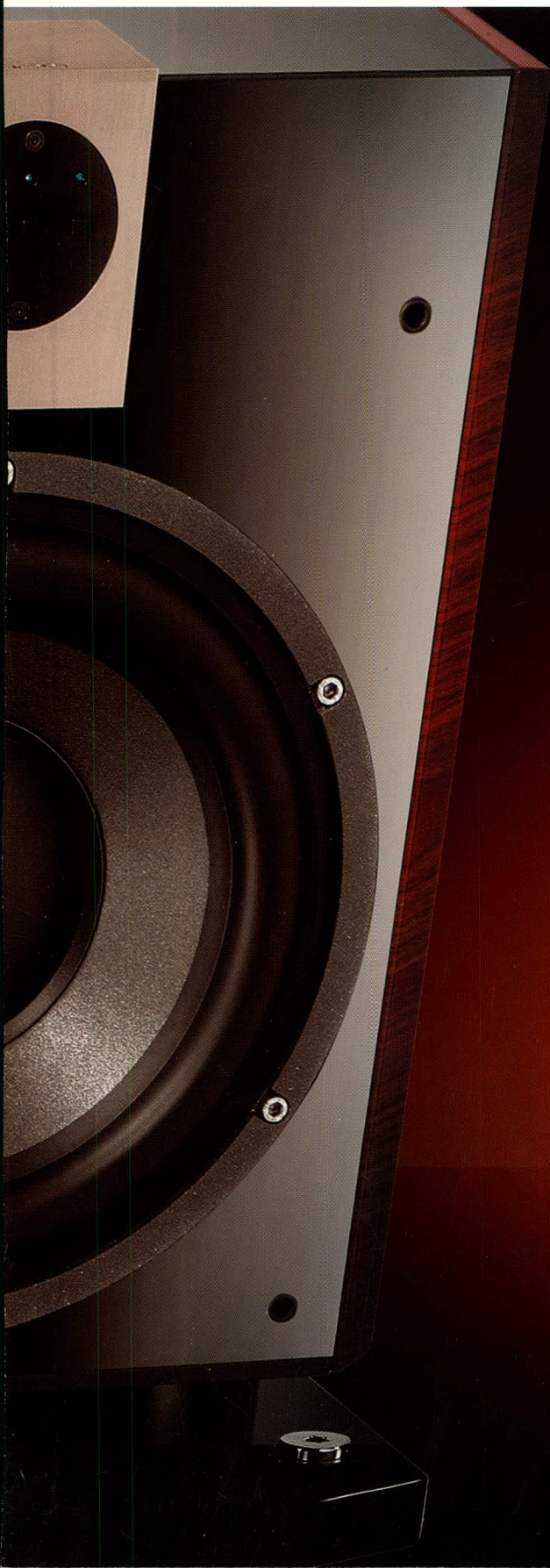


СОВРЕМЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

4
2007

www.soel.ru

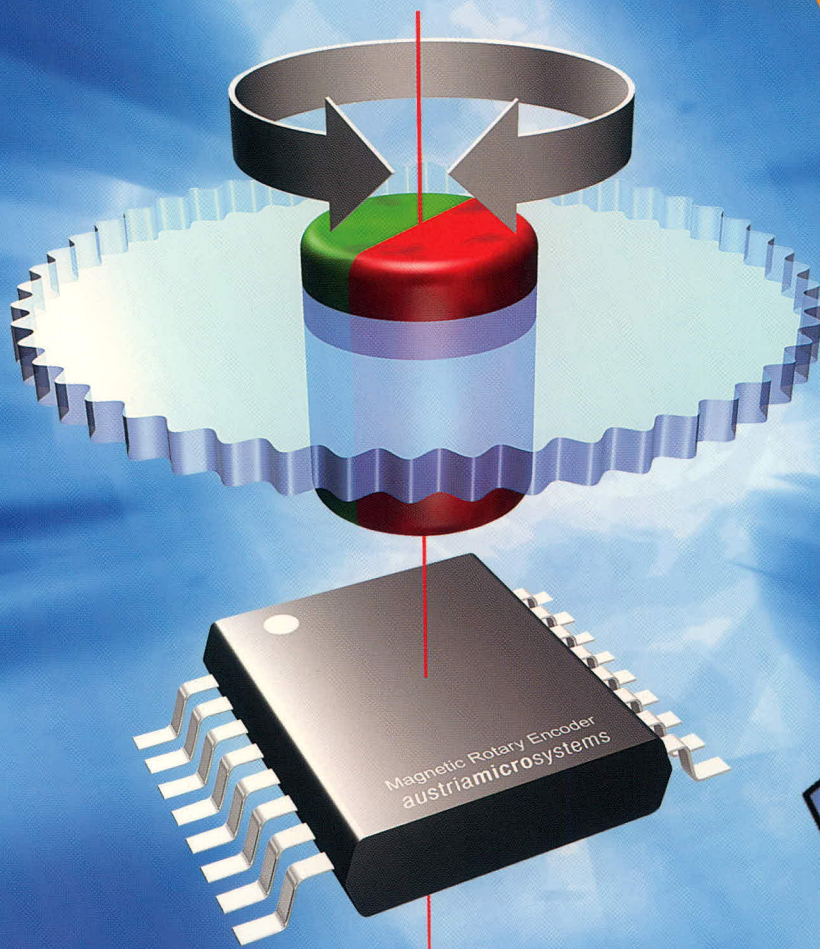
АНАЛОГОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА



ОБНОВИТЕ ПОДПИСКУ!
стр. 80

Программируемые магнитные датчики угла поворота

150°C



 austriamicrosystems

ХАРАКТЕРИСТИКИ

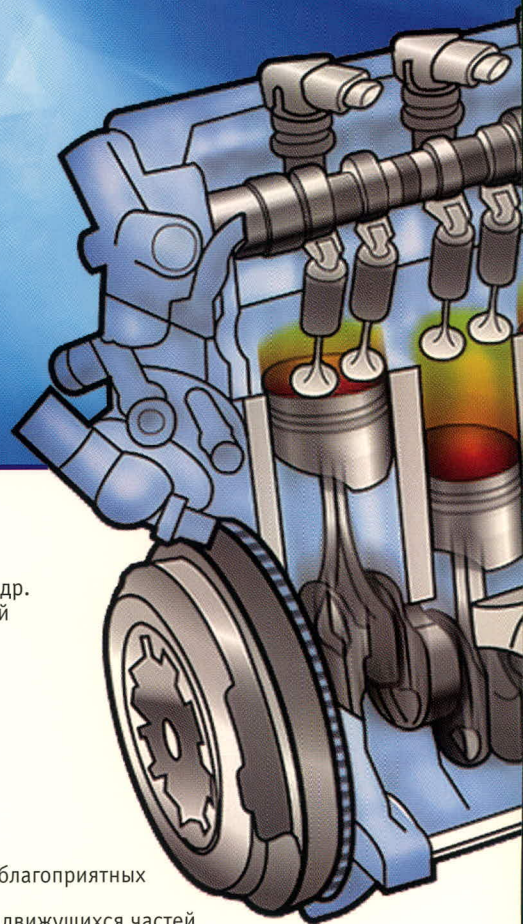
- разрешение 8, 10 и 12-бит
- точность до 0,0875° (4096 позиций)
- интерфейсы
 - синхронный последовательный интерфейс
 - широтно-импульсная модуляция
 - инкрементный
 - аналоговый
 - управляющие сигналы для бесколлекторного двигателя постоянного тока
- программирование «нулевой позиции»
- высокая скорость (до 30 000 об/мин)
- функция «кнопки»
- магнитная чувствительность 20...80 мТ
- температурный диапазон работы от -40°C до +150°C
- маленький корпус SSOP 16 (5,3 мм × 6,2 мм)
- ультранизкий ток потребления 30 мкА

ОБЛАСТЬ ПРИМЕНЕНИЯ

- поворотные выключатели
- контроль позиции АС/DC-моторов
- офисная техника: принтеры, сканеры и др.
- контроль положения клапанов, вентиля
- замена оптических энкодеров
- сенсор угла поворота руля
- датчик позиции педали «газа»
- робототехника
- автоматика

ПРЕИМУЩЕСТВА

- энкодер на одном кристалле
- не требуется калибровка
- идеально подходит для применения в неблагоприятных условиях окружающей среды
- высокая надёжность за счет отсутствия движущихся частей
- устойчивость к разъюстировке и изменению температуры окружающей среды



PROSOFT[®]

ПРОСОФТ — АКТИВНЫЙ КОМПОНЕНТ ВАШЕГО БИЗНЕСА

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

Главный редактор

Александр Майстренко

Зам. главного редактора

Татьяна Крюк

Редакционная коллегия

Роберт Алексанян, Андрей Данилов,
Григорий Маркаров, Олег Фёдоров

Дизайн и верстка

Татьяна Крюк, Александр Либков,
Дмитрий Юсим

Web-мастер

Дмитрий Романчук

Служба распространения

Ирина Самохина (circul@soel.ru)

Служба рекламы

advert@soel.ru

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 11 000 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:

Полиграфический комплекс

«Пушкинская площадь»

www.pkpp.ru

Перепечатка материалов допускается только

с письменного разрешения редакции.

Ответственность за содержание рекламы

несут рекламодатели.

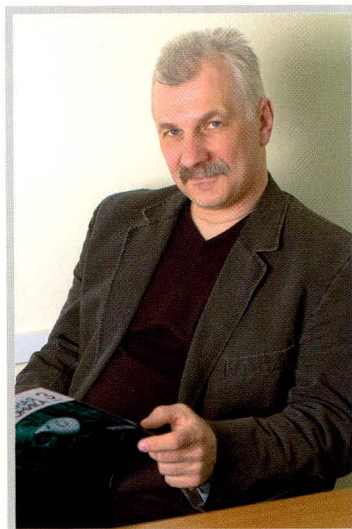
Ответственность за содержание статей

несут авторы.

Материалы, переданные редакции,

не рецензируются и не возвращаются.

© СТА-ПРЕСС, 2007



Уважаемые читатели!

Аналоговая электроника не первый раз становится темой номера нашего журнала. При всём том, что цифровая электроника доминирует в сфере интересов современных инженеров, списывать со счетов аналоговую электронику нельзя. Может показаться, что это достаточно простой и понятный раздел электроники, ведь выбрав эту специальность, мы начинаем её изучение именно с аналоговых компонентов и схем. Аналоговая электроника не претендует на решение сложных задач обработки сигналов, но успешно работает в таких областях, как источники питания, медицинская техника, звуковая аппаратура, радиосвязь и многих других. Но её простота кажущаяся. Грамотно разработать сколько-нибудь сложное аналоговое устройство может только опытный специалист. Считается, что на подготовку квалифицированного специалиста по аналоговой электронике требуется 5 лет, а на подготовку квалифицированного специалиста по цифровой электронике – 3 года. Причём здесь я не имею в виду такую специфическую область аналоговой электроники, как высококачественное звуковоспроизведение. Разработчик звуковой аппаратуры должен не только знать такие свойства активных и пассивных компонентов, о которых другой специалист, возможно, и не догадывается, но и понимать, на какие нюансы звуковой картины они влияют. Но это уже не сфера интересов нашего журнала, во всяком случае, пока что. Мы займемся более простыми аспектами аналоговой электроники: усилителями, компараторами, ВЧ-компонентами. Итак, приступим!

*С наилучшими пожеланиями,
Александр Майстренко*

P.S. Пришло время продлить подписку на журнал. Надеюсь, журнал «Современная электроника» вам понравился и вы захотите получить его и впредь. Для продления подписки необходимо заполнить и отослать в редакцию анкету, напечатанную на стр. 80 этого номера журнала. Обращаем ваше внимание, что редакция оформляет бесплатную подписку только для квалифицированных специалистов, аккуратно и полностью заполнивших анкету. Пользователи Интернета могут заполнить аналогичную анкету на нашем сайте www.soel.ru.

Market

News of the Russian Market	4
----------------------------------	---

Modern Technologies

Image Sensors (Part 2)	8
<i>Olga Gureeva</i>	

Components

Analog Components: Integration with the Digital World on the Business, Circuit, and Embedded Module Levels	12
<i>Arseniy Bashmachnikov</i>	
Advanced Models of Integrated Analog Comparators	16
<i>Georgiy Volovich</i>	
New Circuits for Advanced Class-D Sonic Power Amplifiers from Monolithic Power Systems and Texas Instruments	22
<i>Igor Bezverkhniy</i>	
Microwave Filters and Equipment on Their Basis from Pole/Zero (part 1)	30
<i>Andrey Lakhno</i>	
LPC2000 (ARM7TDMI-S) Microcontrollers From Philips – One More Step on the Road to Creating an Ideal Platform for Embedded Applications (Part 7)	32
<i>Pavel Red'kin</i>	
GIGAVAC GX11 General-purpose Sealed-off Contactor	38
<i>Olga Klyuchnikova</i>	

Projects

Development of Neural Network Algorithms for Image Processing (Part 2)	40
<i>Natalya Tomashevich</i>	
Microcontroller of the USB File Transfer Dispatcher and Its Application	44
<i>Oleg Val'pa</i>	

Design and Simulation

Simulation of Analog Signal Sources	46
<i>Roman Antipenskiy</i>	
Frequency Analysis of a Synthesizer for Pulsed Phase-locked Frequency Control. Part 1. Noise Filtering by Phase-lock Frequency Control Equipment: Classification and Theoretical Grounds ..	50
<i>Yurii Nikitin</i>	
Matching of the Label Antenna to the RF Identifier Circuit	56
<i>Viktor Kalinichev, Aleksandr Kurushin</i>	
JTAG Testing (Part 3)	62
<i>Iosif Karshenboim</i>	
Software Development Tools for Embedded 32-bit Systems (Part 1)	66
<i>Lyubov Samoiloova</i>	
Practical Course of Design of Digital Devices Based on Xilinx FPGA (Part 4)	70
<i>Valeriy Zotov</i>	

Equipment

GEFESD: State of the Art and Prospects	74
<i>Yurii Denisov</i>	

Events

Photonics-2007: The Way to the Future	76
Moscow Receives EuroDISPLAY-2007	77
May 7: The Radio Day	78
<i>Vladimir Bartenev</i>	

РЫНОК

- 4 Новости российского рынка

Современные технологии

- 8 Датчики изображения (часть 2)
Ольга Гуреева

Компоненты

- 12 Аналоговые компоненты: интеграция с цифровым миром на уровне бизнеса, микросхем и встраиваемых модулей
Арсений Башмачников
- 16 Современные модели интегральных аналоговых компараторов
Георгий Волович
- 22 Новые микросхемы для современных УМЗЧ класса D от Monolithic Power Systems и Texas Instruments
Игорь Безверхний
- 30 СВЧ-фильтры и оборудование на их основе фирмы Pole/Zero (часть 1)
Андрей Лахно
- 32 Микроконтроллеры семейства LPC2000 (ARM7TDMI-S) от Philips – ещё один шаг к идеальной платформе для встраиваемых приложений (часть 7)
Павел Редькин
- 38 Универсальный герметичный контактор GIGAVAC GX11
Ольга Ключникова

Проекты

- 40 Методика разработки нейросетевых алгоритмов для решения задач обработки изображений (часть 2)
Наталья Томашевич
- 44 Микроконтроллер файлового диспетчера передачи USB и его практическое применение
Олег Вальга

Проектирование и моделирование

- 46 Моделирование источников аналоговых сигналов
Роман Антипенский
- 50 Частотный метод анализа синтезаторной системы импульсно-фазовой автоподстройки частоты. Часть 1. Фильтрация помех структурой ФАП: классификация и основы теории
Юрий Никитин
- 56 Согласование антенны ярлыка с микросхемой радиочастотного идентификатора
Виктор Калинин, Александр Курушин
- 62 JTAG-тестирование (часть 3)
Иосиф Каршенбойм
- 66 Средства разработки программного обеспечения для встраиваемых 32-разрядных систем (часть 1)
Любовь Самойлова
- 70 Практический курс сквозного проектирования цифровых устройств на основе ПЛИС фирмы Xilinx (часть 4)
Валерий Зотов

Оборудование

- 74 «ГЕФЕСД»: рубежи и задачи
Юрий Денисов

События

- 76 Фотоника-2007: путь в будущее
- 77 Москва примет EuroDISPLAY-2007
- 78 7 мая – День радио
Владимир Бартенев

Новости российского рынка

Компоненты

Новые высокочастотные понижающие DC/DC-преобразователи от MPS

Компания Monolithic Power Systems объявила о начале производства новой серии высокочастотных понижающих DC/DC-преобразователей MP4459 и MP4350 со встроенным MOSFET-транзистором, обеспечивающих ток нагрузки до 2,5 А при входном напряжении до 36 В.

Уникальным свойством новой серии микросхем является высокая частота преобразований (4 МГц) при высоком входном напряжении (20 В для MP4350 и 36 В для MP4459), что позволяет значительно уменьшить габариты внешних навесных компонентов, таких как индуктивность и конденсатор выходного фильтра. Низкое значение индуктивности выходного дросселя позволяет снизить омические потери

и тем самым значительно повысить эффективность преобразователя (до 95%).

Понижающие контроллеры MP4459 и MP4350 имеют защиту от короткого замыкания и перегрева кристалла и встроенную цепь плавного запуска и позволяют программно устанавливать частоту преобразований в диапазоне 0,5...4 МГц.

Высокая частота преобразователей снижает остроту проблем электромагнитной совместимости во многих приложениях, таких как источники питания ADSL-модемов, радиоприёмных устройств и т.д.

Микросхемы упакованы в сверхминиатюрный корпус для поверхностного монтажа QFN10 (3 × 3 мм) с теплоотводящим основанием.

Новые понижающие DC/DC-преобразователи можно будет приобрести во втором квартале 2007 г. в компании ПРОСОФТ.

www.prochip.ru

Тел. (495) 232-2522

Линейный стабилизатор напряжения с защитой от переплюсовки

Austriamicrosystem недавно анонсировала свой новый чип AS1353.

Микросхема AS1353 представляет собой прецизионный стабилизатор с малым



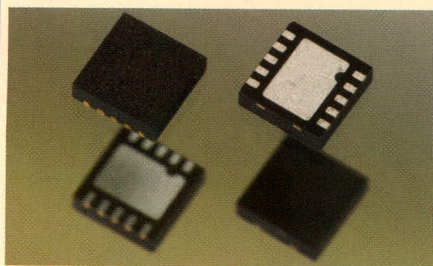
падением напряжения вход-выход, с рабочим током до 150 мА. Падение напряжения при токе 100 мА составляет 40 мВ. Выходное напряжение зависит от исполнения микросхемы и варьируется от +1,5 до +3,6 В с шагом 100 мВ.

Отличительной особенностью микросхемы является большой коэффициент подавления шумов источника питания (PSRR > 60 дБ на частоте 100 Гц), наличие дежурного режима и защита выходных цепей от переплюсовки источника питания. Кроме того, у микросхемы имеется выход, который может сигнализировать о потере стабилизации микросхемой.

Типовой потребляемый ток в выключенном состоянии 0,04 мкА. Рабочая температура -40°C до +85°C. Микросхема доступна в 5-выводном корпусе SOT23.

www.prochip.ru

Тел. (495) 232-2522



Узлы и модули

Модернизированный 10,4-дюймовый ЖК-дисплей с высокой яркостью от i-sft

Компания i-sft провела модернизацию 10,4-дюймового TFT ЖК-дисплея 100i.10X. В результате усовершенствований улучшились фотометрические и эксплуатационные параметры. Новая модель, поддерживающая формат изображения XGA (1024 × 768 пикселей), с яркостью 1000 кд/м² (тип.), высоким контрастом изображения (600 : 1) и высоким значением величины апертуры, предназначена для применений, требующих считывания информации в условиях яркой освещённости: информационные киоски, кассовые терминалы и др.

Усовершенствованная модель имеет размеры как и у предыдущей модели, изменилось только расположение монтажных отверстий.

Основные параметры 100i.100X:

- рабочая площадь экрана: 210 × 158 мм;
- количество воспроизводимых цветов: 256 000;

- угол обзора в горизонтальной и вертикальной плоскостях: 160°;
- размер пикселя: 0,2 мм;
- регулировка яркости 1000 : 1;
- время отклика (время реакции + время релаксации): 40 мс;
- сигнальный интерфейс: LVDS (один канал);
- потребляемая мощность: 20 Вт (тип.);
- срок службы: 50 000 ч;
- диапазон рабочих температур: -10...+60°C;
- вес: 1250 г.

Приобрести ЖК-дисплей 100i.10X можно у дистрибьютора – компании ПРОСОФТ.

www.prosoft.ru

Тел. (495) 234-0636

15-дюймовый ЖК-дисплей повышенной яркости от Planar Systems

Компания Planar Systems начала поставки ЖК-дисплея повышенной яркости LB1500RTC с открытым каркасом, оснащённого сенсорным экраном. Конст-



рукция дисплея обеспечивает простое встраивание в информационные киоски розничной торговли, регистрации и продажи билетов. ЖК-дисплей с размером экрана по диагонали 15 дюймов и размерами 360 × 270 × 51,3 мм поставляется с сенсорным экраном 3M ClearTek™ с USB-интерфейсом.

Дисплей с разрешением 1024 × 768 пикселей поддерживает также форматы изображения IBM VGA, VESA VGA, SVGA, XGA.

Параметры дисплея:

- яркость: 550 кд/м²;
- контраст: 500 : 1;
- размер пикселя: 0,297 мм;
- время отклика 12 мс;

Новости российского рынка

- угол обзора по горизонтали 140°, по вертикали 120°;
- видеовход: аналоговый.

Потребляемая мощность 40 Вт (в режиме ожидания – 1 Вт)

Яркий 15-дюймовый дисплей побуждает людей к взаимодействию с контентом информационного киоска даже с расстояния нескольких метров. Монтируется дисплей посредством различной монтажной арматуры, совместимой с 75-мм монтажным посадочным местом (соответствует стандарту VESA) на обратной стороне дисплея.

Приобрести ЖК-дисплей LB1500RTC можно у официального дистрибьютора – компании ПРОСОФТ.

www.prosoft.ru
Тел. (495) 234-0636

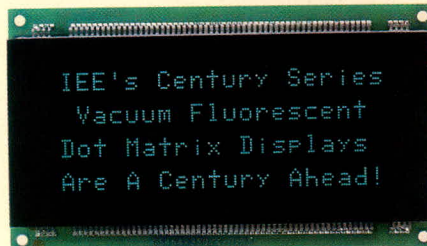
Вакуумные люминесцентные индикаторы серии Century™ с защитным покрытием

Компания Industrial Electronic Engineers (США), известный производитель и поставщик информационных дисплеев, начала поставки популярных точечно-матричных вакуумных люминесцентных дисплеев серии Century™ с защитным покрытием печатных плат. Защитное диэлектрическое покрытие обеспечивает стойкость к воздействию влажности и к механическим воздействиям.

В настоящее время серия Century™ вакуумных люминесцентных индикаторов включает модели с рабочими диапазонами температур –40...+85°C и –20...+70°C; форматами 4 × 20, 2 × 20, 2 × 40 и высотами знакомест 5 и 9 мм. Цвет свечения индикаторов сине-зелёный; он может быть отфильтрован светофильтрами, вырезающими определённую часть спектра из широкой спектральной полосы для получения разнообразных цветов свечения: нейтрально серый, синий, цвет морской волны, жёлтый, зелёный.

Основные свойства вакуумных люминесцентных дисплеев серии Century™:

- совместимость с процессорами Intel и Motorola;
- эмуляция контроллера ЖК-дисплея Hitachi 44780;
- параллельный 8-разрядный или последовательный EIA-232C ввод данных при скорости двоичной передачи до 19,2 кбод;
- низкое напряжение питания 5 В;
- 100-% поверхностный монтаж компонентов;
- аппаратные и программные средства самоконтроля;



- яркость (тип.) 600 кд/м²;
- наборы отображаемых символов: 96 знаков ASCII; 51 научный и специальный знак; европейские алфавиты, катакана, кириллица, иврит;
- 10 определяемых пользователем загружаемых знаков;
- стойкость к механическому удару одиночного действия: пиковое ускорение 20g (по любой оси);
- стойкость к синусоидальной вибрации: диапазон частот 10...500 Гц при двойной амплитуде виброперемещения 2 мм;
- диапазон температур хранения –50...+85°C;
- относительная влажность: до 90%;
- ресурс: до 100 000 ч.

www.prosoft.ru
Тел. (495) 234-0636

ЖК-дисплей с высокими энергетическими показателями на основе новой технологии компании i-sft

Компания i-sft приступила к серийным поставкам 12,1-дюймового ЖК-дисплея 100i.12SV, при создании которого впервые были применены «энергосберегающие» лампы подсветки, созданные на основе инновационной технологии компании i-sft. Новый ЖК-дисплей и встроенный инвертор для питания ламп системы задней подсветки потребляют 12 Вт при максимальной яркости, что составляет примерно половину мощности аналогичных изделий. При этом значения фотометрических параметров, в том числе углов обзора, остались без изменений.

Дисплей, поддерживающий формат изображения SVGA, с яркостью 1000 кд/м²



и высоким контрастом изображения (500 : 1), предназначен для применений, требующих считывания информации в условиях сильной освещённости, при небольшой потребляемой мощности, – например, в мобильной аппаратуре, где ёмкость АКБ является ограничивающим фактором.

Ещё одно преимущество модели 100i.12SV – низкое значение рассеиваемой в дисплейном модуле тепловой мощности. Это упрощает поддержание теплового режима устройства в целом и сокращает общие системные затраты.

Подобно другим моделям, предлагаемым компанией i-sft – известным производителем жидкокристаллических дисплеев для промышленных применений, – новый 100i.12SV имеет небольшие габариты (284 × 212 × 22 мм) и прочную конструкцию, а также длительный срок службы (50 000 ч до уменьшения первоначальной яркости изображения вдвое).

Приобрести ЖК-дисплей 100i.12SV можно у дистрибьютора – компании ПРОСОФТ.

www.prosoft.ru
Тел. (495) 234-0636

Малоформатный TFT-дисплей со светодиодной подсветкой для портативных и промышленных применений

Компания Sharp Microelectronics разработала малоформатный (диагональ 3,8 дюйма (9,6 см)) TFT-дисплей LQ038Q3DC01 в формате QVGA (320 × 240 пикселей). В системе задней подсветки применяется 14 светодиодов белого свечения, которые обеспечивают яркость 240 кд/м² и контраст 450 : 1. Рабочая площадь экрана дисплея 76,8 × 57,6 мм, угол обзора в горизонтальной плоскости составляет 140° (тип.).

Эксплуатационные параметры:

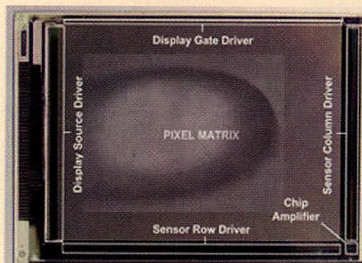
- диапазон рабочих температур: –30...+60°C;
 - диапазон температур хранения: –30...+80°C.
- Стойкость к ударным воздействиям (в нерабочем состоянии):
- максимальное пиковое ускорение 980 м/с²;
 - длительность ударного ускорения 6 мс (полусинусоида) по каждой оси.
- Синусоидальная вибрация:
- амплитуда ускорения 19,6 м/с²;
 - диапазон частот 58...500 Гц.

www.prosoft.ru
Тел. (495) 234-0636

Новости российского рынка

Компания Sharp совместно с европейской лабораторией Sharp в Великобритании разработали 2,6-дюймовую LCD-панель со встроенным сенсором изображений

Панель выполнена на базе сверхдлинных кристаллов кремния (CG-Si, Continuous Grain Silicon) по технологии Sharp, позволяющей объединить на одной стеклянной подложке LCD с микросхемами управления, интерфейсы ввода-вывода и питания, а также фотодиодные драйверы изображе-



ния в горизонтальной и вертикальной плоскостях. Панель имеет VGA-разрешение 640 × 480 пикселей, чувствительность сенсора составляет 300 пкс/дюйм.

Целью разработки 2,6-дюймовой панели стало расширение функциональности

LCD-панелей для мобильных устройств за счёт добавления обработки биометрических данных, например, отпечатка пальца владельца устройства. Это позволяет отказаться от дорогостоящего дополнительного дактилоскопического сенсора в ноутбуках и коммуникаторах и снизить общую потребляемую мощность устройства.

Приобрести LCD-панель со встроенным сенсором изображений можно у официального дистрибьютора – компании ПРОСОФТ.

www.prosoft.ru

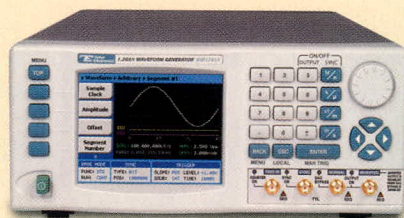
Тел. (495) 234-0636

Приборы

Компания Tabor Electronics представляет новые генераторы сигналов произвольной формы (СПФ) WW 5064, 1074, 2074, 2571A/2572A, 1281A, 1282

Частота дискретизации 4-канальных моделей 5064, 1074, 2074 серии Wonder Wave от 50 до 200 МГц; частотный диапазон выходного сигнала от 25 до 80 МГц.

Использован 16-разрядный ЦАП для формирования разнообразных форм сигналов с таким разрешением, которые востребованы для многих приложений, в том числе для тестирования высокочувствительных устройств.



Размеры новых 4-канальных моделей остались прежними (1/2 стандартной 19" стойки).

Генераторы 2571A/2572A отличаются от предыдущего исполнения наличием встроенного частотомера до 100 МГц.

Модели 1282/1281A – вариант 2- или 1-канального генератора с частотами дискретизации до 1,2 ГГц и выходного сигнала до 400 МГц (синус и меандр).

Значительно расширены возможности управления за счёт использования интерфейсов Ethernet, USB2.0 или GPIB, а также ПО ArbConnection.

Особенности:

- Память до 2 Мб;
- Режимы PSK- и QAM-модуляции;
- Выходы синхронизации (SYNC x 4);
- Выходной уровень до 10 В_{пик} (на 50 Ом);
- Сегментирование последовательностей и циклов (10 ячеек);
- Цветной LCD-дисплей (диагональ 10 см);
- Групповая синхронизация (Multisynchronization).

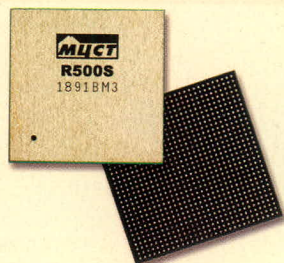
www.prist.ru

Тел.: (495) 777-5591

Программное обеспечение

ЗАО «МЦСТ» присоединяется к партнёрской программе Wind River и портирует ОСРВ VxWorks на отечественные SPARC-микропроцессоры семейства «МЦСТ-R»

ЗАО «МЦСТ», ведущий российский разработчик и производитель микропроцессоров и вычислительных комплексов, и компания Wind River, ведущий мировой производитель средств разработки про-



граммного обеспечения встраиваемых микропроцессорных устройств и систем, подписали партнёрское соглашение, по которому МЦСТ получает доступ к исходным текстам операционной системы реального времени VxWorks для портирования на SPARC-микропроцессоры семейства «МЦСТ-R» и сертификации VxWorks в составе вычислительных комплексов «Эльбрус-90микро».

Семейство отечественных микропроцессоров с архитектурой SPARC «МЦСТ-R» включает в себя три микропроцессора: «МЦСТ-R150» с топологическими нормами 0,35 мкм и тактовой частотой 150 МГц, «МЦСТ-R500» с топологическими нормами 0,13 мкм и тактовой частотой 500 МГц и система-на-кристалле «МЦСТ-R500S», содержащая два процессорных ядра, кэш второго уровня 512 Кб, контроллер DDR SDRAM, контроллер PCI, Ethernet, SCSI и гигабайтные линки для организации мультипроцессорной системы.

