквивалента последовательность из всех наборов <111...1, ..., 000...0> булева пространства размерности r , т.е. тест 3 представляет обратный порядок задания наборов теста типа 2;

• *тип 4.* Все упорядоченные пары входных наборов из булева пространства размерности r .

Результаты эксперимента представлены в таблице.

Эксперименты для всех схем при схемотехническом моделировании проводились с одинаковыми значениями параметров: длительности передних и задних фронтов входных сигналов 1 нс; период подачи входных сигналов 40 нс; температура +27°C. Задержка каждой из схем не превышала 20 нс. Среднее значение параметра α , полученное усреднением значений по 18 экспериментам (см. таблицу), составило $\alpha = 2,238$ нА.

Рассмотрим две последние строки таблицы, в которой приведены результаты моделирования схемы *intb*, состоящей из 1078 логических элементов (примерно 6000 транзисторов). VHDL-моделирование схемы *intb* занимает 10 с работы персонального компьютера с микропроцессором Intel E6750 с тактовой частотой 2,66 ГГц. Зная параметр $\alpha = 2,238$ нА, можно оценить потребление тока (т.е. параметр *Average*) $A = (2,238 \times 1216014) / 512 = 5315,3$ нА = 5,3153 мА. Реальное потребление тока составило 5,023 мА, таким образом, погрешность оценки составляет $((5,315 - 5,023) / 5,023) \times 100\% = 5,8\%$.

Итак, затратив 10 с на логическое моделирование на персональном компьютере, можно с погрешностью 5,8% предсказать результат схемотехничес-

кого моделирования, которое требует 2 ч 15 мин работы того же компьютера.

Заметим, что если мы проведём моделирование той же схемы *intb* не на 512 наборах, а на 32 (предпоследняя строка таблицы), то погрешность оценки потребления тока схемой *intb* составит 10%. Следовательно, оценка энергопотребления схемы должна проводиться на достаточно длинных тестах. Например, моделирование достаточно сложной схемы *mul* на 32 наборах приводит к 49% погрешности оценки среднего значения потребляемого тока. Экспериментально определено, что использование «урезанной» библиотеки синтеза приводит к изменению параметра α .

В целом можно сделать следующие выводы:

- эксперимент подтвердил известный из литературы факт, что энергопотребление одной и той же схемы в значительной степени определяется значениями входных сигналов (типом теста);
- погрешность оценки потребляемого тока тем больше, чем меньше сложность схемы и чем меньше длина теста (для одной и той же схемы);
- использовать экспериментально полученный параметр α можно лишь для схем, работающих на той же тактовой частоте (период смены входных наборов для которых составляет 40 нс), т.е. для каждой тактовой частоты требуется определять свое значение параметра α . Другие параметры (длительность фронтов входных сигналов, температура и т.д.) также должны быть одинаковыми при схемотехническом моделировании. Эксперименты показали, что значение параметра α пропорционально тактовой частоте: если период подачи входных наборов уве-

личивается в два раза, то пропорционально уменьшается значение параметра α при моделировании одной и той же схемы на том же тесте;

- усложнив VHDL-программу, можно определить такты, для которых число переключающихся транзисторов является максимальным, и сформировать тесты, характеризующиеся максимальным потреблением тока. Таким образом, использование логического VHDL-моделирования позволяет произвести подсчёт числа переключений транзисторов в комбинационных схемах КМОП СБИС и с достаточной точностью и скоростью оценить средние значения потребляемого тока, что значительно сокращает время оценки вариантов логических схем на этапе синтеза проекта. Однако для выбранного заключительного варианта логической схемы точную оценку энергопотребления рекомендуется получать с помощью трудоёмкого схемотехнического моделирования [4].

ЛИТЕРАТУРА

1. Библио П.Н. Декомпозиция булевых функций на основе решения логических уравнений. Беларусь. наука, 2009.
2. Рабаи Ж.М., Чандракасан А., Николитч Б. Цифровые интегральные схемы, 2-е изд. Вильямс, 2007.
3. Ghosh A., Devadas S., Keutzer K., White J. Estimation of Average Switching Activity in Combinational and Sequential Circuits. Proc. 29th ACM/IEEE Design Automation Conf., 1992. PP. 253–259.
4. Авдеев Н.А., Библио П.Н. Оценка энергопотребления цифрового блока СБИС. Современная электроника. 2009. № 9.
- 5 <http://www1.cs.columbia.edu/~cs4861/sis/esspresso-examples/ex/>



Новости мира News of the World Новости мира

Биобатареи Sony берут энергию из газировки

Недавно дизайнер из Китая Дайцзы Чжэн (Daizi Zheng) продемонстрировал созданный для Nokia концепт мобильного телефона, источником питания для которого служит нечто совсем не рядовое, даже учитывая сегодняшнее бурное развитие «зелёных» технологий, – напитки с содержанием сахара. В результате разложения углевода в присутствии выступающего катализатором фермента биобатарея получает энергию, а продуктами реакции являются вода и кислород. Подобный источник питания не опасен для окружающей среды и, по оценке Чжэна, может проработать в 3...4 раза дольше на од-

ном заряде, чем обычная литий-ионная батарея. Вряд ли Nokia выпустит в ближайшее время такой телефон, но реальность увидеть его в будущем существует, и косвенно подтверждает это Sony, которая занимается разработкой биобатарей с 2007 г.

Элементы питания электронного гиганта работают на том же топливе, что и концепт Чжэна, – на глюкозе. Выделена она может быть, например, из риса, одна чаша которого содержит аналогичное 96 батареям AA количество «химической» энергии. Японский производитель игрушек Такага продемонстрировал несколько моделей радиоуправляемых машин с этими батареями. Суть процесса генерирования энергии аналогична – благода-



ря ферментам разлагается сладкий напиток или даже вода при условии содержания глюкозы около 7%. Согласно заявлению Такага, игрушечные автомобили функционируют 60 мин на 8 см³ жидкости. Чем более сладкий напиток, тем выше скорость машинок.

CrunchGear, Dezeen

MathSpice – аналитический PSpice-движок для OrCAD и MicroCAP

Часть 7. Расчёт переходных процессов линейных цепей в MathSpice

Олег Петраков (Москва)

Все электронные компоненты являются нелинейными, особенно активные. В этом случае получить простое аналитическое решение не удаётся. Однако, если допустима линеаризация характеристик электронных компонентов в рабочей точке, задача сводится к линейной, и тогда можно получить простое решение. Иногда этого бывает достаточно, чтобы задача была понята и для нелинейного случая, учитывая экстраполяционные способности человеческого разума.

Расчёт переходных процессов линейных цепей машинным способом не представляет проблемы, поскольку соблюдается принцип суперпозиции и можно использовать законы Кирхгофа в простейшей (не дифференциальной) форме. В этом случае можно использовать наиболее эффективный метод анализа – преобразование Лапласа. Одна из проблем при расчёте переходных процессов методом Лапласа – моделирование сигнала, который воздействует на исследуемую цепь. В большинстве случаев достаточно трёх сигналов: синусоидального, меандра и треугольного.

Модели источников сигнала

Сигнал синусоидальной формы

Для генерации сигналов будем использовать стандартные функции Maple. Наиболее просто получить сигнал для аналитических функций, не имеющих особых точек (разрывов и скачков производных). К таким функциям относится $\sin x$. Если для вашей задачи этого достаточно, то на ней следует остановиться.

```
> S:=sin(2*Pi*250*t);
```

Вместо функции $\sin()$ можно использовать любую другую стандартную функцию Maple.

Сигнал прямоугольной формы

Однозначного решения для формирования сигнала прямоугольной формы нет, его можно реализовать множеством способов, например, используя функцию signum . Ниже показана по-

следовательность команд, генерирующих меандр.

```
> F:=250: # Частота меандра в Гц
> S:=0.3*signum(sin(2*Pi*F*t));
```

$$S = 0,3\text{signum}(\sin(500\pi t)).$$

Можно также использовать функцию единичного скачка $\text{Heaviside}(t)$ – функцию Хевисайда. Однако в этом случае для получения требуемого количества импульсов эту функцию придётся использовать многократно:

```
> T:=0.002: # Период в сек.
> S:=-0.3+0.6*((Heaviside(t)-
Heaviside(t-T))
+(Heaviside(t-2*T)-Heaviside(t-3*T))
+(Heaviside(t-4*T)-Heaviside(t-5*T))
+(Heaviside(t-6*T)-Heaviside(t-7*T))
+(Heaviside(t-8*T)-Heaviside(t-9*T))
+(Heaviside(t-10*T)-Heaviside(t-11*T))
+(Heaviside(t-12*T)-Heaviside(t-13*T))
+(Heaviside(t-14*T)-Heaviside(t-15*T))
+(Heaviside(t-16*T)-Heaviside(t-17*T))):
```

Данная последовательность команд порождает тот же меандр, что и в предыдущем примере. Она более громоздка, но предпочтительней для использования. Maple работает с ней гораздо быстрее. Рабочим блоком здесь является функция $\text{Heaviside}(t-N^*T)$, где t – время, T – период функции, N – целое число. В результате суперпозиции этих функций получается меандр.

Сигнал пилообразной формы

Сигнал пилообразной формы можно получить с помощью функции $\text{floor}(x)$. Она выдаёт самое большое целое число, меньше или равное x . Если с её помощью записать функцию времени в виде $t-\text{Pi}*\text{floor}(t/\text{Pi})$, то получим периодический пилообразный сигнал с периодом Pi . Ниже показана строка кода Maple, которая строит этот сигнал:

```
S:=t-Pi*floor(t/Pi) ; # сигнал
пилообразной формы
```

$$S := t - \pi \text{floor}\left(\frac{t}{\pi}\right).$$

Общие рекомендации по выбору сигналов

При выборе сигнала для аналитических расчётов следует руководствоваться принципом минимальной достаточности и выбирать самый простой сигнал, который позволяет вам извлечь интересные для вас характеристики цепи.

ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В НАГРУЖЕННОМ ТРАНСФОРМАТОРЕ С СЕРДЕЧНИКОМ

В учебниках по электротехнике вы не найдёте полноценно решённых задач, сопоставимых с этой по сложности. Причина в том, что авторы избегают громоздких задач, превращающих учебник в толстую, дорогую, неинтересную книгу, которую никто не купит. В результате учебники кишат одними и теми же примитивными задачами, которые кочуют из одного издания в другое. MSpice позволяет преодолеть барьер сложности. При этом объёмные математические выкладки можно заменять эквивалентной короткой последовательностью команд Maple, если это не принципиально для понимания сущности задачи. Сейчас программ Maple, MathCAD, Mathematica и MatLAB нет только у ле-

Всегда на высоте!



ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ КОМПОНЕНТЫ ПОВЫШЕННОЙ НАДЕЖНОСТИ

Тумблеры



Клавиатуры



Поворотные
переключатели



Оптические и
механические энкодеры

ОФИЦИАЛЬНЫЙ ДИСТРИБЬЮТОР ПРОДУКЦИИ GRAYHILL В РОССИИ И СТРАНАХ СНГ

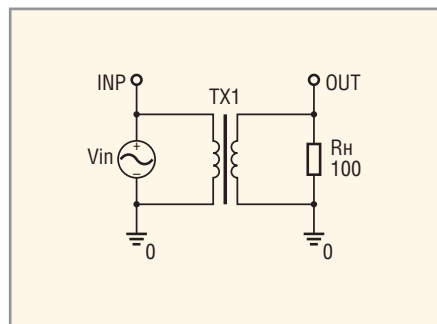


Рис. 1. Схема нагруженного трансформатора с ферритовым сердечником

нивых. Скорее всего, эпоха бумажных учебников прошла.

Метод Лапласа хоть и не всесилен, но зато необычайно зрелищен и красив! Решим методом Лапласа задачу прохождения импульса через нагруженный трансформатор с ферромагнитным сердечником (рис. 1). На рис. 2 представлена схема замещения трансформатора, в ней учтены потери в обмотках (r_1, r_2) и сердечнике (R_m). На вход трансформатора поступают прямоугольные импульсы, надо найти напряжение на нагрузке:

```
> restart: with(inttrans):
alias(H=Heaviside):
read(`F:/PMAPLE/ESolver.m`);
with(MSpice):
ESolve(Q, `Maggnetic-PSpiceFiles/SCHEMATIC1/SCHEMATIC1.net`);
```

Получим систему уравнений Кирхгофа для этой цепи:

$$\frac{V_3 - V_2}{sLs1} - \frac{V - Vin}{r1} = 0$$

$$\frac{V_4 - V_3}{sLs2} - \frac{V_3 - V_2}{sLs1} - \frac{V_3}{sLm} - \frac{V_3}{Rm} = 0$$

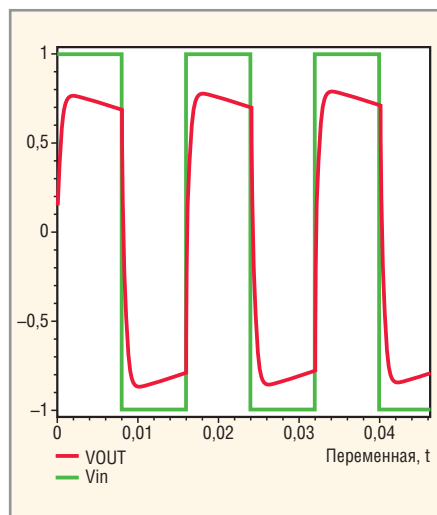


Рис. 3. Сигнал на входе Vin и выходе VOUT трансформатора

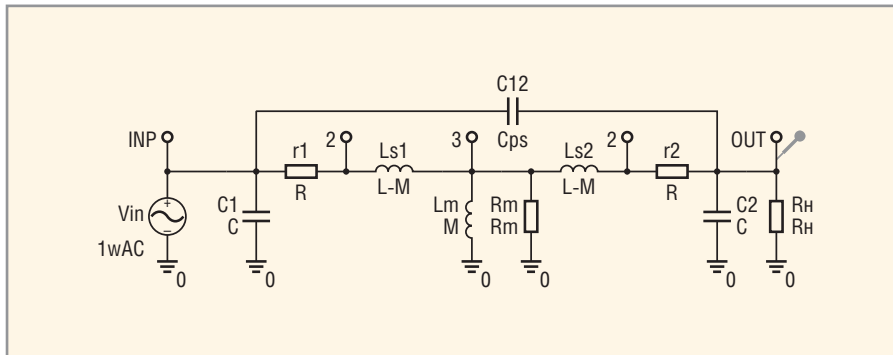


Рис. 2. Эквивалентная схема для аналитического расчёта

$$\frac{VOUT}{Rh} - \frac{VOUT - V_4}{r2} - (VOUT - Vin)sC12 - VOUTsC2 = 0$$

$$\{VOUT, V_4, V_2, V_3\}$$

После ввода

```
>VOUT:=simplify(VOUT, 'size');
```

получаем формулу для $VOUT$. Ввиду её громоздкости она здесь не приводится.