На базе микропроцессоров «МЦСТ-R» выпускаются вычислительные комплексы «Эльбрус-90микро» в различных исполнениях: настольный, носимый, перебазируемый и встраиваемый вариант для жёстких условий эксплуатации. Базовой операционной системой ВК «Эльбрус-90микро» является ОС Solaris, имеющая сертификат по 2-ому классу защиты от несанкционированного доступа и 2-ому уровню контроля отсутствия недеklarированных возможностей.

По словам генерального директора МЦСТ Александра Кима, операционная система жёсткого реального времени VxWorks позволит расширить круг задач, решаемых с помощью микропроцессоров «МЦСТ-R» и комплексов «Эльбрус-90микро», и укрепить конкурентные преимущества продукции МЦСТ.

www.avdsys.ru

(495) 148-9677

ЭЛЕКТРОНИКА
КОМПОНЕНТЫ • ОБОРУДОВАНИЕ • ТЕХНОЛОГИИ

ChipEXPO -2007

ОКТАБРЬ 3-5

ВЕДУЩАЯ РОССИЙСКАЯ ВЫСТАВКА
РОССИЯ • МОСКВА • ЭКСПОЦЕНТР

3-5

ОКТАБРЯ

Реклама

ПРИ ПОДДЕРЖКЕ:



Министерство промышленности
и энергетики Российской Федерации
Министерство экономического развития
и торговли Российской Федерации
Федеральное агентство по промышленности
Департамент науки и промышленной
политики города Москвы
Московская торгово-промышленная палата

ИНФОРМАЦИОННАЯ
ПОДДЕРЖКА

ОРГАНИЗАТОР ВЫСТАВКИ

ЗАО «ЧипЭкспо», Россия,
111141, Москва, ул. Перовская 19/2, стр. 3,
тел./факс: (095) 368-1039, e-mail: info@chipexpo.ru

www.chipexpo.ru



Датчики изображения

(часть 2)

Ольга Гуреева (Москва)

Во второй части статьи рассматриваются принципы управления датчиками, основные разновидности датчиков и методы получения изображения с помощью ПЗС- и КМОП-датчиков различных архитектур.

УПРАВЛЕНИЕ ПЕРЕДАЧЕЙ ЗАРЯДА В ПЗС

Электроды – проводники, по которым ток поступает в устройство либо покидает его – играют роль электронных ворот – затворов. В зависимости от выполняемых функций затворы в ПЗС-датчике имеют несколько названий – пропускающие

затворы (transfer gates), экспонирующие затворы (exposure control gates), затворы переполнения (overflow gates).

В пропускающих затворах на проводник подаётся тактовый импульс различного напряжения, в результате чего заряд способен перемещаться от одного пиксела к другому, строчки зарядов смещаются вниз, и происходит последовательное считывание зарядов с нижней строчки.

Экспонирующий затвор ПЗС-датчика, управляемый напряжением, влияет на время экспозиции, то есть на продолжительность получения пикселем фотонов и преобразования их в электроны.

Затворы переполнения используются для предотвращения рассеивания электронов и уменьшения воздействия зарядов соседних пикселей.

Наиболее распространённым материалом для производства затворов является поликристаллический кремний. В некоторых случаях используются и другие материалы. Компания KODAK, например, в ПЗС-датчиках KAF-16803 использует сплав индия и оксида олова. Считается, что подобная технология позволяет улучшить процесс захвата фотонов в пикселях, так как этот сплав прозрачнее поликристаллического кремния. Одним из нежелательных побочных эффектов использования поликристаллического кремния в качестве затвора является его свойство отражать либо поглощать фотоны определённых длин волн.

Основной функцией затворов является управление передачей зарядов в ПЗС.

Рассмотрим управление передачей зарядов на примере «четырёхфазного» ПЗС (см. рис. 8), где на каждый пиксел приходится четыре электрода.

Большинство ПЗС являются «многофазными» устройствами. Количество электродов/фаз на пиксел зависит от конкретной модели ПЗС-датчика. Вначале, на первой фазе, как и на второй, третьей и четвертой, каждый пиксел получает одинаковое напряжение. Далее, если на электрод поступает высокое напряжение, под ним в кремниевой подложке создаётся зарядовый колодец. Если поступает низкое напряжение, создаётся потенциальный барьер, который позволяет удерживать электроны (данные изображения) в зарядовом колодце. Таким образом, при изменении входного напряжения, подаваемого на соседние пиксели в определённые моменты времени, зарядовые колодцы перемещаются попиксельно, то есть создаётся эффект зарядовой связи.

Процесс начинается с первого такта выключением первого и второго электродов и включением третьего и четвертого. На втором такте включается первый электрод и выключается четвёртый. На третьем такте включается второй электрод и выключается первый электрод следующего пиксела. Затем процесс повторяется снова. Таким образом, заряд продвигается по датчику.

Четырёхфазная архитектура достаточно популярна у производителей ПЗС-датчиков, так как в технологическом процессе используется всего два слоя материалов. При четырёхфазной архитектуре используется, по крайней мере, 50% зарядового колодца для хранения информации, и величина зарядной ёмкости наивысшая. При трёхфазной архитектуре для хранения информации используется только 30% зарядового колодца.

Типы ПЗС-датчиков

На сегодняшний день существуют четыре основных типа ПЗС-датчиков:

- линейные (Linear);
- чересстрочные (Interline);
- полноформатные (Full frame);
- с покадровым переносом (Frame transfer).

Линейные ПЗС (см. рис. 9) состоят из единственной строки пикселей. То есть все пиксели датчика расположены на одной линии.

Для получения изображения с помощью линейной ПЗС необходимо

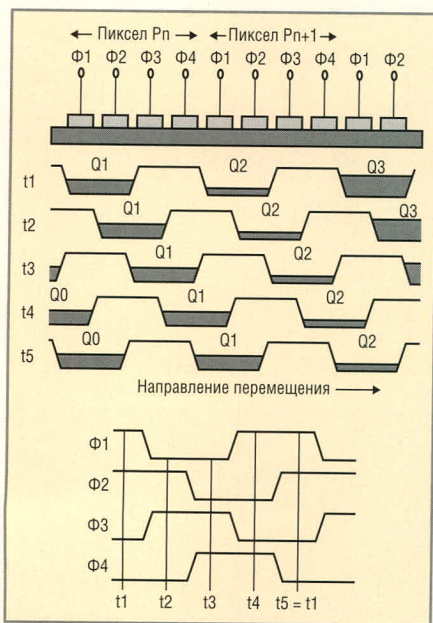


Рис. 8. Четырёхфазный ПЗС

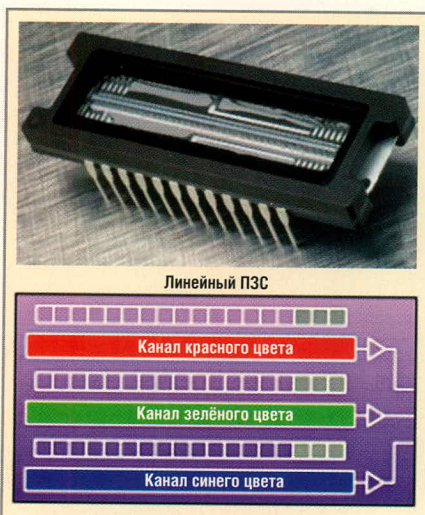


Рис. 9. Линейные ПЗС компании KODAK

отсканировать плоскость изображения, выстраивая «картинку» строка за строкой (см. рис. 10). Для получения такого изображения требуется больше времени, чем при получении всего изображения одновременно (см. рис. 11).

Необходимо заметить, что в устройствах с линейным ПЗС необходимо использовать шаговый двигатель. Это приводит к шумам в получаемом изображении из-за погрешностей совместной работы механических и электронных компонентов. По этой причине линейные ПЗС сегодня практически нигде не используются, за исключением планшетных сканеров и цифровых блоков-насадок к плёночным среднеформатным камерам.

Остальные типы ПЗС-датчиков относятся к матричным ПЗС, так как состоят из нескольких рядов и колонок, формирующих прямоугольную матрицу.

Чересстрочные ПЗС

В чересстрочных ПЗС (см. рис. 12) каждый пиксел обладает как светочувствительным элементом, так и областью накопления заряда. Область накопления заряда формируется в результате экранирования или маскирования части пиксела от света и используется только для переноса заряда. Экранированные части пиксела формируют вертикальный канал, который передаёт заряд сверху вниз к горизонтальному регистру. Можно сказать, что эта вертикальная «затенённая» область в датчике и называется ПЗС, так как именно в ней осуществляется зарядовая связь.

Для того чтобы выделить именно эту область ПЗС-датчика, её называют вертикальным прибором с зарядовой связью (VCCD). Соответственно, горизонтальный сдвиговый регистр называют горизонтальным прибором с зарядовой связью (HCCD). Область, на которую падает свет, называется апертурой (aperture).

Чересстрочная развёртка позволяет электрическому заряду пиксела быстро сдвигаться на соседнюю накапливаемую область заряда, по которой он, строка за строкой, перемещается вниз к горизонтальному сдвиговому регистру. Быстрое перемещение заряда в накапливаемую область позволяет зарядовому колодцу пиксела принимать следующую пор-

цию фотонов. В цифровых камерах такая быстрая готовность апертуры пиксела принимать следующий кадр изображения позволяет получать потоковое видео.

Минусом чересстрочной технологии является значительное уменьшение светочувствительной области, потому что тем самым ограничивается возможная плотность пикселей (разрешение датчика). Для устранения этого недостатка в ПЗС-датчиках используются микролинзы, позволяющие лучшим образом направлять фотоны в светочувствительные области. Надо отметить, что это несколько усложняет технологический процесс производства датчиков. Чересстрочные ПЗС-датчики сегодня используются преимущественно в любительских цифровых камерах.

Полноформатные ПЗС

В полноформатных ПЗС (см. рис. 13) пиксел служит только для «захвата» изображения.

Соответственно, во время передачи заряда пиксел не должен принимать фотоны. Для того чтобы предотвратить попадание фотонов на пиксел в тот момент, когда передаётся заряд, и тем самым не размазать изображение, за объективом камеры находится механический затвор. Единственный случай, когда механический затвор оказывается ненужным – это съёмка с контролируемым выдержки и количества света внешними приборами – например, при студийном стробоскопическом источнике света.

Полноформатные ПЗС имеют высокое разрешение, поэтому они нашли своё применение в дорогих профессиональных камерах.

ПЗС с покадровым переносом заряда

ПЗС этого типа похожи на полноформатные ПЗС. Основное отличие заключается в том, что в ПЗС с покадровым переносом для временного хранения заряда отводится половина матрицы. Эта область матрицы называется матрицей хранения. Как только в светочувствительных элементах матрицы накапливается заряд, он быстро перемещается в матрицу хранения. Такой тип матриц не требует использования механического затвора, что позволяет очень быстро захватывать изображение. Тем не менее заряд не всегда полностью успевает

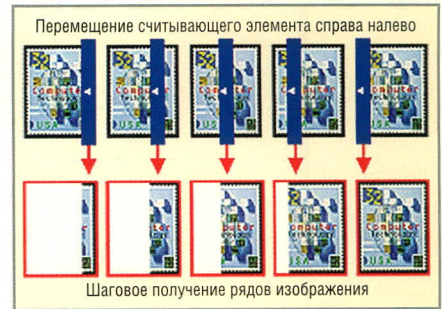


Рис. 10. Получение изображения линейным ПЗС

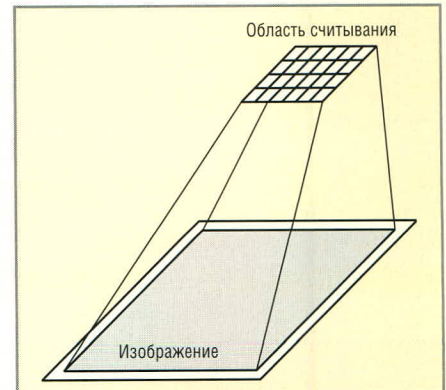


Рис. 11. Одновременное получение изображения

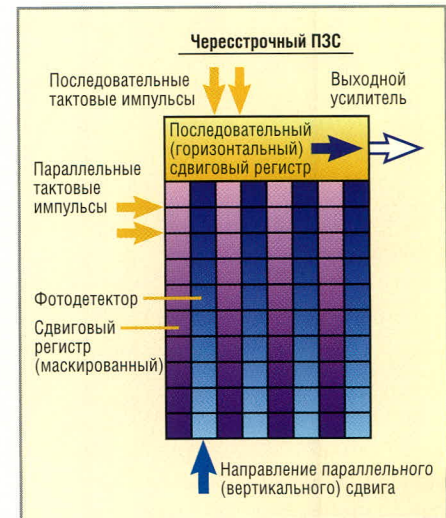


Рис. 12. Чересстрочная архитектура

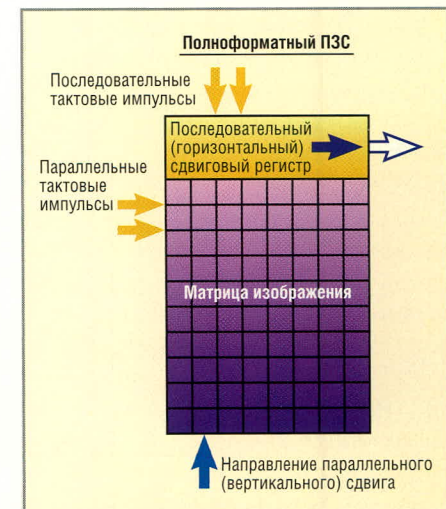


Рис. 13. Полноформатная архитектура

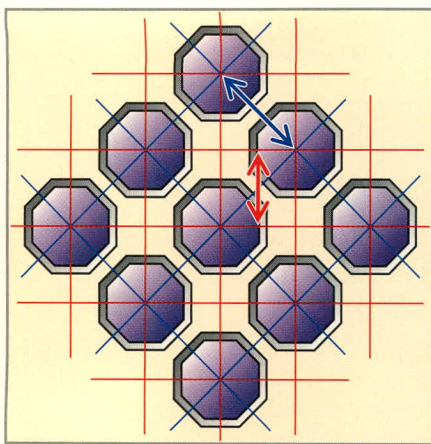


Рис. 14. Сотовая архитектура ПЗС-датчика компании Fuji

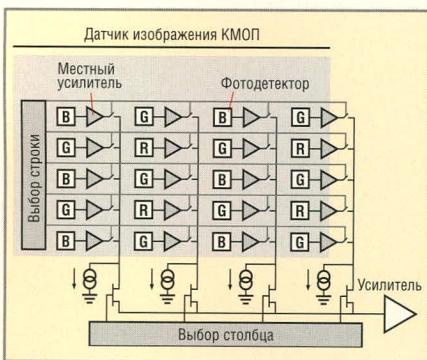


Рис. 15. КМОП-архитектура

переместиться в матрицу хранения до момента начала накапливания следующего заряда в светочувствительных элементах датчика. То есть изображение может получиться размытым.

К минусам ПЗС с покадровым переносом заряда относится большой размер датчика, а значит, и более высокая цена, так как на кристалле кроме светочувствительных элементов дополнительно располагается матрица хранения.

Поэтому чересстрочные ПЗС являются более совершенными, так как могут одновременно выполнять захват изображения и передачу заряда с минимальным размытием.

Разновидности ПЗС-датчиков

Несмотря на то что существует не так много производителей ПЗС-датчиков, конкуренция на этом рынке достаточно жёсткая. Каждый производитель работает над изменением и улучшением имеющихся архитектур ПЗС. Именно с помощью уникальных различий в ПЗС-датчиках идёт борьба за потребителя.

Например, компания Fuji в своей SuperCCD использует уникальную со-

товую архитектуру, в которой применяются восьмиугольные пиксели (см. рис. 14).

Такая архитектура увеличивает рабочую поверхность кристалла кремния, и, соответственно, увеличивается плотность пикселей в ПЗС. Также восьмиугольная форма пикселей увеличивает площадь светочувствительной поверхности. По утверждениям Fuji, сотовая архитектура позволяет улучшить соотношение сигнал/шум, а также увеличить динамический диапазон.

Помимо рассмотренной выше чересстрочной архитектуры существует также построчная (прогрессивная) ПЗС-архитектура. То есть данные считываются с датчика одним из двух методов – прогрессивным или чересстрочным, что напоминает типы развёртки в телевизионной технике. Эти архитектуры отличаются порядком поступления колонок данных ПЗС на горизонтальный сдвиговый регистр. В прогрессивном режиме колонки считываются последовательно друг за другом, по мере считывания изображения. В чересстрочном режиме сначала считываются все чётные колонки, затем нечётные, после чего изображение восстанавливается в устройстве обработки изображений. Чересстрочные ПЗС свыше 1 Мп обычно считывают колонки чересстрочным методом, при котором один ряд электродов управляет вертикальной передачей заряда из двух строчек пикселей.

Можно предположить, что идеальной архитектурой датчика изображения станет та, в которой сочетались бы качество изображения ПЗС и «интеллект» КМОП. Существующая технология пока на такое не способна, хотя некоторые шаги в этом направлении делаются.

Компаний KODAK удалось создать чересстрочный ПЗС-датчик KAI 2020, который производит некоторую обработку изображения непосредственно на кристалле. На кристалле расположен формирователь тактовых импульсов для выполнения двукратной коррелированной выборки. Устройство вычисляет значение «темнового» тока (тот уровень шумов, который присутствует, даже когда свет не попадает на датчик) и вычитает его из имеющегося изображения. Это распространённый метод, используемый в КМОП-датчиках для нейтрализации шумов.

Компания Philips в свое время предложила архитектуру True Frame для ПЗС с покадровым переносом заряда. Архитектуру True Frame в своих датчиках применяла также компания Sanyo. Отличительная особенность этой архитектуры заключается в том, что матрица хранения закрывается от света металлическим слоем и поэтому хранит лишь пятую часть полной зарядовой ёмкости пикселя. Эта особенность используется только для предварительного просмотра получаемого изображения на ЖК-экране и для получения информации о сцене для выставления выдержки и других настроек камеры. Когда камера находится в режиме предварительного просмотра или передвигается для выбора объекта съёмки, электроны быстро перемещаются в матрицу хранения, причём четыре пятых из них рассеиваются в кремниевой подложке. В том случае, когда камера находится в режиме съёмки, электроны быстро считываются, причём ни один из них в матрицу хранения не попадает.

Считывание производится последовательным методом, поэтому такой датчик заметно выигрывает в скорости. Обычный чересстрочный датчик считывает изображение со скоростью 5 – 10 кадров в секунду. Датчик True Frame с покадровым переносом заряда имеет показатель 30 – 60 кадров в секунду. Следует заметить, что в данном случае используется механический затвор, иначе получаемое изображение было бы размыто – датчик не успевал бы отдавать заряд до поступления новой порции фотонов.

КМОП-датчики

КМОП-технология позволяет реализовать большое количество функций непосредственно на кремниевом кристалле. Помимо преобразования фотонов в электроны и их передачи, датчик КМОП может обрабатывать изображение, выделять контур, минимизировать шумы и выполнять аналого-цифровые преобразования (см. рис. 15).

Также могут создаваться программируемые КМОП-датчики, на основе которых можно проектировать очень гибкие многофункциональные устройства. Широкий набор функций на одном кристалле и меньшее энергопотребление – основное преимуще-

ство технологии КМОП по сравнению с ПЗС.

При использовании КМОП-датчиков сокращается общая площадь, занимаемая электронными компонентами в устройстве камеры, и уменьшается количество выделяемого тепла, которое отрицательно сказывается на работе электроники.

«Прорыв» КМОП-технологий наступил в начале девяностых годов двадцатого века, когда лаборатория реактивных двигателей NASA успешно применила активные пиксельные датчики.

С точки зрения теории всё было понятно давно, а вот практическое воплощение технологии стало возможным лишь в 1993 г. В этой технологии у каждого пиксела появился свой считывающий транзисторный усилитель. Благодаря этому заряд преобразовывался в напряжение непосредственно на пикселе. Также появилась возможность произвольного доступа к пикселу, аналогично оперативной памяти.

Считывание заряда с активных пикселей КМОП-датчика происходит

по параллельной схеме, при которой сигнал с каждого пиксела или колонки пикселей считывается напрямую. Такой произвольный доступ позволяет КМОП-датчику считывать не всю матрицу целиком, а отбирать группы пикселей. Этот метод получил название оконного считывания (windowing readout). Таким образом, при захвате изображения КМОП-датчик может уменьшить его размер. Это существенно увеличивает скорость получения изображения, в отличие от ПЗС, в котором весь заряд выходит через один-единственный сдвиговый регистр. Помимо усилителей, расположенных у каждого пиксела, схемы усиления могут быть расположены в любой области кристалла, что позволяет создавать несколько каскадов усиления по всему датчику. Так, например, в условиях пониженного освещения усилители могут повысить чувствительность датчика и полностью «вытянуть» изображение, а в иных случаях усилить лишь определённые цвета – для баланса белого или для получения специальных эффектов.

Но у метода есть один существенный недостаток. Дополнительные элементы, размещённые на кристалле, создают помехи. К помехам приводят токи утечки транзисторов, диодов, остаточный заряд. Устранением помех исследователи занимаются постоянно.

При этом нельзя недооценивать основное преимущество КМОП-датчиков – они позволяют непосредственно на кристалле устранять шум темнового тока до того, как заряд передаётся с датчика.

На сегодняшний день существует множество различных архитектур КМОП-датчиков, что объясняется возможностью выполнять большое число разнообразных функций.

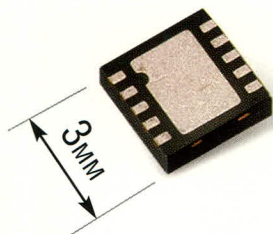
Продолжение следует

ЛИТЕРАТУРА

1. Curtin D.P. Image sensors. www.shortcourses.com.
2. Grotta S.W. Anatomy of digital camera: Image sensors. www.extremetech.com.
3. KODAK CCD Primer #KCP-001, Charge-coupled device (CCD) Image Sensors. www.kodak.com.



MPS
Monolithic Power Systems



Маленький и мощный!

MP4459 – высокочастотный понижающий DC-DC преобразователь



Ключевые достоинства

- Частота преобразований: 4 МГц!
- Диапазон входных напряжений: 4,5...36 В
- Диапазон выходных напряжений: 0,8...36 В
- Ток нагрузки: 1,5 А
- Напряжение обратной связи: 0,8 В
- КПД: >95%

Реклама

PROSOFT®

ОФИЦИАЛЬНЫЙ ДИСТРИБЬЮТОР MPS

ПРОСОФТ – АКТИВНЫЙ КОМПОНЕНТ ВАШЕГО БИЗНЕСА

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

Аналоговые компоненты: интеграция с цифровым миром на уровне бизнеса, микросхем и встраиваемых модулей

Арсений Башмачников (Москва)

В цифровой век аналоговые компоненты остаются востребованными, причём именно цифровые технологии – в виде встроенных систем – стимулируют рост рынка аналоговых микросхем.

В 2005 г. объём рынка аналоговых микросхем составил 31,9 млрд. долл. США (по данным World Semiconductor Trade Statistics/WSTS), а в 2007 г. его объём может составить 40,1 млрд. долл. (прогноз Semiconductor Industry Association/SIA). Большой объём рынка в абсолютном выражении и его устойчивый рост определяются спросом на так называемые высокопроизводительные аналоговые компоненты (High-Performance Analog/HPA), широко используемые в цифровых встроенных системах.

Привлекательность сегмента рынка аналоговых микросхем для бизнеса подтверждается примером корпорации Texas Instruments (по данным Databeans, TI является лидером рынка аналоговых микросхем). Доходы этой компании от поставок высокопроизводительных аналоговых компонентов выросли в 2006 г. на 33%. При этом аналоговые компоненты принесли TI около 40% дохода, что совпадает с её доходами от продаж цифровых сигнальных процессоров. Доходность же «цифрового» бизнеса корпорации TI выросла вдвое меньше – на 16%, причём большей частью за счёт беспроводных технологий.

Рынок аналоговых компонентов быстро «наращивает мускулы» в т.н. развивающихся странах. Так, объём индийского рынка аналоговых ИС к 2010 г. может достичь 425 млн. долл., что соответствует совокупным среднегодовым темпам роста (CAGR) в 27,4%.

Показательно, что многие тайваньские компании, занимающиеся проектированием микросхем, наращивают активность на рынке аналоговых компонентов. И эти работы, по оценкам аналитиков, дают значительный вклад в рынок аналоговых ИС на Тайване, рост которого оценивается в 22,1% в 2006 г. (США – лишь вторые в мире по этому параметру).

HIGH-PERFORMANCE ANALOG – БОЛЬШАЯ РАЗРЯДНОСТЬ, НИЗКОЕ ЭНЕРГОПОТРЕБЛЕНИЕ, ВЫСОКАЯ ИНТЕГРАЦИЯ

Номенклатура микросхем класса HPA весьма разнообразна. Это усилители, различные системы на кристалле (SoC), АЦП и ЦАП, интерфейсные микросхемы, модули для систем связи и GPS (системы глобального позиционирования). Новые приложения – мобильная связь и глобальная навигация, сенсорные системы сбора данных и портативная измерительная техника – являются локомотивами роста как рынка HPA, так и рынка цифровых процессоров. Естественно, многие приложения нуждаются в микросхемах АЦП.

В числе анонсов 2006 г. – семейство двухканальных АЦП LTC2285/LTC2283/LTC2281 с частотой выборки 125 МГц, выпущенное компанией Linear Technology и призванное обеспечить разработчиков гибкой платформой для создания связанного оборудования на базе стандартов WiBro и WiMAX. Взаимное влияние каналов микросхем LTC2285/

LTC2283/LTC2281 составляет –110 дБ. LTC2285 поддерживает 14-разрядное преобразование при энергопотреблении всего 395 мВт/канал, обеспечивая значения SNR в 71,3 дБ и SFDR в 78 дБ при 140 МГц. Микросхемы LTC2283 и LTC2281 предназначены для 12- и 10-разрядного преобразования соответственно.

В оборудовании для беспроводной связи, а также в контрольно-измерительном, телевизионном и медицинском оборудовании может применяться микросхема АЦП типа ADS5546 от TI. Это 14-разрядный конвейерный АЦП с частотой выборки 190 МГц. За счёт применения новейшей КМОП-технологии удалось получить не только высокие рабочие характеристики ADS5546, включая производительность, но и разместить кристалл АЦП в относительно небольшом корпусе 48QFN. Наличие интерфейса LVDS и, в качестве альтернативы, параллельного интерфейса позволяет гибко организовать передачу цифровых данных. ADS5546 содержит источник опорного напряжения, что позволило отказаться от внешнего источника и снизить уровень помех.

Компания Microchip Technology в 2006 г. представила новый 18-разрядный дельта-сигма-АЦП MCP3421. Эта ИС характеризуется низким энергопотреблением (155 мкА от источника 5 В), содержит источник опорного напряжения и программируемый усилитель (PGA). АЦП типа MCP3421 предназначен для таких мобильных измерительных приложений, как считывание данных с датчиков веса и давления, медицинские измерители сердечного ритма и уровня сахара в крови, мультиметры, автомобильные датчики и измерители расхода топлива.

Во всех описанных ИС прослеживается тенденция к интеграции нескольких функциональных компонентов. В конструкции ряда новых аналоговых модулей, в частности, микросхем для связанных и интерфейсных устройств, а также SoC-микросхем, которые ещё называют системами смешанной обработки сигналов на кристалле, эта тенденция проявляется в виде поддержки разных технологий, востребованных одним приложением.

Микросхема SiRFLinkI (новое изделие компании SiRF) одновременно поддерживает технологии GPS и Bluetooth в габаритах $6 \times 8 \times 1,2$ мм. Она построена на основе ядра Bluetooth-передатчика компании NewLogic и отличается низким энергопотреблением, что обеспечивается схемой управления питанием, разработанной специалистами SiRF. В конструкции ИС также реализованы оригинальные технологии глобального позиционирования SiRFInstantFix (для работы со спутниковой системой) и SiRFLoc, которая выполняет позиционирование с помощью инфраструктуры беспроводной связи.

В линейке монолитных КМОП-усилителей мощности компании Silicon Laboratories появилась интегральная микросхема Si4300T, представляющая собой трёхдиапазонный усилитель для устройств сотовой связи GSM/GPRS в компактном корпусе $3,9 \times 6,4 \times 1,3$ мм. В отличие от аналогов, состоящих из набора кристаллов и дискретных элементов на одной подложке, Si4300T объединяет в одном кристалле функциональные узлы радиотракта от передатчика до модуля антенны (antenna switch module/ASM): контроль мощности, защита от тепловой перегрузки, фильтрация гармоник, согласование входа/выхода. Новая микросхема может поддерживать стандарты GSM 900, DCS 1800, PCS 1900 и GPRS Class 12.

Высокий уровень интеграции аналоговых и цифровых схем, достигнутый в 2006 г., демонстрирует новый микроконтроллер (МК) ADuC7128 компании Analog Devices. Этот МК объединяет в одном корпусе вычислительное ядро ARM7TDMI и набор аналоговой периферии, необходимые для управления двигателями и систем «интеллектуального»

сбора данных. Широкий температурный диапазон ($-40...+85^\circ\text{C}$) ориентирует ADuC7128 на промышленных потребителей, а развитая аналоговая периферия (12-разрядный 10-канальный АЦП со скоростью сбора данных 1 мегавыборка/с, 6-канальный ШИМ, квадратурный модулятор, цифровой синтезатор частоты с 10-разрядным ЦАП и НЧ-фильтром, компаратор, температурный датчик, порты UART и подсистема программируемой логики) обеспечивает построение различных систем управления и беспроводных датчиков.

Семейство 8-разрядных микроконтроллеров PIC18F4523 компании Microchip Technology содержит многоканальный быстродействующий АЦП с разрядностью 12 бит. Приборы рекомендованы производителем для построения медицинских устройств, систем измерений в промышленности и коммунальном хозяйстве. Фирменная технология управления энергопотреблением nanoWatt позволяет использовать новые МК в устройствах с батарейным питанием. В составе периферийных подсистем МК нового семейства насчитываются: два аналоговых компаратора, один или два модуля захвата/сравнения/ШИМ, интерфейсы I²C и SPI, модуль USART с поддержкой RS-485, RS-232 и LIN, один 8-разрядный и три 16-разрядных таймера, а также генератор тактовых импульсов.

Подобные микросхемы SoC, в которых цифровая и аналоговая части образуют единое целое, позволяют строить более компактные системы мониторинга оборудования, физиологических параметров человека в процессе труда, отдыха или занятий спортом, малогабаритные измерительные приборы и системы обеспечения безопасности. Ранее в таких приложениях, особенно ориентированных на массовый спрос, использовались специализированные микросхемы (ASIC), которые осуществляли первоначальную обработку аналоговых сигналов, их преобразование в цифровой формат и функции связи. Однако подобные решения не позволяют оперативно реагировать на появление новых типов датчиков физических параметров и/или коммуникационных стандартов. Кроме того, использование ASIC в ряде случаев затрудняет учёт темпе-

ратуры окружающей среды, старения датчиков и других изменяющихся факторов.

Современная микросхема SoC компании TI на базе программируемого МК семейства MSP430 с аналоговой периферией обеспечивает (без дополнительных компонентов) усиление входного сигнала с помощью интегрированного усилителя с программируемым коэффициентом передачи, оцифровку нормированного сигнала с помощью АЦП, а встроенные источник опорного напряжения и температурный датчик позволяют скорректировать некоторые виды погрешностей. Вся периферия семейства MSP430 разработана с учётом минимизации программных ресурсов: автоматическое сканирование каналов АЦП, аппаратный запуск начала преобразования и поддерживают технологию прямого доступа к памяти. Это позволяет упростить код программы и снизить энергопотребление за счёт уменьшения загрузки интерфейса.