Введём численные данные в задачу

```
Values(laplace,RLCVI):
Ls1 := L-M:
Ls2 := L-M:
RH := RH:
Lm := M:
C1 := C:
r1 := R:
r2 := R:
C12 := Cps:
C2 := C:
Rm :=Rm:
Vin := laplace(-1+2*(t)-2*(t-T)+2*(t-2*T)-2*(t-3*T)+2*(t-4*T)-2*(t-5*T), t, s):
>T:=0.008: # Период в сек.
> L:=500e-3: M:=0.95*L: R:=10:
RH:=100: Rm:=5e3: Cps:=10e-12:
C:=50e-12:
```

После подстановки номиналов входной сигнал в операторной форме будет таким:

```
> Vin:=evalf(Vin);
```

$$Vin = (1 - 2e^{-0.008s} + 2e^{-0.016s} - 2e^{-0.024s} + 2e^{-0.032s} - 2e^{-0.04s})/s.$$

Теперь воспользуемся обратным преобразованием Лапласа для получения выходного и входного сигнала трансформатора во временной области. Формулы достаточно громоздки, мы их здесь не показываем.

```
>VOUT:=invlaplace(VOUT, s, t):
Vin:=invlaplace(Vin, s, t):
```

Теперь построим график этих функций во временной области. Мы видим, что это типичная картинка, которую можно увидеть, подключив осциллограф к выходным обмоткам импульсного трансформатора с сердечником (рис. 3).

```
>HSF([VOUT, Vin], t=0..4.63e-2,
"6) Сигнал на входе Vin и выходе VOUT трансформатора");
> VOUT:=simplify(VOUT, 'size');
```

Итоговая формула для $VOUT$ из-за громоздкости здесь не приводится.

ОГРАНИЧИТЕЛЬ СКОРОСТИ НАРАСТАНИЯ ВЫХОДНОГО НАПЯЖЕНИЯ

В системах автоматического регулирования нелинейность регулируемого объекта может быть вызвана тем, что входной сигнал нарастает слишком быстро – скачком. При этом в случае применения регуляторов с интегрирующим звеном могут появиться медленно спадающие выбросы большой амплитуды.

Чтобы воспрепятствовать этому, можно настолько увеличить постоянную времени интегрирования, что даже при больших скачках сигнала выбросы не будут появляться. Однако в области малых сигналов это приводит к существенному возрастанию времени установления. Значительно выгоднее ограничить скорость нарастания задающего сигнала так, чтобы она не превосходила максимально возможную скорость нарастания сигнала на выходе объекта. При этом мы остаёмся в линейном диапазоне работы, и возможное появление выбросов надёжно исключается. Время установления для большого сигнала не возрастает, поскольку регулируемый параметр не может изменяться быстрее.

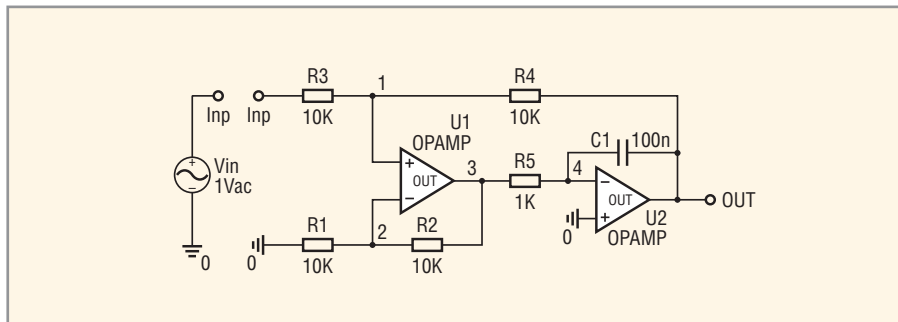


Рис. 4. Схема для ограничения скорости нарастания задающего параметра

Для ограничения скорости нарастания сигнала можно использовать схему, показанную на рис. 4. Когда на вход поступает скачок напряжения, выходной сигнал усилителя U1 достигает граничного значения диапазона регулирования. Выходное напряжение U2 при этом возрастает с некоторой конечной скоростью до тех пор, пока благодаря результирующей отрицательной обратной связи не достигнет значения Vinp. Таким образом, импульс напряжения прямоугольной формы превращается в трапецеидальный импульс. Если скорость нарастания входного напряжения меньше, чем граничное значение, сигнал передаётся без искажений. В отличие от варианта, использующего фильтр нижних частот, ширина полосы для малых сигналов в этом случае не меняется. Произведём расчёт нашей схемы и покажем этот эффект (рис. 5).

Вводим:

```
> restart: read(`F:/PMAPLE/ES-olver.m`);with(MSpice):with(int-trans):alias(H=Heaviside):Devices:=[OP,DC1]:ESolve(Q,`Ogranichitel/OP-PSpiceFiles/SCHEMATIC1/SCHEMATIC1.net`);
```

Получаем систему уравнений Кирхгофа:

$$(-A2V4 - V4)sC1 + \frac{A1(V1 - V2) - V4}{R5} = 0$$

$$\frac{V2}{R1} - \frac{V2 - A1(V1 - V2)}{R2} = 0$$

$$\frac{Vin - V1}{R3} - \frac{V1 + A2V4}{R4} = 0$$

{V1, V2, V4}

Определим выражение для выходного напряжения схемы. Для упрощения формул примем, что ОУ идеальные и обладают бесконечным усилением. Вводим:

```
> VOUT:=limit(VOUT,A=infinity);
```

И получаем:

$$VOUT := -(A2A1R4Vin(R2 + R1)) / ((R1R4C1R5 + R1R4A1C1R5A2 + R1R4A1C1R5 + R1R3C1R5A5 + R1R3C1R5 + R1R3A1C1R5A2 + R1R3A1C1R5 + R1R4C1R5A2 + R4R2C1R5A2 + R4R2C1R5 + R3R2C1R5A2 + R3R2C1R5) + R1A1R3A2 + R3R2 + R4R1A1 + R4R1 + R4R2 + R2A1R3A2 + R3R1A1 + R3R1).$$

Вводим номиналы компонентов:

```
> Values(DC,RLCVI,[]):R4 := 0.10e5: [10K]R1 := 0.10e5: [10K]R2 := 0.10e5: [10K]C1 := 0.100e-6: [100n]R3 := 0.10e5: [10K]R5 := 0.1e4: [1K]A2 := 0.1e7: [1e6]A1 := 0.1e7: [1e6]Vin:=Heaviside(t-.2e-2)-Heaviside(t-.8e-2)
```

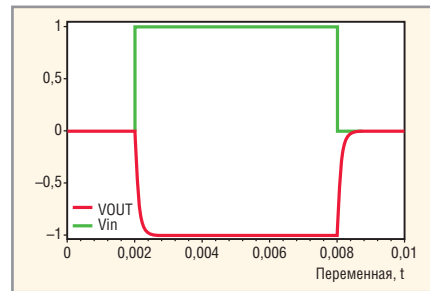


Рис. 5. Сигнал на входе Vin и выходе VOUT ограничения скорости нарастания

Построим график входного и выходного сигнала. Для этого вводим:

```
> VOUT:=invlaplace(VOUT,s,t);Vin:=invlaplace(Vin,s,t):IMG([DOU/1e4,VOUT,Vin],t=0..1e-2,"8") Сигнал на входе Vin и выходе VOUT ограничения скорости нарастания del[Vin,VOUT]
```

И получаем:

$$Vin := \frac{e^{-0,0020s} - 1 \cdot e^{-0,0080s}}{s}$$

$$VOUT := -1H(t - 0,0020)(1 - 1e^{-10000t+20}) + H(t - 0,0080)(1 - 1e^{-10000t+80}).$$

Как мы говорили, напряжение на выходе VOUT ограничено в скорости роста, и прямоугольный управляющий сигнал, проходя схему, приобретает трапецеидальную форму (рис. 5). ☺

Продолжение следует.

Производство Flash накопителей для особых условий работы

SMART Modular Technologies ADTRON

Компания SMART разрабатывает и производит твердотельные накопители данных на flash-технологии (SSD). SSD диски выполняются в любом форм-факторе и со всеми стандартными интерфейсами (IDE, SATA, SCSI). Накопители выполнены в двух температурных диапазонах — промышленном (-40...+85°C) и коммерческом (0...+70°C).

Разнообразие типов накопителей, от SSD дисков до PCI плат

XceedIOPS Xceed iSATA SSD Xceed Flash Cards Embedded USB

000 «АД-Адрон» • www.adtron.ru • sales@adtron.ru • (812) 766-55-48

Перспективы применения архитектуры CUDA для решения задач реального времени в системах подвижной связи

Александр Тумачек (Москва)

Предложено использование процессоров с массовым параллелизмом для решения задач пространственно-временной обработки сигналов режиме реального времени в системах подвижной связи. Показаны преимущества и целесообразность применения архитектуры CUDA.

В настоящее время в научной литературе можно отметить значительный интерес к системам подвижной радиосвязи с применением пространственно-временной обработки сигналов (ПВО). Это объясняется, во-первых, возрастающими требованиями к качественным характеристикам систем, стремлением повысить их помехоустойчивость, быстродействие и ёмкость, во-вторых – увеличением сложности систем передач, развитием вычислительных средств и теории ПВО, открывающим новые пути для улучшения характеристик [6].

Основной задачей пространственно-временной обработки сигналов в системах подвижной связи является анализ результирующего поля с целью определения положения наблюдаемого объекта и его скорости. Алгоритмы пространственно-временной (или поляризационно-временной) обработки являются дополнениями к стандартным алгоритмам приёма сигналов и могут решать целый ряд практически важных задач [1–4].

Помехоустойчивые системы подвижной связи работают на основе анализа информации о волновых полях, создаваемых источниками излучения. Структура и параметры волнового поля, создаваемого удалённым объектом в той области, где осуществляется анализ этого поля, зависят от положения и скорости движения объекта относительно этой области и от характеристик самого объекта (его размеров, формы, колебаний относительно центра масс и т.д.). Поэтому такое волновое поле несёт информацию об источнике поля – абоненте – и в этом смысле может рассматриваться как пространственно-временной сигнал.

Однако для извлечения информации в системе связи используется не всё по-

ле, излучаемое мобильной станцией, а лишь ограниченный его участок, попадающий в апертуру приёмной антенны. Воздействуя на элементы антенны, это поле образует пространственно-временной сигнал, обрабатываемый радиосистемой. В области наблюдения, кроме поля, несущего информацию об источнике сигнала, могут находиться и поля, создаваемые другими объектами и внешними источниками помех.

Системы подвижной связи (СПС) приобретают всё большее развитие как по масштабу, так и по количеству услуг связи. Электромагнитная обстановка (ЭМО) в СПС обладает существенными особенностями и характеризуется большой динамикой, нестационарностью и неравномерностью параметров. В условиях увеличивающейся плотности абонентских мобильных станций СПС возможно возникновение такой ЭМО, при которой наблюдается значительное ухудшение условий работы абонентов и качества приёма. Такая ситуация характерна для большого скопления источников сигналов: городских районов, территорий со сложной сигнально-помеховой обстановкой (электростанции, ЛЭП) и т.д. Попытки решения этой проблемы традиционными средствами не всегда успешны. Обычно применяются частотно-временные, кодовые и энергетические способы, однако тенденция постоянного усложнения ЭМО предполагает изыскание дополнительных методов помехозащиты систем и линий связи [1–3].

С появлением высокопроизводительных средств цифровой обработки сигналов (ЦОС), практическая реализация алгоритмов ПВО, действующих в СПС, значительно упрощается. Перспективной является реализация неграфических вычислений на графичес-

ких процессорах. С развитием подхода GP GPU и появлением новой программно-аппаратной архитектуры CUDA появилась возможность быстро реализовывать сложные, ресурсоёмкие алгоритмы обработки в СПС.

Стоимость программно-аппаратного решения, основанного на графическом вычислителе, намного ниже по сравнению со специализированными инструментальными средствами. Вычислительные мощности процессора с массовым параллелизмом и платформа CUDA дают возможность реализовать многие наработанные идеи, которые ранее были недоступны в практической области пространственно-временной обработки сигналов. Обработка сигналов в СПС представляет собой задачу реального времени и требует не только больших вычислительных возможностей, но и детальной оптимизации алгоритмов ЦОС. Для решения задач обработки сигналов с заданной точностью необходимо осуществить выбор, оценку и реализацию подходящих математических методов.

Технология CUDA – это программно-аппаратная вычислительная архитектура фирмы NVIDIA, основанная на расширении языка Си, которая даёт возможность организации доступа к набору инструкций графического ускорителя и управления его памятью при организации параллельных вычислений. Технология CUDA помогает реализовывать алгоритмы, выполнимые на графических процессорах видеоускорителей GeForce восьмого поколения и старше (серии GeForce 8, GeForce 9, GeForce 200), а также Quadro и Tesla.

Трудоёмкость программирования GPU при помощи CUDA ниже, чем в ранних решениях GP GPU. Такие программы требуют разбиения приложения между несколькими мультипроцессорами, подобно MPI-программированию, но без разделения данных, которые хранятся в общей видеопамяти. CUDA-программирование для каждого мультипроцессора, подобно OpenMP-программированию, требует хорошего понимания организации па-

мяти. Кроме того, сложность разработки и переноса на платформу CUDA сильно зависит от приложения.

Первым шагом при переносе существующего приложения на CUDA является его профилирование и определение участков кода, тормозящих работу. Если среди таких участков есть подходящие для быстрого параллельного исполнения, эти функции переносятся на расширения CUDA для выполнения на GPU. Программа компилируется при помощи поставляемого фирмой NVIDIA компилятора, который генерирует код и для CPU, и для GPU. При исполнении программы центральный процессор выполняет свои фрагменты кода, а GPU выполняет CUDA-код с наиболее «тяжёлыми», параллельными вычислениями. Эта часть, предназначенная для GPU, называется ядром. В ядре определяются операции, которые будут исполнены над данными.

Каждый мультипроцессор в составе GPU состоит из восьми ядер – потоковых процессоров, которые выполняют одну инструкцию умножения с накоплением (MAC) за один такт. Для исполнения одного 32-поточного блока требуется четыре такта работы мультипроцессора (на частоте 1,5 ГГц и выше).

Мультипроцессор не является традиционным многоядерным процессором; он приспособлен для многопоточности, поддерживая до 32 потоков одновременно. На каждом такте аппаратное обеспечение выбирает, какой из потоков исполнять, и переключается между ними без потерь на ожидание. Если проводить аналогию с центральным процессором, это похоже на одновременное исполнение 32 программ и переключение между ними без потери контекста. Реально ядра CPU поддерживают единовременное выполнение одной программы и переключаются на другие программы с задержкой в сотни тактов.

Естественно, в рамках обзорной статьи невозможно рассмотреть серьёзные вопросы оптимизации в CUDA-программировании. Поэтому мы расскажем о базовых принципах. Для эффективного использования возможностей CUDA следует забыть о традиционных методах написания программ для CPU и использовать алгоритмы, которые хорошо распараллеливаются на тысячи потоков. Важно найти оптимальное место для хранения данных (регистры, разделяемая память и т.п.), минимизировать

Оценки производительности

Размерность, <i>N</i>	<i>t</i> , мс, на CPU	<i>t</i> , мс, на GPU
5	0,83968	0,112389
10	0,144613	0,10871
50	0,101279	0,113772
256	0,479118	0,147543
394	0,927336	0,183049
512	1,539904	0,223042
768	3,225049	0,285549
1024	5,792056	0,355544
1280	9,184576	0,424613
1792	17,657446	0,268173
2048	23,069201	0,679513
10 000	548,533386	10,7951
11 000	686,119507	15,733009
12 735	917,503418	26,757336

передачу данных между CPU и GPU и широко использовать буферизацию [5].

Для осуществления расчётов в реальном времени имеется инструментарий библиотечных процедур: QR- и SVD-разложения, алгоритмы Холецкого и LU; также существуют процедуры решения СЛАУ и пакет векторно-матричных операций. В проекте Komrade и Thrust разработаны библиотеки CUDA с STL-интерфейсом [9]. Всё это позволяет сократить затраты на разработку быстродействующего ПО реального времени.

В ходе эксперимента была реализована базовая процедура перемножения векторов с накоплением и получены оценки производительности (см. таблицу).