В 2006 г. корпорация Texas Instruments начала поставки образцов микроконтроллеров новой серии MSP430FG461x. Они предназначены для построения медицинских приборов (например, измерителей содержания сахара и кислорода в крови, беспроводных электрокардиографов и т.п.). Периферия МК серии FG461x содержит 12-канальный 12-разрядный АЦП с частотой выборки 200 кГц, 12-разрядный ЦАП, три ОУ, драйвер ЖК-дисплея с регулируемой подкачкой заряда, часы реального времени, 32-разрядный счётчик, интерфейсы UART, IrDA, SPI и I²C.

Микроконтроллеры семейства MSP430 имеют встроенную функцию zero-power brownout reset, которая отслеживает напряжение питания. Если оно становится меньше уровня, минимально необходимого для безопасного выполнения кода, микроконтроллер переводится в состояние ожидания (с минимальным потреблением), пока уровень напряжения не восстановится.

При отказе внешнего кварцевого генератора (если такой используется) обеспечивается автоматический переход на внутренний RC-генератор и генерация немаскируемого прерывания, что позволяет продолжить работу. Специальный фильтр на входе для подключения внешнего

кварцевого резонатора уменьшает уровень ВЧ-помех, повышая надёжность и стабильность работы генератора.

Используемый в MSP430 «сторожевой» таймер (watchdog timer, WDT) обеспечивает перезагрузку системы в случае сбоя или зависания программы. Если в качестве источника сигнала синхронизации сторожевого таймера будет выбран неисправный кварцевый генератор, то схема защиты таймера автоматически переключит таймер на внутренний RC-генератор.

Упомянутые особенности позволяют применять микроконтроллеры MSP430 в оборудовании, от которого требуется повышенная надёжность, например, в устройстве обеспечения безопасной работы с электропилой. Микроконтроллер MSP430F4270, содержащий 16-разрядный дельта-сигма-АЦП и драйвер ЖК-дисплея, позволил компании Pelagic Pressure Systems реализовать недорогую и надёжную беспроводную систему мониторинга оборудования для подводных погружений по заказу Министерства обороны США.

С ЗАБОТОЙ О РАЗРАБОТЧИКАХ: АНАЛОГОВЫЕ МОДУЛИ ПРЕДВАРИТЕЛЬНОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

Особенностью проектирования аналоговых ИС и систем в целом является высокая сложность этого процесса. Для подготовки и становления «аналогового» инженера необходимо как минимум 5 лет, в то время как инженера в области проектирования цифровых схем можно подготовить за два-три года. Поэтому активно развивающимся сегментом рынка встроенных систем является разработка модулей ввода/вывода аналоговых сигналов, реализующих поддержку целого ряда функций по усилению сигнала, аналого-цифровому преобразованию, фильтрации, переносу по частоте и т.п. Это позволяет разработчикам конечных систем сосредоточиться на создании программного обеспечения приложений, не вникая в тонкости аналоговых схем.

Широкое внедрение в промышленность технологий позиционирования GPS и сотовой связи GSM/GPRS привело к появлению на

рынке модульных компонентов, подобных GPS-приёмнику CG2-SHANTY компании EKF Elektronik (модуль формата CPCI) и модулю COM-1289 компании Eurotech; CG2-SHANTY может работать с пассивными и активными антеннами и позволяет определять, помимо географических координат (точность 3 м), ещё и скорость, а также осуществлять временную привязку к глобальному времени (UTC) с погрешностью 1 мкс.

Модуль COM-1289 компании Eurotech предназначен для интеграции в промышленные системы, наряду с технологией GPS, беспроводных коммуникаций GSM/GPRS. Модуль COM-1289 выполнен в формате платы PC/104. Он обеспечивает точное позиционирование на базе технологии GPS и поддерживает беспроводную связь на частотах 900/1800 МГц и 1900 МГц. В основе GPS-подсистемы COM-1289 – приёмник Fastrax iTrax03, обеспечивающий определение координат в условиях городской застройки и в лесистой местности. GSM/GPRS-подсистема COM-1289 построена на базе трёхдиапазонного модуля беспроводной связи Siemens MC55. Набор встроенных интерфейсов для подключения периферийных устройств к COM-1289 включает два RS-232 (16C550) порта и стандартный UART.

Среди новинок 2006 г. в этом сегменте рынка можно отметить модуль Micronix PV-1800. Он предназначен для дистанционного сбора данных и способен работать в условиях вибрации и ударных нагрузок. Модуль содержит 12-разрядный АЦП с 8 изолированными входами, линии цифрового ввода (8 каналов)/вывода (7 токовых каналов), систему поддержки GPRS/GSM и источник питания мощностью 20 Вт (входное напряжение 8...35 В, выходное – 5 В/4 А). Интеграция модуля Micronix PV-1800 с процессорным модулем позволяет создать законченную систему сбора данных с передачей информации по каналу GPRS (протокол TCP/IP).

На примере модулей CG2-SHANTY/COM-1289/Micronix PV-1800 видно, как гибко выстраивается линейка рыночных предложений, позволяющая разработчику выбрать требуемую аналого-цифровую подсистему: от простого позиционирования и связи до интегрированной

системы сбора данных с беспроводным каналом.

«Среднескоростную» систему сбора данных образуют модули PCI 230+ и PCI 260+ компании Amplicon с шиной PCI; 16-разрядные АЦП, размещённые на этих платах, имеют максимальную частоту дискретизации 500 кГц. Модуль PCI 230+ позволяет также генерировать аналоговые сигналы по одному или двум каналам. Наличие ПЛИС (FPGA) в конструкции модернизированных модулей обеспечивает гибкую настройку в различных OEM-системах.

Новые модули DC152 (2 канала) и DC122 (1 канал) компании Acqiris позволяют реализовать систему сбора данных с производительностью до 4 Гвыборок/с на базе стандартной шины PCI. Схемотехника входных каскадов обеспечивает выбор режимов фильтрации, быстрое восстановление после бросков амплитуды входного сигнала и встроенную калибровку без отключения сигнала. Уникальной элементной базой модулей DC152 и DC122 является набор специализированных микросхем XLFidelity и JetSpeed II, разработанные инженерами Acqiris. Программируемый чипсет XLFidelity предназначен для предварительной обработки сигнала, усиления и переключения каналов. Микросхемы JetSpeed II поддерживают распределение сигналов синхронизации и передачу данных в память. В конструкции модулей DC152 и DC122 использованы также микросхемы АЦП типа TS83102G0B компании Atmel.

Большой популярностью пользуются модули ввода аналоговых сигналов, подключаемые к базовой системе (например, к персональному компьютеру) через интерфейс USB. Этому способствует стандартизация интерфейса, высокая пропускная способность, простота подключения (технология plug & play), возможность питания модуля сбора данных через интерфейс USB.

На этом сегменте рынка в 2006 г. компания Advantech представила новое семейство модулей USB 47xx. Модуль USB-4718, например, имеет пять входных каналов для подключения термопар. Точность измерений при этом составляет 0,01%. Модуль USB-4716 имеет 16 аналоговых входов, обеспечивающих 16-разрядную

оцифровку с частотой 100 кГц, и 16 линий цифрового ввода/вывода. Работа новых модулей поддерживается развитыми средствами программной поддержки измерений и обработки данных (в том числе, программными пакетами ActiveDAQ Pro и LabVIEW), позволяющими быстро создавать специализированные приложения.

В 2006 г. компания Data Translation выпустила модули сбора данных DT-9832/DT-9832A на основе интерфейса USB 2.0. Они имеют 2/4 канала аналогового ввода, поддерживаемых индивидуальными АЦП с разрешением 16 бит (эффективная разрядность ENOB составляет 14,1 бит). Двухканальный модуль имеет частоту дискретизации 2 МГц, а 4-канальная версия – 1,25 МГц. Помимо аналогового ввода, новые модули имеют 32 канала цифрового ввода/вывода, два счётчика/таймера (32 бита), которые могут использоваться как тахометрические входы, а также три квадратурных декодера, позволяющих определять две координаты и угол поворота при использовании модулей в составе систем управления. Все системы ввода/вывода модулей DT-9832/DT-9832A могут работать синхронно и гальванически развязаны с интерфейсом USB 2.0.

Особенностью конструкции современных модулей сбора данных является широкое использование ПЛИС (FPGA), конфигурируемых под конкретное приложение. Функциональные возможности новейших ПЛИС позволяют реализовать и простой UART, и сложную подсистему цифровой обработки сигналов. Например, новый модуль компании MEN Mikro Elektronik является гибкой платформой для разработки специализированных систем на основе IP-ядер от компаний Altera и MEN и матрицы ПЛИС. Разработчикам предлагаются IP-ядра для реализации таких интерфейсов, как RS-232, HDLC и Ethernet.

В спектре конструкций и системных шин современных встраиваемых модулей аналогового сопряжения (ввода/вывода) используется весь набор стандартов: от PC/104 (в основе оригинальных модулей PC/104 была шина ISA), PCI и PMC (на основе шины PCI) до новых спецификаций VITA 42 XMC и AdvancedMC, которые применяют высокоскоростные последовательные

системные интерфейсы, в т.ч. Rapid I/O и PCI Express.

В линейке изделий компании Mercury Computer Systems в 2006 г. появилось новое семейство XMC/PMC модулей Echotek Series ECV4-2, отличающихся системами ввода/вывода и функциональными возможностями. Эти модули предназначены для смешанной обработки сигналов и предлагаются в 2- и 4-канальных конфигурациях, с разными наборами АЦП и ЦАП, для разных полос пропускания и частот преобразования. XMC-модули нового семейства работают с входными сигналами в полосе до 1,5 ГГц. Конфигурация из нескольких модулей может поддерживать синхронный сбор данных, что важно в приложениях РЭБ и локации (системы классов SIGINT, ELINT). Вычислительная часть новых модулей реализована на базе ПЛИС типа Xilinx Virtex 4, позволяющих реализовать специальные алгоритмы обработки сигналов, включая сдвиг сигналов по частоте (digital down/up conversion), БПФ и фильтрации.

ПРЕТЕНДЕНТЫ НА НАГРАДЫ КОНКУРСА ЖУРНАЛА EDN В НОМИНАЦИИ «АНАЛОГОВЫЕ КОМПОНЕНТЫ» (по материалам журнала EDN, www.edn.com)

Журнал EDN проводит ежегодный конкурс EDN Innovation Awards, призванный отмечать наиболее интересные, инновационные разработки. В 2006 г. в число претендентов на награду в номинации «Аналоговые компоненты» вошли звуковой усилитель-контроллер FSA95601 компании Freescale Semiconductor, микросхема драйвера светодиодов CAT3636 от Catalyst Semiconductor и созданный Linear Technology генератор LTC6908. Что привлекло внимание экспертов к этим приборам?

Как известно, стандартные звуковые усилители, работающие в классе D, чувствительны к изменениям напряжения питания. Новая микросхема 6-канального звукового усилителя-контроллера FSA95601 компании Freescale Semiconductor весьма устойчива к скачкам напряжения и повышенной температуре, обладает хорошей способностью к подавлению щелчков при включении/выключении звуковых систем. Работу ИС сопровождает низкий уровень электро-

магнитных помех. В конструкции FSA95601 использована технология цифровой обратной связи на основе 24-разрядного ЦПОС и запатентованной технологии преобразования входной ИКМ в ШИМ. Это позволило получить впечатляющие для усилителей в классе D характеристики: уровень общих гармонических искажений – 120 дБ и уровень интермодуляционных искажений – 110 дБ. По мнению экспертов EDN, усилитель-контроллер FSA95601 компании Freescale Semiconductor является мировым лидером в этом классе ИС. В числе областей применения FSA95601 – автомобильные звуковые системы с выходной мощностью от 50 до 100 Вт на канал. Схема FSA95601 защищена девятью патентами, ещё три заявки находятся в стадии рассмотрения.

ИС драйвера светодиодов на базе генератора подкачки заряда (charge-pump/boost converter) CAT3636 имеет эффективность 92%. При этом она реализует четырёхмодовый режим работы с показателями отношения выходного напряжения к входному 1х, 1,5х, 1,33х и 2х, тогда как большинство конкурирующих микросхем реализуют лишь три режима 1х, 1,5х и 2х. Добавление ещё одного режима не потребовало дополнительного конденсатора, как у конкурирующих четырёхмодовых решений, а режим 1,33х реализуется при сниженном токе переключения, что уменьшает шум от источника питания.

Одной из проблем импульсных генераторов является повышенный уровень излучения электромагнитных помех. Компания Linear Technology разработала полупроводниковый генератор LTC6908 с перераспределением спектра ЭМИ за счёт использования интеллектуального управления частотой генерации. При помощи единственного резистора генератор программируется на любую частоту в диапазоне 50 кГц...10 МГц. Рабочий температурный диапазон приборов CAT3636 и LTC6908 составляет –40...+125°C.

Безусловно, описанные в статье микросхемы не исчерпывают всего многообразия функций, которые выполняют аналоговые ИС в современной электронике. Многообразие задач определяет гигантский объём рынка аналоговых компонентов и его важность для совершенствования конечного оборудования. ©

Современные модели интегральных аналоговых компараторов

Георгий Волович (г. Челябинск)

В статье дан обзор моделей интегральных аналоговых компараторов (АК), производство которых начато ведущими фирмами мира в последние годы. Приведена классификация и сравнение характеристик ряда моделей современных АК.

Аналоговый компаратор предназначен для сравнения двух аналоговых сигналов, чаще всего некоторого входного и опорного. Результат этого сравнения – однобитная логическая величина, поэтому в сущности АК является одноразрядным аналого-цифровым преобразователем. Схемотехнически АК – это быстродействующий дифференциальный усилитель постоянного тока с большим усилением, малым дрейфом и смещением нуля и логическим выходом. Обладая некоторым схемотехническим сходством с операционным усилителем (ОУ), АК отличается способностью выдерживать большие синфазные и дифференциальные сигналы на входах, не насыщаясь, т.е. не попадая в режимы, из которых компаратор будет долго выходить. Для повышения помехозащищённости АК часто снабжают стробирующим логическим входом, разрешающим переключение компаратора только в тактовые моменты, либо триггером-защёлкой. Первый интегральный компаратор $\mu A710$ был разработан Робертом Видларом в 1965 г. За прошедшие 40 лет в мире были разработаны и выпускаются сотни моделей АК.

Параметры, характеризующие качество АК, можно разделить на три группы: точностные, динамические и эксплуатационные.

Точностные параметры

Компаратор характеризуется почти теми же точностными параметрами, что и операционный усилитель. Это – коэффициент дифференциального усиления K_U , коэффициент ослабления синфазного сигнала КОСС, напряжение смещения нуля $U_{см}$, входной ток $I_{вх}$, разность входных токов по инвертирующему и неинвертирующему

входам I_p , коэффициент влияния нестабильности питания $K_{в.п}$ и коэффициенты температурных дрейфов перечисленных параметров, их временные дрейфы. При наличии внутреннего гистерезиса вместо K_U указывается разность между напряжениями переключения. Влияние точностных параметров проявляется в том, что при постоянных напряжениях на входах выходной логический сигнал АК может отличаться от расчётного.

Динамические параметры

Основным динамическим параметром компаратора является время переключения $t_{п}$. Это промежуток времени от начала сравнения до момента, когда выходное напряжение компаратора достигает противоположного логического уровня. Время переключения замеряется при постоянном опорном напряжении, подаваемом на один из входов компаратора, и скачке входного напряжения $U_{вх}$, подаваемого на другой вход. Это время зависит от величины превышения $U_{пр}$ входного напряжения над опорным. В данной статье мы будем приводить численные значения $t_{п}$ для $U_{пр} = 10$ мВ. Время переключения компаратора $t_{п}$ можно разбить на две составляющие: время задержки t_3 и время нарастания или спада до порога срабатывания логической схемы (t_n или $t_{сп}$). Время переключения зависит также от направления переключения. В справочниках обычно приводится среднее время переключения. Некоторые производители указывают разброс $t_{п}$ при изменении в указанных пределах $U_{пр}$, скорости нарастания $U_{вх}$ и синфазного входного напряжения.

Динамические свойства скоростных АК характеризуют также макси-

мальной частотой переключения $f_{п}$ – это максимальная частота, при которой уровень выходного сигнала компаратора будет не менее 50% номинальной величины.

Шумовые свойства АК определяет среднеквадратическая величина дрожания (джиттера) фронта выходного импульса, при подаче на его вход периодического сигнала прямоугольной формы.

Эксплуатационные параметры

Эксплуатационные параметры компараторов определяют допустимые режимы работы их входных и выходных цепей, требования к источникам питания (напряжение питания $U_{п}$ и ток потребления $I_{пот}$), температурный диапазон работы. Важными эксплуатационными параметрами являются уровни выходных сигналов, выходные токи, способы подключения нагрузки к выходу компаратора. Ограничения эксплуатационных параметров обусловлены конечными значениями пробивных напряжений и допустимых токов через транзисторы компаратора, а также их перегревом. Поскольку компараторы, в отличие от операционных усилителей, могут работать со значительными дифференциальными входными напряжениями, важными характеристиками компаратора являются максимально допустимые величины дифференциального и синфазного входных напряжений. Сравнительно недавно фирмы-производители начали включать в перечень эксплуатационных параметров устойчивость к статическому электричеству при контакте выводов микросхем с моделью человеческого тела и с моделью корпуса машины.

Классификация АК

В настоящее время в мире изготавливаются десятки наименований интегральных АК. Всё это многообразие можно разделить на группы, объединённые общей технологией и схе-

техникой, близкими точностными, динамическими или эксплуатационными параметрами, причём эти группы могут пересекаться, т.е. содержать общие элементы.

Используя перечисленные выше параметры в качестве классификационных признаков, можно условно разделить выпускаемые в настоящее время АК на следующие группы:

- общего применения;
- прецизионные;
- микромощные;
- скоростные.

АК ОБЩЕГО ПРИМЕНЕНИЯ

Для этой группы характерны посредственные показатели по всем группам параметров: $U_{см} > 0,2$ В, $t_{п} > 20$ нс, $I_{пот} > 50$ мкА, поэтому они применяются преимущественно тогда, когда основным требованием является низкая цена. Такие АК в некоторых случаях могут обеспечивать приемлемый компромисс между требованиями к быстродействию, точности и экономичности. Многие модели АК общего применения обладают высокой схемотехнической гибкостью.

Несколько фирм продолжают выпускать под различными названиями в двухканальном и четырёхканальном вариантах компаратор LM139, разработанный Р. Видларом ещё в начале 70-х годов прошлого века. Это LM3302, LM393, TL331, 1401CA1, LM2903. Для этой модели характерно однополярное питание и выход с открытым коллектором (ОК).

Фирма National Semiconductor выпускает компаратор LM6511, являющийся развитием одной из ранних моделей LM311 (отечественный аналог 521CA3). По сравнению с прототипом, этот АК имеет более широкий диапазон питающих напряжений (2,7...36 В против 6...30 В), вдвое меньший ток потребления и в 2,5 раза меньший входной ток. Так же, как у прототипа, выходной транзистор этой модели имеет открытые (т.е. неподключенные) коллектор и эмиттер.

Эта же фирма производит пару одинаковых по характеристикам АК LMV7235/LMV7239, первый из которых имеет выход с открытым стоком (OC), а второй – пушпульный (Push-Pull). Для обеспечения эффективной работы в диапазоне входных напряжений от $U_{п} - 0,2$ В до $U_{п} + 0,2$ В входной каскад этих компараторов выполнен на комплементарных тран-

зисторах по симметричной схеме, характерной для ОУ с полным размахом входа (rail-to-rail) [1]. Благодаря этому, сопротивление входов мало меняется при изменении входного напряжения (см. рис. 1).

Выход LMV7239 обладает хорошей симметрией, обеспечивая втекающий и вытекающий токи до 40 мА при $U_{п} = 5$ В, что в сочетании со сравнительно высоким быстродействием ($t_{п} = 70$ нс) позволяет управлять скоростными КМОП логическими схемами. В то же время собственное потребление этих ИМС довольно низкое – 65 мкА при $U_{п} = 5$ В. По этому параметру LMV7235/LMV7239 приближаются к микромощным.

Семейство компараторов НА-4900/2/5 фирмы Intersil, близких по характеристикам к LM6511, отличается симметричным (пушпульным) выходом. Питание выходных (логических) цепей может быть подведено независимо от питания входных (аналоговых), что создаёт возможность биполярного питания входной части и, соответственно, обработки разнополярных входных сигналов.

Четырёхканальный компаратор ALD4302 фирмы Advanced Linear Devices выполнен по КМОП-технологии, что обеспечивает чрезвычайно высокое для АК входное сопротивление (типично около 10^{12} Ом) и, соответственно, низкие входные токи (типично 10 пА). Компараторы имеют пушпульные выходы, но при значительном втекающем токе (до 60 мА) вытекающий ток не превышает 2 мА, поэтому в скоростных приложениях целесообразно подключение подтягивающего резистора сопротивлением от 200 Ом. Это же обстоятельство позволяет объединять выходы отдельных компараторов для образования схемы «монтажное ИЛИ». При этом подтягивающий резистор не требуется.

Лучшими динамическими характеристиками ($t_{п} = 30$ нс) обладают модели фирмы Analog Devices ADCMP608/9. Более простой вариант – ADCMP608 – имеет вывод для понижения энергопотребления – Shutdown, при подаче на который сигнала низкого уровня потребляемый ток снижается до 50 мкА. Более сложный – ADCMP609 – располагает также выводом LE/HYS, имеющим два назначения. При подаче на него импульсов с ТТЛ-уровнями осуществляется управ-

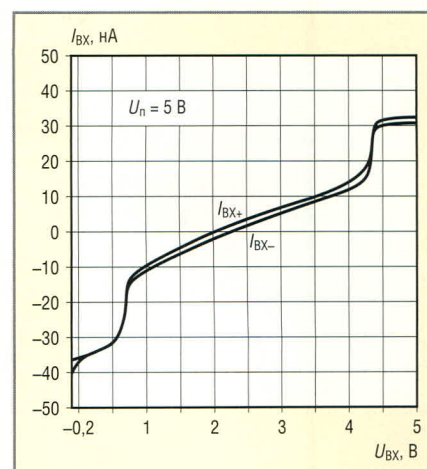


Рис. 1. Входные характеристики компараторов LMV7235/LMV7239

ление выходным триггером-защёлкой в момент перехода из высокого в низкий уровень. При включении между этим выводом и землёй резистора переходная характеристика компаратора получает гистерезис, минимальная величина которого – 0,1 мВ – достигается при $R = \infty$, а максимальная – 60 мВ – при $R = 60$ кОм. Обе модели имеют симметричный выход, допускающий ток обоих направлений до 50 мА, причём ADCMP609 имеет также и инверсный выход.

Хорошая динамика и у пары одно-/двухканальных компараторов TS3021/2 производства фирмы STMicroelectronics – $t_{п} = 33$ нс. В то же время по уровню энергопотребления эти АК приближаются к микромощным. Типичный ток потребления при напряжении питания 2 В составляет 64 мкА. АК этих моделей имеют двухтактный, практически симметричный выход.

Ещё одно семейство быстрых АК общего применения – двух-/четырёх-/одноканальные MAX9107/8/9 фирмы Maxim – имеет $t_{п} = 25$ нс. Выходы компараторов оптимизированы для управления цифровыми микросхемами ТТЛ. Эти АК имеют сравнительно низкое энергопотребление – 350 мкА на канал и внутренний гистерезис 2 мВ. Одноканальный MAX9109 оснащён триггером-защёлкой.

ПРЕЦИЗИОННЫЕ АК

Прецизионными можно считать компараторы, имеющие типовое значение $U_{см} \leq 0,2$ В. Для таких АК характерен также высокий коэффициент дифференциального усиления и очень низкие входные токи. Прецизионные компараторы применяют

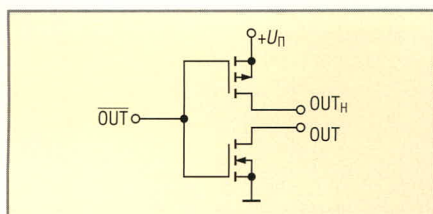


Рис. 2. Схематехника выхода компаратора ALD2321A

для сравнения малых, медленно меняющихся сигналов, поэтому требования к быстродействию у них невысоки.

К прецизионным можно отнести одно-/двухканальные компараторы LMV761/2 фирмы National Semiconductor. Типичное значение смещения нуля этих компараторов при 25°C составляет 0,2 мВ, а входных токов – 0,2 пА. Выходной каскад – пушпульный, оптимизированный для работы с КМОП-логикой. Одноканальный LMV761 имеет вывод для выключения SD. АК рассчитаны на работу в диапазоне напряжений питания 2,7...5 В при токе потребления 275 мкА на канал. Типовое время переключения $t_{п}$ – 0,2 мкс.

Другая модель двухканального прецизионного компаратора ALD2321A производства фирмы Advanced Linear Devices имеет ещё более низкое смещение нуля – 0,05 мВ. Для получения такого низкого смещения каждый компаратор через специальные выводы индивидуально настраивается при изготовлении. Входные токи составляют 10 фА, что позволяет детектировать уровни высокоомных источников сигнала. Каждый компаратор имеет два комплементарных выхода (см. рис. 2), один для вытекающего (OUT_H), а другой – для втекающего тока (OUT). При соединении этих выводов образуется пушпульный выход. При необходимости можно использовать только открытый сток выхода OUT, в том числе для реализации схемы «монтажное ИЛИ».

Микроощные АК

К микроощным можно отнести компараторы, типичный ток потребления которых не превышает 50 мкА

на канал. Как правило, микроощные АК обладают значительным временем переключения ($t_{п} > 1$ мкс), рассчитаны на низковольтное питание и применяются в системах с питанием от батарей. При этом точностные характеристики могут быть неплохими. Обычно микроощные АК изготавливаются на основе КМОП-технологии и поэтому имеют очень низкие входные токи. Выход оптимизирован для работы на КМОП-логику.

В частности, входные токи АК LMC7211 фирмы National Semiconductor равны 40 фА (типичное значение). Компаратор имеет полный размах входа и сравнительно широкий диапазон напряжения питания – 2,7...15 В. Ток потребления составляет 7,5 мкА, а выходной ток может достигать 10 мА.

Пара АК этой же фирмы LMC7215/LMC7225 имеет ещё более низкие входные токи – типично 5 фА. Первый из них имеет пушпульный выход, а второй – выход с открытым стоком. С точки зрения экономичности они относятся к наноамперным ИМС – ток потребления равен 0,7 мкА. При этом через нагрузку может течь ток до 40 мА. Платой за такую экономичность является большое время переключения – 24 мкс. У этих компараторов очень большой коэффициент усиления – 10000 В/мВ.

Ещё меньший ток потребляет LPV7215 – 0,56 мкА. При этом у него более высокое быстродействие – $t_{п} = 12$ мкс, но несколько меньше выходной ток – 18 мА. Компаратор выполнен по практически симметричной схеме относительно верхнего и нижнего потенциалов питания. Для этой модели характерна сильная зависимость входных токов от синфазного входного напряжения.

Таким же потребляемым током (0,56 мкА на канал) обладает семейство TIV3701/2/4 одно-/двух-/четырёхканальных АК фирмы Texas Instruments, однако максимальный выходной ток гораздо ниже – 50 мкА и время переключения больше – 83 мкс.

АК TC1039, один из представителей семейства TC1037/8/9, выпускаемого

фирмой Microchip, оснащён источником опорного напряжения (ИОН) на 1,2 В. При этом потребляемый ток в диапазоне напряжений питания 1,8...5,5 В не превышает 10 мкА. Компаратор TC1038 имеет вывод отключения питания CS.

Другое семейство этой же фирмы MCP6546/7/8/9 включает одноканальные MCP6546/8, двух- и четырёхканальные MCP6547/9 АК с током потребления 0,6 мкА на канал. Модель MCP6548 оснащена выводом CS. Переходные характеристики этих компараторов имеют гистерезис 3,3 мВ. Выход – открытый сток, причём если диапазон напряжений питания самих АК составляет 1,6...5,5 В, то к выходному транзистору в закрытом состоянии может быть приложено до 10 В.

Фирма STMicroelectronics приводит в документации на свой компаратор TS7221 огромное значение коэффициента дифференциального усиления – 10^{12} , оговариваясь, правда, что это расчётное значение. Другой интересный параметр этого АК – сравнительно малое для компаратора с $I_{пот} = 6$ мкА время переключения – 1,5 мкс.

Семейство наноамперных АК фирмы Maxim MAX9117 – MAX9120 включает два компаратора с внутренним ИОН на 1,25 В (MAX9117/18). Два других (MAX9119/20) без ИОН имеют рекордное по отрасли потребление энергии ($I_{пот} = 350$ нА) (см. табл. 1).

СКОРОСТНЫЕ КОМПАРАТОРЫ

К скоростным в настоящее время можно отнести АК с $t_{п} < 10$ нс. Для увеличения скоростей нарастания выходного напряжения требуется увеличить токи перезаряда емкостей схемы, а это приводит к росту входных токов и мощности, потребляемой АК от источников питания. Увеличение числа каскадов усиления по напряжению приводит к снижению скорости распространения, поэтому эти АК имеют только один такой каскад, что обуславливает низкое значение коэффициента усиления дифференциального напряжения. Для снижения зависимости времени переключения от величины превышения входного напряжения над опорным большинство новых моделей снабжено внутренними положительными обратными связями, обуславливающими гистерезис переходной характеристики. По этой же причине разности высокого и низ-

Таблица 1. Семейство MAX9117 – MAX9120

Модель АК	Внутренний ИОН	Тип выхода	$I_{пот},$ нА
MAX9117	Есть	Пушпульный	600
MAX9118	Есть	Открытый сток	600
MAX9119	Нет	Пушпульный	350
MAX9120	Нет	Открытый сток	350

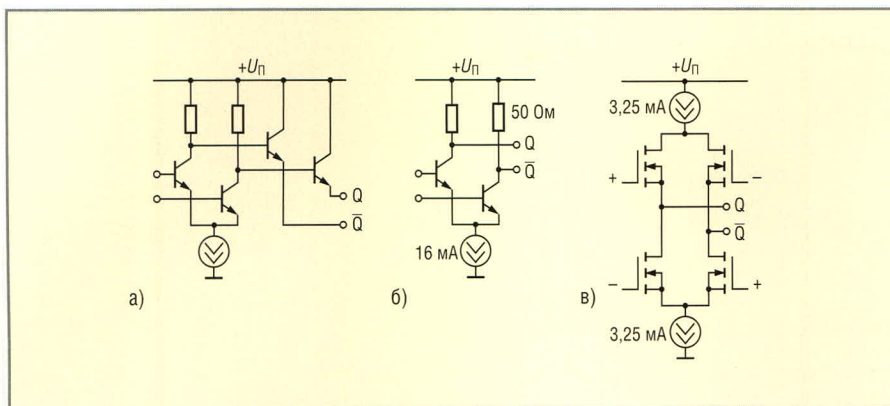


Рис. 3. Выходные каскады скоростных компараторов

кого уровней выходных сигналов скоростных компараторов снижают до 350...800 мВ, а это требует применения дифференциальных линий связи для повышения помехозащищённости. Если раньше выходы скоростных компараторов обычно имели ECL (ЭСЛ)-уровни, отрицательные относительно общей шины, то современные модели выполняются почти исключительно с положительной выходной логикой: PECL – положительная ECL, LVDS – низковольтная дифференциальная логика, CML – токовая логика. Упрощённые схемы выходных каскадов PECL (а), CML (б) и LVDS (в) представлены на рисунке 3, а на рисунке 4 – соответствующие логические уровни. В то же время некоторые скоростные модели АК имеют обычные несимметричные (одинарные) выходы с КМОП- или TTL-уровнями.

Так, например, четырёх-/двух-/одноканальные АК семейства MAX9201/2/3 при $t_{п} = 6,4$ нс оснащены типичным TTL-выходом с уровнями: «1» – 3 В, «0» – 0,4 В. Эти компараторы имеют раздельное питание аналоговой и цифровой частей, причём аналоговая часть может иметь разнополярное питание. Для скоростных компараторов эти модели потребляют сравнительно небольшую мощность – 9 мВт на канал. Одно- и двухканальные модели оснащены триггером-защёлкой.