В заключение следует отметить, что современные тенденции увеличения количества и качества передаваемой информации требует от СПС высоких вычислительных возможностей. Одним из перспективных направлений является применение графических процессоров для целей неграфических вычислений (GP GPU). Эта идея не нова, но ранее имела ограничения, обусловленные сложностью реализации аппаратного обеспечения.

Разработка приложений была исключительно узконаправленной и требовала больших усилий. С развитием подходов к программированию на GP, появлению новых программно-аппаратных архитектур, таких как CUDA, это направление становится более актуальным. Технология CUDA предоставляет возможность в кратчайшие сроки осуществлять разработку программного обеспечения, отвечающего высоким требованиям и стандартам обработки информации в реальном масштабе времени.

Следует отметить массовость производства подобных решений для промышленности, игровой индустрии и научных исследований. Это обязывает производителя осуществлять постоянную поддержку программно-аппаратных решений. На подобных платформах эффективно решаются задачи пост-обработки и обработки в реальном масштабе времени. Это возможно за счёт высокой пропускной способности шин и поддержки SLI-режима микросхемами видеокарты. Решения Tesla 1060 и 1070 обладают достаточным объёмом оперативной памяти для обработки данных внутри устройства, что исключает потери производительности алгоритмов ПВО на промежуточных операциях ввода/вывода.

ЛИТЕРАТУРА

1. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов. Радио и связь, 1989.
2. Пистолькорс А.А., Литвинов О.С. Введение в теорию адаптивных антенн. Наука, 1991.
3. Родимов А.П., Поповский В.В. Статистическая теория поляризованно-временной обработки сигналов и помех. Радио и связь, 1984.
4. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решётки: Введение в теорию. Радио и связь, 1986.
5. Берило А. NVIDIA CUDA неграфические вычисления на GPU. М., 22.10.2008.
6. Кремер И.Я., Кремер А.И., Петров В.М. и др. Пространственно-временная обработка сигналов. Под ред. И.Я. Кремера. Радио и связь, 1984.
7. 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».
8. Парлет Б. Симметричная проблема

Применение микроконтроллера AVR32UC3. Модуль Ethernet MAC

Вячеслав Бородулин, Александр Шитиков (г. Хабаровск)

Микроконтроллерам семейства AVR32 AP7 и UC3 посвящено множество статей, но большинство из них носят обзорный характер. Данной публикацией авторы открывают цикл статей, посвящённых практическому применению микроконтроллеров AVR32UC3. В работе приводятся результаты экспериментов с различными реализациями стека протоколов TCP/IP для микроконтроллера UC3. Также рассмотрены варианты увеличения пропускной способности сетевого интерфейса.

В состав микроконтроллера AT32UC3A входит модуль MAC-уровня Ethernet 10/100 Мбит/с [1]. Блок-схема модуля приведена на рисунке 1. Для реализации нижних уровней стека TCP/IP на микроконтроллере AVR32UC3 дополнительно необходимо использовать микросхему приёмопередатчика физического уровня. Например, на отладочном стенде ATMEL EVK1100 (см. рис. 2) используется микросхема DP83848I в BGA-корпусе [2,3].

Для тестирования производительности контроллера MAC Ethernet было

разработано две программы – для микроконтроллера и для ПК. Исследования проводились на отладочной плате ATMEL EVK1100 с микроконтроллером AVR32 UC3A0512. Это – один из самых мощных микроконтроллеров серии UC3 (включает 512 Кб флэш-памяти).

За основу проекта на стороне микроконтроллера был взят проект *EVK1100-SERVICES-LWIP* (поставляется вместе с *AVR32 studio*) и реализация эхо-сервера, взятого с интернет-страницы [3], где представлены три варианта исходных текстов. Первый построен

на использовании RAW API-функций – самый нижний уровень программирования *LWIP*. Вторая реализация использует функцию *netconn* – надстройку над RAW-функциями. Третий вариант эхо-сервера использует BSD-сокеты и является надстройкой над функциями *netconn*.

Измерения скорости передачи данных проводились на двух реализациях из трёх, представленных на интернет-странице: на первой (*Socket programming*) и последней (*RAW API programming*). В обоих случаях микроконтроллер являлся сервером. Сначала была измерена скорость передачи данных с использованием третьего варианта как самого простого, но потенциально более медленного. Для этого в программе эхо-сервера были внесены изменения в файл *BasicTFTP.c*.

```

Листинг 1. Фрагмент кода файла BasicTFTP.c
#define SIZE1 102400 //объём посылаемых данных в байтах
char buffer[1024];
//данные, которые мы посылаем по интерфейсу
int nn=0;
for (nn=0;nn<1024;nn++)
//инициализация массива
{
    buffer[nn]='Q';
}
...
if (clientfd>0){
do{
nbytes=lwip_send(clientfd,
buffer, sizeof(buffer), 0);
nnbytes=nbytes+nnbytes;
} while (nnbytes<SIZE1);
    
```

Чтобы поменять направление передачи данных, следует изменить тело бесконечного цикла (*while (1)*) на следующий код:

```

Листинг 2. Фрагмент кода файла BasicTFTP.c
{ int clientfd;
struct sockaddr_in client_addr;
int addrlen=sizeof(client_addr);
char buffer1[]="end";
int nbytes=0;
    
```

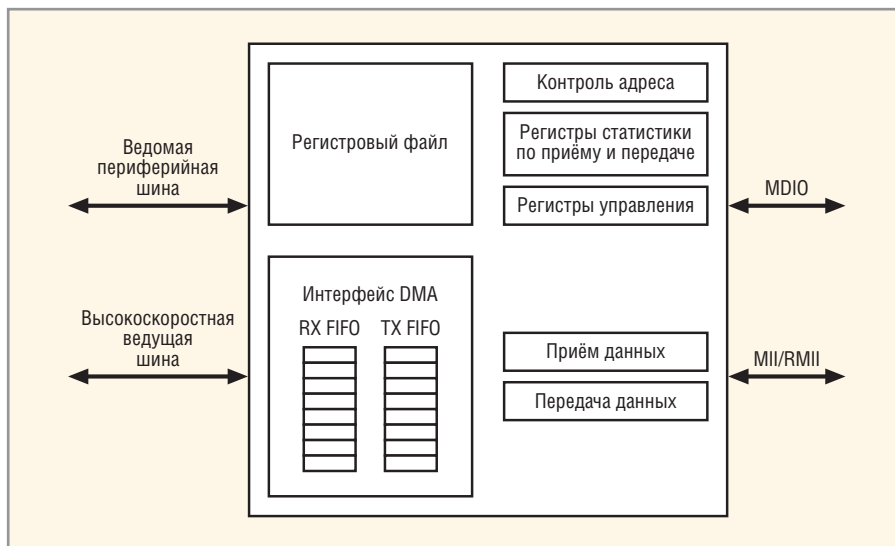


Рис. 1. Блок-схема модуля Ethernet MAC

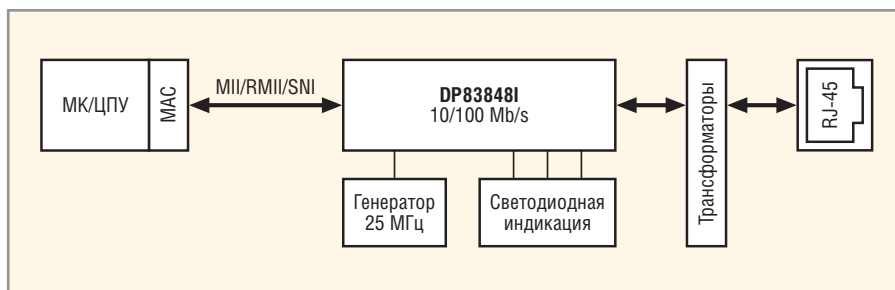


Рис. 2. Блок-схема соединения МК и приёмопередатчика Ethernet

```
int nnbytes=0;
clientfd = lwip_accept(lSocket,
(struct sockaddr*)&client_addr,
(socklen_t)&addrlen);
if (clientfd>0){
do{
nbytes=lwip_recv(clientfd,
buffer, sizeof(buffer),0);
if (nbytes>0)
nnbytes=nbytes+nnbytes;
if (nnbytes>102400)
lwip_send(clientfd, buffer1, 3, 0);
} while (nnbytes<102400);
lwip_close(clientfd);
}
```

Для реализации программы на стороне микроконтроллера, позволяющей измерить скорость передачи данных первым способом (RAW API), код эхо-сервера был изменён в соответствии с листингом 3, который размещён на сайте журнала.

Данная программа принимает данные с ПК, т.е. осуществляется передача данных с ПК на микроконтроллер. Ниже представлен листинг программы для микроконтроллера, которая передаёт данные на ПК.

Листинг 4.

```
#define SIZE1 1024000
char mydata[1024];
char end[]="end";
int count=0;
static void close_conn(struct tcp_pcb *pcb){
tcp_arg(pcb, NULL);
tcp_sent(pcb, NULL);
tcp_recv(pcb, NULL);
tcp_close(pcb);
}
static err_t f_send(void *arg, struct tcp_pcb *pcb, err_t err){
tcp_write(pcb, mydata, sizeof(mydata), 0); //передача массива.
return ERR_OK;
}
static err_t echo_accept(void *arg, struct tcp_pcb *pcb, err_t err){
LWIP_UNUSED_ARG(arg);
LWIP_UNUSED_ARG(err);
tcp_setprio(pcb, 1);
tcp_sent(pcb, f_send);
tcp_err(pcb, NULL); //Don't care about error here
tcp_poll(pcb, NULL, 4); //No
```

```
polling here
return ERR_OK;
}
portTASK_FUNCTION( vBasicTFTPServer, pvParameters ){
struct tcp_pcb *ptel_pcb;
ptel_pcb = tcp_new();
tcp_bind(ptel_pcb, IP_ADDR_ANY, 23);
int i;
for (i=0;i<1024;i++){
mydata[i]='f';
}
while (1){
count=0;
ptel_pcb =
tcp_listen(ptel_pcb);
tcp_accept(ptel_pcb,
echo_accept);
}
}
```

Рассмотрим некоторые аспекты создания сервера под управлением стека *LWIP*. Для начала необходимо инициализировать структуру *tcp_pcb* (*protocol control block*), используя функцию *tcp_new()*. В этой структуре содержится вся информация о подключении. При успешном создании *PCB* следует

Увидеть больше

Миниатюрный модуль

SHARP

2 Мпкс с автофокусом

53,2°

360°

Применение:

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

ОФИЦИАЛЬНЫЙ ДИСТРИБЬЮТОР SHARP НА ТЕРРИТОРИИ РОССИИ И СТРАН СНГ

PROSOFT®

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

Реклама

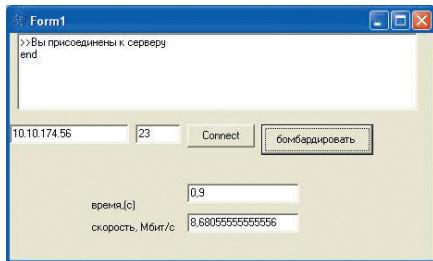


Рис. 3. Клиент на стороне ПК

связать порт с IP-адресом при помощи функции *tcp_bind()*. Если порт уже используется, то функция вернёт значение *ERR_USE*.

Далее необходимо дать серверу команду ожидания входящего подключения с помощью функции *tcp_listen()*. Последним этапом установки соединения является вызов функции извлечения запросов на соединение *tcp_accept()*. Одним из аргументов этой функции является функция обратного вызова, которая будет обрабатывать принятое соединение. В нашей программе этой функцией является *echo_accept()*. В ней вы должны определить, какие функции будут вызываться при определённом событии. Например, чтобы получение данных обрабатывалось написанной нами функцией *echo_recv()*, в теле подпрограммы *echo_accept()* должна вызываться функция *tcp_recv(pcb, echo_recv)*, где первый параметр – указатель на структуру PCB, второй – функция обработки события.

Помимо функции *tcp_recv()*, мы видим в тексте программы следующие функции: *tcp_sent()* – для отправки данных, *tcp_err()* – обработка ошибок, *tcp_poll()* – функция последовательного опроса, когда соединение простаивает, т.е. никакие данные не передаются; *LWIP* будет неоднократно вызывать

указанную в ней функцию. Её можно использовать как сторожевой таймер, например, чтобы закрывать подключения, которые долго простаивают. Последний параметр этой функции – интервал времени, через который будет вызываться эта функция; если этот параметр равняется двум, то функция будет вызываться каждую секунду.

Для измерения скорости в среде *Borland Builder C++ 6.0* были разработаны два приложения, работающие под ОС Windows. Одно из них измеряет скорость передачи данных с ПК на микроконтроллер, второе – в обратном направлении. В листинге 5 представлен код программы, которая передаёт на стенд *SIZE1* байт.

Программа работает следующим образом. Приложение на стороне ПК запускает таймер и начинает пересылать данные на стенд. Как только микроконтроллер принял контрольный объём информации (*SIZE* байт), он посылает на ПК сообщение, что данные приняты. Программа на стороне ПК фиксирует время передачи и вычисляет скорость. Следует отметить, что контрольный объём данных (параметр *SIZE*) следует согласовывать между программой на МК и программой на ПК.

Листинг 5. Фрагмент кода программы, передающей данные на стенд

```
...
#define SIZE1 1024000 //контрольный размер данных
...
void __fastcall
TForm1::ClientSocket1Read(TObject
*Sender,
TCustomWinSocket *Socket)
{
```

```
AnsiString Rtext ; //подтвержде-
ние сервером принятия данных
Form1 -> Timer1 -> Enabled = false; //
Rtext = ClientSocket1->Socket-
>ReceiveText() ;
speed = (SIZE1*8)/(1024*1024*To-
talTime);
Edit4 -> Text = speed;
//TotalTime = 0.0;
Memo1->Lines->Add(Rtext);
}
//-----
//обработчик кнопки начала отп-
равки данных
void __fastcall
TForm1::Button3Click(TObject
*Sender)
{
char* array = new char [SIZE1];

for (int i=0; i< SIZE1;i++)
{
*(array +i)= 'Q';
}
int nn= SIZE1+1;
TotalTime = 0;
Timer1 -> Enabled = true; //Старт!
ClientSocket1->Socket->SendBuf(ar-
ray,nn);
}
```

Рабочее окно программы представлено на рисунке 3.

Программа, принимающая данные (см. листинг 6), работает до тех пор, пока объём принятых данных не будет равен контрольному размеру *SIZE1*, после этого соединение закрывается и подсчитывается скорость передачи.

Листинг 6. (фрагмент кода программы, принимающей данные со стенда)

Таблица 1. Результаты измерения скорости передачи данных при исходном ПО

Способ	Направление передачи данных	Скорость, Мбит/с
Socket programming	Микроконтроллер принимает данные, см. листинг 2	0,05
	Микроконтроллер передаёт данные, см. листинг 1	0,055
RAW API programming	Микроконтроллер принимает данные, см. листинг 3	8,6
	Микроконтроллер передаёт данные, см. листинг 4	0,05

Таблица 2. Результаты измерения скорости передачи данных после модернизации ПО

Способ	Направление передачи данных	Скорость, Мбит/с
Socket programming	Микроконтроллер принимает данные	0,122
	Микроконтроллер передаёт данные	6,3
RAW API programming	Микроконтроллер принимает данные	8,7
	Микроконтроллер передаёт данные	11,7

```

void __fastcall TForm1::Client-
Socket1Read(TObject *Sender,
TCustomWinSocket *Socket)
{
    AnsiString Rtext ;
    //текст, который посылает сервер
    Rtext = ClientSocket1-
>Socket->ReceiveText();
    if (Rtext.Length()>1)
    {
        sz=sz+Rtext.Length();
    }
    Memo1->Lines-
>Add((sz));//.Length();
    if (sz>=SIZE1)
    {
        ClientSocket1-> Active = false;
        Form1 -> Timer1 -> Enabled
= false;
        speed =
        (sz*8)/(1000000*TotalTime);
        Edit4 -> Text = speed;
    }
}
    
```

В таблице 1 приведены результаты измерения скорости передачи данных. В заголовочном файле *lwipports.b* можно изменять размеры различных

буферов протокола TCP (например, *TCP_MSS* – максимальный размер сегмента TCP), включать или выключать различные части стека. С целью увеличения скоростных показателей в программе были произведены следующие изменения:

- увеличены размеры буферов TCP_WND (размер окна приёма) и TCP_SND_BUF (размер буфера приёма TCP):
`#define TCP_WND 2000`
`#define TCP_SND_BUF 2150*4`
 (начальные значения были 1500 и 2150 соответственно);
- увеличен размер массива *mydata* (см. листинги 3 и 4) в четыре раза, т.е. *mydata[4096]*.
 Результаты измерения скорости передачи после указанных изменений представлены в таблице 2.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Первые результаты измерения скорости не были впечатляющими. Но, как оказалось, чтобы увеличить скорость, необходимо лишь настроить размеры буферов протокола TCP. Чтобы представлять, как тот или иной бу-

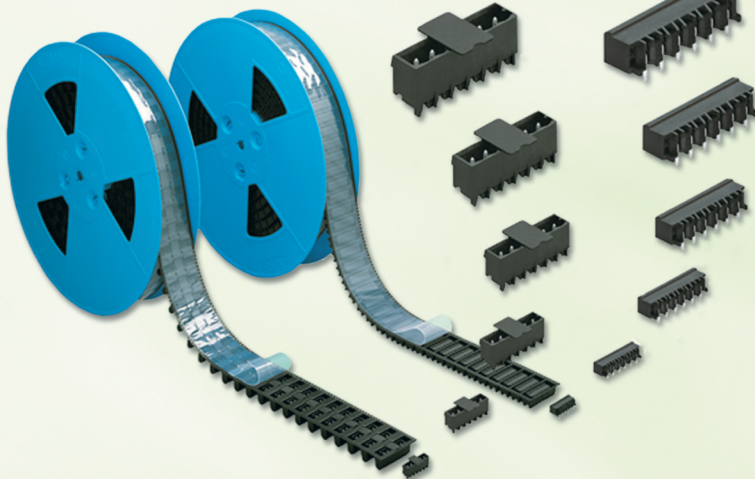
фер влияет на скорость передачи данных, следует обратиться к документации этого протокола. Возможно, при более тонкой настройке параметров протокола как на принимающей, так и на передающей стороне удастся ещё больше увеличить пропускную способность интерфейса МК. В ходе экспериментов авторам удалось повысить скорость загрузки данных (от сервера) до 11,7 Мбит/с, а скорость выгрузки – до 8,7 Мбит/с.

ЛИТЕРАТУРА

1. Документация на микроконтроллер AVR32UC3A, http://www.atmel.com/dyn/resources/prod_documents/doc32058.pdf.
2. Принципиальная электрическая схема стенда ATMELEVK1100, http://www.atmel.com/dyn/resources/prod_documents/EVK1100_SCHEMATICS_REVC.pdf.
3. Перечень элементов стенда ATMELEVK1100, http://www.atmel.com/dyn/resources/prod_documents/EVK1100_%20BILL%20OF%20MATERIALS_RevC.xls.
4. lwIP TCP Example: How to write a TCP echo server (telnet), http://www.ultimaserial.com/avr_lwip_tcp.html.



Клеммы и соединители для печатных плат



К монтажу
ГОТОВЫ!

ОФИЦИАЛЬНЫЙ ДИСТРИБЬЮТОР ПРОДУКЦИИ WAGO



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

Реклама

Адаптивные фильтры и их приложения в радиотехнике и связи

(часть 3)

Виктор Джиган (Москва)

Настоящая статья является введением в теорию и практику адаптивной фильтрации. В ней рассмотрены основные понятия и термины, используемые в адаптивной обработке сигналов, структуры адаптивных фильтров, целевые функции, лежащие в основе функционирования адаптивных фильтров, а также ряд наиболее известных приложений адаптивных фильтров, таких как подавление эхо-сигналов, выравнивание электрических характеристик каналов связи, адаптивные антенные решётки, шумочистка и линейное предсказание.

ОБРАТНАЯ ИДЕНТИФИКАЦИЯ НЕИЗВЕСТНОЙ СИСТЕМЫ И ВЫРАВНИВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК КАНАЛОВ СВЯЗИ

Другим примером использования адаптивных фильтров является задача обратной идентификации объекта. Решение этой задачи широко используется для выравнивания характеристик электрических каналов связи (см. рис. 19) с помощью адаптивных эквалайзеров [28, 29].

Необходимость использования эквалайзеров возникает из-за того, что при передаче цифровых данных по каналам связи с ограниченной полосой пропускания возникает явление, называемое межсимвольной интерференцией. Межсимвольная интерференция, наряду с шумом $z(k)$ (см. рис. 19), сказывается на правильности принятия решения о соответствии принятого ин-

формационного символа $\tilde{x}(k)$ символу $x(k)$, переданному по каналу связи.

Если бы канал связи представлял собой простую линию задержки на время t_0 , то принимаемые информационные символы оценивались бы легко. Однако большинство каналов связи с математической точки зрения представляют собой КИХ-фильтр с импульсным откликом w (см. рис. 20а). Согласно рисунку 20а, в каждый отсчёт времени k , совпадающий с моментом смены информационных символов с периодом T , на выходе канала образуется взвешенная сумма передаваемых подряд символов:

$$\tilde{x}(t_0 + kT) = w(t_0)x(t_0 + kT) + \sum_{n \neq k} w(t_0 + kT - nT)x(t_0 - nT).$$

В этой сумме только один символ несет текущую информацию, а осталь-

ные являются шумом – межсимвольной интерференцией, которая не позволяет правильно различать символы на приёмной стороне. Чтобы повысить вероятность правильного решения относительно принимаемых символов, используются эквалайзеры, которые уменьшают межсимвольную интерференцию.

Эквалайзер функционирует таким образом, что его АЧХ становится близкой к обратной АЧХ канала связи. Другими словами, совместная АЧХ канала связи и эквалайзера становится близкой к равномерной. Это означает, что свёртка импульсных откликов канала связи w и эквалайзера h в моменты времени kT близка к дельта-функции (см. рис. 20б). В этом случае выходной сигнал эквалайзера определяется как $y(t_0 + kT) = \delta(t_0 + kT) + 0$, т.е. может быть оценен правильно.

Если сравнить рис. 4 и 19, то можно заметить, что в последнем случае также решается задача идентификации линейной системы, определяющей задержку приёма передаваемого сигнала. Известно, что импульсная характеристика линии задержки равна дельта-функции (т.е. одному ненулевому ВК), а АЧХ, как следствие, является равномерной. Идентификация импульсной характеристики линии задержки осуществляется с помощью каскадного соединения КИХ-фильтра с фиксированными ВК (канала связи) и КИХ-фильтра с изменяемыми ВК (адаптивного фильтра). Это означает, что свёртка фиксированного импульсного отклика канала связи с импульсным откликом адаптивного фильтра в процессе адаптации приближается к дельта-функции, а АЧХ становится равномерной. Поэтому АЧХ адаптивного фильтра приближается к обратной АЧХ канала связи.

На практике требуемый сигнал формируется на приёмной стороне в течение времени выполнения протокола установления модемом связи, когда такая же последовательность передаётся модемом источника информации на другом конце канала связи. После наст-

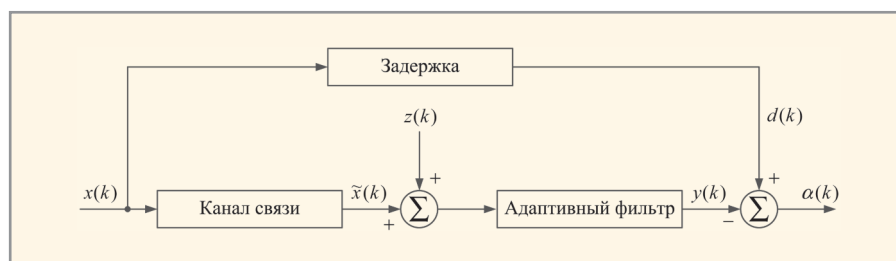


Рис. 19. Выравнивание электрического канала связи



Рис. 20. Выравнивание электрического канала связи

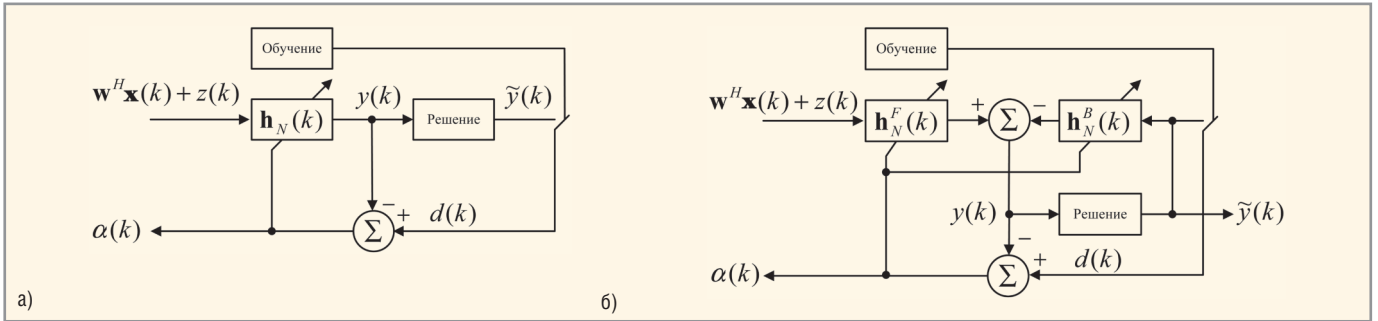


Рис. 21. Адаптивные эквалайзеры

(а) без обратной связи, (б) с обратной связью

ройки адаптивного фильтра эквалайзера, т.е. когда предполагается, что канал связи уже выровнен и вместо известной тренировочной последовательности уже передаются собственно неизвестные данные, в качестве сигнала $d(k)$ используется сигнал $\tilde{y}(k)$, т.е. выходной сигнал адаптивного фильтра $y(k)$, «квантованный» по критерию минимума расстояния до элементов созвездия алфавита передаваемых данных.

Существует два типа эквалайзеров (см. рис. 21): без обратной связи и с обратной связью [28, 29]. Эквалайзеры с обратной связью обеспечивают более качественное выравнивание характеристик канала связи, т.к. выходной сигнал такого эквалайзера после обучения частично формируется из ранее принятых «правильных» символов. Адаптивный фильтр эквалайзера с обратной связью можно рассматривать как двухканальный адаптивный фильтр.

Результаты моделирования, подтверждающие это, представлены на рисунках 22 – 24. Из рисунков 22 и 23 следует, что эквалайзер без обратной связи выравнивает характеристики канала связи несколько хуже, чем эквалайзер с обратной связью. Это проявляется в том, что свёртка импульсных откликов канала связи и эквалайзера без обратной связи (см. рис. 23) в меньшей степени напоминает дельта-функцию, чем в случае эквалайзера с обратной связью (см. рис. 22), и, как следствие, провал в АЧХ канала связи (–60 дБ в рассматриваемом примере) выравнивается по-разному. Поэтому передаваемые информационные символы (в данном случае с квадратурной фазовой модуляцией Phase Shift Keying, PSK-8) после выравнивания канала различаются (рис. 24).

На рисунке 24 показано выравнивание канала связи в терминах созвездий наблюдаемых информационных символов. Здесь символы «Данные» – это созвездие символов источника информации, т.е. данных, передаваемых

по каналу связи. Символы «Канал» – созвездие на выходе канала связи. Видно, что без принятия каких-то дополнительных мер эти данные невозможно различить. Такой «дополнительной мерой» является выравнивание канала связи. На рисунке 24 (см. созвездие, обозначенное как «Эквалайзер») наблюдается очевидное превосходство эквалайзера с обратной связью перед эквалайзером без обратной связи.

Если сравнить поведение рассмотренных эквалайзеров с эквалайзерами на базе NLMS-алгоритма, то в обоих случаях результаты будут худшими. Эквалайзер на базе этого алгоритма требует в десятки раз превышающую по длительности тренировочную последовательность для обеспечения сходимости более медленного алгоритма, а

также некоторого искусства при выборе оптимального значения параметра $\hat{\mu}$. Это также свидетельствует о превосходстве адаптивных фильтров на базе сложных алгоритмов над фильтрами на базе простых алгоритмов.

Следует также отметить, что для выравнивания каналов связи могут применяться и т.н. «слепые эквалайзеры», т.е. не требующие тренировочных последовательностей. Один из возможных способов построения таких устройств базируется на использовании СМ-критерия [34] в случае, если передаваемые информационные символы удовлетворяют этому критерию. Адаптивные алгоритмы на основе СМ-критерия применяются для обработки PSK-сигналов (см. рис. 25), а также других сигналов, характеризующихся постоянным

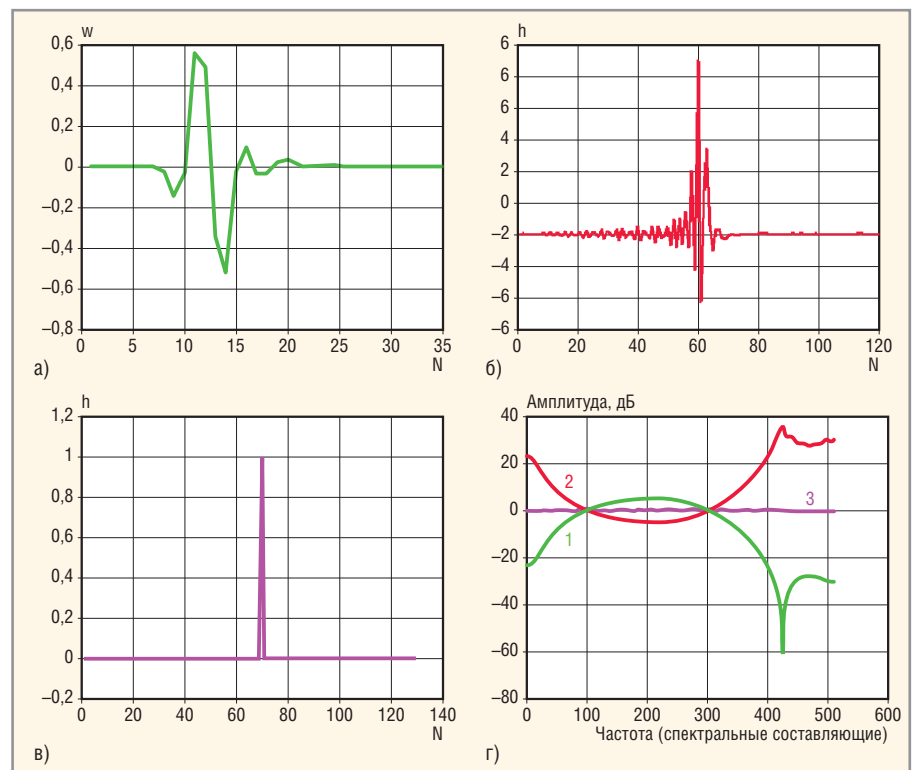


Рис. 22. Выравнивание канала: RLS-алгоритм, эквалайзер с обратной связью

(а) импульсный отклик канала связи, (б) импульсный отклик эквалайзера, (в) свёртка импульсных откликов канала связи и эквалайзера, (г) АЧХ: 1 – канала связи, 2 – эквалайзера, 3 – канала связи и эквалайзера