Ещё более экономичным является LMV7219 фирмы National Semiconductor – $I_{пот} = 1,1$ мА при $t_{п} = 8$ нс. Выход этого АК имеет полный размах напряжения, и поэтому он может работать на КМОП- и TTL-логику.

Другой компаратор этой же фирмы LMN7220 оснащён LVDS-выходом и предназначен для передачи сигналов по дифференциальной линии, имеющей волновое сопротивление 100 Ом. Этот АК допускает входное

дифференциальное напряжение до ± 13 В при питании от одного источника 2,7...13 В.

Несколько интересных семейств моделей скоростных АК начала недавно выпускать фирма Analog Devices. В частности, семейство ADCMP600/1/2 включает компараторы с симметричным одиночным выходом, рассчитанным на подключение к входам TTL- и КМОП-логики. Выходной ток – до ± 12 мА. Время переключения $t_{п} = 5$ нс. Наиболее простой вариант ADCMP600 помещён в миниатюрный 5-выводной корпус

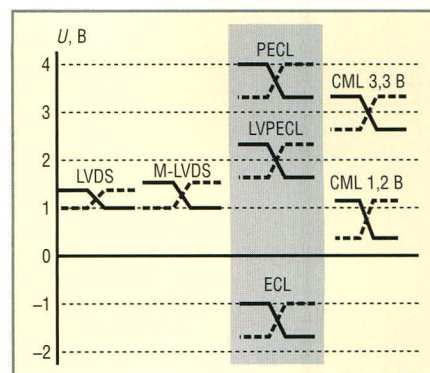


Рис. 4. Логические уровни скоростных цифровых цепей

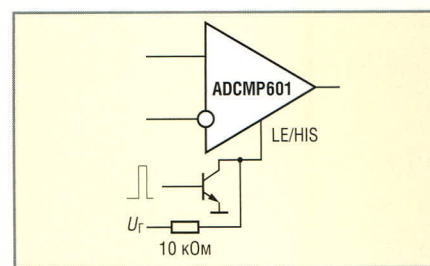


Рис. 5. Схема включения ИМС ADCMP601 с управлением режимами

SC70-5. ADCMP601 и ADCMP602 имеют вывод, позволяющий устанавливать ширину петли гистерезиса переходной характеристики и управлять

Коммерческие источники питания для военной техники – зачем платить больше?

Низкая стоимость и короткие сроки поставки при соответствии военным стандартам

Основные характеристики DC/DC-преобразователей серии МТС:

- Диапазон входных напряжений 15,5...40 В
- Выходные напряжения от 3,3 до 28 В
- Выходные мощности от 5 до 35 Вт
- Диапазон рабочих температур от -55 до +100°C (основание корпуса)
- Электромагнитные помехи соответствуют требованиям MIL-STD-461E
- Импульсное перенапряжение и помехоустойчивость в соответствии с MIL-STD-1275A/B/C, 704A-F
- Стойкость к внешним воздействующим факторам в соответствии с требованиями MIL-STD-810F
- Сервисные функции: синхронизация частоты преобразования, дистанционное включение/выключение, регулировка выходного напряжения, внешняя обратная связь



THE X P E R T S I N P O W E R

PROSOFT[®]

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

Реклама

Таблица 2. Типичные значения параметров некоторых моделей компараторов общего применения, прецизионных и микроощных

Наименование АК	Напряжение питания, В	Коэффициент усиления, В/мВ (гистерезис, мВ)	Напряжение смещения нуля, мВ	Входной ток, нА	Выходные уровни	Диапазон допустимых дифференциальных напряжений, В	Ток потребления на канал, мА	Максимальный выходной ток, мА	Время переключения, мкс	Примечание
Компараторы общего применения										
LM6511	2,7...36	40	1,5	40	ОК	± 30	2,7	80	0,18	
LMV7239	2,7...5	–	1	30	КМОП	$\pm U_n$	0,065	40	0,07	Есть вариант с ОС
HA-4900	+5...±15	400	2	50	ТТЛ/КМОП	± 15	2,5	50	0,18	Симметричный выход, 4-канальный
ALD4302	3...12	100	5	0,01	ТТЛ/КМОП	$\pm(U_n+0,3)$	0,6	60	0,3	Счетверённый
ADCMP608	2,5...5,5	10 (0,1)	5	1000	ТТЛ/КМОП	$\pm(U_n+0,5)$	0,4	50	0,03	Симметричный выход
TS3021	1,8...5	–	0,5	80	КМОП	± 5	0,064	4	0,033	
MAX9109	4,5...5,5	-2	0,5	125	ТТЛ	$-0,3...U_n+0,3$	0,35	10	0,025	Триггер-защёлка
Прецизионные компараторы										
LMV761	2,5...5,5	–	0,2	0,0002	КМОП	$0...U_n$	0,3	20	0,19	
ALD2321A	3...10	150	0,05	10 фА	ТТЛ/КМОП	$-0,3...U_n+0,3$	0,11	50	0,8	Двухканальный
Микроощные компараторы										
LMC7211	2,7...16	100	3	40 фА	КМОП	$\pm(U_n+0,3)$	0,0075	30	7	
LMC7215	2...8	10000	1	5 фА	КМОП	$-0,3...U_n+0,3$	700 нА	40	24	
LPV7215	1,8...5,5	1000	0,3	0,0004	КМОП	$\pm 2,5$	560 нА	13	12	
TLV3701	2,5...16	1000	0,25	0,08	КМОП	± 20	560 нА	10	83	Защита от обратной полярности питания
TC1039	1,8...5,5	100	5	0,1	КМОП	$-0,3...U_n+0,3$	0,004	1	6	Встроенный ИОН
MCP6548	1,6...5,5	-3,3	1,5	0,001	ОС	$0...U_n$	600 нА	30	8	Есть вывод CS
TS7221	2,7...10	109	7	0,001	ОС	$-0,3...U_n+0,3$	0,006	30	1,5	
MAX9119	1,6...5,5	-4	1	0,15	КМОП	$-0,3...U_n+0,3$	350 нА	50	16	Есть варианты с ИОН

Таблица 3. Типичные значения параметров некоторых моделей скоростных компараторов

Наименование АК	Напряжение питания, В	Коэффициент усиления, В/мВ (гистерезис, мВ)	Напряжение смещения, мВ	Входной ток, мкА	Выходные уровни	Диапазон допустимых дифференциальных напряжений, В	Ток потребления на канал, мА	Максимальный выходной ток, мА	Время переключения, нс	Примечание
MAX9203	5...10,5	–	1	1,25	ТТЛ	$-0,3...U_n+0,3$	2,3	12	6,4	Триггер-защёлка
LMV7219	2,7...5	-7	1	4,5	ТТЛ/КМОП	$\pm U_n$	1,1	30	8	
LMH7220	2,7...13	1	9,5	1,5	LVDS	± 13	6,8	5	4	
ADCMP601	2,5...5,5	20 (2)	2	2	ТТЛ/КМОП	$\pm(U_n+0,5)$	5	12	5	Управляемый гистерезис
ADCMP605	2,5...5,5	1,2	5	2	LVDS	$\pm(U_n+0,5)$	15	50	3	Управляемый гистерезис
ADCMP606	2,5...5,5	0,5	5	2	CML	$\pm U_n$	23	50	1	
ADCMP572	3,1...5,4	0,5 (1)	2	25	CML	$\pm 1,2$	44	20	0,15	Управляемый гистерезис
LT1715	2,7...12	-7	0,4	2,5	ТТЛ/КМОП	$-0,1...1,2U_n$	6	20	4,4	

встроенным триггером-защёлкой, как это показано на рисунке 5.

Ещё более быстрое семейство ADCMP604/5 ($t_{п} = 3$ нс) имеет парафазные выходы, совместимые с LVDS. Модель ADCMP604 выпускается в миниатюрном 6-выводном корпусе SC70. Более развитая модель – ADCMP605 – имеет отдельный вывод для питания оконечного каскада, а также вывод для управления гистерезисом переходной характеристики, как у ADCMP601, и ТТЛ-/КМОП-совместимый вход для перевода её в режим пониженного энергопотребления.

Семейство ADCMP606/7 является аналогом ADCMP604/5, но предназначено для работы на токовую логику (CML). За счёт снижения более чем

в два раза коэффициента усиления и увеличения в полтора раза потребляемого тока время переключения этих АК доведено до 1 нс.

Самым же скоростным из компараторов фирмы Analog Devices является семейство ADCMP572/3. Время переключения этих компараторов мало зависит от величины превышения входного напряжения над опорным при $U_{пр} > 10$ мВ и составляет примерно 0,15 нс. Максимальная частота переключения $f_{п}$ достигает 8 ГГц, а наименьшая ширина выходного импульса – 80 пс. Компараторы имеют выводы для управления гистерезисом и парафазные входы для выходного триггера-защёлки. Выходы ADCMP572 совместимы с CML-цифровыми микросхемами, а ADCMP573 –

с PECL-микросхемами, рассчитанными на уменьшенный размах входа (400 мВ). Ещё одной особенностью этих сверхскоростных АК являются входы, каждый из которых имеет по два вывода с встроенными резисторами по 50 Ом, что позволяет непосредственно подключать к этим входам 50-омные кабели. Внешним резистором можно регулировать гистерезис этих АК.

В таблицах 2 и 3 приведены типичные значения основных параметров ряда современных аналоговых компараторов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Волочич Г.И. Схемотехника аналоговых и аналого-цифровых электронных устройств. М.: Додэка-XXI, 2005.

Новости мира News of the World Новости мира

NXP готовит ультракомпактный чип Wi-Fi

Компания NXP Semiconductors практически завершила разработку и готова приступить к отгрузке тестовых образцов сверхмалого чипа BGM220, предназначенного для реализации беспроводного интерфейса Wi-Fi 802.11 b/g в компактных переносных устройствах с автономным питанием: мобильных телефонах, коммуникаторах, смартфонах и портативных игровых консолях.

Конструкция новинки основана на идеях предшественника BGW211 и включает в себя приёмопередатчик, рассчитанный на работу с одиночной антенной, и контроллер Wi-Fi 802.11g. Размеры чипа – 5 × 5 мм, он упакован в 81-контактный корпус TFBGA, поддерживающий интерфейс SDIO/SPI.

NXP BGM220 обладает набором драйверов под все используемые в переносных устройствах операционные системы: Windows Mobile, Windows CE, Symbian и Linux. Старт массового производства новинки намечен на IV квартал 2007 г.

eetimes.com

Fujitsu выпустила новую 4,3" панель для сенсорных экранов

Fujitsu Components объявила о выпуске 4,3" сенсорной резистивной панели с высокой степенью прозрачности, предназначенной для применения в качестве компонента сенсорных экранов. TFT-мониторы соответствующего «калибра» выпускают Sharp и NEC, чаще всего они находят применение в наладочных устройствах, в том числе и в игровых консолях, а также в стационарных решениях – информационных киосках и промышленном оборудовании.

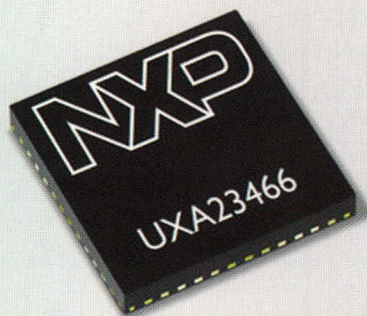
Новая панель характеризуется прозрачностью 86% и содержит дополнительное покрытие, выполняющее роль антибликового и защитного, для повышения стойкости к механическим воздействиям вне зависимости от того, выполняются операции при помощи стилуса или просто пальцами. Для того чтобы следы от пальцев не ухудшали прозрачность и не портили внешний вид тачскринов, Fujitsu разработала технологию Anti-Smudge, обеспечивающую защиту и от этого фактора.

fujitsu.com

NXP предлагает 2 x MIMO WiMAX-трансиверы

Компания NXP Semiconductors, бывшее подразделение Phillips, объявила о нача-

ле отгрузки тестовых образцов приёмопередатчиков WiMAX для мобильных устройств. Новые приёмопередатчики семейства UXA234xx первыми в своей области используют технологию 2 x MIMO, т.е. применяют для приёма и передачи сигнала по две независимые антенны одновременно. Новое решение способно увеличить пропускную способность мобильных средств связи в 3 – 5 раз.



«Представьте себе, что в определённый момент времени вы сможете “на ходу” принимать сигналы интерактивного телевидения, или играть в онлайн-игры с богатой графикой, или вести видеоконференцию с несколькими абонентами одновременно, – говорит Марсел Ван-Русмален (Marcel van Roosmalen), менеджер по производству мобильных приёмников WiMAX компании NXP. – Второе поколение приёмопередатчиков компании направлено на улучшение пропускной способности мобильных WiMAX-устройств, особенно в условиях крупных мегаполисов».

Трансиверы UXA234xx WiMAX обеспечивают ширину пропускания канала 3,5 МГц...20 МГц и обладают функцией динамической калибровки, самостоятельно выбирая параметры связи для обеспечения наибольшей скорости соединения и наименьшего энергопотребления. Массовое производство приёмопередатчиков UXA23466 и UXA23476 намечено на II квартал 2007 г.

eetimes.com

Sharp: самые мощные диоды для записи BD/HD DVD уже в мае

В конце февраля компания Nichia представила свой лазерный диод с выходной оптической мощностью 320 мВт, с помощью которого можно будет записывать 2-слойные диски HD DVD/Blu-ray на скорости 10x. Появятся они во второй половине 2008 г. Скоро мощные диоды планирует представить компания Sharp. Они будут не такими мощными, как диоды Nichia, зато появятся гораздо раньше – в мае 2007.

Оптическая выходная мощность в импульсном режиме новых синие-фиолетовых лазерных диодов GH04P21A2G составляет 210 мВт, что является наилучшим показателем на сегодняшний день (согласно данным Sharp). Устройства, оснащённые этими диодами, смогут записывать 2-слойные HD DVD/Blu-ray диски на скорости 6x. С ростом популярности видео высокой чёткости и электронных устройств с поддержкой вывода HD-видео подобные разработки являются очень актуальными.

Фирменные технологии Sharp обеспечивают довольно продолжительный срок эксплуатации диодов – около 10 тыс. ч. Новые лазерные диоды будут поставляться в упаковках CAN диаметром 5,6 мм.

Основные характеристики:

- мощность постоянного тока: 105 мВт;
- оптическая мощность в импульсном режиме: 210 мВт;
- пороговое значение постоянного тока: 40 мА;
- ток в рабочем режиме: 110 мА;
- длина волны излучения: 406 нм;
- рабочая температура: 0...70°C.

sharp-world.com

Зарядное устройство литиевых аккумуляторов 1,2 А для USB-интерфейса или сетевого адаптера

Фирма Linear Technology демонстрирует LTC4097, автономное зарядное устройство с двумя входами. Чип заряжает одноэлементные литий-ионные/полимерные аккумуляторы либо от сетевого адаптера, либо через USB-интерфейс. Элемент опознаёт, есть ли напряжение на одном из входов, и заряжает аккумулятор по алгоритму постоянного напряжения/постоянного тока с программируемым зарядным током до 1,2 А (сетевой адаптер) или 1 А (USB). Кроме того, он имеет ограничение по току для USB-приложений. Типичными приложениями являются PDA, MP3-плееры, цифровые камеры, лёгкие переносные измерительные приборы и медицинские приборы, а также мобильные телефоны с большим цветным дисплеем. Чип работает автономно, т.е. для окончания процесса зарядки ему не требуется внешнего микроконтроллера. Чип обладает функцией подзарядки для тренировки аккумулятора, защитой от понижения напряжения, функцией автоматической подзарядки и индикацией степени заряженности. LTC4097 имеет корпус DFN с 12 контактами, размером 2 × 3 мм и высотой 0,75 мм.

www.linear.com

Новые микросхемы для современных УМЗЧ класса D от Monolithic Power Systems и Texas Instruments

Игорь Безверхний (г. Киев, Украина)

К интересной и актуальной теме УМЗЧ класса D наш журнал уже обращался. За последнее время такими ведущими в этом направлении фирмами, как Monolithic Power Systems и Texas Instruments, выпущен ряд интересных микросхем, их рассмотрение и является предметом этой статьи.

НОВЫЕ МИКРОСХЕМЫ УМЗЧ КЛАССА D ОТ MONOLITHIC POWER SYSTEMS

Статья [1] была посвящена микросхемам УМЗЧ MP7720, MP7731, MP7781 класса D фирмы Monolithic Power Systems (MPS). К настоящему времени фирма разработала и начала производство ещё двух микросхем УМЗЧ класса D – это MP7722 и MP7782. Особенности и различия всех микросхем УМЗЧ класса D фирмы MPS сведены в табл. 1.

Рассмотрим подробно УМЗЧ на MP7722 и MP7782.

Микросхема стереофонического УМЗЧ MP7722 класса D от MPS

Область применения этой микросхемы – DVD-проигрыватели, домашние стереосистемы, мультимедийные ПК, телевизоры как обычные, так и плоскочелюстные (LCD и PDP).

Микросхема выпускается в корпусе для поверхностного монтажа TSSOP20F, размеры которого вместе с выводами приблизительно равны $6,5 \times 6,5$ мм при высоте 1,2 мм. УМЗЧ на этой микросхеме имеет номинальную мощность 20 Вт при сопротивлении нагрузки 4 Ом и напряжении питания 24 В. Диапазон воспроизводимых частот – 20 Гц...20 кГц. УМЗЧ имеет КПД 90% при нелинейных искажениях не более 0,1% для всего диапазона частот и выходной мощности 1 Вт. На частоте 1 кГц нелинейные искажения составляют 0,06...0,07%. Напряжение питания микросхемы – 7,5...24 В. В каждый канал усилителя встроены по два выходных ключа на МДП-транзисторах, которые включены последовательно по питанию (полумост). Назначение выводов микросхемы MP7722 приведено в табл. 2, а типовая принципиальная схема стереофонического УМЗЧ класса D

на этой микросхеме изображена на рис. 1.

Схема на рис. 1 незначительно отличается от рассмотренных [1]. Поэтому мы ограничимся описанием назначения деталей схемы, которое сведено в табл. 3, и рассмотрим наиболее важные особенности микросхемы MP7722.

Заметим, что так же, как у операционных усилителей при инверсном включении, коэффициент усиления по напряжению любого канала микросхемы MP7722 равен отношению сопротивлений резистора ООС и ограничивающего резистора на входе этого канала. A_{V1} и A_{V2} (именно так обозначены коэффициенты усиления по напряжению в документации фирмы MPS) для каждого из каналов можно рассчитать по формулам:

$$A_{V1} = -\frac{R_{FB1}}{R_{IN1}} \text{ и } A_{V2} = -\frac{R_{FB2}}{R_{IN2}}$$

Знаки «-» в этих формулах показывают, что выходные сигналы микросхемы противофазны входным.

Одной из особенностей микросхемы MP7722 является то, что частота работы ШИМ зависит от напряжения питания и уровня сигнала. Поэтому

Таблица 1. Особенности микросхем УМЗЧ класса D фирмы MPS

Особенности	Микросхемы				
	MP7720	MP7722	MP7731	MP7781	MP7782
Моно/стерео	Моно	Стерео	Моно	Моно	Моно
Номинальная мощность при $U_{пит} = 24$ В и нагрузке 4 Ом	20 Вт	2×20 Вт	30 Вт (при $U_{пит} = 16$ В)	80 Вт	50 Вт (на нагрузке 6 Ом)
Коэффициент нелинейных искажений (THD+N) на частоте 1 кГц при выходной мощности 1 Вт	0,10%	0,06% на нагрузке 8 Ом, 0,16% на нагрузке 4 Ом	0,10%	0,20%	0,06%
КПД	90% при 20 Вт	93% при 20 Вт	90% при 5 Вт	95% при 80 Вт	90% при 50 Вт
Частота преобразования ШИМ	600 кГц	600...800 кГц	600 кГц	400 кГц	400...600 кГц
Напряжение питания	7,5...24 В	9,5...24 В	7,5...24 В	7,5...24 В	7,5...24 В
Эффективное напряжение входного сигнала	1 В	1 В	1 В	1 В	1 В
Выход	Полумост	Полумост	Мост	Мост	Мост
Сопротивление канала выходных МДП ключей в состоянии насыщения	0,180 Ом	0,180 Ом	0,180 Ом	0,105 Ом	0,180 Ом
Динамический диапазон	93 дБ	93 дБ	80 дБ	90 дБ	90 дБ
Корпус	SOIC8 или PDIP8	TSSOP20F	TSSOP20F	SOIC24	TSSOP20F

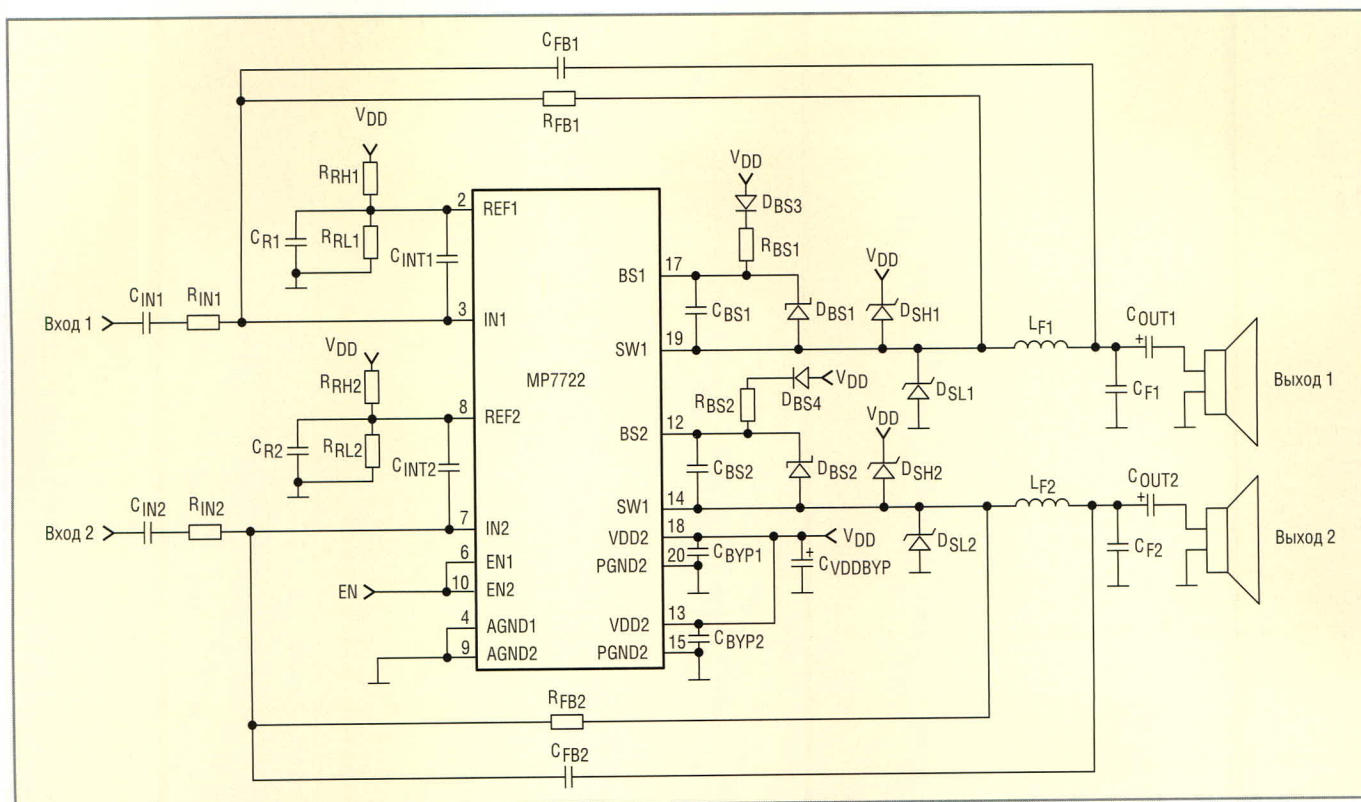


Рис. 1. Типовая принципиальная схема стереофонического УМЗЧ класса D на микросхеме MP7722

определяющей при расчётах является частота ШИМ без входного сигнала (так называемая idle frequency). Она задаётся отдельно для каждого из каналов времязадающими конденсаторами (C_{INT1} , C_{INT2}) и резисторами ООС (R_{FB1} , R_{FB2}).

Зависимость частоты ШИМ от напряжения питания микросхемы и номиналов ряда элементов схемы приведена в табл. 4. Номера каналов при

обозначении деталей в этой таблице не указаны.

Наличие у микросхемы MP7722 входов разрешения позволяет легко организовать дежурный режим и режим приглушения (MUTE). Для этого достаточно на выходы 6 и 10 MP7722 подать низкий потенциал, равный или менее 0,4 В. В нормальном режиме на этих выводах должно быть напряжение 2 В или более.

Микросхема УМЗЧ MP7782 класса D от MPS

Область применения этой микросхемы несколько шире, чем у MP7722. Кроме DVD-проигрывателей, домашних стереосистем, мультимедийных ПК, телевизоров и т.п., микросхема MP7782 может использоваться в сабвуферах. Она так же, как MP7722, выпускается в корпусе для поверхностного монтажа

Таблица 2. Назначение выводов микросхемы MP7722

№ вывода	Обозначение	Назначение
1	NC	Свободный
2	REF1	Вход опорного напряжения VDD/2 канала 1 от внешнего делителя
3	IN1	Инвертирующий вход канала 1
4	AGND1	Корпус аналоговой части канала 1
5	NC	Свободный
6	EN1	Вход разрешения канала 1 (высокий уровень – канал включен, низкий уровень – выключен)
7	IN2	Инвертирующий вход канала 2
8	REF2	Вход опорного напряжения VDD/2 канала 2 от внешнего делителя
9	AGND2	Корпус аналоговой части канала 2
10	EN2	Вход разрешения канала 2 (высокий уровень – канал включен, низкий уровень – выключен)
11	NC	Свободный
12	BS2	Вход цепи вольтодобавки канала 2
13	VDD2	Вход напряжения питания канала 2 (VDD = 9,5...24 В)
14	SW2	Полумостовой выход ключевых МДП транзисторов канала 2 (через НЧ LC-фильтр на громкоговоритель)
15	PGND2	Корпус цепей питания канала 2
16	NC	Свободный
17	BS1	Вход цепи вольтодобавки канала 1
18	VDD1	Вход напряжения питания канала 1 (VDD = 9,5...24 В)
19	SW1	Полумостовой выход ключевых МДП транзисторов канала 1 (через НЧ LC-фильтр на громкоговоритель)
20	PGND1	Корпус цепей питания канала 1

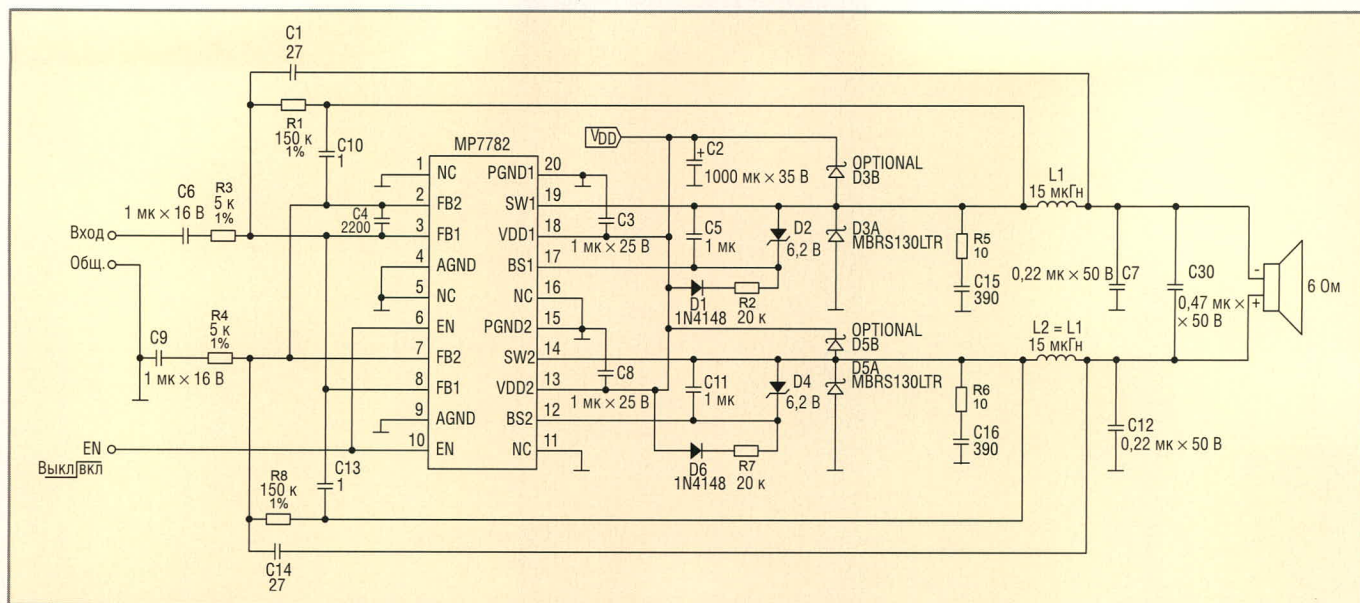


Рис. 2. Типовая принципиальная схема монофонического УМЗЧ класса D на микросхеме MP7782

TSSOP20F и имеет с MP7722 много общего, несмотря на то, что MP7782 – это монофонический УМЗЧ класса D с мостовым выходом. На нагрузке 6 Ом УМЗЧ на MP7782 спосо-

бен развивать выходную мощность 50 Вт.

Учитывая тот факт, что микросхема MP7782 имеет мостовой выход, можно говорить, что она имеет два кана-

ла усиления (УМЗЧ), которые работают в противофазе [1]. Назначение выводов микросхемы MP7782 приведено в табл. 5.

Типовая принципиальная схема монофонического УМЗЧ класса D на этой микросхеме показана на рис. 2.

Сравнивая эту схему со схемой УМЗЧ на микросхеме MP7722 (см. рис. 1), легко разобраться в назначении деталей. Дополнительно необходимо заметить, что частота ШИМ без входного сигнала зависит от напряжения питания (VDD), емкостей конденсаторов C4, C10, C13 и сопротивлений резисторов R1, R3, R4, R8. Причём времязадающим конденсатором считается C4. Ёмкостью этого кон-

Таблица 3. Назначение деталей «обвязки» микросхемы MP7722

Обозначение		Назначение
1-й канал	2-й канал	
CIN1	CIN2	Разделительный конденсатор на входе канала
RIN1	RIN2	Ограничивающий резистор на входе канала
RRH1	RRH2	Делитель опорного напряжения
RRL1	RRL2	
CR1	CR2	Конденсатор, блокирующий делитель опорного напряжения по переменному току
CINT1	CINT2	Времязадающий конденсатор
RFB1	RFB2	Резистор ООС по постоянному и переменному напряжению
CFB1	CFB2	Конденсатор ООС по переменному напряжению
CBS1	CBS2	Конденсатор «вольтодобавки»
RBS1	RBS2	Внешние цепи схемы «вольтодобавки»
DBS1	DBS1	
DBS3	DBS3	
DSH1	DSH2	Двухсторонний диодный ограничитель пиков ЭДС в дросселе ФНЧ
DSL1	DSL2	
LF1	LF2	Дроссель ФНЧ
CF1	CF2	Конденсатор ФНЧ
COU1	COU2	Разделительный конденсатор на выходе канала

Таблица 4. Зависимость частоты ШИМ микросхемы MP7722 от напряжения питания микросхемы и номиналов R_{FB}, R_{IN} и C_{INT}

VDD, В	Усиление, дБ	R _{FB} , кОм	R _{IN} , кОм	C _{INT} , пФ	F _{sw} , кГц
12	15	39	10	6800	660
12	18,3	82	10	3300	660
12	21,5	39	4,7	6800	660
12	24,8	82	4,7	3300	660
24	15	56	10	8200	670
24	18,3	82	10	5600	720
24	21,5	56	4,7	8200	670
24	24,8	82	4,7	5600	720
24	30,4	330	10	1800	700

Таблица 5. Назначение выводов микросхемы MP7782

№ вывода	Обозначение	Назначение
1, 5, 11, 16	NC	Свободные
3, 8	FB1	Неинвертирующий вход (вход первой цепи ООС)
2, 7	FB 2	Инвертирующий вход (вход второй цепи ООС)
4, 9	AGND	Корпус аналоговой части
6, 10	EN	Вход разрешения (высокий уровень – УМЗЧ включен, низкий уровень – выключен)
12	BS2	Вход цепи вольтодобавки канала 2
13	VDD2	Вход напряжения питания канала 2 (VDD = 7,5...24 В)
14	SW2	Полумостовой выход канала 2 (через НЧ LC-фильтр на один из выводов громкоговорителя)
15	PGND2	Корпус цепей питания канала 2
17	BS1	Вход цепи вольтодобавки канала 1
18	VDD1	Вход напряжения питания канала 1 (VDD = 7,5...24 В)
19	SW1	Полумостовой выход канала 1 (через НЧ LC-фильтр на один из выводов громкоговорителя)
20	PGND1	Корпус цепей питания канала 1

денсатора задаётся оптимальное значение частоты ШИМ без входного сигнала 400...600 кГц при номинальных емкостях конденсаторов C10, C13 в пределах 1...2,2 пФ.