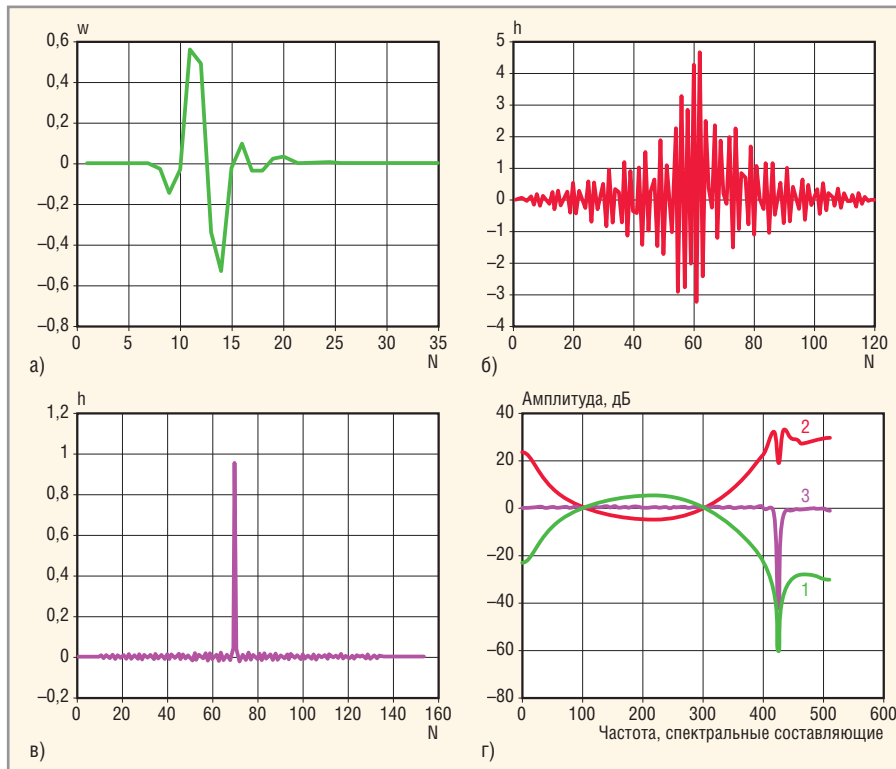


Рис. 23. Выравнивание канала: RLS-алгоритм, эквалайзер без обратной связи
 (а) импульсный отклик канала связи, (б) импульсный отклик эквалайзера, (в) свёртка импульсных откликов канала связи и эквалайзера, (г) АЧХ: 1 – канала связи, 2 – эквалайзера, 3 – канала связи и эквалайзера

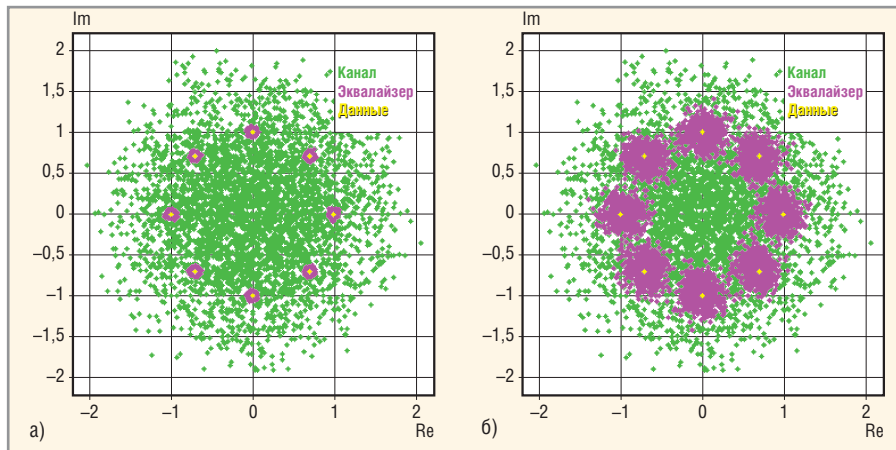


Рис. 24. Выравнивание канала: RLS-алгоритм
 (а) эквалайзер с обратной связью, (б) эквалайзер без обратной связи

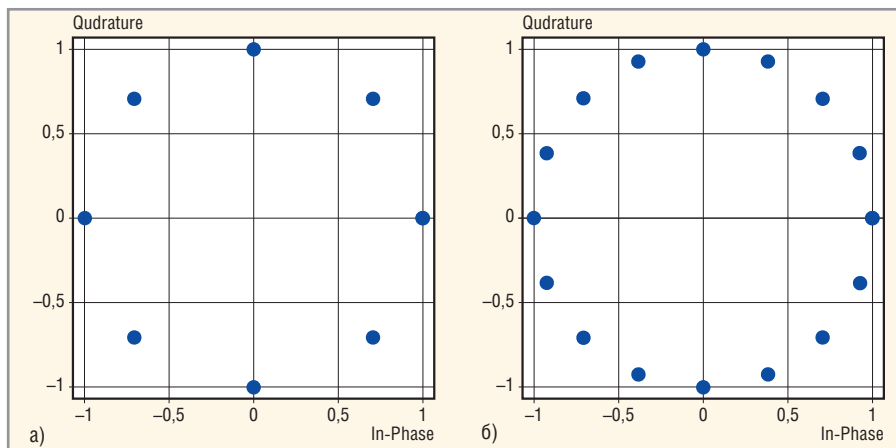


Рис. 25. Созвездия информационных символов
 (а) PSK-8, (б) PSK-16

значением модуля информационных символов.

Каждый CM-символ a_i , представляющий собой комплексное число $\text{Re}(a_i) + j\text{Im}(a_i)$, обладает свойством $|a_i| = \sqrt{a_i^* a_i} = s = \text{const}, i = 1..I, I$ – число символов алфавита (используется в обозначении PSK-I). Значение модуля информационных символов s на приёмной стороне является известным. В общем случае CM-критерий для адаптивного фильтра формулируется как

$$J(p, q) = E \left[|s^p - |y(k)|^q|^2 \right] \rightarrow \min, \quad (10)$$

а соответствующие адаптивные алгоритмы обозначаются как CM (p, q) .

Целевая функция (10) является многоэкстремальной, поэтому использование простых градиентных алгоритмов в качестве алгоритмов её минимизации часто приводит к локальным решениям. Алгоритмы по критерию наименьших квадратов, например, RLS-алгоритмы, также напрямую не могут быть использованы в этом случае. В то же время, согласно [43], при $q = 2$ целевая функция в уравнении (10) может быть сведена к квадратичной функции, что позволяет для её минимизации использовать незначительно модифицированные алгоритмы минимизации квадратичных целевых функций.

АДАПТИВНЫЕ АНТЕННЫЕ РЕШЁТКИ

Ещё одним широко используемым применением адаптивных фильтров являются ААР [1 – 3, 11] (см. рис. 26), которые представляет собой многоканальный адаптивный фильтр (см. рис. 3) с одним ВК в канале.

Подобно обычным адаптивным фильтрам, в общем случае в алгоритмах вычисления ВК для ААР требуются входные сигналы $x_1(k), x_2(k), \dots, x_m(k), \dots, x_M(k)$, выходной $y(k)$ и требуемый $d(k)$ сигналы. В то же время в ААР могут быть также использованы алгоритмы, не требующие сигнала $d(k)$, если полезным принимаемым сигналом является CM-сигнал или если известно направление приёма полезного сигнала. Тогда это направление может быть использовано в качестве характеристики полезного сигнала путём «введения в алгоритм» линейного ограничения, обеспечивающего необходимый уровень полезного сигнала на выходе ААР.

Для обеспечения цифровой обработки входные сигналы ААР требуется усилить и понизить до нулевой несущей

частоты, т.е. до информационной полосы частот. Обработка таких сигналов, в частности, формирование выходного сигнала ААР (умножение входных сигналов на ВК и сложение результатов умножения), эквивалентна формированию выходного сигнала на несущей частоте путём традиционного аналогового умножения и сложения [4].

Антенная решётка характеризуется диаграммой направленности (ДН), т.е. амплитудно-угловой характеристикой $F(\theta)$, которая, подобно АЧХ обычного фильтра, с помощью ВК может изменять свою форму, обеспечивая требуемые значения усиления в направлениях на источники принимаемых сигналов, например, единичное или равное M усиление в направлении на источник полезного сигнала и нулевое или «очень малое» усиление в направлениях на источники помех. ААР с комплексными ВК характеризуется наличием M степеней свободы, что означает её способность принимать, например, один полезный сигнал и полностью подавлять $M - 1$ сигналов источников пространственно-разнесённых помех.

На рисунке 27 приведены примеры моделирования подавления помех с по-

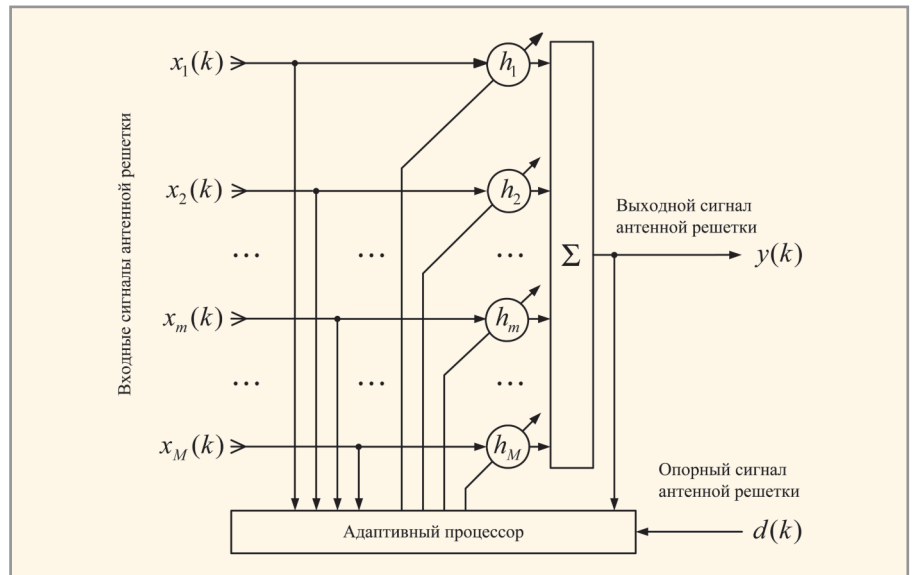


Рис. 26. Адаптивная антенная решётка

мощью восьмиэлементной эквидистантной линейной ААР ($N=8$). Направления на источники принимаемых сигналов обозначены вертикальными розовыми стрелками в верхней части рисунка 27а. Источник полезного сигнала располагался в направлении максимума основного лепестка ДН, а источники помех – в симметричных направлениях максимумов двух первых боковых лепестков

(см. зелёную кривую). Уровни этих лепестков примерно равны – 13 дБ. Поэтому, если любая из помех превышает на 13 дБ уровень полезного сигнала, то её вклад в выходной сигнал ААР будет соизмеримым с полезным сигналом.

Из рисунка 27а следует, что ААР в результате адаптации так меняет свои ВК, что в направлении полезного сигнала сохраняется заданный уровень основ-

ХОРОШО ПОД СОЛНЦЕМ, ЕСЛИ ТЫ LITEMAX!



- ЖК-дисплеи яркостью от 700 до 2200 кд/м²
- Размеры по диагонали от 6,4 до 52"
- Разрешение до 1680×1050 (WSXGA*)
- Угол обзора по вертикали и горизонтали 178°
- Модели для монтажа в панель управления и в настольном исполнении
- Поставляются ЖК-дисплеи со светодиодной подсветкой
- Возможна установка сенсорного экрана, защитного стекла

Дисплеи сверхвысокой яркости

ОФИЦИАЛЬНЫЙ ДИСТРИБЬЮТОР КОМПАНИИ LITEMAX В РОССИИ И СТРАНАХ СНГ



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

Реклама

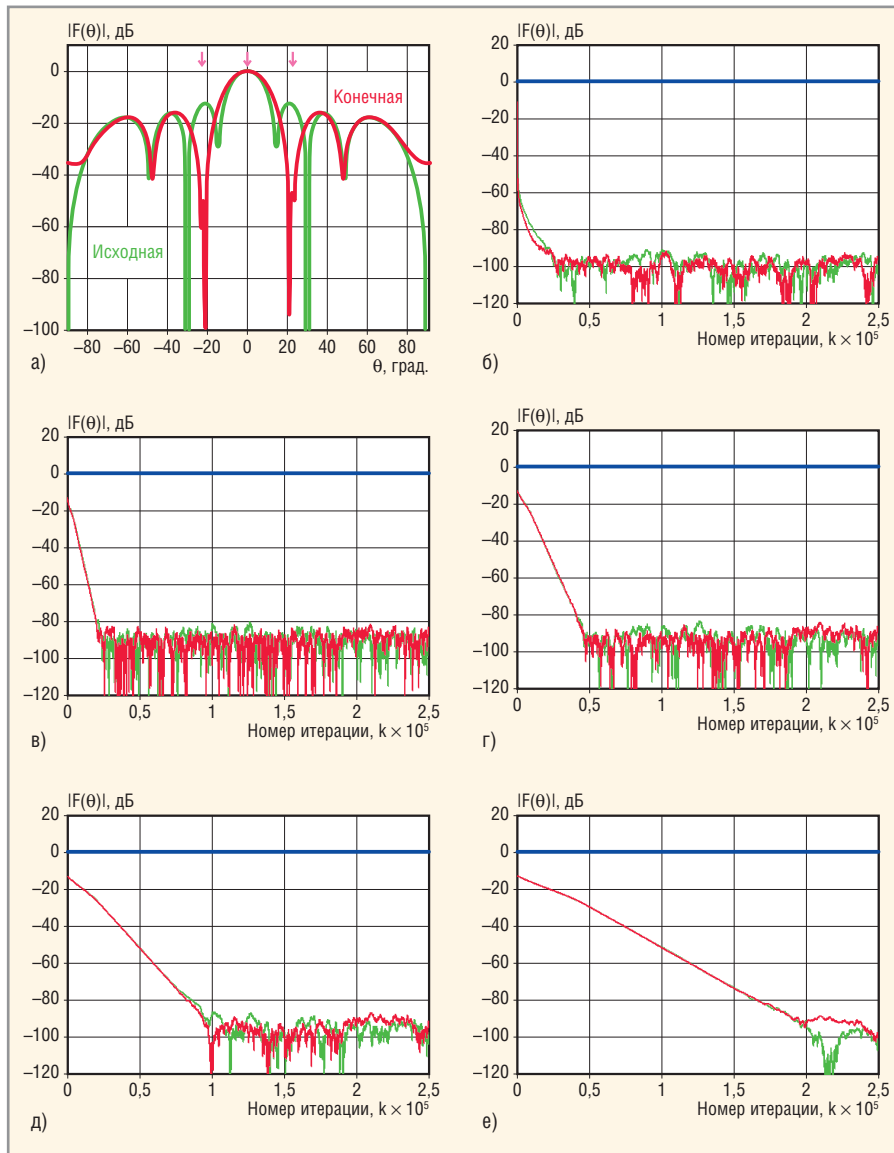


Рис. 27. Адаптивная антенная решётка
 (а) ДН; (б) RLS-алгоритм; (в) NLMS-алгоритм, $\hat{\mu} = 0,0008$; (г) NLMS-алгоритм, $\hat{\mu} = 0,0004$;
 (д) NLMS-алгоритм, $\hat{\mu} = 0,0002$; (е) NLMS-алгоритм, $\hat{\mu} = 0,0001$