НОВЫЕ МИКРОСХЕМЫ УМЗЧ КЛАССА D ОТ TEXAS INSTRUMENTS

В статье [2] были рассмотрены две микросхемы для УМЗЧ класса D –

ТРА2000D1 и ТРА2012D2 фирмы Texas Instruments (ТИ), схемы включения которых не имели дросселей ФНЧ.

Сейчас номенклатура УМЗЧ класса D от Texas Instruments несколько рас-

Таблица 6. Основные параметры и особенности микросхем УМЗЧ класса D от Texas Instruments

Тип микросхемы	Количество каналов УМЗЧ	Телефонный усилитель	Выходная мощность, Вт	Минимальное сопротивление нагрузки, Ом	Напряжение питания, В	Коэфф. нелинейных искажений (THD + N) на частоте 1 кГц и половинной мощности, %	Iq per channel (typ), mA	ISD, мкА	FSRR, дБ	Количество выводов, корпус	Особенности
TAS5414	4	Нет	45	2	8...22	0,04	20	2	70	36SSOP	4-канальный автомобильный цифровой усилитель
TAS5424	4	Нет	45	2	8...22	0,04	20	2	70	44SSOP	4-канальный автомобильный цифровой усилитель
TPA032D01	Моно	Нет	10	4	8...14	0,5	35	20	40	48HTSSOP	Монофонический УМЗЧ класса D
TPA032D02	Сtereo	Нет	10	4	8...14	0,5	12,5	20	40	48HTSSOP	Стерефонический УМЗЧ класса D средней мощности
TPA032D03	Моно	Сtereo	10	4	8...14	0,5	12,5	20	40	48HTSSOP	Монофонический УМЗЧ класса D средней мощности со стерефоническим телефонным усилителем
TPA032D04	Сtereo	Сtereo	10	4	8...14	0,5	12,5	20	40	48HTSSOP	Стерефонический УМЗЧ класса D средней мощности со стерефоническим телефонным усилителем
TPA2000D1	Моно	Нет	2	4	2,7...5,5	0,08	4	0,05	77	16TSSOP	Монофонический УМЗЧ класса D без дросселя ФНЧ
										48BGA MICROSTAR JUNIOR	
TPA2000D1-Q1			2		2,7...5,5	0,2	4	0,05	77	16TSSOP	Монофонический автомобильный УМЗЧ класса D без дросселя ФНЧ
TPA2000D2	Сtereo	Нет	2	3	4,5...5,5	0,05	4	1	77	24HTSSOP	Стерефонический УМЗЧ класса D без дросселя ФНЧ
										24TSSOP	
TPA2000D4	Сtereo	Сtereo	2	4	3,7...5,5	0,1	4,5	0,05	70	32HTSSOP	Стерефонический УМЗЧ класса D без дросселя ФНЧ со стерефоническим телефонным усилителем класса AB
TPA2001D1	Моно	Нет	1	8	2,7...5,5	0,2	4	0,05	72	16TSSOP	Монофонический УМЗЧ класса D без дросселя ФНЧ
TPA2001D2	Сtereo	Нет	1	8	4,5...5,5	0,08	4	1	77	24HTSSOP	Стерефонический УМЗЧ класса D без дросселя ФНЧ
TPA2005D1	Моно	Нет	1,4	8	2,5...5,5	0,2	2,8	0,5	75	15BGA MICROSTAR JUNIOR	Монофонический дифференциальный УМЗЧ класса D без дросселя ФНЧ мощностью 1,4 Вт
										8MSOP-PowerPAD	
										8SON	
TPA2005D1-Q1	Моно	Нет	1,18	8	2,5...5,5	0,2	2,8	0,5	75	8SON	Монофонический автомобильный УМЗЧ класса D без дросселя ФНЧ мощностью 1,4 Вт
TPA2006D1	Моно	Нет	1,45	8	2,5...5,5	0,2	2,8	0,5	75	8SON	Монофонический дифференциальный УМЗЧ класса D без дросселя ФНЧ мощностью 1,45 Вт
TPA2008D2	Сtereo	Нет	3	3	4,5...5,5	0,05	7	0,05	70	24HTSSOP	Стерефонический УМЗЧ класса D без дросселя ФНЧ с напряжением питания 5 В и регулировкой громкости
TPA2010D1	Моно	Нет	2,5	4	2,5...5,5	0,2	2,8	0,5	75	9DSBGA	Монофонический дифференциальный УМЗЧ класса D без дросселя ФНЧ мощностью 2,5 Вт
										9XCEPT	
TPA2012D2	Сtereo	Нет	2,1	4	2,5...5,5	0,1	3	1,5	71	16DSBGA	Стерефонический УМЗЧ класса D без дросселя ФНЧ мощностью 2,1 Вт
										20QFN	
TPA2032D1	Моно	Нет	2,75	4	2,5...5,5	0,2	3	0,5	75	9DSBGA	Монофонический дифференциальный УМЗЧ класса D без дросселя ФНЧ мощностью 2,75 Вт с фиксированным коэффициентом усиления 2
TPA2033D1	Моно	Нет	2,75	4	2,5...5,5	0,2	3	0,5	75	9DSBGA	Монофонический дифференциальный УМЗЧ класса D без дросселя ФНЧ мощностью 2,75 Вт с фиксированным коэффициентом усиления 3
TPA2034D1	Моно	Нет	2,75	4	2,5...5,5	0,2	3	0,5	75	9DSBGA	Монофонический дифференциальный УМЗЧ класса D без дросселя ФНЧ мощностью 2,75 Вт с фиксированным коэффициентом усиления 4
TPA3001D1	Моно	Нет	20	4	8...18	0,06	8	1	73	24HTSSOP	Монофонический УМЗЧ класса D большой мощности без дросселя ФНЧ
TPA3002D2	Сtereo	Нет	9	8	8,5...14	0,06	8	1	80	48HTQFP	Стерефонический УМЗЧ класса D средней мощности без дросселя ФНЧ с регулировкой громкости
TPA3003D2	Сtereo	Нет	3	8	8,5...14	0,2	8	1	80	48TQFP	Стерефонический УМЗЧ класса D малой мощности без дросселя ФНЧ
TPA3004D2	Сtereo	Нет	12	4	8,5...18	0,1	8	1	80	48HTQFP	Стерефонический УМЗЧ класса D большой мощности без дросселя ФНЧ с регулировкой громкости
TPA3005D2	Сtereo	Нет	6	8	8,5...18	0,1	11	1,6	80	48HTQFP	Стерефонический УМЗЧ класса D средней мощности без дросселя ФНЧ
TPA3007D1	Моно	Нет	6,5	7	8...18	0,3	8	1	73	24TSSOP	Монофонический УМЗЧ класса D средней мощности без дросселя ФНЧ
TPA3008D2	Сtereo	Нет	10	8	8,5...18	0,1	11	1,6	80	48HTQFP	Стерефонический УМЗЧ класса D мощностью 10 Вт
TPA3100D2	Сtereo	Нет	20	4	10...26	0,11	18	80	70	48HTQFP	Стерефонический УМЗЧ класса D мощностью 20 Вт
										48QFN	
TPA3101D2	Сtereo	Нет	10	4	10...26	0,09	22	180	70	48HTQFP	Стерефонический УМЗЧ класса D мощностью 10 Вт
										48QFN	
TPA3107D2	Сtereo	Нет	15	6	10...26	0,08	18	180	70	64HTQFP	Стерефонический УМЗЧ класса D мощностью 15 Вт
TPA3200D1	Моно	Нет	20	4	8...18	0,2	8	1	73	44HTSSOP	Монофонический УМЗЧ класса D большой мощности с цифровым входом

ширилась. В настоящее время TI предлагает потребителю 32 микросхемы класса D для УМЗЧ, основные параметры и особенности которых приведены в табл. 6.

Рассмотрим подробнее две новинки – микросхемы ТРА3107D2 и ТРА3200D1.

Микросхема УМЗЧ ТРА3107D2 класса D от TI

Микросхема ТРА3107D2 фирмы Texas Instruments представляет собой стереофонический УМЗЧ класса D с мостовым выходом с дросселями ФНЧ с небольшой индуктивностью и плавным (без щелчка)

включением и выключением. Микросхема способна развивать мощность 15 Вт в каждом канале на нагрузке сопротивлением 8 Ом, при напряжении питания 16 В и КПД 87%. Микросхема питается от односточного источника питания 10...16 В. Диапазон рабочих температур микросхемы составляет -40...+85°С. Коэффициент усиления можно устанавливать равным 20, 26, 32 или 36 дБ. Микросхема ТРА3107D2 выпускается в корпусе НТQFP для поверхностного монтажа с 64 выводами и контактной площадкой для радиатора в верхней части. Линейные размеры этого корпуса с учётом выводов – 12 × 12 × 1 мм. Назначение выводов микросхемы ТРА3107D2 приведено в табл. 7.

Микросхема ТРА3107D2, как и многие другие от фирмы Texas Instruments, имеет входы GAIN0 и GAIN1, изменением логических уровней на которых можно менять её коэффициент усиления и входное сопротивление (см. табл. 8)

Типовая принципиальная схема стереофонического УМЗЧ класса D на микросхеме ТРА3107D2 изображена на рис. 3.

В назначении деталей этой схемы несложно разобраться, используя вышеизложенное и в первую очередь таблицу 7.

Дополнительно следует заметить, что микросхема ТРА3107D2 фирмы Texas Instruments относится к третьему поколению УМЗЧ класса D. В таких УМЗЧ фирма-производитель использует собственную технологию, которая позволяет значительно уменьшить амплитуду и длительность импульсов ШИМ между выходами моста, а значит, значительно уменьшить габариты дросселя ФНЧ и в ряде случаев отказаться от него совсем [2]. При использовании в качестве нагрузки УМЗЧ на микросхеме ТРА3107D2 громкоговорителей с импедансом 8 Ом, индуктивность дросселей ФНЧ составляет всего 33 мкГн (см. рис. 4а), а при импедансе громкоговорителей 4 Ом – 15 мкГн (см. рис. 4б). В большинстве случаев вместо дросселей ФНЧ можно использовать ферритовые трубки, надетые на провода (см. рис. 4в), – так называемые «бусинки» (Ferrite Chip Bead), например Fair-Rite 2518121217Y3.

Таблица 7. Назначение выводов микросхемы ТРА3107D2

№ вывода	Обозначение	Назначение
61	SHUTDOWN	Вход плавного выключения (активный уровень низкий)
5	RINN	Инвертирующий вход правого канала (смещение VREG/2)
6	RINP	Неинвертирующий вход правого канала (смещение VREG/2)
9	LINN	Инвертирующий вход левого канала (смещение VREG/2)
8	LINP	Неинвертирующий вход левого канала (смещение VREG/2)
10	GAIN0	Вход Bit 0 установки усиления (логические уровни TTL)
11	GAIN1	Вход Bit 1 установки усиления (логические уровни TTL)
62	MUTE	Вход сигнала приглушения (MUTE). Активный уровень высокий
63	FAULT	TTL-совместимый выход сигнала FAULT. При КЗ имеет высокий уровень, при нормальной работе – низкий
26	BSLP	Вывод подключения конденсатора «вольтодобавки» (Bootstrap) по прямому выходу левого канала
35, 36	PVCCL	Напряжение питания выходного каскада левого канала
27, 28	LOUTP	Прямой выход моста (Positive BTL) левого канала
37, 38	PGNDL	Корпус выходного каскада левого канала
29, 30	LOUTN	Инверсный выход моста (Negative BTL) левого канала
31	BSLN	Вывод подключения конденсатора «вольтодобавки» (Bootstrap) по инверсному выходу левого канала
40	VCLAMPL	Накопительный конденсатор цепи питания «вольтодобавки» левого канала
41	VCLAMPR	Накопительный конденсатор цепи питания «вольтодобавки» правого канала
50	BSRN	Вывод подключения конденсатора «вольтодобавки» (Bootstrap) по инверсному выходу правого канала
51, 52	ROUTN	Инверсный выход моста (Positive BTL) правого канала
43, 44	PGNDR	Корпус выходного каскада правого канала
53, 54	ROUTP	Прямой выход моста (Positive BTL) правого канала
45, 46	PVCCR	Напряжение питания выходного каскада правого канала
55	BSRP	Вывод подключения конденсатора «вольтодобавки» (Bootstrap) по прямому выходу правого канала
7, 21	AGND	Корпус цифровых и предварительных аналоговых каскадов микросхемы
18	ROSC	Вывод подключения внешнего резистора стабилизатора тока генератора «пилы ШИМ»
12	MSTR/SLV	Вход сигнала выбора режима Master/Slave для вывода SYNC. Высокий уровень – режим Master (вывод SYNC – выход), низкий уровень – режим Slave (вывод SYNC – вход)
17	SYNC	Вход/выход тактовых (синхронизирующих) импульсов. Задаётся лог. уровнями на выводе MSTR/SLV
20	VBYP	Вывод подключения накопительного конденсатора опорного напряжения 1,25 В для предварительных усилителей и схемы запуска
19	VREG	Вывод подключения накопительного конденсатора стабильного напряжения 4 В для внутренних каскадов
64	AVCC	Ввод аналогового напряжения питания 10...26 В
1-4, 13-16, 22-25, 32-34, 39, 42, 47-49, 56-60	NC	Свободные

Таблица 8. Зависимость коэффициента усиления и входного сопротивления микросхемы ТРА3107D2 от логических уровней на входах GAIN0 и GAIN1

Выводы		Коэффициент усиления, дБ	Входное сопротивление, кОм
GAIN1	GAIN0		
0	0	20	32
0	1	26	16
1	0	32	16
1	1	36	16

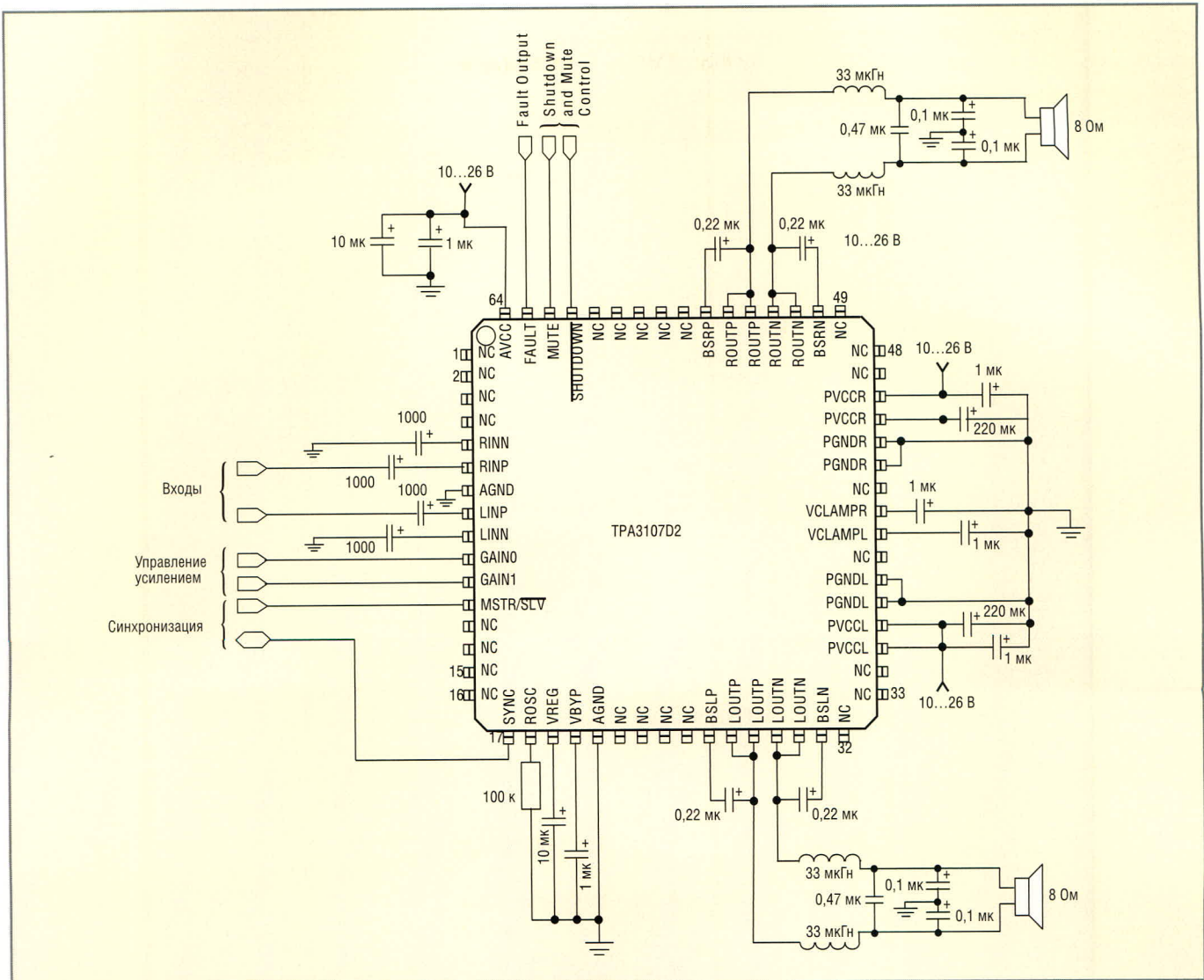


Рис. 3. Типовая принципиальная схема стереофонического УМЗЧ класса D на микросхеме TPA3107D2

Микросхема УМЗЧ TPA3200D1 класса D от TI с цифровыми входами

В последние годы широкое распространение получили цифровые аудио-устройства, для которых специально изготавливаются микросхемы УМЗЧ, имеющие входной цифровой порт. Такие микросхемы перед усилением аудиосигнала по мощности обеспечивают цифро-аналоговое преобразование этого сигнала. Одной из таких микросхем является TPA3200D1 фирмы Texas Instruments. Эта микросхема одноканального (монофонического) УМЗЧ класса D с мостовым выходом, ферритовыми трубками вместо дросселей ФНЧ и плавным (без щелчка) включением и выключением. Она имеет входной последовательный цифровой порт (выводы 1 – 4 и 44), через который может поступать 16-разрядный сигнал формата RJ или сигнал формата шины I²S (16...24-разрядный).

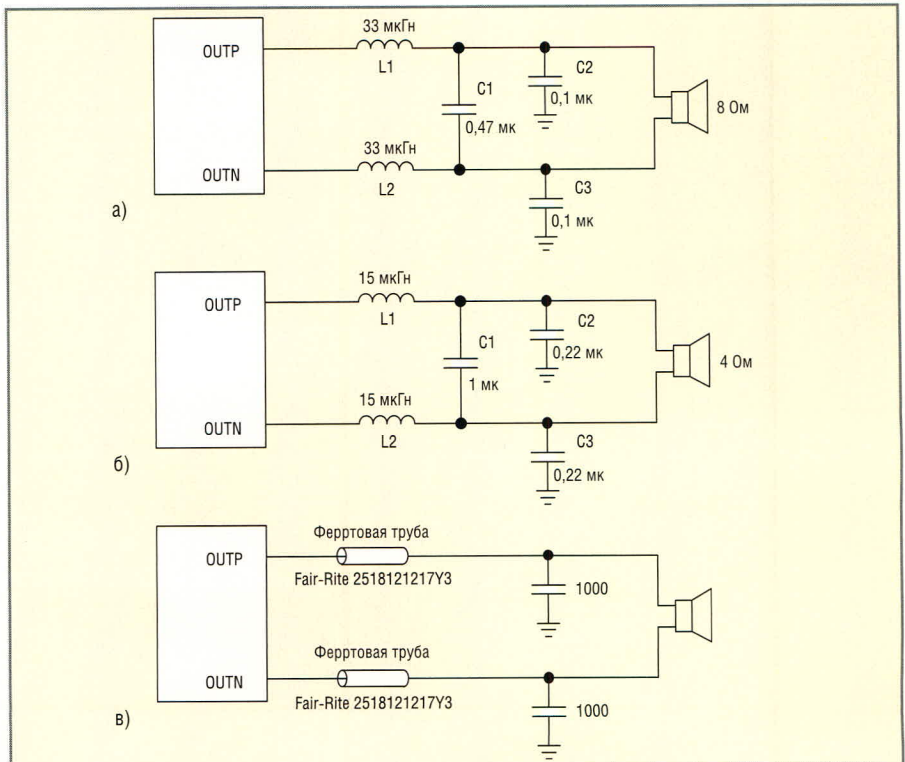


Рис. 4. Разные ФНЧ на выходе микросхемы TPA3107D2

Микросхема способна развивать мощность 25 Вт на нагрузке сопротивлением 8 Ом при напряжении питания 18 В и эффективности 85%. Микросхема питается от двух источников PVCC (VCC) = 18 В (8...18 В) и VDD = 5 В (4,5...5,5 В). Диапазон рабочих температур составляет -40...+85°C. Коэффициент усиления микросхемы можно устанавливать равным 12, 18 или 23,6 дБ (см. ниже). Микросхема TPA3200D1

выпускается в корпусе типа HTSSOP для поверхностного монтажа с 44 выводами и контактной площадкой для радиатора в верхней части. Линейные размеры этого корпуса (с учётом выводов) – 11,3 × 6,3 × 1,2 мм. Назначение выводов микросхемы TPA3200D1 приведено в табл. 9.

Типовая принципиальная схема УМЗЧ класса D на микросхеме TPA3200D1 показана на рис. 5.

Входной цифровой интерфейс (порт) микросхемы TPA3200D1 содержит четыре вывода:

- вывод 44 (SCLK) – вход системных тактовых импульсов SCLK, которые необходимы для работы цифровых интерполяционных фильтров и многоуровневого дельта-сигма-модулятора. Кроме того, частота выборки ЦАП микросхемы определяется частотой систем-

Таблица 9. Назначение выводов микросхемы TPA3200D1

№ вывода	Обозначение	Назначение
1	BCK	Вход тактовых импульсов входных цифровых аудиосигналов
3	DATA	Вход данных цифровых аудиосигналов
4	LRCK	Вход разрешения обработки цифровых аудиосигналов (левого и правого канала)
7	LR_SEL	Выбор данных правого или левого канала. HIGH – левый канал активен, LOW – правый канал активен
11	GAIN0	Вход Bit 0 установки усиления (логические уровни TTL)
12	GAIN1	Вход Bit 1 установки усиления (логические уровни TTL)
13	SHUTDOWN	Вход плавного выключения (активный уровень низкий)
5, 9, 38, 40	DGND	Корпус цифровой части
6, 8	VDD	Напряжение питания цифровой части (4,5...5,5 В)
15	VCLAMP	Накопительный конденсатор цепи питания «вольтодобавки»
17	BSN	Вывод подключения конденсатора «вольтодобавки» (Bootstrap) по инверсному выходу
28	BSP	Вывод подключения конденсатора «вольтодобавки» (Bootstrap) по прямому выходу
2, 16	NC	Свободные
31	ROSC	Вывод подключения внешнего резистора стабилизатора тока генератора «пилы ШИМ»
32	COSC	Вывод подключения формирующего конденсатора генератора «пилы ШИМ»
33	BYPASS	Вывод подключения накопительного конденсатора опорного напряжения
34	VREF	Вывод подключения накопительного конденсатора стабильного напряжения для внутренних каскадов
35	VCC	Напряжение питания аналоговой части микросхемы (8...18 В)
19, 20	OUTN	Инверсный выход моста
39	ZERO	Выход флага Zero. Показывает наличие или отсутствие данных входных аудиосигналов. HIGH – данных нет. LOW – данные есть
41	DEMP	Управление предискажениями. HIGH – предискажения 44,1 кГц включены. LOW – предискажения 44,1 кГц выключены
42	MUTE	Вход сигнала приглушения (MUTE). Активный уровень высокий (HIGH)
43	FORMAT	Вход управляющего сигнала выбора формата аудиосигнала. HIGH – входной сигнал 16-разрядный формата RJ. LOW – входной сигнал формата шины I ² S (16...24 разрядный)
44	SCLK	Вход системных тактовых импульсов
18, 27	PVCC	Напряжение питания выходных каскадов микросхемы (8...18 В)
25, 26	OUTP	Прямой выход моста
29, 30	AGND	Корпус аналоговой части
14, 21, ..., 24	PGND	Корпус цифровой части
10	VCOM	Вывод подключения накопительного конденсатора опорного напряжения
36	FLT2	Выводы подключения внешнего конденсатора фильтра шумов
37	FLT1	

Таблица 10. Зависимость частоты выборки ЦАП микросхемы от частоты системных тактовых импульсов SCLK на выводе 44

Частота выборки, кГц	Частота системных тактовых импульсов SCLK (вывод 44), МГц						
	128f _s	192f _s	256f _s	384f _s	512f _s	768f _s	1152f _s
8	1,024	1,536	2,048	3,072	4,096	6,144	9,216
16	2,048	3,072	4,096	6,144	5,6448	12,288	18,432
32	4,096	6,144	5,6448	8,4672	6,144	24,576	36,864
44,1	5,6448	8,4672	6,144	9,216	11,2896	33,8688	Не поддерживается
48	6,144	9,216	11,2896	16,9344	12,288	36,864	
88,2	11,2896	16,9344	12,288	18,432	24,576	Не поддерживается	
96	12,288	18,432	24,576	36,864	49,152	Не поддерживается	
192	24,576	36,864	49,152	Не поддерживается			

Таблица 11. Зависимость коэффициента усиления и выходного напряжения микросхемы TPA3200D1 от логических уровней на входах GAIN0 и GAIN1

Выводы		Коэффициент усиления, дБ	Выходное напряжение при VDD = 5 В (VRMS)
GAIN1	GAIN0		
0	0	12	5,63
0	1	18	11,23
1	0	23,6	21,4
1	1	Зарезервировано	

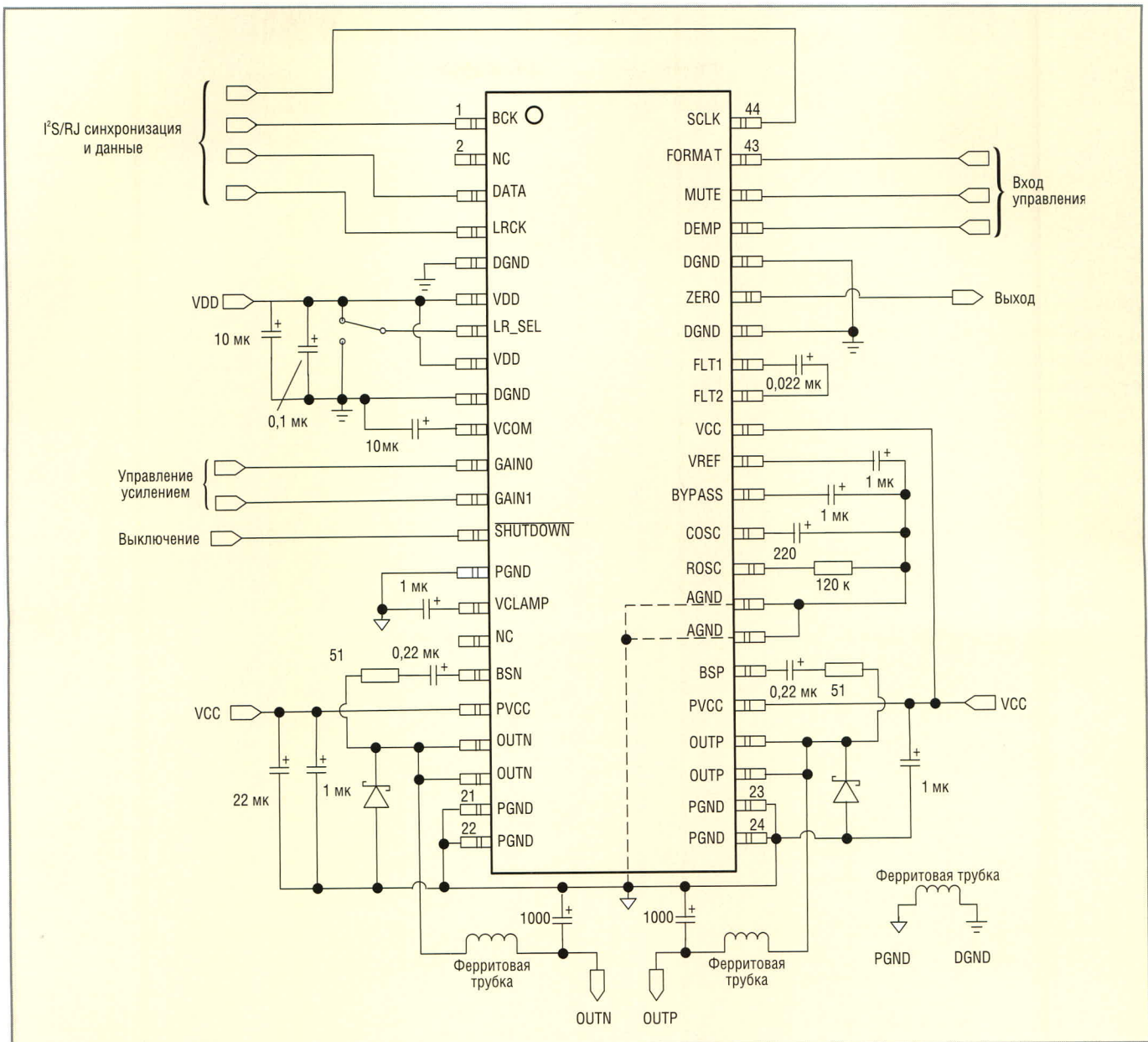


Рис. 5. Типовая принципиальная схема УМЗЧ класса D на микросхеме TPA3200D1

ных тактовых импульсов SCLK (см. табл. 10);

- вывод 1 (BCK) – вход тактовых импульсов (вход импульсов синхронизации) цифровых аудиосигналов;
- вывод 3 (DATA) – вход данных;
- вывод 4 (LRCK) – вход разрешения обработки цифровых аудиосигналов левого и правого каналов.

Между выводами 36 (FLT2) и 37 (FLT1) подключен внешний фильтрующий конденсатор, который улучшает шумовые эксплуатационные показатели.

Кроме того, микросхема имеет три входа управления: 41 (DEMP), 42 (MUTE), 43 (FORMAT), выход флага ZERO (вывод 39), который показывает наличие или отсутствие на входе микросхемы цифровых аудиосигналов.

Назначение остальных выводов микросхемы TPA3200D1 и деталей «обвязки» аналогично соответствующим выводам и деталям «обвязки» TPA3107D2. Например, логические уровни на выводах 11 (GAIN0) и 12 (GAIN1) задают коэффициент усиления микросхемы по напряжению (см. табл. 11)

Более подробную информацию о рассмотренных в статье микросхемах можно найти в документах [4 – 7], которые размещены на сайтах фирм MPS и Texas Instruments [8 – 10].

ЛИТЕРАТУРА

1. Безверхний И. Современные микросхемы для УМЗЧ класса D фирмы MPS. Современная электроника. 2004. № 1.
2. Безверхний И. Микросхемы для современных УМЗЧ. Современная электроника. 2006. № 2.

3. Безверхний И. Телефонные усилители и УМЗЧ для устройств беспроводной связи. Современная электроника. 2005. № 2.
4. MPS. 2 x 20W Class D Stereo Single Ended Audio Amplifier. MP7722 Rev. 1.3. 9/25/2006.
5. MPS. 50W Class D Mono Bridged Audio Amplifier. MP7782 Rev. 1.2. 8/3/2005.
6. Texas Instruments Incorporated. TPA3107D2. 15-W STEREO CLASS-D AUDIO POWER AMPLIFIER. Rev. A. 2006, 2007.
7. Texas Instruments Incorporated. TPA3200D1. 20-W MONO DIGITAL INPUT AUDIO AMPLIFIER. Rev. A. 2005.
8. www.ti.com – сайт фирмы Texas Instruments.
9. www.ti.com/ru – русскоязычный сайт фирмы Texas Instruments.
10. www.monolithicpower.com – сайт фирмы MPS.



СВЧ-фильтры и оборудование на их основе фирмы Pole/Zero

(часть 1)

Андрей Лахно (Москва)

В статье приведён обзор СВЧ-фильтров с цифровой настройкой частоты, а также комплексно-интегрированного оборудования (ICE) фирмы Pole/Zero, которое имеет широкую область применения как в военной, так и в гражданской сфере. Рассмотрены различные серии комплексно-интегрированного оборудования и фильтров, приводятся их характеристики и область применения.

Компания Pole/Zero проектирует и изготавливает полную линейку продуктов, работающих в СВЧ-диапазоне: настраиваемые фильтры, малошумящие усилители, усилители мощности, комплексно-интегрированное оборудование (ICE) и другие изделия, которые являются идеальными для решения проблем коммуникации, вызванных различными видами интерференции высокочастотных сигналов. Этими источниками интерференции могут быть: собственные помехи (от сигналов, передаваемых в том же канале) из-за близкого расположения передатчиков и приёмников, широкополосный шум, паразитный сигнал, намеренное подавление сигнала или любые другие источни-

ки помех. Компания Pole/Zero характеризуется способностью рентабельно решить самые трудные проблемы интерференции, что сделало Pole/Zero одной из наиболее быстро растущих компаний в этой области.

Компания была основана в 1989 г. и ориентирована на производство СВЧ-компонентов как военного, так и гражданского назначения. Используя современные технологии, компания сосредоточилась на технологических достижениях последних десятилетий и применила их в твердотельных настраиваемых фильтрах. Результатом стал скачок вперёд в миниатюризации и стандартизации, позволивший создать полностью замкнутую и единственную в своём роде структуру с улучшенными производственными характеристиками и малой себестоимостью. В дополнении к фильтрам, компанией Pole/Zero были разработаны другие стандартные блоки, такие как малошумящие усилители, усилители мощности, твердотельные переключатели, смесители и синтезаторы, на основе которых создаются более сложные системы, такие как ICE. Вся продукция компании Pole/Zero отличается очень широкой областью применения.

В 1994 г. компания Pole/Zero вышла на рынок ICE-оборудования с разработкой бортовых (авиа- и корабельных) фильтров и каскадных усилителей мощности. Pole/Zero выпускает большую линейку ICE-продуктов, предоставляя клиентам возможность выбрать оптимальные рентабельные решения для своих потребностей в зависимости от финансовых возможностей. Ряд клиентов приобретает готовую продукцию, не требующую модификаций, в то время как другим

покупателям необходимо внести изменения в существующее оборудование. В любом случае компания Pole/Zero предлагает рентабельные решения с минимальным риском. Оборудование компании Pole/Zero можно обнаружить как в условиях жесточайшего высокочастотного воздействия на платформах 4КРНИ (командование, контроль, коммуникация, компьютеры, разведка, наблюдение, исследование), так и в менее радикально ориентированных устройствах, например, в тактических радиостанциях.

В настоящее время компания Pole/Zero продаёт своё оборудование клиентам по всему миру для различных целей. Оборудование компании работает в воздушных командных постах и военных истребителях, активно применяется в наземных стационарных и мобильных системах. То же самое оборудование используется в коммерческой сфере от радиотелескопов до беспроводной офисной связи и от промышленных контрольно-измерительных приборов до аппаратов магнитного резонанса.

Продолжая расширять количество сотрудников и наращивать годовой оборот, компания Pole/Zero сконцентрировалась на поставке легкодоступных резонансных фильтров, с цифровой перестройкой частоты, а также компонентов с широким спектром электрических характеристик для предоставления специалистам новых возможностей по разработке СВЧ-систем.

Как было отмечено, компания Pole/Zero специализируется на настраиваемых фильтрах. Для быстрого и удобного поиска интересующего изделия продукция разделена на рассмотренные ниже серии.

Серия MICRO-POLE

Перестраиваемые фильтры для поверхностного монтажа серии MICRO-POLE (рис. 1) используются там, где нужны малые размеры. Данные настраиваемые фильтры созданы на основе варакторов, что позволяет минимизировать размеры и снизить потребление энергии. Варакторы ра-



Рис. 1. Перестраиваемые фильтры серии MICRO-POLE

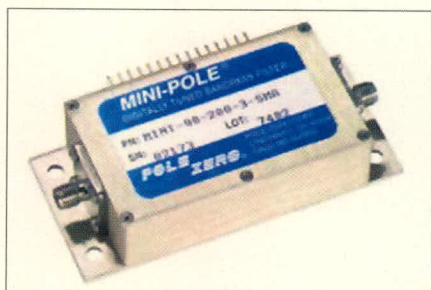


Рис. 2. Перестраиваемые фильтры серии MINI-POLE

ботаю на частоте до 2 ГГц. Цифровой интерфейс, используемый для настройки фильтра, поддерживает как последовательную, так и параллельную передачу данных. Данная линейка включает в себя фильтры для восьми стандартных частотных дизайнов (от 10 МГц до 2 ГГц), что в сочетании с широким температурным диапазоном (-40...+85°C) позволяет использовать их практически в любой сфере.

СЕРИЯ MINI-POLE

Перестраиваемые фильтры серии MINI-POLE (рис. 2) оптимальны для высокочастотных коммутаторов мощности, устройств с малыми искажениями и с нестандартными избирательными характеристиками. Для изделий данной серии характерны: частотный диапазон от 1,5 МГц до 1 ГГц, рабочая температура -40...+85°C. Настройка производится с использованием 8-битного параллельного или последовательного трёхпроводного интерфейса.

СЕРИЯ MAXI-POLE

Перестраиваемые фильтры серии MAXI-POLE (рис. 3) обеспечивают лучшую полосу пропускания и высокие эксплуатационные качества (сокращение вносимых потерь в данной полосе частот). Изделия данной серии имеют частотный диапазон от 1,5 МГц до 1 ГГц, рабочую температуру -40...+85°C, настраиваются с помощью 8-битного параллельного или последовательного трёхпроводного интерфейса.

СЕРИЯ MAXI/4R

Перестраиваемые фильтры серии MAXI/4R обеспечивают четырёхполосную фильтрацию для более высокой селективности по сравнению со стандартными фильтрами серии Maxi/Pole. Корпус особо прочный, для лучшей устойчивости к вибрации и многократным ударам, что необходимо для применения в наземном и воздушном транспорте. Данная линейка продукции включает несколько стандартных типов фильтров, работающих в восьми частотных диапазонах от 1,5 МГц до 1 ГГц.

ФИЛЬТРЫ С РАСШИРЕННЫМ ЧАСТОТНЫМ ДИАПАЗОНОМ

Фильтры с расширенным частотным диапазоном созданы для применения в JTRS-приёмопередатчиках (системы тактической связи армии



Рис. 3. Перестраиваемые фильтры серии MAXI-POLE



Рис. 5. Фильтры с расширенным частотным диапазоном

США), где первостепенными являются маленькие размеры и низкое потребление энергии при средней селективности. Они обеспечивают цифровую настройку и многополосную фильтрацию по всему диапазону частот 30...450 МГц. Для настройки используется последовательный трёхпроводной интерфейс (SPI).

DR-КОНТРОЛЛЕР

Также компания Pole/Zero производит устройства для управления

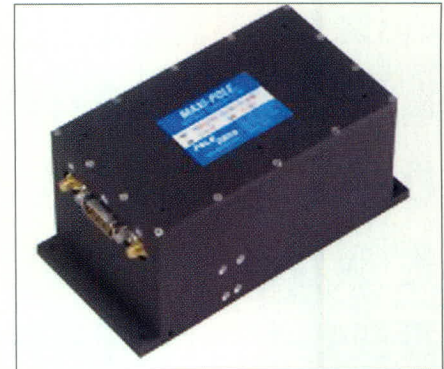


Рис. 4. Перестраиваемые фильтры серии MAXI/4R



Рис. 6. DR-контроллер

настраиваемыми СВЧ-фильтрами, т.н. DR-контроллеры. В этих устройствах реализован достаточно простой интерфейс, который позволяет использовать их с широким спектром настраиваемых фильтров, создавая полностью готовые к эксплуатации системы фильтров. Желаемая частота фильтра может быть выбрана на передней панели или с помощью интерфейса RS-232C (программное обеспечение прилагается). ©

Продолжение следует

Pole/Zero СВЧ-фильтры военного и аэрокосмического применения и оборудование на их основе.



СВЧ-фильтры с цифровой настройкой

Преселекторы

Комплексно - интегрированное оборудование

Реклама

АППАРАТУРА СИСТЕМ СВЯЗИ

125363, МОСКВА, ШТУРВАЛЬНАЯ УЛ., Д. 3, СТР. 1.
 Тел./Факс: (495) 492-4022, 492-7077, 105-5012
 E-MAIL: KLYUCHNICOVA@ESCLTD.RU

Микроконтроллеры семейства LPC2000 (ARM7TDMI-S) от Philips – ещё один шаг к идеальной платформе для встраиваемых приложений

(часть 7)

Павел Редькин (г. Ульяновск)

Автор продолжает знакомить с 16/32-разрядными встраиваемыми микроконтроллерами семейства LPC2000 фирмы Philips Semiconductors. В этой части статьи рассматривается работа встроенного аналого-цифрового преобразователя, модуля часов-календаря реального времени и сторожевого таймера.

Аналого-цифровой преобразователь (АЦП)

Модуль АЦП МК семейства LPC2000 имеет следующие основные особенности:

- 10-разрядный АЦП последовательного приближения;
- мультиплексирование входа АЦП на 4 или на 8 выводов;
- режим Power down;
- диапазон входного измеряемого напряжения 0...3 В;
- время одного 10-разрядного преобразования не более 2,44 мкс;
- режим преобразования Burst для одного или нескольких входов;
- возможность производить преобразование при изменении внешнего сигнала на цифровом входе или по сигналу совпадения таймера.

Синхронизация модуля АЦП обеспечивается синхросигналом VPB. Чтобы преобразовать эту частоту в частоту 4,5 МГц (максимальное значение), необходимую для осуществления процесса последовательного приближения, используется программируемый делитель. Аналого-цифровое преобразование входного напряжения с полной точностью (разрешением) требует 11 периодов этой частоты.

Модуль АЦП обслуживается следующими выводами МК: AIN0 – AIN7 (аналоговые входы АЦП) и V3A, VSSA – аналоговое напряжение питания и аналоговая «земля» соответственно. В

устройствах LPC2119/2129/2194/2292/2294 в качестве опорного напряжения АЦП используется напряжение V3A. У части устройств LPC2000 имеется не один, а два модуля АЦП (ADC0 и ADC1).

Модуль АЦП обслуживается следующими специальными регистрами.

Регистр управления АЦП (ADCR или AD0CR – 0xE0034000, AD1CR – 0xE0060000). Битовая структура регистра ADCR показана в табл. 69.

Регистр данных АЦП (ADDR или AD0DR – 0xE0034004, AD1DR – 0xE0060004). Битовая структура регистра ADDR показана в табл. 70.

Операции модуля АЦП

Если бит BURST в регистре ADCR сброшен и поле START содержит значения 010 – 111, то модуль АЦП запустит преобразование при появлении перепада на выбранном выводе или по сигналу совпадения таймера. Возможности выбора условий запуска преобразования включают в себя выбор заданного перепада любого из четырёх сигналов совпадения или преобразование при заданном перепаде любого из двух выводов захвата/совпадения. Аппаратная логика обнаружения перепада использует логическую функцию XOR выбранного сигнала и бита 27 (EDGE) регистра ADCR.

Запрос прерывания от АЦП формируется контроллером векторов прерываний (VIC), когда в регистре

ADDR устанавливается бит DONE. Бит DONE будет автоматически сброшен при чтении регистра ADDR.

Модуль часов-календаря реального времени (RTC)

Модуль часов-календаря реального времени (RTC) МК семейства LPC2000 имеет следующие основные особенности:

- производит отсчёт времени, обеспечивая этим работу календаря и часов;
- имеет крайне малую потребляемую мощность, обеспечивая возможность питания от батареи, включенной в состав системы (при наличии собственной цепи питания, имеющейся в части устройств LPC2000);
- обеспечивает счёт секунд, минут, часов, дней месяца, месяцев, лет, дней недели и дней года;
- программно настраивается под различные частоты внешнего кварцевого резонатора.

Модуль RTC предназначен для обеспечения функционирования счётчиков, отсчитывающих время при включенном и отключенном питании устройства. Модуль RTC потребляет очень небольшую мощность, что позволяет питать его от входящей в состав системы батареи, когда центральный процессор находится в режиме Idle mode.

В устройствах LPC2101/2102/2103/2131/2132/2134/2136/2138/2141/2142/2144/2146/2148 имеются выводы подключения к модулю RTC отдельного внешнего кварцевого резонатора на частоту 32 768 Гц (RTCX1, RTCX2) и отдельный вход напряжения питания модуля RTC (VBAT). В этих устройствах пользователь может выбрать способ тактирования модуля RTC: от собственного генератора с

внешним резонатором или от предварительного делителя RTC, использующего тактовую частоту VPB. Блок-схема модуля RTC приведена на рис. 30.

Адресное пространство специальных регистров модуля RTC в соответствии с функциональным назначением разбито на четыре секции. Первые восемь адресов входят в смешанную группу регистров. Второй набор из восьми адресов составляет группу счётчиков времени. Третий набор из восьми адресов составляет группу сигнальных регистров. Остальные

регистры управляют делителем опорной частоты (предделителем) RTC.

Смешанная группа регистров RTC

Регистр местоположения прерывания (ILR – 0xE0024000). Битовая структура регистра ILR приведена в табл. 71.

Счётчик импульсов тактовой частоты (CTC – 0xE0024004). Счётчик доступен только для чтения. Он может быть обнулён через регистр CCR. Битовая структура регистра CTC приведена в табл. 72.

Регистр управления тактированием (CCR – 0xE0024008). Битовая структура регистра CCR приведена в табл. 73.

Регистр прерывания от инкрементирования счётчиков (CIIR – 0xE002400C). Прерывание остаётся активным, пока не будет сброшено путём записи единицы в соответствующий бит регистра местоположения прерывания ILR[0]. Битовая структура регистра CIIR приведена в табл. 74.

Регистр сигнальной маски (AMR – 0xE0024010). Позволяет маскировать

Таблица 69. Биты регистра управления АЦП (ADCR или ADOCR – 0xE0034000, AD1CR – 0xE0060000)

Номер бита ADCR	Имя бита	Функция бита	Значение после сброса
7:0	SEL	Эти биты выбирают, какой из входов – AD0.3:0 или AD0.7:0 (при наличии последних) будет выбран для подключения к входу модуля АЦП. В устройствах LPC2119/2129/2194/2292/2294 в 64-выводном корпусе действительно только значение битов AD0.3:0. В программно-управляемом режиме должен быть установлен только один из этих битов (соответствующий выбранному входу). Для AD0 установленный бит 0 выбирает вход AD0.0, а установленный бит 7 выбирает вход AD7.0. В аппаратном режиме сканирования может использоваться любое значение от 1 до 8 (от 1 до 4). При этом нулевое значение эквивалентно значению 0x01	0x01
15:8	CLKDIV	Частота VPB (PCLK) делится на увеличенное на единицу значение этих битов, чтобы сформировать тактовую частоту для модуля АЦП, которая должна быть меньше или равна 4,5 МГц. Как правило, ПО должно задавать наименьшее значение этих битов, которое соответствует значению 4,5 МГц или немного меньшему значению. Однако в некоторых случаях, например, для источника внешнего аналогового сигнала с высоким импедансом, желательно иметь более медленное тактирование	0
16	BURST	Если этот бит сброшен, то преобразования управляются программно и занимают по 11 тактовых циклов. Если этот бит установлен, то модуль АЦП производит периодические преобразования с разрядностью, заданной битами CLKS, для входов, выбранных соответствующими единичными битами SEL (преобразования в режиме Burst). Первое после старта преобразование всегда соответствует установленному младшему биту SEL, даже если ранее использовались входы АЦП, соответствующие другим битам SEL. Повторные преобразования, соответствующие младшему биту, могут быть закончены путём сброса этого бита, однако текущее преобразование будет корректно завершено, даже если младший бит SEL сбрасывается до его окончания	0
19:17	CLKS	Эти биты выбирают количество тактовых циклов, используемых для каждого преобразования в режиме Burst, и количество разрядов точности преобразования в битах для результата, возвращаемого в регистре ADDR. Эти величины лежат в диапазоне от 11 тактовых циклов (10 битов) до 4 тактовых циклов (3 бита): 000 = 11 тактовых циклов/10 битов, 001 = 10 тактовых циклов/9 битов, ... 111 = 4 тактовых цикла/3 бита	0
21	PDN	1: Модуль АЦП находится в операционном (активном) режиме 0: Модуль АЦП находится в режиме Power down	0
23:22	TEST1:0	Эти биты используются при тестировании устройства. 00 = нормальные операции, 01 = тестовый цифровой режим, 10 = тестовый режим ЦАП, и 11 = режим тестирования простого преобразования	0
26:24	START	Когда бит BURST = 0, эти биты управляют стартом преобразования: 000: не начинать преобразование (это значение должно использоваться при сбросе бита PDN); 001: запустить преобразование немедленно; 010: запустить преобразование, когда перепад сигнала, выбранный битом 27 (EDGE), приходит на вывод P0.16/EINT0/MAT0.2/CAP0.2; 011: запустить преобразование, когда перепад сигнала, выбранный битом 27, приходит на вывод P0.22/TD3/CAP0.0/MAT0.0; Для значений 100–111 сигнал MAT не должен быть связан с выводом, сконфигурированным как выход: 100: запустить преобразование, когда перепад сигнала, выбранный битом 27, приходит на вывод MAT0.1; 101: запустить преобразование, когда перепад сигнала, выбранный битом 27, приходит на вывод MAT0.3; 110: запустить преобразование, когда перепад сигнала, выбранный битом 27, приходит на вывод MAT1.0; 111: запустить преобразование, когда перепад сигнала, выбранный битом 27, приходит на вывод MAT1.1	0
27	EDGE	Значение этого бита имеет значение, только когда поле START содержит значения 010–111. Для этих случаев: 0: запустить преобразование по спаду выбранного сигнала CAP/MAT; 1: запустить преобразование по фронту выбранного сигнала CAP/MAT	0
31:28	Зарезервированы	Пользовательское ПО не должно производить запись в зарезервированные биты. Чтение зарезервированного бита возвращает неопределённое значение	0

Таблица 70. Биты регистра данных АЦП (ADDR или ADODR – 0xE0034004, AD1DR – 0xE0060004)

Номер бита ADDR	Имя бита	Функция бита	Значение после сброса
31	DONE	Этот бит устанавливается, когда преобразование завершается, а сбрасывается, когда регистр данных читается и когда в регистр ADCR производится запись. Если регистр ADCR записывается во время преобразования, то бит DONE устанавливается и начинается новое преобразование	0
30	OVERUN	Этот бит устанавливается в режиме Burst, если результаты одного или более преобразований были потеряны и поверх них были записаны результаты следующего преобразования. В случае наступления указанной ситуации, названной производителем операций «не-FIFO», этот бит сбрасывается путём чтения регистра ADDR	0
29:27	Зарезервированы	Эти биты всегда читаются как нули. В перспективных устройствах они будут использоваться для расширения поля CHN, с тем чтобы обслуживать большее количество каналов АЦП	0
26:24	CHN	Эти биты содержат младшие биты номера канала, для которого было произведено преобразование	X
23:16	Зарезервированы	Эти биты всегда читаются как нули	0
15:6	VV _{3A}	Когда бит DONE = 1, это поле содержит двоичное значение, соответствующее внешнему напряжению на выводе AIN, выбранном полем SEL регистра ADCR, поделенное на напряжение на выводе V _{DDA} . Нулевое значение поля указывает на то, что напряжение на выводе AIN меньше, равно или приблизительно равно напряжению V _{SSA} , а значение 0x3FF указывает, что напряжение на выводе AIN приблизительно равно, равно или больше, чем напряжение V _{DDA} (V _{3A}) При тестировании данные, записанные в это поле, фиксируются в сдвиговом регистре, который тактируется тактовым сигналом модуля АЦП. Старший бит этого регистра является источником сигнала для входа DINSEI модуля АЦП. Такая схема используется только при TEST[1:0] = 10	X
5:0	Зарезервированы	Эти биты всегда читаются как нули. Они обеспечивают совместимость с будущими АЦП с более высокой разрешающей способностью	0

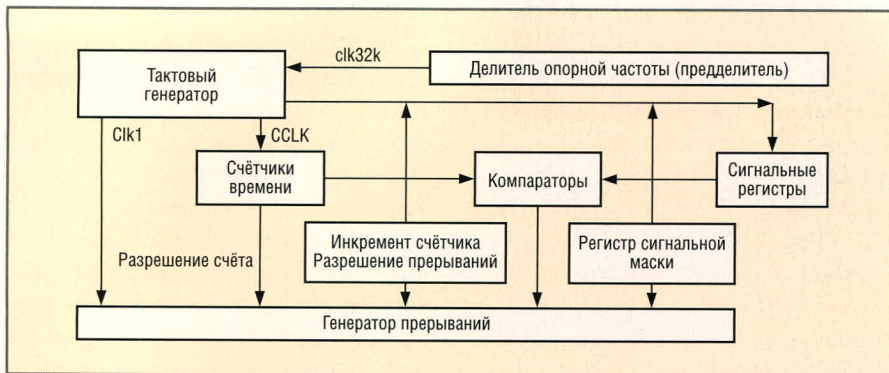


Рис. 30. Блок-схема модуля RTC

любой из сигнальных регистров. В табл. 75 показано соответствие битов регистра AMR сигнальным регистрам. Прерывание будет сгенерировано только в том случае, когда результат сравнения будет первоначально (единожды) изменяться от несовпадения к совпадению. Прерывание сбрасывается, когда в соответствующий бит регистра местоположения прерывания (ILR) записывается единица.

Регистры консолидированного времени

Значения счётчиков времени могут произвольным образом читаться в объединённом (консолидированном) формате, который позволяет программе производить чтение всех счётчиков времени путём только трёх операций чтения. Регистры счётчиков упакованы в 32-разрядные значения, как показано в табл. 76 – 78. Младший значащий разряд каждого регистра

счётчика читается как бит 0, 8, 16 или 24 регистра консолидированного времени. Регистры консолидированного времени доступны только для чтения. Чтобы записывать новые значения в счётчики времени, должны использоваться адреса самих этих счётчиков.

Регистр консолидированного времени 0 (STIME0 – 0xE0024014). Битовая структура регистра STIME0 приведена в табл. 76.

Регистр консолидированного времени 1 (STIME1 – 0xE0024018). Битовая структура регистра STIME1 приведена в табл. 77.

Регистр консолидированного времени 2 (STIME2 – 0xE002401C). Битовая структура регистра STIME2 приведена в табл. 78.

Группа счётчиков времени

Группа счётчиков времени состоит из восьми счётчиков, показанных в табл. 79 и 80. Эти счётчики могут читаться или записываться с использованием адресов, приведённых в табл. 80.

Таблица 71. Биты регистра местоположения прерывания (ILR – 0xE0024000)

Номер бита ILR	Имя бита	Описание
0	RTCCIF	Если этот бит установлен, значит, блок прерываний от инкрементирования счётчиков сгенерировал прерывание. Запись 1 в этот бит сбрасывает прерывание, сгенерированное от инкрементирования счётчика
1	RTCALF	Если этот бит установлен, значит, сигнальные регистры сгенерировали прерывание. Запись 1 в этот бит сбрасывает сигнальное прерывание

Таблица 72. Биты счётчика импульсов тактовой частоты (CTC – 0xE0024004)

Номер бита CTC	Имя бита	Описание
0	Зарезервирован	Пользовательское ПО не должно производить запись в зарезервированные биты. Чтение зарезервированного бита возвращает неопределённое значение
15:1	Счётчик тактовой частоты	До подачи счётного импульса на счётчик секунд счётчик CTC отсчитывает 32 768 импульсов за секунду. Из-за наличия предделителя RTC эти 32 768 приращений могут иметь неодинаковую по времени длительность. Для уточнения подробностей обратитесь к описанию делителя опорной частоты (предделителя) RTC

Таблица 73. Биты регистра управления тактированием (CCR – 0xE0024008)

Номер бита CCR	Имя бита	Описание
0	CLKEN	Разрешение тактирования. Когда этот бит установлен, разрешена работа счётчиков времени. Когда этот бит сброшен, они заблокированы таким образом, чтобы их можно было программно инициализировать
1	CTCRST	Сброс CTC. Когда этот бит установлен, все элементы счётчика CTC сброшены. Элементы остаются в сброшенном состоянии, пока бит CCR[1] не будет сброшен
3:2	CTTEST	Разрешение тестирования. Эти биты всегда должны быть сброшены в ходе нормального функционирования модуля RTC
4*	CLKSRC	Если этот бит сброшен, то счётчик импульсов тактовой частоты получает тактовые импульсы от предделителя RTC (этот вариант тактирования является единственным в более ранних устройствах LPC2000) Если этот бит установлен, то счётчик импульсов тактовой частоты получает тактовые импульсы от генератора с частотой 32 768 Гц, связанного с выводами RTCX1, RTCX2

*Этот бит является значащим только в устройствах LPC2101/2102/2103/2131/2132/2134/2136/2138/2141/2142/2144/2146/2148. В остальных устройствах LPC2000 этот бит является зарезервированным.

Таблица 74. Биты регистра прерывания от инкрементирования счётчиков (CIIR – 0xE002400C)

Номер бита CIIR	Имя бита	Описание
0	IMSEC	Когда этот бит установлен, сгенерировано прерывание от инкрементирования регистра секунд
1	IMMIN	Когда этот бит установлен, сгенерировано прерывание от инкрементирования регистра минут
2	IMHOUR	Когда этот бит установлен, сгенерировано прерывание от инкрементирования регистра часов
3	IMDOM	Когда этот бит установлен, сгенерировано прерывание от инкрементирования регистра дней месяца
4	IMDOW	Когда этот бит установлен, сгенерировано прерывание от инкрементирования регистра дней недели
5	IMDOY	Когда этот бит установлен, сгенерировано прерывание от инкрементирования регистра дней года
6	IMMON	Когда этот бит установлен, сгенерировано прерывание от инкрементирования регистра месяцев
7	IMYEAR	Когда этот бит установлен, сгенерировано прерывание от инкрементирования регистра лет

Для определения високосного года в модуле RTC производится простое по-разрядное сравнение с целью определить, являются ли два самых младших разряда счётчика лет нулевыми. Если результат сравнения логически истинный (true), то модуль RTC рассматривает текущий год как високосный.

Группа сигнальных регистров

Сигнальные регистры приведены в табл. 81. Значения этих регистров сравниваются со значениями счётчиков времени. При совпадении значения любого из незамаскированных сигнальных регистров со значением соответствующего счётчика времени будет сгенерировано прерывание. Прерывание будет сброшено, когда будет произведена запись единицы в соответствующий бит регистра местоположения прерывания ILR[1].

Делитель опорной частоты (предделитель) RTC

Делитель опорной частоты (предделитель) RTC позволяет получить частоту 32,768 кГц из любой периферийной тактовой частоты (pclk), большей или равной 65,536 кГц. Предделитель делит частоту pclk на значение, которое состоит из целой и дробной частей. Результатом деления является не непрерывная последовательность импульсов с постоянной частотой, а последовательность с неравномерной частотой, у которой в периоде количество периодов pclk непостоянно. Однако полное количество импульсов результирующей частоты за секунду всегда будет равно 32 768.

Делитель опорной частоты состоит из 13-разрядного счётчика (регистра) целой части и 15-разрядного счётчика (регистра) дробной части.

Регистр целой части предделителя (PREINT – 0xE0024080). Этот регистр содержит целую часть значения предделителя, рассчитываемую как: $PREINT = \text{int}(pclk/32768) - 1$. Значение PREINT всегда должно быть больше или равняться 1. Битовая структура регистра PREINT приведена в табл. 82.

Регистр дробной части предделителя (PREFRAC – 0xE0024084). Этот регистр содержит дробную часть значения предделителя, рассчитываемую как: $PREFRAC = pclk - ((PREINT + 1) \times 32768)$. Битовая структура регистра PREFRAC приведена в табл. 83. Например, пусть частота pclk равна 10 МГц. Тогда: $PREINT =$

Таблица 75. Биты регистра сигнальной маски (AMR – 0xE0024010)

Номер бита AMR	Имя бита	Описание
0	AMRSEC	Когда этот бит установлен, значение регистра секунд не используется для сравнения при выработке сигнала тревоги
1	AMRMIN	Когда этот бит установлен, значение регистра минут не используется для сравнения при выработке сигнала тревоги
2	AMRHOUR	Когда этот бит установлен, значение регистра часов не используется для сравнения при выработке сигнала тревоги
3	AMRDOM	Когда этот бит установлен, значение регистра дней месяца не используется для сравнения при выработке сигнала тревоги
4	AMRDOW	Когда этот бит установлен, значение регистра дней недели не используется для сравнения при выработке сигнала тревоги
5	AMRDOY	Когда этот бит установлен, значение регистра дней года не используется для сравнения при выработке сигнала тревоги
6	AMRMON	Когда этот бит установлен, значение регистра месяцев не используется для сравнения при выработке сигнала тревоги
7	AMRYEAR	Когда этот бит установлен, значение регистра лет не используется для сравнения при выработке сигнала тревоги

Таблица 76. Биты регистра консолидированного времени 0 (STIME0 – 0xE0024014)

Номера битов STIME0	Функция битов	Описание
31:27; 23:21; 15:14; 7:06	Зарезервированы	Пользовательское ПО не должно производить запись в зарезервированные биты. Чтение зарезервированного бита возвращает неопределённое значение
26:24	Дни недели	Значение дней недели лежит в диапазоне от 0 до 6
20:16	Часы	Значение часов лежит в диапазоне от 0 до 23
13:8	Минуты	Значение минут лежит в диапазоне от 0 до 59
5:0	Секунды	Значение секунд лежит в диапазоне от 0 до 59

Таблица 77. Биты регистра консолидированного времени 1 (STIME1 – 0xE0024018)

Номера битов STIME1	Функция битов	Описание
31:28; 15:12; 7:5	Зарезервированы	Пользовательское ПО не должно производить запись в зарезервированные биты. Чтение зарезервированного бита возвращает неопределённое значение
27:16	Годы	Значение лет лежит в диапазоне от 0 до 4095
11:8	Месяцы	Значение месяцев лежит в диапазоне от 1 до 12
4:0	Дни месяца	Значение дней месяца лежит в диапазоне 1 – 28, 29, 30 или 31 (в зависимости от месяца и от того, високосный ли год)

Таблица 78. Биты регистра консолидированного времени 2 (STIME2 – 0xE002401C)

Номера битов STIME2	Функция битов	Описание
11:0	Дни года	Значение дней года лежит в диапазоне 1 – 365 (366 для високосных годов)
31:12	Зарезервированы	Пользовательское ПО не должно производить запись в зарезервированные биты. Чтение зарезервированного бита возвращает неопределённое значение

Таблица 79. Значения и взаимосвязь счётчиков времени модуля RTC

Счётчик	Размер	Тактируется от	Минимальное значение	Максимальное значение
Секунды	6	Clk1*	0	59
Минуты	6	Секунд	0	59
Часы	5	Минут	0	23
Дни месяца	5	Часов	1	28, 29, 30 или 31
Дни недели	3	Часов	0	6
Дни года	9	Часов	1	365 (366 для високосного года)
Месяцы	4	Дней месяца	1	12
Годы	12	Месяцев или дней года	0	4095

* См. рис. 30.