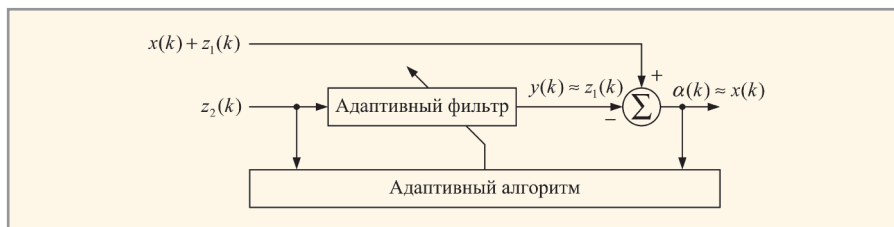


Рис. 28. Адаптивная шумоочистка сигналов (идея)

ного лепестка ДН, равный 0 дБ, а в направлениях на источники помех в ДН образуются глубокие провалы (красная кривая). Это означает, что принимаемые с этих направлений сигналы помех будут значительно ослаблены. В рассматриваемом случае дополнительное ослабление помех за счёт адаптивной фильтрации составляет примерно $-13 - (-100) = 87$ дБ. При этом изменения ДН во всех других направлениях не имеют принципиального значения, поскольку в процессе

приёма источника каких-либо сигналов в этих направлениях отсутствуют. На остальных графиках (см. рис. 27) показано, как изменяется ДН в процессе адаптации в направлениях на источники принимаемых сигналов, т.е. эти рисунки представляют собой переходной процесс ААР в терминах значений её ДН. На рисунках 27б – 27ж видно, что заданный уровень ДН (0 дБ) в направлении на источник полезного сигнала выдерживается на всех итерациях алгоритма (прямая синяя линия в

верхней части графиков), а длительность переходного процесса (в итерациях алгоритма) и достижимый уровень ДН в установившемся режиме в направлениях на источники помех (тёмно-зелёная и красная кривые) меняется в зависимости от используемого алгоритма и его параметров. При $\hat{\mu} = 0,0001$ NLMS-алгоритм в установившемся режиме обеспечивает примерно такие же уровни ДН в направлениях на источники помех, как и RLS-алгоритм, но при этом длительность переходного процесса NLMS-алгоритма примерно в 10 раз превышает длительность переходного процесса RLS-алгоритма. При увеличении параметра длительность переходного процесса в NLMS-алгоритме уменьшается. Однако также уменьшается и достигаемая глубина провалов ДН в направлениях на источники помех. Данные результаты также свидетельствуют о функциональном превосходстве сложных адаптивных алгоритмов над простыми алгоритмами.

Адаптивная шумоочистка

Широко используемым применением адаптивных фильтров также является шумоочистка. В задаче шумоочистки (см. рис. 28) в качестве сигнала $d(k)$ используется зашумленный полезный сигнал $x(k) + z_1(k)$, а в качестве входного сигнала – сигнал $z_2(k)$, коррелированный с сигналом $z_1(k)$ и не коррелированный с $x(k)$. Адаптивный фильтр из сигнала $z_2(k)$ выделяет $z_1(k)$, т.е. $y(k) \approx z_1(k)$, поэтому сигнал ошибки $\alpha(k) = d(k) - y(k) \approx x(k)$.

Примером использования фильтра, показанного на рис. 28, является двухмикрофонная система шумоочистки (см. рис. 29) [10], когда микрофон, формирующий сигнал $d(k)$, располагается рядом с говорящим (А), а микрофон, формирующий сигнал $z_2(k)$ (D), – рядом с источником шума, который нельзя физически устранить, например, рядом с работающим вентилятором (С) или двигателем автомобиля, самолёта или вертолёта. В этом случае адаптивный фильтр (Е) моделирует акустическую среду распространения шума $z_2(k)$ в направлении к источнику полезного сигнала (см. рис. 30).

Результаты моделирования шумоочистки (см. рис. 30) на базе адаптивного фильтра, использующего RLS-алгоритм, при $N_{\mathbf{h}} = 100$ и $N_{\mathbf{w}} = 100$ приведены на рисунке 31. Рассматривалась очистка сигнала речи (см. рис. 31а), за-

шумленного шумом двигателя вертолета (см. рис. 31б).

В результате шумоочистки, в точке приёма сигнал будет очищенным от шума. Из сравнения рисунков 31а и 31в видно, что результат очистки зашумленной речи (рис. 31г) является достаточно хорошим, о чём свидетельствует также рис. 31д. Этот результат является следствием достаточно хорошей идентификации акустического импульсного отклика, формирующего шум $z_1(k)$, что также подтверждается значениями параметра рассогласования (5), представленными на рисунке 31е. В аналогичных условиях NLMS-алгоритм демонстрирует несколько худшие результаты (см. рис. 32).

Похожие результаты также получаются при небольших изменениях N_h (в пределах ± 30 ВК) относительно N_w , что свидетельствует о достаточно высокой эффективности адаптивной шумоочистки.

ЛИНЕЙНОЕ ПРЕДСКАЗАНИЕ

Линейное предсказание наблюдаемых сигналов также является одним из приложений адаптивного фильтра. При линейном предсказании в качестве

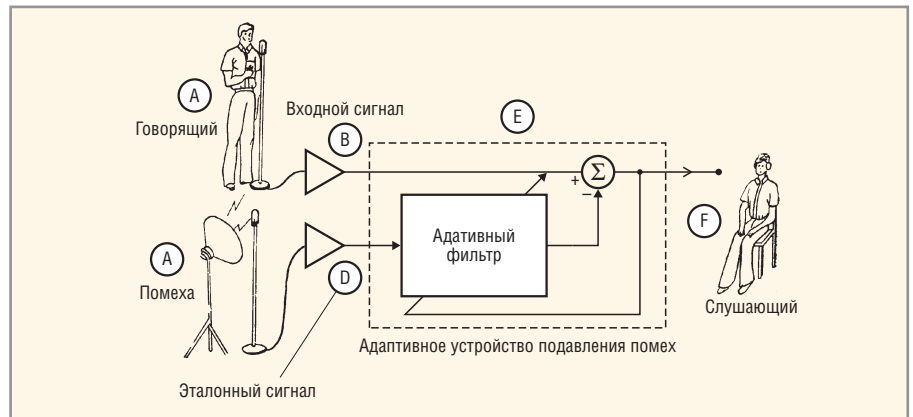


Рис. 29. Двухмикрофонная система шумоочистки [10]

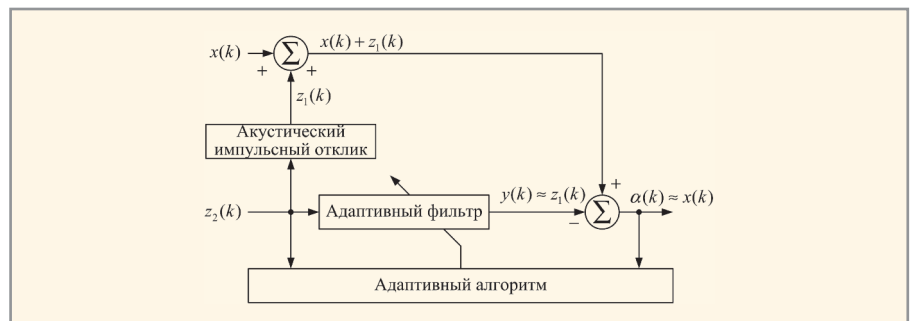


Рис. 30. Адаптивная шумоочистка сигналов: природа сигналов

требуемого сигнала адаптивного фильтра используется наблюдаемый сигнал, а качестве входного сигнала –

его задержанная копия. По окончании переходного процесса адаптивный фильтр представляет модель источни-

ВАКУУМНО-ЛЮМИНЕСЦЕНТНЫЕ ДИСПЛЕИ

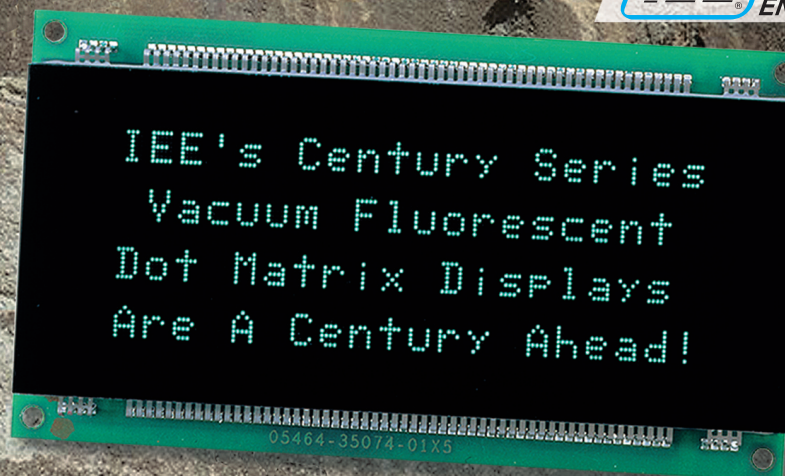
Яркость 600 кд/м²

Угол обзора 150°
(конусный)

Встроенные контроллеры с последовательным и параллельным интерфейсом

Символы высотой 5 и 9 мм

Температурный диапазон -40...+85°C



для жёстких условий эксплуатации

Официальный дистрибьютор в России и странах СНГ



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@nsk.prosoft.ru • Web: www.prosoft.ru
Тел.: (+380-44) 206-2343/2478/2496 • Факс: (+380-44) 206-2343 • info@prosoft-ua.com • www.prosoft.ru
Тел.: (347) 2925-216; 2925-217 • Факс: (347) 2925-218 • info@ufa.prosoft.ru • www.prosoft.ru

Реклама

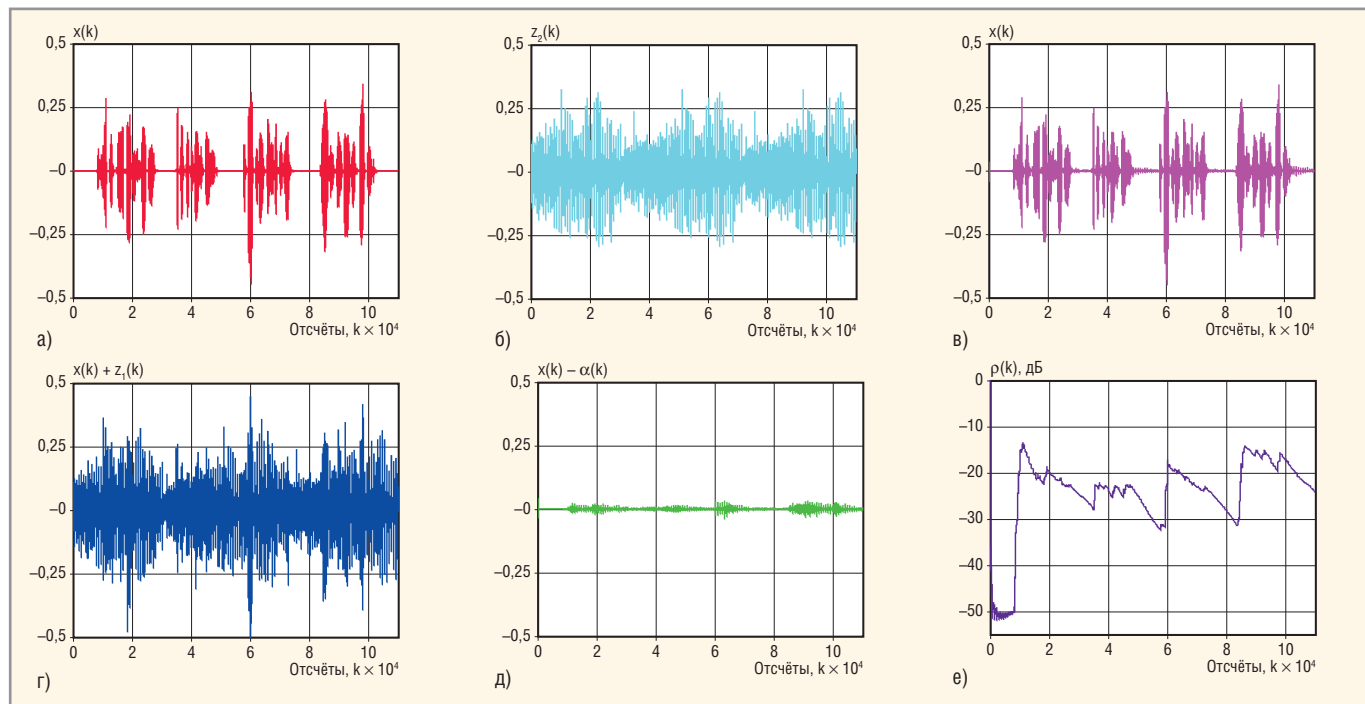


Рис. 31. Адаптивная шумоочистка, RLS-алгоритм

(а) сигнал речи $x(k)$; (б) сигнал источника шума $z_2(k)$; (в) сигнал очищенной речи $\alpha(k)$; (г) сигнал $d(k) = x(k) + z_1(k)$; (д) сигнал $x(k) - \alpha(k)$; (е) рассогласование

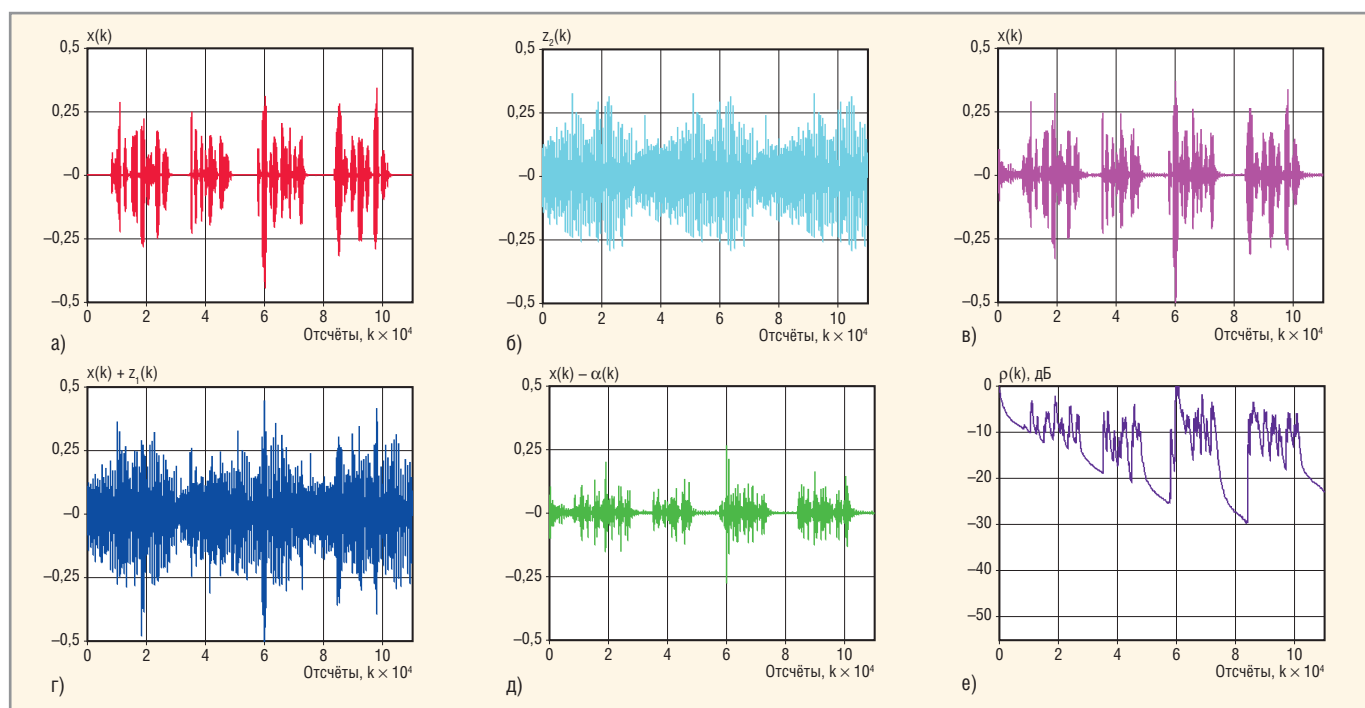


Рис. 32. Адаптивная шумоочистка, NLMS-алгоритм (при $\hat{\mu} = 0.01$)

(а) сигнал речи $x(k)$; (б) сигнал источника шума $z_2(k)$; (в) сигнал очищенной речи $\alpha(k)$; (г) сигнал $d(k) = x(k) + z_1(k)$; (д) сигнал $x(k) - \alpha(k)$; (е) рассогласование

ка сигнала, которая может быть использована для предсказания этого сигнала. Линейное предсказание, в частности,

используется при кодировании речи (в вокодерах) [42], при построении быстрых адаптивных фильтров, а также для

выделения узкополосных сигналов $x(k)$ (спектральных линий, line enhancement) на фоне широкополосных помех $z(k)$ (см. рис. 33).

При разделении узкополосных и широкополосных сигналов величина задержки D в отсчётах обрабатываемых сигналов выбирается такой, что $k_z < D < k_x$, где k_z – ширина основного лепестка автокорреляционной функции (АКФ) широкополосного сигнала $z(k)$ и k_x – ширина основного лепестка

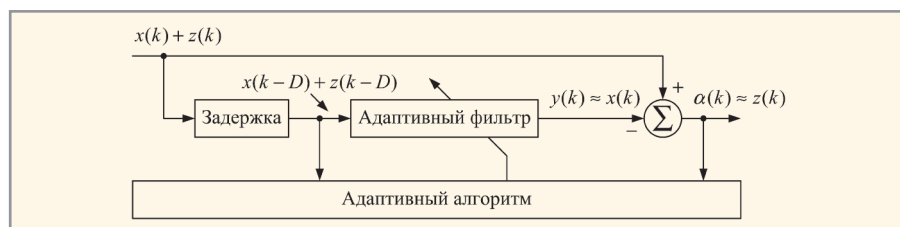


Рис. 33. Адаптивная фильтрация узкополосных сигналов


АКФ узкополосного сигнала $x(k)$. Будучи задержанным на D отсчётов, сигнал $x(k - D)$ остаётся коррелированным с сигналом $x(k)$, потому в процессе адаптации на выходе адаптивного фильтра формируется сигнал, близкий к узкополосному сигналу $x(k)$, а на выходе сигнала ошибки – сигнал, близкий к широкополосному сигналу $z(k)$. В зависимости от того, какой из обрабатываемых сигналов является «полезным» (узкополосный или широкополосный), в качестве «полезного» выходного сигнала используется соответственно или выходной сигнал адаптивного фильтра, или сигнал ошибки.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящей статье было дано общее представление об адаптивной фильтрации сигналов, структурах адаптивных фильтров, целевых функциях и критериях, лежащих в основе построения адаптивных фильтров, а также некоторых показателях качества, используемых в адаптивной фильтрации. Рассмотренные примеры известных приложений адаптивных фильтров свидетельствуют о зависимости качества функционирования адаптивных фильтров от вида используемых алгоритмов и их параметров.

Эти примеры не исчерпывают все существующие или возможные области применения адаптивных фильтров, среди которых следует отметить широкополосные акустические решётки, компенсаторы боковых лепестков направленных антенн, активные компенсаторы шума, многоканальные эквалайзеры акустических каналов в аппаратуре высококачественного воспроизведения звука, одноканальные и многоканальные компенсаторы сигналов акустического эха в аппаратуре озвучивания помещений, полиномиальные (нелинейные) адаптивные фильтры и другие устройства, описание принципов работы которых можно найти в современной научно-технической литературе.

ЛИТЕРАТУРА

- Hudson J.E. Adaptive array principles. England, Loughborough: Peter Peregrinus, 1981.
- Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решётки. Введение в теорию. Радио и связь, 1986.
- Журавлев А.К., Лукошкин А.П., Поддубный С.С. Обработка сигналов в адаптивных антенных решетках. Изд-во Ленинградского университета, 1983.
- Honig M.L., Messerschmitt D.G. Adaptive filters: structures, algorithms and applications. MA, Hingham: Kluwer Academic, 1984.
- Giordano A.A., Hsu F.M. Least square estimation with application to digital signal processing. John Wiley and Sons, 1985.
- Alexander S.T. Adaptive signal processing. Theory and applications. Springer, 1986.
- Ljung L., Soderstrom T. Theory and practice of recursive identification. MIT Press, 1986.
- Treicher J.R., Johnson C.R., Larimore M.G. Theory and design of adaptive filters. John Wiley and Sons, 1987.
- Койэн К.Ф.Н., Грант П.М. Адаптивные фильтры. Мир, 1988.
- Уидроу Б., Стурнз С. Адаптивная обработка сигналов. Радио и связь, 1989.
- Пистолькорс А.А., Литвинов О.С. Введение в теорию адаптивных антенн. Наука, 1991.
- Adaptive system identification and signal processing algorithms. N. Kalouptsidis, S. Theodoridis, Eds. Prentice-Hall, 1993.
- Clarkson P.M. Optimum and adaptive signal processing. CRC Press, 1993.
- Zelniker G., Taylor F.J. Advanced digital signal processing: theory and applications. Marcel Dekker, 1994.
- Regalia P.A. Adaptive IIR filtering in signal processing and control. Marcel Dekker, 1995.
- Macchi O. Adaptive processing. John Wiley and Sons, 1995.
- Тараканов А.Н., Хрящев В.В., Приоров А.Л. Адаптивная цифровая обработка сигналов. Ярославль: ЯГУ, 2001.
- Bellanger M.G. Adaptive digital filters. 2nd ed. Marcel Dekker, 2001.
- Haykin S. Adaptive filter theory. 4th ed. Prentice Hall, 2001.
- Sayed A.H. Fundamentals of adaptive filtering. John Wiley and Sons, 2003.
- Adaptive signal processing: applications to real-world problems. J. Benesty, Y. Huang, Eds. Springer, 2003.
- Poularikas A.D., Ramadan Z.M. Adaptive filtering premier with MATLAB. CRC Press, 2006.
- Ogunfunmi T. Adaptive nonlinear system identification: the Volterra and Wiener model approaches. Springer Science + Business Media, 2007.
- Dzing P.S.R. Adaptive filtering algorithms and practical implementation. 3rd ed. Springer Science + Business Media, 2008.
- Sayed A.H. Adaptive filters. John Wiley and Sons, 2008.
- Makino S. Acoustic echo cancellation. IEEE Signal Processing. 1997. Vol. 14. № 5. PP. 39–41.
- Messerschmitt D. Echo cancellation in speech and data transmission. IEEE J. Selected Areas in Communications. 1984. Vol. 2. № 2. PP. 283–297.
- Qureshi S. Adaptive equalization. IEEE Communications Magazine. 1982. Vol. 20. № 2. PP. 9–16.
- Qureshi S. Adaptive equalization. Proc. of the IEEE. 1985. Vol. 73. № 9. PP. 1349–1387.
- Djigan V.I. Recursive least squares – an idea whose time has come. Proc. of the 7th Intern. Workshop on Spectral Methods and Multirate Signal Processing. Moscow, 2007. PP. 255–260.
- Джиган В.И. Многообразие алгоритмов адаптивной фильтрации по критерию наименьших квадратов. Современная электроника. 2008. № 3. С. 32–39.
- Джиган В.И. Прикладная библиотека адаптивных алгоритмов. Электроника: Наука, Технологии, Бизнес. 2006. № 1. С. 60–65.
- Солохина Т., Александров Ю., Петричкович Я. Сигнальные контроллеры компании «ЭЛВИС»: первая линейка отечественных DSP. Электроника: Наука, Технология, Бизнес. 2005. № 7. С. 70–77.
- Treichler J., Larimore M. New processing techniques based on the constant modulus adaptive algorithm. IEEE Trans. Acoustics, Speech and Signal Processing. 1985. Vol. 33. № 2. PP. 420–431.
- Widrow B. Thinking about thinking: the discovery of the LMS algorithm – DSP history. IEEE Signal Processing Magazine. 2005. Vol. 22. № 1. PP. 100–106.
- Джиган В.И., Солохина Т.В., Петричкович Я.Я. Подавление электрического эха на базе контроллеров «МУЛЬТИКОР». Электроника: Наука, Технологии, Бизнес. 2004. № 8. С. 26–33.
- Chen W.Y. Simulation techniques and standards development for digital subscriber line systems. Macmillan Technical Publishing, 1998.
- Starr T., Cioffi J.M., Silverman P.J. Understanding digital subscriber line technology. Prentice Hall, 1999.
- Huntly H.R. Transmission design of intertoll telephone trunks. Bell System Technical J. 1953. Vol. 32. PP. 1019–1036.
- Allen J.B., Berkley D.A. Image method for efficiently simulating small-room acoustics. J. Acoustic Society of America. 1979. Vol. 65. № 4. PP. 943–950.
- Digital network echo cancellers. ITU-T Recommendation G.168, 04/2000. Geneva, 2001.
- Deller J.R., Proakis J.G., Hansen G.H.L. Discrete-time processing of speech signals. Prentice Hall, 1993.
- Chen Y., Le-Ngoc T., Champagne B., Xu C. Recursive least squares constant modulus algorithm for blind adaptive array. IEEE Trans. Signal Processing. 2004. Vol. 52. № 5. PP. 1452–1456.
- Плетнева И.Д., Джиган В.И. Моделирование обработки сигналов в цифровых антенных решетках. Исследования в области цифровых систем связи (Межвузовский сборник). МИЭТ, 2007. С. 36–43. 

Эффективность алгоритмов объединения квадратурных каналов

Владимир Бартенев (Москва)

Рассмотрены несколько алгоритмов построения обнаружителя сигналов с квадратурной обработкой, включая упрощённые, когда на порог подаётся квадрат огибающей, или сумма модулей сигналов квадратурных каналов, или максимальное значение модуля одной из квадратур. Данные алгоритмы распространены на многоканальное построение обнаружителей сигналов. Сопоставление алгоритмов по характеристикам обнаружения показало, что более простые в реализации алгоритмы по эффективности незначительно уступают оптимальному.

При построении цифровых радиолокационных обнаружителей важнейшей задачей является выбор алгоритмов объединения сигналов квадратурных каналов. Известно [1], что при обнаружении квазидетерминированных сигналов на фоне шума с гауссовым распределением оптимальный алгоритм сводится к выделению огибающей O , сравниваемой с порогом L , который выбирается по заданной вероятности ложной тревоги:

$$O = \sqrt{x^2 + y^2} \geq L(F), \quad (1)$$

где x, y – квадратурные составляющие аддитивной смеси сигнала и шума.

Часто вместо огибающей используют квадрат огибающей, исключая тем самым сложную с точки зрения реализации операцию извлечения квадратного корня:

$$O_1 = x^2 + y^2 \geq L_1(F). \quad (2)$$

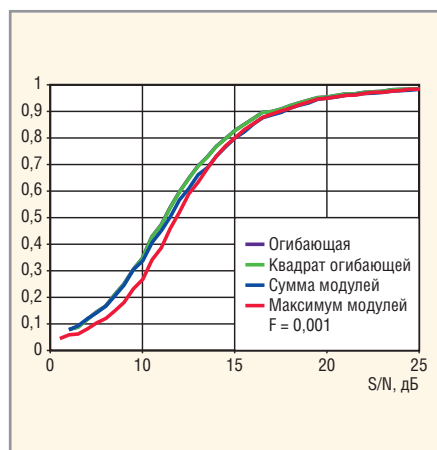


Рис. 1. Результаты расчётов характеристики обнаружения для вероятности ложной тревоги $F = 0,001$

Ещё большего упрощения цифровой реализации алгоритма можно достигнуть, если вместо операции возведения в квадрат сигналов квадратурных каналов перейти к взятию модулей сигналов с последующим их суммированием:

$$O_2 = |x| + |y| \geq L_2(F). \quad (3)$$

И наконец, предельное упрощение даёт алгоритм, выполняющий отбор максимума модулей сигналов квадратурных каналов:

$$O_3 = \text{MAX}\{|x|, |y|\} \geq L_3(F). \quad (4)$$

Если эффективность оптимального алгоритма (1) хорошо известна, то упрощённые алгоритмы (2) – (4) требуют дополнительного исследования. Оценку эффективности рассматриваемых алгоритмов целесообразно производить по характеристикам обнару-

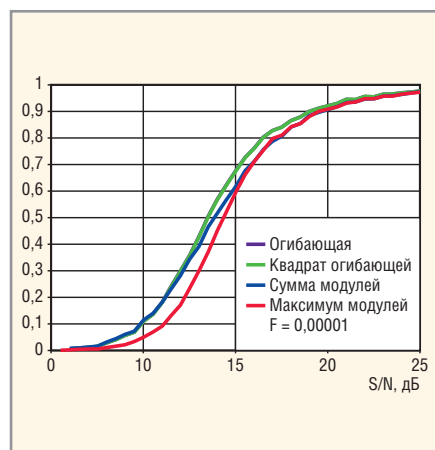


Рис. 2. Результаты расчётов характеристики обнаружения для вероятности ложной тревоги $F = 0,00001$

жения. Для этого предварительно требуется получить зависимость порога обнаружения от вероятности ложной тревоги.

Для оптимальной схемы эта зависимость выражается следующим образом [2]:

$$L(F) = \sqrt{-2 \ln(F)}. \quad (5)$$

Аналогичные выражения для алгоритмов (2) – (4) получаются после соответствующих нелинейных функциональных преобразований:

$$L_1(F) = -2 \ln(F), \quad (6)$$

$$L_2(F) = 2 \operatorname{erf} \operatorname{inv} \sqrt{1-F}, \quad (7)$$

$$L_3(F) = \sqrt{2} \operatorname{erf} \operatorname{inv} \sqrt{1-F}. \quad (8)$$

В выражениях (7) и (8) $\operatorname{erf} \operatorname{inv}(\cdot)$ представляет собой инверсную функцию ошибок.

Выражения для вероятности правильного обнаружения для указанных алгоритмов достаточно сложны, поэтому расчёт характеристик обнаружения алгоритмов (1) – (4) был произведён методом статистического моделирования с использованием программы MATLAB.

Результаты расчётов характеристик обнаружения приведены в виде графиков на рисунках 1 и 2 соответственно для вероятностей ложной тревоги $F = 0,001$ и $F = 0,00001$; по оси X отложено отношение сигнал/шум, дБ.

Упрощённые схемы объединения сигналов квадратур могут быть распространены и на многоканальные обнаружители, главное отличие которых состоит в том, что во всех алгоритмах на выходе до порогового устройства присутствует максимальный отбор. При этом оптимальный алгоритм с огибающей имеет вид:

$$O_{\max} = \text{MAX} \left\{ \sqrt{x_1^2 + y_1^2}, \dots, \sqrt{x_i^2 + y_i^2}, \dots, \sqrt{x_N^2 + y_N^2} \right\} \geq L(F), \quad (9)$$

где x_i, y_i – квадратурные составляющие аддитивной смеси сигнала и шума i -го канала, $i = 1, N$.