Таблица 80. Группа регистров счётчиков времени модуля RTC

Адрес	Имя	Размер	Описание	Доступ
0xE0024020	SEC	6	Значение секунд лежит в диапазоне от 0 до 59	RW
0xE0024024	MIN	6	Значение минут лежит в диапазоне от 0 до 59	
0xE0024028	HOUR	5	Значение часов лежит в диапазоне от 0 до 23	
0xE002402C	DOM	5	Значение дней месяца* лежит в диапазоне от 1 до 28, 29, 30 или 31 (в зависимости от месяца и от того, високосный ли год)	
0xE0024030	DOW	3	Значение дней недели* лежит в диапазоне от 0 до 6	
0xE0024034	DOY	9	Значение дней года* лежит в диапазоне от 1 до 365 (366 для високосных годов)	
0xE0024038	MONTH	4	Значение месяцев лежит в диапазоне от 1 до 12	
0xE002403C	YEAR	12	Значение лет лежит в диапазоне от 0 до 4095	

* Эти значения просто инкрементируются в соответствующих интервалах и сбрасываются в определённом состоянии переполнения. Они не рассчитываются автоматически и должны быть правильно инициализированы, чтобы быть корректными.

в соответствии со следующим алгоритмом:

- установить значение константы перезагрузки WDT в регистре WDTC;
- задать установки режима WDT в регистре WDMOD;
- запустить WDT путём записи числа 0xAA, сопровождаемой записью числа 0x55 в регистр WDFEED, т.е. произвести «подачу» WDT;
- WDT должен быть «подан» вновь прежде, чем наступит антипереполнение его счётчика, с тем чтобы предотвратить сброс/прерывание от WDT.

Когда происходит антипереполнение счётчика WDT, в программный счётчик МК автоматически записывается значение 0x00000000, как и в случае внешнего сброса.

Флаг тайм-аута сторожевого таймера (WDTOF) после сброса может быть опрошен программой, чтобы определить, не был ли вызван сброс WDT. Флаг WDTOF сбрасывается пользовательским программным обеспечением.

Блок-схема WDT показана на рис. 31. WDT обслуживается следующими регистрами.

Регистр режима сторожевого таймера (WDMOD – 0xE0000000). Битовая структура регистра WDMOD приведена в табл. 84. После того как биты WDEN и/или WDRESET устанавливаются программой, они не могут быть сброшены программно. Оба этих бита могут быть сброшены только с помощью внешнего сброса или в результате антипереполнения сторожевого таймера.

Флаг тайм-аута сторожевого таймера WDTOF устанавливается, когда истекает тайм-аут сторожевого таймера. Этот флаг сбрасывается программно. Флаг прерывания от сторожевого таймера WDINT устанавливается, когда истекает тайм-аут сторожевого таймера. Этот флаг сбрасывается, когда происходит любой сброс.

Регистр константы сторожевого таймера (WDTC – 0xE0000004). Регистр определяет значение времени тайм-аута сторожевого таймера. Каждый раз, когда производится корректная последовательность «подачи», содержимое WDTC перегружается в сторожевой таймер.

Регистр «подачи» сторожевого таймера (WDFEED – 0xE0000008).

Таблица 84. Регистр режима сторожевого таймера (WDMOD – 0xE0000000)

Номер бита WDMOD	Функция бита	Описание	Значение после сброса
0	WDEN	Бит разрешения прерывания от сторожевого таймера (только установка)	0
1	WDRESET	Бит разрешения сброса от сторожевого таймера (только установка)	0
2	WDTOF	Флаг тайм-аута сторожевого таймера	0 (только после внешнего сброса)
3	WDINT	Флаг прерывания от сторожевого таймера (только чтение)	0
7:4	Зарезервированы	Пользовательское ПО не должно производить запись в зарезервированные биты. Чтение зарезервированного бита возвращает неопределённое значение	NA

Запись в этот регистр последовательности «подачи» перезагрузит сторожевой таймер значением регистра WDTC. Эта операция также запустит процесс отсчёта сторожевого интервала тайм-аута, если WDT был предварительно разрешён в регистре WDMOD. До момента разрешения битом WDEN сторожевой таймер будет игнорировать ошибки «подачи».

Регистр значения сторожевого таймера (WDTV – 0xE000000C). Регистр используется, чтобы программно читать текущее значение WDT.

Продолжение следует

ЛИТЕРАТУРА

1. Редькин П.П. Микроконтроллеры ARM7. Семейство LPC2000 компании

Philips: полное руководство пользователя. М.: Додэка-XXI. 2007 (готовится к выпуску).

2. LPC2119/2129/2194/2292/2294 USER MANUAL. Feb. 2004. Philips Semiconductors (www.LPC2000.com).

3. ARM 7TDMI Data Sheet. Document Number: ARM DDI 0029E. Issued: August 1995. Copyright Advanced RISC Machines Ltd. (ARM) 1995 (www.arm.com).

4. ARM7TDMI-S Technical Reference Manual (Rev 4) Copyright © ARM Limited. ARM DDI 0234A (www.arm.com).

5. ARM Instruction Set. Quick Reference Card (www.arm.com).

6. Thumb Instruction Set. Quick Reference Card (www.arm.com).

7. 80C51 Family Derivatives 8XC552/562 Overview. Philips Semiconductors, 1996 Aug 06, (www.semiconductors.philips.com/acrobat/various/8XC552_562OVERVIEW_2.pdf).



Мы переключаем ваше будущее!

КОНЦЕВЫЕ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛИ
DIP-ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛИ
МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛИ
ТАКОВЫЕ КНОПКИ
СДВИГОВЫЕ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛИ

Diptronics, тайваньский лидер в разработке и производстве переключателей, специализируется в этой области с 1985 г.

DIPTRONICS MANUFACTURING INC.
No. 110, Wugong 3rd Road, Wugu Shiang, 24889, Taipei County, Taiwan
Tel.: +886 2 2298 9123 http://www.dip.com.tw E-mail: dip@dip.com.tw

Универсальный герметичный контактор GIGAVAC GX11

Ольга Ключникова (Москва)

Компания GIGAVAC (США), специализирующаяся на производстве высоковольтных реле и контакторов военного и аэрокосмического применения, в январе этого года представила новый 150-амперный контактор GX11. В данной статье подробно рассмотрены его технические характеристики.



Рис. 1. Контактор Gigavac GX11

Данный тип контакторов позволяет коммутировать токи до 150 А при напряжении 750 В. Как видно из рисунка, силовые входы соответствуют по размерам стандартным монтажным панелям UL508, поэтому отпадает необходимость в подборе специальных силовых кабелей, шин или наконечников для проводников. Герметизация по запатентованной технологии EPIC™ гарантирует герметичность при температуре до +175°C. Эта же технология используется в изделиях, применяемых в аэрокосмической области для снижения риска возникновения пожара и плавления при перегрузках по току.

По качеству герметизации разработка соответствует следующим стандартам:

- UL1604 для I и II классов, Div 2 и классу III для применения в опасных для жизни местах и взрывоопасных средах;
- IP67 – допускает временную эксплуатацию в течение 30 мин под водой;
- SAE J1171 – защита от внешнего возгорания;
- ISO8846 – защита от возгорания при работе вблизи легковоспламеняемых газов.

Благодаря высокоэффективной обмотке практически отсутствует

генерация радиопомех (электромагнитная интерференция), что позволяет устранить перекрестные помехи в системах контроля питания. Одним из преимуществ данного вида контакторов является наличие встроенной системы гашения ЭДС самоиндукции, благодаря чему экономится время и стоимость разработки, т.к. отпадает необходимость в изготовлении внешней системы гашения. Изготовление монтажных элементов из нержавеющей стали является гарантией отсутствия коррозии в течение многих лет эксплуатации. Соответствие стандарту UL508 гарантирует работу при температуре окружающей среды +75°C, кроме того, возможна постоянная работа при +85°C при температуре выводов +60°C. Возможно изготовление по спецзаказу изделий, работающих при температуре окружающей среды +125°C. Монтаж возможен в любом положении – вертикальном или горизонтальном.

Основным критерием оценки работоспособности контакторов в аппаратуре является их надёжность. В свою очередь, надёжность напрямую зависит от износостойкости. В таблице 1 указано количество циклов включения и отключения нагрузки, характеризующее износостойкость. Окончание срока службы определяется выходом за пределы спецификации значений диэлектрического сопротивления изоляции или сопротивления контактов.

Контактор отвечает всем заявленным требованиям при температуре

Таблица 1. Число коммутационных циклов при различных напряжениях на контактах

Напряжение на контактах для постоянного или переменного (50/60 Гц) тока 15 А, В	Количество циклов коммутации
24	150 000
48	100 000
72	40 000
120	20 000
350	7500
750	1200

Таблица 2. Максимально допустимый коммутируемый ток

Время, с	Максимальное значение тока, А, при различных значениях температуры	
	50°C	75°C
10 (1 раз)	560	375
100 (1 раз)	360	240
300 (1 раз)	300	200
0,25 (10 повторений)	2000*	
10 (10 повторений)	500*	

*Сумма противотока и пускового тока при 2-секундной промежуток между циклами

Таблица 3. Параметры обмоток контактора GX11 для различных вариантов исполнения

Номинальное напряжение, В	12	24	48	72	120	120 (50/60 Гц)	240 (50/60 Гц)
Обозначение наименования обмотки	B	C	F	H	J	K	L
Максимальное напряжение, В	14	28	56	84	140	140	280
Минимальное напряжение, В	7,5	15	28	46	72	72	144
Сопротивление обмотки при $t = 25^{\circ}\text{C}$, Ом	17	85	335	850	2125	-	-
Ток обмотки при номинальном напряжении, МА, макс.	700	280	150	90	56	-	-
Обратная ЭДС обмотки, В	55	55	100	150	288	-	-

Таблица 4. Основные параметры контактора GX11

Параметр	Значение
Номинальное сопротивление контактов при номинальном токе нагрузки, МОм	0,15
Время срабатывания, мс	20
Время отпускания, мс	12
Сопротивление изоляции, МОм	100
Диэлектрическая прочность, В	2500
Ударопрочность, г	20
Вибростойкость при синусоидальном колебании (500...2000 Гц), г	15
Диапазон рабочих температур, $^{\circ}\text{C}$	-55...+85
Температура хранения, $^{\circ}\text{C}$	-70...+175
Вес, г	500

окружающей среды $+85^{\circ}\text{C}$, но температура выводов не должна превышать $+60^{\circ}\text{C}$, что выше значения $+50^{\circ}\text{C}$, которое допускается по UL508.

Поскольку срок службы зависит от вида нагрузки (активная, индуктивная, емкостная или комбинированная), компания GIGAVAC предлагает покупателям протестировать контактор в своих изделиях, чтобы убедиться, что срок службы соответствует заявленному. Как известно, более длительный срок службы может быть достигнут при более низких токах переключения. Если принять срок службы при токе переключения 150 А за минимальный, то увеличение срока службы в два раза произойдет при снижении тока до 75 А, при 50 А срок службы увеличится в три раза, а при токе 30 А – в пять раз.

Максимальная температура выводов для GX11 составляет $+175^{\circ}\text{C}$, это означает, что контактор может выдерживать кратковременное переключение гораздо более высоких токов, чем показано в таблице 2. Однако эта температура значительно выше, чем предусмотренная для большинства изоляций, что в свою

очередь означает обязательное использование шин.

Приведенные в таблице 2 данные дают представление о максимальных значениях коммутируемых токов и температуре контактов, допустимой для GX11. В таблицах 3 и 4

приведены параметры для более детального ознакомления с характеристиками контактора.

Помимо силовых, предусмотрены вспомогательные контакты, рассчитанные на максимальный коммутируемый ток 2 А.





АППАРАТУРА
СИСТЕМ СВЯЗИ



Компания ЗАО «Аппаратура Систем Связи» - эксклюзивный дистрибьютор Gigavac предлагает:

- Контакторы военного и аэрокосмического применения
- Газонаполненные и вакуумные реле
- Высоковольтные герконовые реле



Универсальный герметичный контактор на 150 Ампер - NEW!

- 150А, работа при постоянном и переменном токе и напряжении до 750В
- разъемы для крепления UL508 коннекторов и кабелей
- компактные размеры и возможность монтажа в любом положении
- дополнительные вспомогательные выводы 2А

125363 РОССИЯ, МОСКВА, УЛ. ШТУРВАЛЬНАЯ, Д. 3, СТР. 1
 Тел./Факс: (495) 105-50-12, 105-50-13, 492-70-77
 E-MAIL: KLYUCHNICOVA@ESCLTD.RU, HTTP://WWW.ESCLTD.RU

Реклама

Методика разработки нейросетевых алгоритмов для решения задач обработки изображений

(часть 2)

Наталья Томашевич (Москва)

В продолжении статьи рассматриваются практические задачи на базе методики построения нейронной сети: 1) распознавание туберкулезных бацилл и 2) выделение лиц на цифровых изображениях. Обсуждаются результаты вычислительных экспериментов.

РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ РАСПОЗНАВАНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ ТУБЕРКУЛЕЗНЫХ БАЦИЛЛ, ПОЛУЧЕННЫХ С ФЛЮОРЕСЦЕНТНОГО МИКРОСКОПА, С ПОМОЩЬЮ АНСАМБЛЯ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ

Был разработан флюоресцентный микроскоп, получивший название микровидеотестер МВТ-ЛН (см. рис. 7). Он предназначен для компьютерного анализа патогенных микроорганизмов с использованием нейросетевого программного обеспечения.



Рис. 7. Флюоресцентный микроскоп, подставка для сканирования объектов, видеокамера и компьютер с нейросетевым программным обеспечением

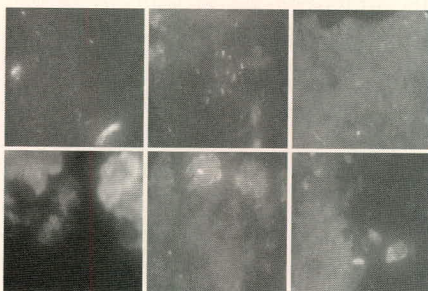


Рис. 8. Примеры анализа на туберкулез цифровых изображений, полученных с флюоресцентного микроскопа

Рассмотрим программное обеспечение этой системы, которое решает задачу выделения и подсчёта числа патогенных микроорганизмов на цифровом изображении, полученном с флюоресцентного микроскопа МВТ-ЛН.

1. Постановка задачи

Дано: Серое 256-уровневое изображение размера 244 × 260 пикселей, полученное с флюоресцентного микроскопа. Изображение получается в результате раскрашивания анализа слюны пациента флюоресцентным красителем, реагирующим на наличие туберкулезных микроорганизмов, и подаётся в растровом формате на компьютер. Изображение содержит различные объекты, которые можно разделить на два класса:

1. Туберкулезная палочка (имеет форму вытянутого эллипса, её длина может варьироваться примерно от 6 до 15 пикселей);
2. Другие объекты (имеют форму, отличную от эллиптической).

Требуется: Определить число палочек, указав их на изображении. К системе распознавания предъявляются следующие требования:

- инвариантность к сдвигу, повороту и незначительному изменению масштаба туберкулезной палочки (т.е. инвариантность к аффинным преобразованиям плоскости);
- инвариантность к яркости палочки. Палочка всегда светлее (ярче) фона, но не существует такого порога яркости, выше которого все точки изображения принадлежат палочкам;

- инвариантность к изгибу палочки. Палочка представляет собой эллипсообразный объект, но, поскольку является грибом, может произвольно изгибаться.

Кроме того, система распознавания должна выполнять обработку исходного изображения за время не более 1,5 с на персональном компьютере со 128 Мб оперативной памяти и частотой процессора 400 МГц.

Примеры исходных изображений приведены на рисунке 8. На рисунке 9 приведены те же изображения, но с выделенными на них палочками (квадратики) и сомнительными объектами (кружочки). Является ли объект туберкулезной палочкой или нет, оператор определяет не по данному цифровому изображению, а глядя непосредственно в микроскоп. В отличие от серого и дискретного цифрового изображения, картинка в микроскопе цветная и непрерывная, что облегчает работу оператора.

3. Методика решения задачи и результаты

Как видно из примеров (см. рис. 8 и 9), помимо самих палочек, на исходном изображении присутствует большое число мелких и крупных ложных объектов. К крупным ложным объектам, как правило, относятся слизь или слюна пациента, а к мелким – кусочки красителя, выделяющего палочки, и различные непатогенные микроорганизмы.

Каждая палочка и каждый ложный объект исходного изображения имеют более или менее выраженные границы. Поэтому было бы хорошо, если бы из исходного серого 256-уровневого изображения мы получили чёрно-белое изображение, содержащее только палочки и небольшие ложные объекты, размеры которых сопоставимы с размера-

ми палочек. В этом случае задача распознавания палочек сводится к задаче выделения эллипсообразных объектов и вычисления отношения их длины к ширине, что несложно реализуется обычными методами без использования нейронных сетей. При отношении длины к ширине более 1,5...1,8 можно уверенно отнести объект к числу туберкулезных палочек.

Итак, рассмотрим методику построения нейронной сети, решающей задачу сегментации и фильтрации исходного серого изображения, в результате чего будет получено бинарное изображение, содержащие только палочки и небольшие ложные объекты. Эта нейронная сеть будет обеспечивать инвариантность к: сдвигу, повороту, незначительному изменению масштаба и яркости объектов исходного изображения.

В каждой точке (x, y) исходного изображения будем рассматривать окно размером 15×15 точек (15 – это максимальная длина палочки), где (x, y) – центр этого окна; это обеспечит инвариантность к сдвигу. Для обеспечения инвариантности к повороту преобразуем квадратную пиксельную решётку рассматриваемого окна в круглую, как показано на рисунке 10. Затем каждый из получившихся восьми секторов круговой матрицы подаём на вход нейронной сети (НСДГ на рис. 10), выполняющей задачу определения

границ. Эта нейронная сеть также является инвариантной к яркости изображения.

Выходы восьми нейронных сетей НСДГ подаются на вход следующей нейронной сети (НСК на рис. 10), на выходе которой будет $+1$, если в рассматриваемом окне содержится палочка или небольшой ложный объект, и -1 – если другой объект. Таким образом, мы получаем бинарное изображение, на котором имеются только палочки и мелкие ложные объекты (на рисунке 11 в правом столбце они отмечены белым цветом, а фон – чёрным).

Затем остаётся классифицировать объекты получившегося в результате фильтрации и сегментации изображения. Для этого мы рассматриваем на полученном бинарном изображении только белые точки. Вокруг каждой белой точки сформируем окно и преобразуем это окно в круговую матрицу, так же как на рис. 10. Из восьми секторов круговой матрицы находим два не соседних сектора, содержащих максимальное число белых точек, которые расположены последовательно друг за другом при движении от центра кругового окна к его краям; это будет длина объекта, находящегося в окне. Аналогично находим ширину объекта и, вычислив отношение длины к ширине, классифицируем этот объект как палочку либо как ложный объект. Такая методика классификации позволяет

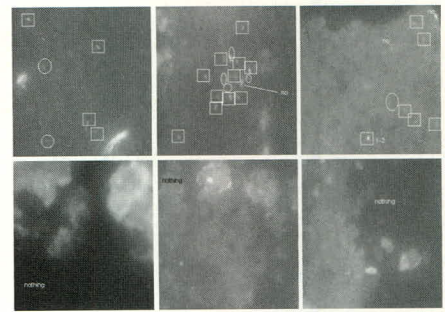


Рис. 9. Примеры цифровых изображений анализа на туберкулез

Квадратиками помечены туберкулезные палочки, кружочками – сомнительные объекты, на трёх нижних изображениях туберкулезные палочки отсутствуют

реализовать инвариантность к незначительному изменению масштаба палочки и к её изгибу.

Общее время решения задачи на компьютере с указанными выше характеристиками, в зависимости от количества палочек и мелких ложных объектов, составляет 1,1...1,3 с. В частности, для реализации нейросетевой части (фильтрации и сегментации исходного изображения) требуется 0,7 с.

Что касается качества решения задачи (см. рис. 11), то все палочки, различимые человеком на исходном изображении, были классифицированы правильно. Также были правильно классифицированы более 95% ложных объектов. Остальные объекты, которые на исходном изображении визуально не отличаются от палочек, распознаны не были¹.

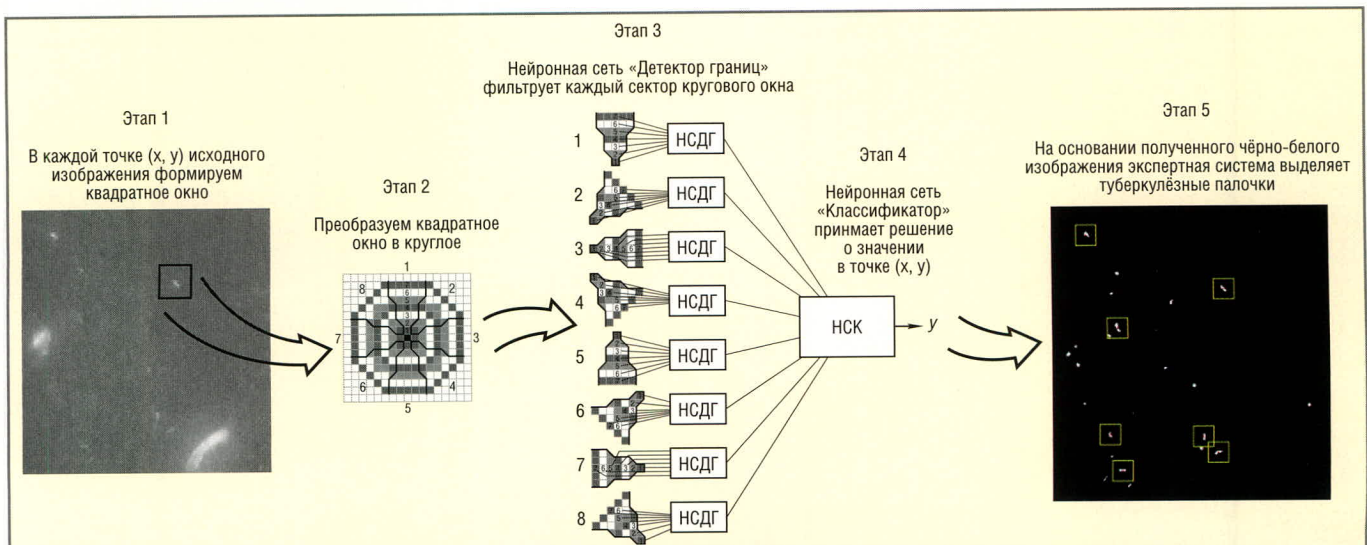


Рис. 10. Иллюстрация методики фильтрации и сегментации изображения на нейронной сети с реализацией инвариантности к сдвигу, повороту и яркости изображения

¹При преобразовании цветного непрерывного изображения на входе микроскопа в серое дискретное происходит потеря информации, поэтому по серой дискретной картинке на выходе микроскопа даже опытный специалист не всегда может классифицировать мелкий объект как туберкулезную бациллу или как ложный объект. – Прим. автора

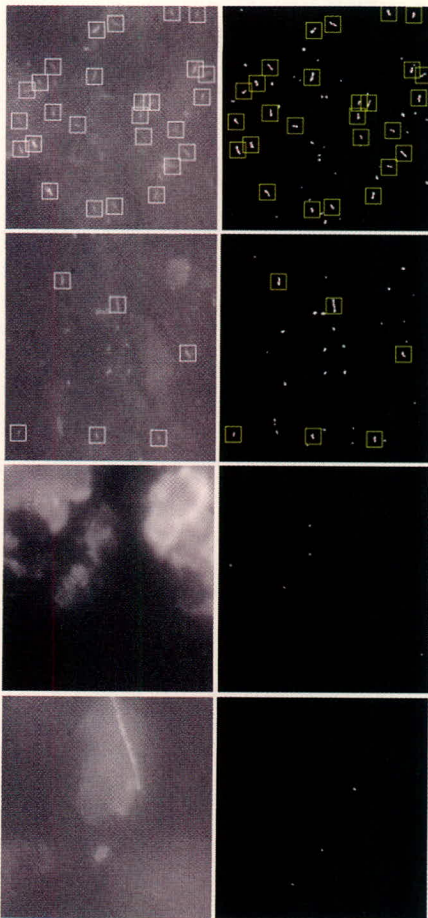


Рис. 11. Примеры решения задачи
 Левый столбец содержит исходные изображения, на которых белыми квадратиками помечены туберкулезные палочки. В правом столбце представлены решения системы для изображений левого столбца

ЭКСПЕРИМЕНТЫ ПО ОБУЧЕНИЮ НЕЙРОННОЙ СЕТИ ЗАДАЧЕ ВЫДЕЛЕНИЯ ЛИЦА НА ДВУМЕРНОМ ИЗОБРАЖЕНИИ

1. Нейросетевая постановка задачи выделения лиц

Традиционно задача выделения лица с помощью нейронной сети решается следующим образом (см. рис. 12). В каждой точке (x, y) исходного изображения (как правило, серой

фотографии) формируется окно размера $N \times N$. Из содержимого окна формируется вектор признаков, который подаётся на вход нейронной сети. Для формирования вектора признаков используются самые разные методы: от моментов и дискриминантного анализа до тех же самых нейронных сетей. До недавнего времени выделение вектора признаков из окна было необходимым этапом, позволяющим существенно уменьшить число входов нейронной сети. В наши дни, благодаря высокой производительности вычислительной техники, стало возможным использовать в качестве входа нейронной сети всё окно размера $N \times N$ целиком, что позволяет избежать потерь информации при преобразовании изображения окна в вектор признаков.

Итак, сформированный из окна вектор признаков подаётся на вход нейронной сети. На выходе нейронная сеть должна выдать +1, если окно содержит лицо человека, и -1 – если не содержит. То есть задача выделения лица сводится к задаче классификации с двумя классами образов. Поскольку в реальных задачах размер и ориентация искомого лица человека, как правило, неизвестны, то в каждой точке (x, y) формируется не одно, а множество окон разного размера и ориентации, которые и подаются на вход сети.

4.2. Эксперименты

В данной работе при построении нейронной сети преследуются такие цели:

1. Нейронная сеть должна обучаться всем примерам, предъявленным ей в обучающей выборке (процент ошибки на обучающей выборке должен быть равен нулю);

2. Обученная нейронная сеть должна обладать способностью к обобщению. То есть она должна правильно классифицировать новые примеры, в частности, новые изображения лиц людей, незначительно отличающиеся от изображений лиц, присутствующих в обучающей выборке.

Другими словами, если в обучающей выборке представлены примеры изображения чернокожих людей *en face*, то сеть должна правильно выделять и других чернокожих людей *en face*. Такие требования, предъявляемые к нейронной сети, позволят в будущем сформировать репрезентативную обучающую выборку и обучить нейронную сеть задаче выделения лиц со 100-% вероятностью.

Инвариантность к мимике лица и повороту головы достигается за счёт включения в обучающую выборку примеров лиц с разной мимикой и поворотами головы в 3D-пространстве. Инвариантность к масштабу и поворотам изображения на углы, кратные 90°, достигается за счёт формирования в каждой точке исходного изображения нескольких окон различного масштаба, повернутых на углы, кратные 90°. Поскольку внутри окна лица также могут иметь разный масштаб, то инвариантность к незначительному изменению масштаба и поворотам плоскости на углы, меньшие 45°, также обеспечивается нейронной сетью. Инвариантность к яркости изображения, как было сказано выше, включена в алгоритм построения нейронной сети. Инвариантность к различным источникам света реализуется за счёт включения в обучающую выборку соответствующих примеров.

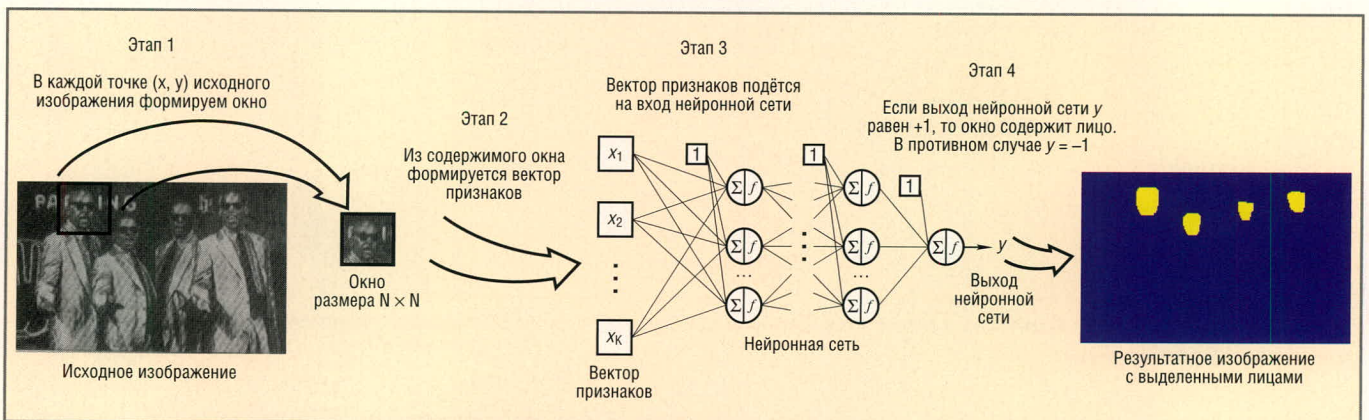


Рис. 12. Решение задачи выделения лица с помощью нейронной сети

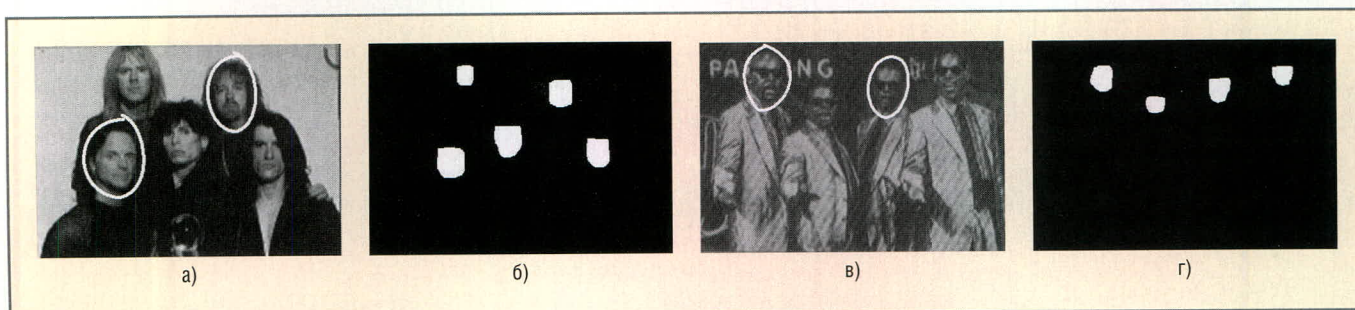


Рис. 13. Результаты экспериментов

(а) Исходное изображение. Обведены два лица, включенные в обучающую выборку;

(б) Результат работы нейронной сети для рисунка (а). Чёрные точки соответствуют выходу сети -1 , т.е. классу «не лицо». Белые точки соответствуют выходу сети $+1$, т.е. классу «лицо»;

(в) Исходное изображение. Обведены два лица, включенные в обучающую выборку;

(г) Результат работы нейронной сети для рисунка (в). Чёрные точки соответствуют выходу сети -1 , т.е. классу «не лицо». Белые точки соответствуют выходу сети $+1$, т.е. классу «лицо».