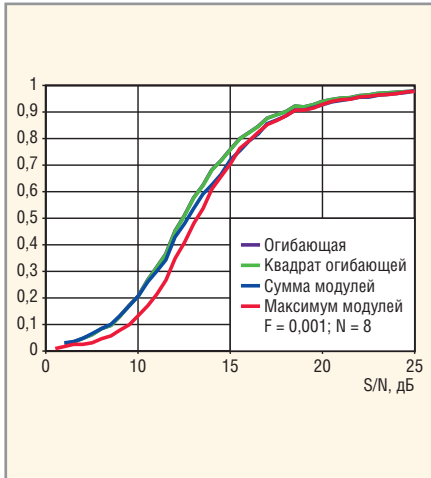


Рис. 3. Результаты расчётов характеристики обнаружения при числе каналов $N = 8$ для вероятности ложной тревоги $F = 0,001$

Так выглядит многоканальный алгоритм с использованием квадратов огибающей:

$$O_{1\max} = \text{MAX} \left\{ x_1^2 + y_1^2, \dots, x_i^2 + y_i^2, \dots, x_N^2 + y_N^2 \right\} \geq L_1(F). \quad (10)$$

А это – многоканальный алгоритм с суммированием модулей:

$$O_{2\max} = \text{MAX} \{ |x_1| + |y_1|, \dots, |x_i| + |y_i|, \dots, |x_N| + |y_N| \} \geq L_2(F). \quad (11)$$

И, наконец, многоканальный алгоритм с отбором максимума модулей сигналов квадратурных каналов:

$$O_{2\max} = \text{MAX} \{ |x_1| + |y_1|, \dots, |x_i| + |y_i|, \dots, |x_N| + |y_N| \} \geq L_3(F). \quad (12)$$

Соответствующие зависимости порогов обнаружения от вероятности ложной тревоги для многоканальных схем обнаружения будут выглядеть следующим образом:

$$L(F) = \sqrt{-2 \ln(1 - (1 - F)^{1/N})}, \quad (13)$$

$$L_1(F) = -2 \ln(1 - (1 - F)^{1/N}), \quad (14)$$

$$L_2(F) = 2 \operatorname{erf} \operatorname{inv} \sqrt{(1 - F)^{1/N}}, \quad (15)$$

$$L_3(F) = \sqrt{2} \operatorname{erf} \operatorname{inv} \sqrt{(1 - F)^{1/2N}}. \quad (16)$$

Расчёт характеристик обнаружения многоканальных алгоритмов (9) – (12) также был произведён методом статистического моделирования с использованием MATLAB. Результаты расчётов характеристик обнаружения приведены в виде графиков для $N = 8$, представленных на рисунках 3 и 4 со-

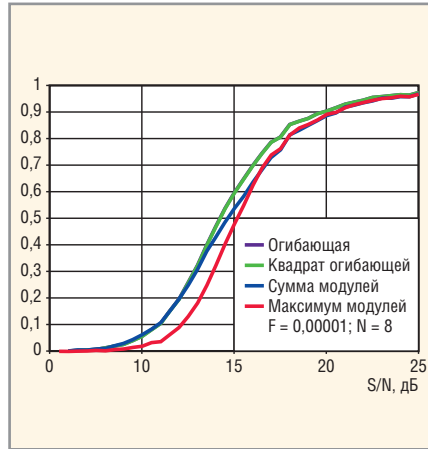


Рис. 4. Результаты расчётов характеристики обнаружения для вероятности ложной тревоги при числе каналов $N = 8$ для вероятности ложной тревоги $F = 0,00001$

ответственно для вероятностей ложной тревоги $F = 0,001$ и $F = 0,00001$; по оси X отложено отношение сигнал/шум, дБ.

Результаты анализа алгоритмов объединения сигналов квадратурных каналов позволяют сделать следующие выводы. Алгоритм с суммированием квадратов квадратурных сигналов ни в чём не уступает оптимальному как при одноканальном, так и при многоканальном обнаружении. Алгоритм с суммированием модулей сигналов квадратурных каналов приводит к несущественным потерям в обнаружении по сравнению с оптимальным алгоритмом.

К несколько большим потерям приводит алгоритм с отбором максимального модуля квадратурных сигналов. Причём эти потери возрастают с уменьшением вероятности ложной тревоги как для одноканальной, так и для многоканальной обработки. При малых вероятностях ложной тревоги эффективность всех алгоритмов практически одинакова. Дополнительные потери, связанные с многоканальной обработкой (для $N = 8$), не превышают 1 дБ. Программа моделирования на языке MATLAB приведена в Приложении к статье, которое размещено на интернет-странице журнала.

ЛИТЕРАТУРА

1. Манжос Я.Д., Ширман В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. Радио и связь, 1981.
2. Бартнев В.Г., Медведев В.Н. Цифровые методы обработки радиолокационных сигналов. МРП, 1987.



НАДЁЖНЫЕ СИСТЕМЫ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЭНЕРГИИ

Импульсные источники питания

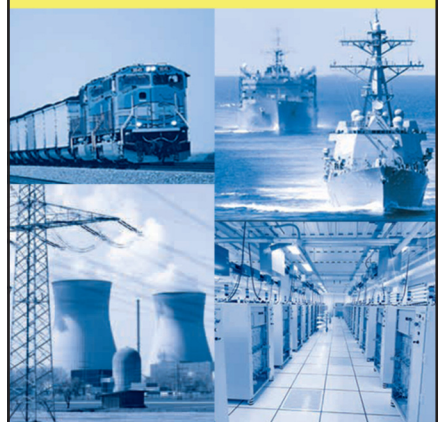
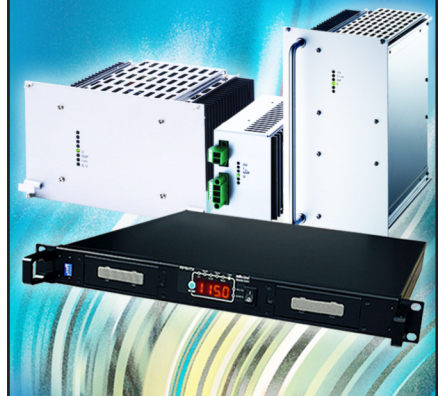
- Преобразователи DC/DC
- Источники питания AC/DC
- Устройства управления зарядом батарей

Импульсные инверторы

- Инверторы DC/AC
- AC/AC – преобразователи

Области применения

- Промышленная автоматизация
- Атомные электростанции
- Военная промышленность
- Железнодорожный транспорт

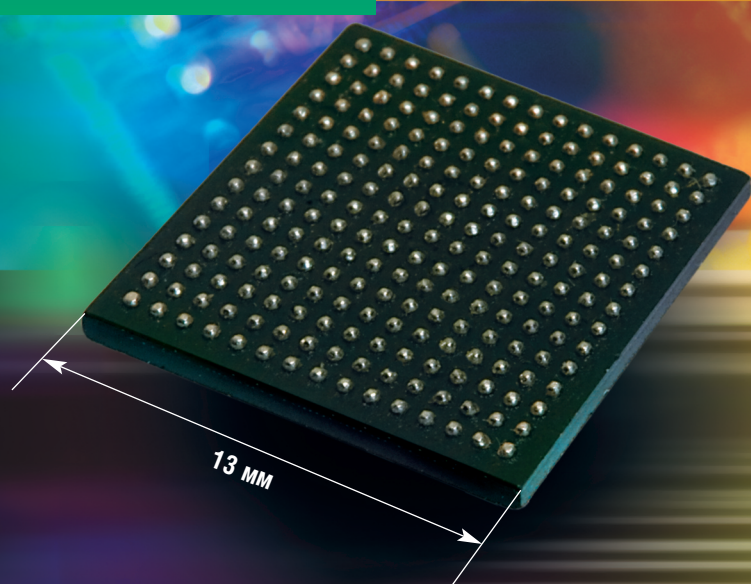


ОФИЦИАЛЬНЫЙ ДИСТРИБЬЮТОР В РОССИИ И СТРАНАХ СНГ



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

НОВЫЙ X86 МИКРОКОНТРОЛЛЕР RDC HB301



Технические характеристики

- 300-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
- Интегрированная периферия
 - контроллер прерываний
 - контроллер DMA
 - таймеры
- Встроенный контроллер памяти SDR/DDR/DDR2
- 25 портов ввода-вывода общего назначения
- Поддержка Windows, DOS, Linux и других ОС
- Питание ядра 1,2 В, подсистемы ввода/вывода 1,8 В; 3,3 В
- Корпус BGA225

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.



Доступен набор для разработчиков и полный комплект технической документации

ЭКСКЛЮЗИВНЫЙ ДИСТРИБЬЮТОР НА ТЕРРИТОРИИ РОССИИ, СТРАН СНГ И БАЛТИИ

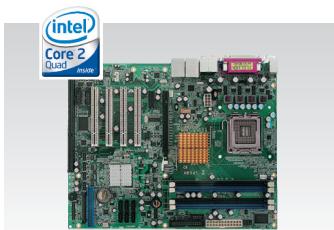
Там, где живёт интеллект



- Гарантия – 2 года
- Рабочая температура 0...60°C
- Производство и поддержка – 5 лет
- сторожевой таймер, монитор состояния
- Многоуровневое выходное тестирование

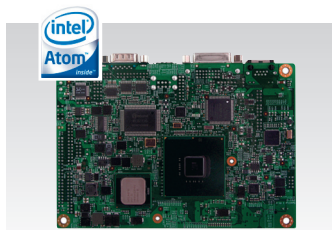
ПРОЦЕССОРНЫЕ ПЛАТЫ И КОРПУСА для промышленных ПК и встраиваемых систем

iBASE



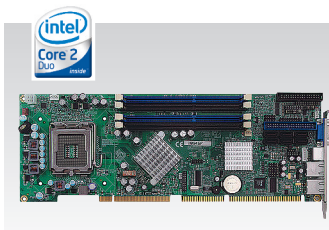
MB945

- Чипсет Intel Q45+ICH10D0
- ЦП Core 2 Quad, шина 1333 МГц
- До 16 Гбайт DDR3
- 2 PCI-E (x16, x1), 4 PCI, 1 ISA
- 4 COM, 12 USB
- Форм-фактор ATX



IB888

- Чипсет Intel Poulso XL US15WP
- ЦП ATOM Silverthorne XL 1,1 ГГц
- Видео DVI + LVDS 24 бит
- 4 COM, 8 USB 2.0
- Рабочая температура -40...+70°C
- Форм-фактор 3.5" SBC



IB945

- Чипсет Intel Q45+ICH10D0
- ЦП Core 2 Quad, шина 1333 МГц
- 6 SATA 300, IDE, FDD
- 8 USB, RS-232, RS-232/422/485
- PICMG 1.0 (ISA + PCI)



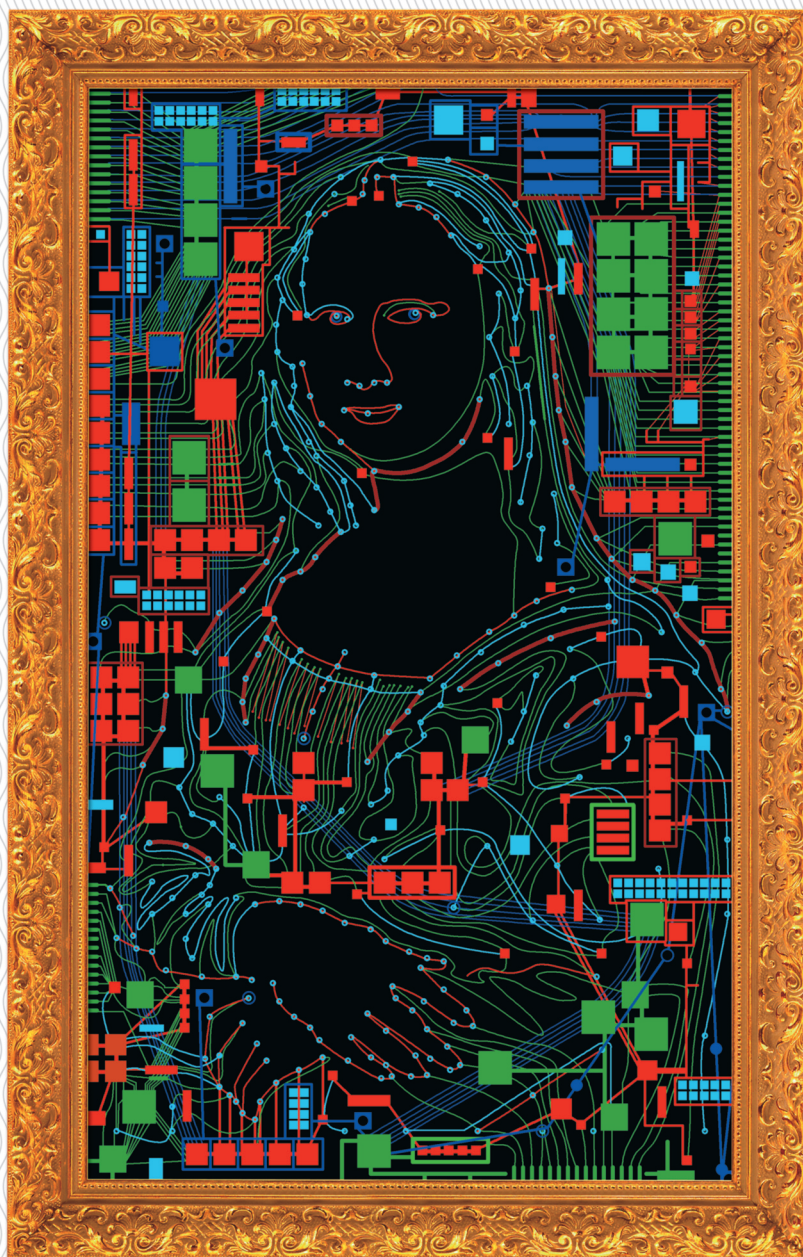
CSB200-888

- ЦП ATOM Silverthorne XL 1,1 ГГц
- До 2 Гбайт DDR2 SODIMM
- 6 USB, RS-232, RS-232/422/485
- DVI, Gigabit Ethernet
- Внешний CompactFlash
- Размеры: 190×132×30 мм, VESA

ОФИЦИАЛЬНЫЙ ДИСТРИБЬЮТОР ПРОДУКЦИИ iBASE

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 • E-mail info@prosoft-ua.com • Web: www.prosoft.ru
УФА Тел.: (347) 292-5216/5217 • Факс: (347) 292-5218 • E-mail: info@ufa.prosoft.ru • Web: www.prosoft.ru
КАЗАНЬ Тел.: (843) 291-7555 • Факс: (843) 570-4317 • E-mail: info@kzn.prosoft.ru • Web: www.prosoft.ru
ОМСК Тел.: (3812) 286-521 • E-mail: omsk@prosoft.ru • Web: www.prosoft.ru
ЧЕЛЯБИНСК Тел.: (351) 239-9360 • E-mail: chelyabinsk@prosoft.ru • Web: www.prosoft.ru
КРАСНОДАР Тел./факс: (861) 224-9513 • E-mail: krasnodar@prosoft.ru • Web: www.prosoft.ru



Торо **Инструмент для создания шедевра**

Топологический трассировщик печатных плат Торо**R** – это:

- Высокая скорость и великолепное качество трассировки
- Превосходный набор инструментов, который многократно сокращает сроки разработки электронных устройств
- Гладкие, без изломов, проводники
- Уникальные алгоритмы и нетрадиционные подходы к решению сложных задач

ДИСТРИБЬЮТОР EREMEX В РОССИИ И СТРАНАХ СНГ

Санкт-Петербург Тел.: +7 (812) 448-0444 • Факс: +7 (812) 448-0339
Москва Тел.: +7 (495) 232-1864 • Факс: +7 (495) 232-1654

info@eremex.ru • www.eremex.ru

 **PROSOFT**®