В связи с недавним началом этой работы представлены результаты экспериментов на небольшой выборке. На рисунке 13а приведено исходное изображение, содержащее лица пяти разных белых людей. Два человека (их лица обведены) включены в обучающую выборку. На рисунке 13б приведён результат работы нейронной сети. Чёрные точки соответствуют выходу сети, равному -1 , т.е. клас-

су «не лицо». Белые точки соответствуют выходу сети, равному $+1$, т.е. классу «лицо». Видно, что нейронная сеть обучилась на всех примерах обучающей выборки. При этом она обладает хорошими обобщающими свойствами: при наличии в выборке изображений двух людей сеть правильно выделила трёх других людей.

На рис. 13в приведено другое исходное изображение, содержащее

лица четырёх различных темнокожих людей в солнцезащитных очках. В обучающую выборку также включены два обведённых лица. Как видно из рис. 13г, нейронная сеть, как и в предыдущем случае, обучена на всех примерах обучающей выборки и обладает хорошими обобщающими свойствами: двое людей, не включённых в выборку, правильно отнесены сетью к классу «люди». ©

18-20 сентября
2007

Новосибирск
Россия



СИБИРСКИЙ ФОРУМ ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ И ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ



СИБСВЯЗЬ. СИБКОМПЬЮТЕР. СИБИНТЕРНЕТ

XV международная специализированная выставка средств связи и телекоммуникаций, коммуникационного оборудования, информационных технологий и компьютерной техники, сервисов Интернет

ЭЛЕКТРОНСИБ

Специализированная выставка электронных компонентов и технологического оборудования

СИБИРЬ-ТЕЛЕРАДИОВЕЩАНИЕ

Специализированная выставка кабельного и спутникового телевидения, радиовещания и широкополосных телекоммуникаций

Выставочное Общество СИБИРСКАЯ ЯРМАРКА

Россия, 630049, Новосибирск, Красный пр-т, 220/10. Телефон: (383) 210-62-90, факс: 225-98-45

E-mail: ponkrat@sibfair.ru; www.sibfair.ru

Реклама

Микроконтроллер файлового диспетчера передачи USB и его практическое применение

Олег Вальпа (Челябинская обл.)

Интерфейс USB на сегодняшний день является очень распространённым и активно используется для связи компьютера с различными периферийными устройствами. Тем не менее, он не позволяет соединить между собой два компьютера для обмена информацией. Описываемое в статье устройство связи позволяет решить эту проблему и осуществить скоростной обмен между компьютерами.

ВВЕДЕНИЕ

Согласно протоколу USB, персональный компьютер является хостом (host – хозяин), а периферийное устройство является подчинённым (slave – раб). При этом хост инициирует обмен по USB, а подчинённый отвечает на запросы хоста. Другими словами, хозяин не может «поговорить» с другим хозяином через интерфейс USB. Хозяин может «поговорить» только с одним или несколькими подчинёнными ему устройствами.

НАЗНАЧЕНИЕ

Описываемое ниже устройство связи позволяет осуществить обмен данными между двумя компьютерами. Это устройство разработано на

основе микроконтроллера файлового диспетчера передачи GL620USB производства компании Genesys Logic [1]. Микроконтроллер соответствует спецификации USB версии 1.1 и имеет запатентованную архитектуру для однокристалльного решения задач коммуникации хоста с хостом. Программное обеспечение микросхемы поддерживает передачу файлов в операционных системах Windows98 и Windows2000 и позволяет вести обмен данными на скорости до 8,6 Мбод.

ФУНКЦИОНАЛЬНОЕ ОПИСАНИЕ

Микроконтроллер GL620USB содержит встроенный стабилизатор напряжения 3,3 В и внутреннюю схему сброса. Для работы последней тре-

буется внешний кварцевый резонатор на 12 МГц и минимум дополнительных элементов. GL620USB имеет внутреннюю схему управления питанием и изготавливается в 16-выводном SOP-корпусе.

Архитектура GL620USB позволяет преодолеть несовместимость USB-соединения между двумя или несколькими персональными компьютерами, обеспечивая два независимых приёмопередатчика USB для каждого хоста, т.е., данные могут быть переданы в оба направления одновременно.

На рис. 1 показана структурная схема соединения двух персональных компьютеров через интерфейс USB.

Компания Genesys Logic предлагает прикладную программу для обмена файлами между двумя компьютерами [2]. Это приложение может быть легко установлено пользователем самостоятельно. Прикладная программа совместно с микросхемой GL620USB обеспечивает скорость передачи файлов до 8,6 Мбод. С помощью этого приложения на персональном компьютере можно открыть доступ к файлам различных локальных устройств, таких, например, как накопитель на жёстком диске, флорпи-диск, CD-ROM и сетевые подключения. Устройство обеспечивает передачу файлов с помощью стандартного кабеля USB, стандартного хаба (концентратора) USB (hub – узел), а также хаба USB в составе монитора или компьютера.

Структурная схема микроконтроллера GL620USB приведена на рис. 2.

В состав микросхемы входят управляющий микроконтроллер, регистры USB-протокола, схема управления буферами FIFO, два интерфейса USB и четыре буфера FIFO. Микросхема оснащена двумя полноскоростными портами USB. Каждый порт имеет четыре конечные точки для обеспечения различных функций:

- конечная точка 0 – управление передатчиком;

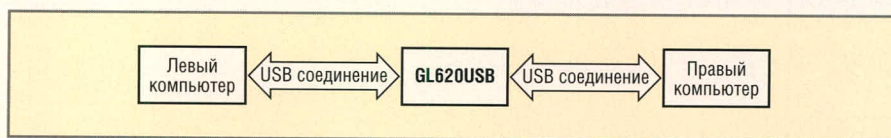


Рис. 1. Структурная схема соединения двух персональных компьютеров через интерфейс USB

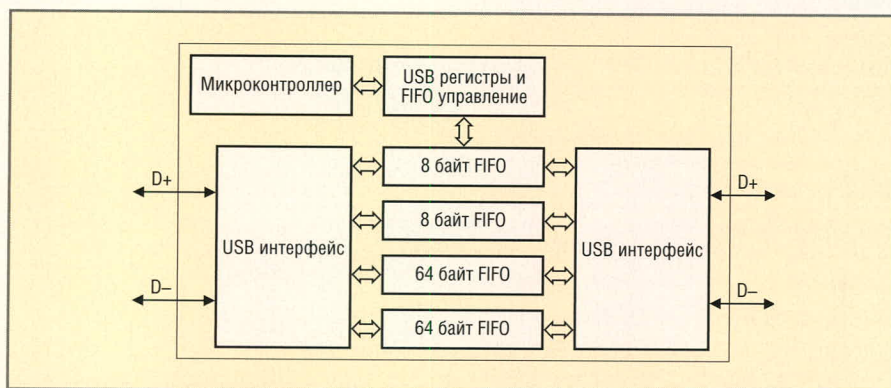


Рис. 2. Структурная схема микроконтроллера GL620USB

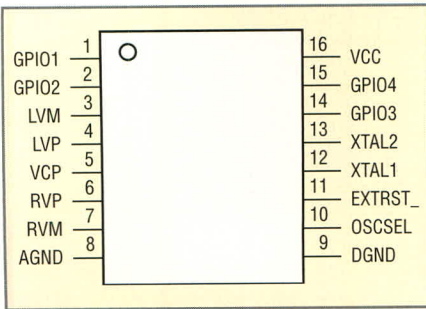


Рис. 3. Обозначение выводов микросхемы

- конечная точка 1 – объёмное чтение передатчика;
- конечная точка 2 – объёмная запись передатчика;
- конечная точка 3 – прерывание передатчика.

Два 8-байтовых FIFO и четыре 64-байтовых FIFO, встроенных в микросхему, обеспечивают следующие функции.

Левые 8 байт FIFO обеспечивают канал для связи левой конечной точки 0 и правой конечной точки 3. Например, левый хост, запрашивая связь с правым хостом, может послать команду управления передатчиком и команда установки будет сохранена в левом 8-байтовом FIFO. Правый хост может запросить прерывание передатчика, чтобы получить команду установки от левого хоста. Это состояние будет длиться, пока сторона справа не получит команду установки через прерывания передатчика.

Правые 8 байт FIFO обеспечивают канал для связи правой конечной точки 0 и левой конечной точки 3.

Левые 64 байта данных FIFO обеспечивают канал для связи левой конечной точки 2 и правой конечной точки 1. Например, левый хост перед передачей данных правому хосту может послать объёмную запись передатчика и значение нагрузки будет сохранено в левых 64 байтах FIFO. Правый хост может запросить объёмное чтение передатчика, чтобы получить данные от левого хоста.

Правые 64 байта данных FIFO обеспечивают канал для связи правой конечной точки 2 и левой конечной точки 1.

НАЗНАЧЕНИЕ И ОПИСАНИЕ ВЫВОДОВ

Назначение и описание выводов микросхемы приведено в табл. 1. Обозначение выводов соответствует изображению микросхемы, приведённому на рис. 3.

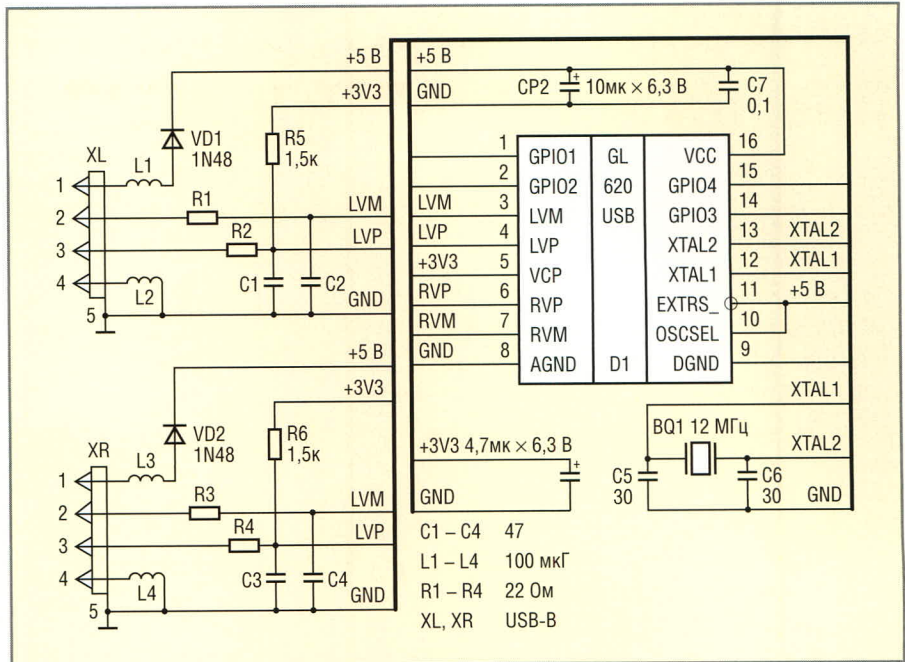


Рис. 4. Принципиальная электрическая схема файлового диспетчера.

Назначение выводов микросхемы

Вывод	Обозначение	Вход/выход	Описание
1	GPIO1	В	Универсальный вывод (способен управлять индикатором)
2	GPIO2	В	Универсальный вывод (способен управлять индикатором)
3	LVM	В	Левый вывод D –
4	LVP	В	Левый вывод D +
5	VCP	0	Выход 3,3 В
6	RVP	В	Правый вывод D +
7	RVM	В	Правый вывод D –
8	AGND	–	Общий вывод аналогового заземления
9	DGND	–	Общий вывод цифрового заземления
10	OSCSEL	1	Выбор типа синхронизации
11	EXTRST_	1	Внешний сброс
12	XTAL1	1	Вход кварцевого резонатора 12 МГц
13	XTAL2	0	Выход кварцевого резонатора
14	GPIO3	В	Универсальный вывод
15	GPIO4	В	Универсальный вывод
16	VCC	–	Питание 5 В

Примечание: 1 – вход, 0 – выход, В – двунаправленный вывод

В таблицах, приведённых в дополнительных материалах к статье на сайте журнала, представлены основные электрические характеристики микросхемы, дающие информацию о её применении и эксплуатации. Там же приведены геометрические размеры корпуса микросхемы, которые позволяют создать шаблон компонента в системе автоматизированного проектирования (САПР) для разработки топологии печатной платы устройства.

СХЕМА УСТРОЙСТВА

Принципиальная электрическая схема устройства приведена на рис. 4.

Она включает в себя микросхему GL620USB, пару разъёмов USB типа В и несколько пассивных элементов, параметры которых указаны непосредственно на схеме.

После изготовления устройства к нему подключаются компьютеры с предварительно установленной на них программой обмена, и осуществляется передача данных аналогично тому, как это делается в компьютерной сети.

ЛИТЕРАТУРА

1. <http://www.genesyslogic.com>.
2. http://www.genesyslogic.com/eimages_tech/GLink_FileTs_r113.zip.

Моделирование источников аналоговых сигналов

Роман Антипенский (г. Воронеж)

В статье рассматривается методика моделирования источников сигналов с амплитудной, частотной и фазовой модуляцией, предназначенных для использования в САПР. Материал может быть полезен для разработчиков аналоговой аппаратуры.

При моделировании аналоговых радиоэлектронных устройств с помощью систем автоматизированного проектирования (САПР), таких как OrCAD, Microcap, DesignLab [1] и других, часто приходится использовать различные источники сигналов для проверки работоспособности проектируемой схемы на предмет передачи (преобразования) первичного сигнала с минимальными искажениями. Однако имеющиеся в этих программах источники сигналов представлены весьма скудной библиотекой. Для исследования характеристик проектируемой схемы в условиях «реальных» сигналов и помех часто приходится разрабатывать собственную модель сигнала, а затем использовать её при моделировании схемы в САПР. В связи с этим весьма полезным представляется освоение принципов построения моделей сигналов, используемых в радиоэлектронных устройствах. Настоящая публикация знакомит читателя с основами моделирования сигналов с аналоговой модуляцией в программной среде MathCAD [2] и последующего их использования в качестве источников сигналов из внешнего файла в различных САПР радиоэлектронных устройств.

Основными представлениями при моделировании сигналов являются временное (зависимость амплитуды сигнала от времени) и спектральное (зависимость амплитуды или фазы гармонических составляющих сигнала от частоты). Наша задача заключается в разработке моделей сигналов, которые позволили бы получить их временное представление в виде массивов значений (отсчётов), а спектральные характеристики (комплексный спектр сигнала) можно получить с использо-

ванием быстрого преобразования Фурье [3]:

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} S(t) e^{-j\omega t} dt, \quad (1)$$

где $S(t)$ – массив временных отсчётов сигналов. Для реализации этого преобразования в системе MathCAD воспользуемся встроенным БПФ в виде функции $Cfft(S(t))$ [2]. Этот метод получения спектральных характеристик сигналов будем применять к большинству временных представлений.

Разработаем модель для амплитудно-модулированного сигнала, аналитическую запись которого можно записать в следующем виде [3]:

$$S_{AM}(t_j) = Sm \left[1 + m_a S_{перв}(t_j) \right] \cos(2\pi f_0 t_j + \psi), \quad (2)$$

где Sm – амплитуда сигнала, f_0 – частота несущего колебания, ψ – начальная фаза несущего колебания, $S_{перв}$ – некоторый первичный (модулирующий сигнал), m_a – индекс модуляции, зависящий от нелинейного элемента модулятора. Для начала в качестве первичного сигнала будем использовать гармоническое колебание, поэтому результирующий сигнал по сути будет являться амплитудно-модулированным колебанием (АМК). На первом этапе сформируем массив

отсчетов времени t_j и частоты f_j . Для этого в окне программы MathCAD запишем следующие выражения:

$$j := 0 \dots 10000 \quad t_j := j \times 10^{-6} \quad f_j := j \times 10^2$$

Поясним введённые идентификаторы программы. Сначала мы формируем массив значений переменной j – управляющей переменной, которую будем использовать для индексации массивов, необходимых в модели; затем формируем массив значений времени t_j и частоты f_j . Следует обратить внимание на взаимосвязь числа отсчётов и показателя степени в выражениях для массивов времени и частоты. Если график временного представления сигнала будет ломаным (отсчётов сигнала недостаточно), то число отсчётов необходимо увеличить, одновременно изменив показатели степени при задании массивов времени и частоты. При этом время моделирования значительно увеличивается, что следует учитывать при разработке моделей.

Введём новые переменные и зададим их значения для управления: 1) частотой F и начальной фазой ϕ модулирующего (первичного) колебания; 2) амплитудой Sm , частотой f_0 и начальной фазой несущего колебания ψ ; 3) глубиной модуляции m . Для этого в окне программы MathCAD запишем следующие выражения:

$$F := 2 \times 10^3 \quad \phi := 0 \quad Sm := 1 \\ f_0 := 3 \times 10^4 \quad \psi := 0 \quad m := 0.5$$

Запишем выражение (2) на языке программы MathCAD, обозначив

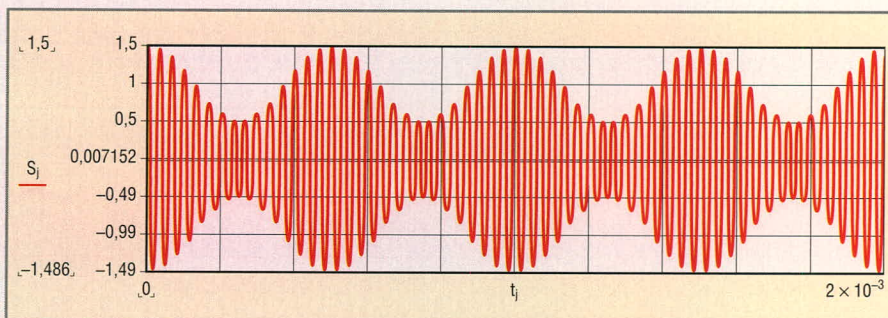


Рис. 1. Временное представление амплитудно-модулированного колебания

идентификатором s временное представление сигнала:

$$s_j = Sm(1 + m\cos(2\pi Ft_j + \phi))\cos(2\pi f_0 t_j + \phi).$$

После этого в окно программы поместим график, на горизонтальной оси которого зададим отображение переменной t_j , а на вертикальной оси – переменной s_j . После выполнения указанных действий должен получиться график, представленный на рисунке 1.

Итак, мы получили временной массив АМК, который необходимо записать в файл для его использования в качестве источника аналогового сигнала в САПР. Мы можем также рассчитать спектральные характеристики модулированного сигнала для предварительной оценки. Для этого введём идентификатор Sw , присвоим ему результат, возвращаемый функцией альтернативного БПФ $cfft$ [2], затем рассчитаем модуль полученного комплексного спектра АМК и выполним нормировку амплитудно-частотного спектра (АЧС) результирующего колебания, используя переменную r . Результат присвоим идентификатору b и построим график полученного массива от отсчётов частоты f_j . Программный код этих операций в окне MathCAD будет выглядеть так:

$$Sw := cfft(W) \quad v_j := |Sw_j|$$

$$r := \max(v) \quad b_j := \frac{v_j}{r}$$

На рисунке 2 представлен график АЧС результирующего колебания, в котором различимы три гармонические составляющие: одна с несущей частотой f_0 и две боковые частоты, отстоящие от несущей на значение F .

Итак, мы построили простую и удобную модель амплитудно-модулированного колебания. Мы можем управлять амплитудой, частотой и начальной фазой несущего колебания, частотой и начальной фазой модулирующего колебания, а также глубиной модуляции и наблюдать результаты изменений этих параметров на временном и спектральном представлении сигнала. Единственное, что осталось сделать, – записать в файл результат формирования временного представления сигнала для его использования в качестве входного сигнала в САПР.

Рассмотрим в качестве примера САПР DesignLAB (или последнюю

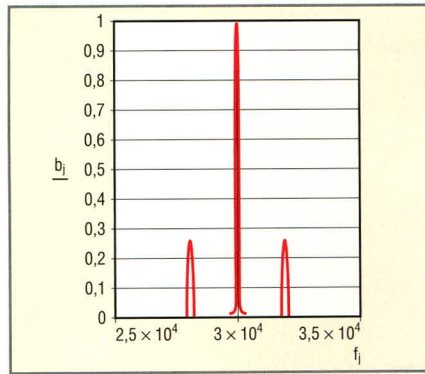


Рис. 2. Амплитудно-частотный спектр АМК

версию этого пакета OrCAD). В этих системах предусмотрен источник сигнала из файла, при этом данные в файле необходимо представить в следующем формате:

<отсчёт времени 1>, <отсчёт амплитуды 1>

<отсчёт времени 2>, <отсчёт амплитуды 2>

...

<отсчёт времени N>, <отсчёт амплитуды N>).

Чтобы наш сигнал выглядел в файле подобным образом, запишем следующий программный код:

```
i:=0..1 sigi := if(i=0, tj, sj)
WRITERN(«sig.dat»):= sig.
```

Поясним введённые обозначения. Мы сформировали массив всего из двух значений (0 и 1) для индексной переменной i , которая будет участвовать в формировании двумерного массива sig по правилу: если $i=0$, то v_j -элемент массива записываем отсчёт времени t_j , если не равен нулю (равен 1), то записываем отсчет сигнала s_j . Затем формируем файл с именем $sig.dat$; он будет размещаться в том же каталоге, что и наш файл с моделью. Теперь, если вывести в окно програм-

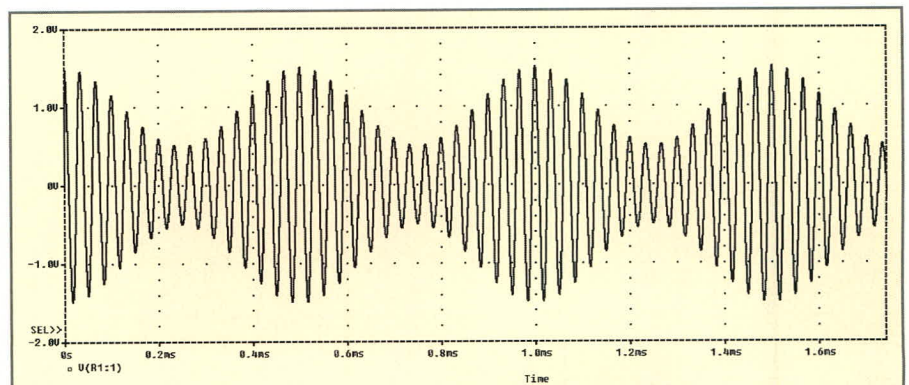


Рис. 4. АМК на выходе источника сигнала в САПР DesignLAB

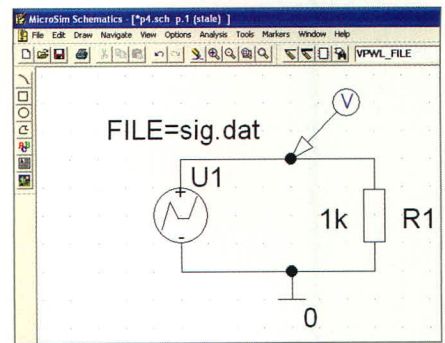


Рис. 3. Испытательная схема с источником сигнала из файла

мы MathCAD рассчитанный массив sig , получим то, что нам необходимо для использования в качестве входного аналогового сигнала для моделирования в САПР:

	0	1
0	0	0,74
1	1×10^{-6}	0,729
2	2×10^{-6}	0,692
3	3×10^{-6}	0,631
4	4×10^{-6}	0,546
5	5×10^{-6}	0,442
6	6×10^{-6}	0,321
7	7×10^{-6}	0,188
8	8×10^{-6}	0,048
9	9×10^{-6}	-0,095
10	1×10^{-5}	-0,236
11	$1,1 \times 10^{-5}$	-0,369
12	$1,2 \times 10^{-5}$	-0,49
13	$1,3 \times 10^{-5}$	-0,593
14	$1,4 \times 10^{-5}$	-0,677
15	$1,5 \times 10^{-5}$	-0,737

Необходимо пояснить, что для правильной записи результатов моделирования в файл, необходимо в программе MathCAD установить следующие значения системных параметров PRN File Settings: Precision (точность отображения) = 10, Column Width (ширина столбца) = 20.

```

j := 0..10000    t_j := j·10-6    f_j := j·102
Um1 := 3    Um2 := 4    Um3 := 6    Um4 := 5    Um5 := 4.5    Um6 := 4    Um7 := 3.5    Um8 := 3    Um9 := 2.4    Um10 := 2
F1 := 300    F2 := 600    F3 := 900    F4 := 1200    F5 := 1500    F6 := 1800    F7 := 2100    F8 := 2400    F9 := 2800    F10 := 3200
N := 5    k := 1..N    um := max(Um)    mak :=  $\frac{Um_k}{um}$      $\phi_k := \text{rnd}(Um_k) \cdot \pi$ 
Tj :=  $\sum_{k=1}^N \frac{Um_k}{um} \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot F_k \cdot t_j + \phi_k)$     R := max(T)    TLFj :=  $\frac{T_j}{R}$     SwT := cfft(T)    vTj := |SwTj|    r := max(vT)    bTj :=  $\frac{vT_j}{r}$ 
a := 0.8    f0 := 30000    stj := 1 - 1 + (a) · TLFj · cos(2 · π · f0 · tj)    mst := max(st)    stj :=  $\frac{st_j}{mst}$ 
Sws := cfft(st)    vsj := |Swsj|    r := max(vs)    bsj :=  $\frac{vs_j}{r}
i := 0..1    sigj,i := if(i = 0, tj, stj)    WRITEPRN("sig.dat" ) := sig$ 
```

Рис. 5. Программный код модели амплитудно-модулированного сигнала с модуляцией телефонным сообщением

Продemonстрируем, как выполнить ввод и моделирование испытательной схемы для проверки источника сигнала в DesignLAB 8.0. Введём схему, показанную на рисунке 3. В качестве источника сигнала воспользуемся компонентом VPWL_FILE (источник напряжения, заданный в файле) и установим значение его атрибута File = sig.dat. Сохраним собранную схему, поместив в папку со схемой файл sig.dat, зададим параметры директивы временного анализа и выполним моделирование. В окне программы Probe системы DesignLAB мы увидим точно такой сигнал, какой был создан с помощью программы MathCAD (см. рис. 4). Спектр сигнала можно увидеть, выполнив БПФ нажатием на кнопку с надписью FFT.

Итак, мы разработали модель амплитудно-модулированного колебания, позволяющую в доступной и удобной для восприятия форме исследовать временные и спектральные характе-

ристики сигнала, а также использовать результаты моделирования в качестве данных для источника аналогового сигнала в САПР DesignLAB.

Рассмотрим возможность использования в качестве первичного (модулирующего) сигнала телефонного сообщения, состоящего из нескольких гармонических составляющих. Автором предлагается модель телефонного сигнала в виде суммы ограниченного числа гармонических составляющих, аппроксимирующих спектр реального телефонного сообщения (ТЛФС) в регулируемых пределах отклонения их амплитуд и фаз, генерируемых по случайному закону с равномерным распределением в диапазоне 0...2π:

$$S_{\text{ТЛФС}} = \sum_{k=0}^{N_z-1} (Sm_k + d \Delta Sm_k) \cos(2\pi F_k t_j + \phi_k), \quad (3)$$

где F_k, Sm_k – частоты и их амплитуды, аппроксимирующие спектр реального

ТЛФС; d – уровень отклонения амплитуд гармонических составляющих от аппроксимированных значений амплитуд реального ТЛФС; ΔSm_k – нормированные случайные значения отклонений амплитуд гармонических составляющих; ϕ_k – начальные фазовые сдвиги частот; N_z – количество гармонических составляющих в спектре.

Фазовые сдвиги гармоник ϕ_k генерируются случайным образом с использованием соответствующей функции в среде моделирования. В системе MathCAD [2] такая функция может быть представлена формулой:

$$\phi_k = \text{Vunif}\{N_r, 0, 2\pi\}, \quad k \in 0..N_z - 1, \quad (4)$$

которая рассчитывает вектор случайных чисел размера N_z , равномерно распределённых в интервале 0...2π.

С использованием модели телефонного сообщения (3) сигнал с амплитудной модуляцией можно представить в следующем виде:

$$S_{AM}(t_j) = Sm \left[1 + \sum_{k=0}^{N_r-1} m_k \cos(2\pi F_k t_j + \phi_k) \right] \cos(2\pi f_0 t_j + \psi), \quad (5)$$

где Sm – амплитуда несущего колебания; f_0 – частота несущего колебания; F_k, ϕ_k – частота и фазовый сдвиг k -й гармоники первичного сигнала; N_r – количество моделируемых гармонических составляющих в первичном сообщении; m_k – парциальные коэф-

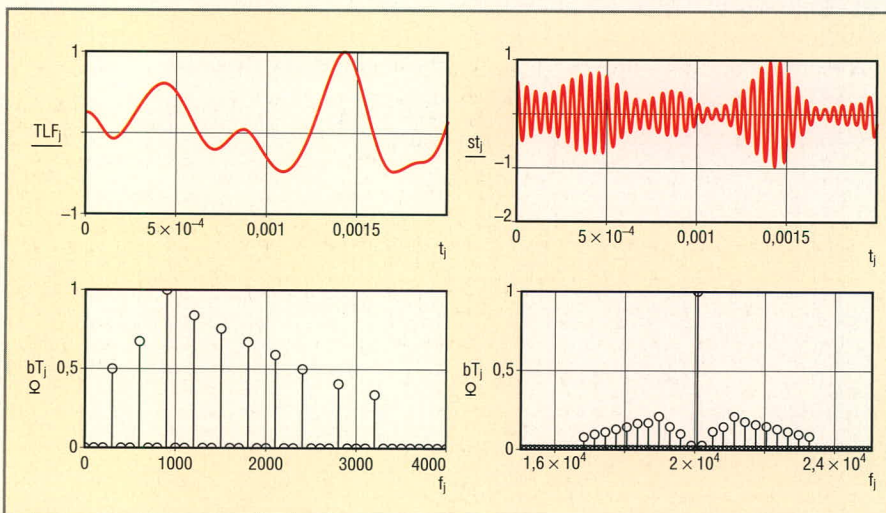


Рис. 6. Форма и спектр телефонного сообщения и сигнала с амплитудной модуляцией

коэффициенты амплитудной модуляции, вычисляемые по формуле:

$$m_k = a \frac{(S_{\Omega k} + \Delta S_{\Omega k})}{Sm}, \quad (6)$$

где a – параметр, характеризующий нелинейный элемент модулятора; $S_{\Omega k}$, $\Delta S_{\Omega k}$ – амплитуды гармонических составляющих телефонного сообщения и их флуктуации.

Покажем, каким образом наша аналитическая модель преобразуется в программный код MathCAD (см. рис. 5).

В строке 1 формируем отсчёты индексной переменной j и отсчёты времени и частоты; в строках 2, 3 задаём амплитуды и частоты десяти гармонических составляющих телефонного сообщения. В строке 4 рассчитываем парциальные индексы модуляции для каждой гармонической составляющей и формируем начальные фазовые сдвиги. Если установить маркер в поле с красным фоном (где и осуществляется генерация фазовых сдвигов), то каждый раз при моделировании будут генерироваться новые значения фаз, и это отразится на выходном сигнале. В строке 5 формируем временное и спектральное представление телефонного сообщения, в строках 6, 7 рассчитываем временное и спектральное представление амплитудно-модулированного сигнала, и в последней строке записываем результат моделирования в файл. На рисунке 6 показаны форма и спектр телефонного сигнала, полученные с помощью модели (3), а также форма и спектр сигнала с амплитудной модуляцией, где в качестве первичного сигнала использован массив значений телефонного сообщения.

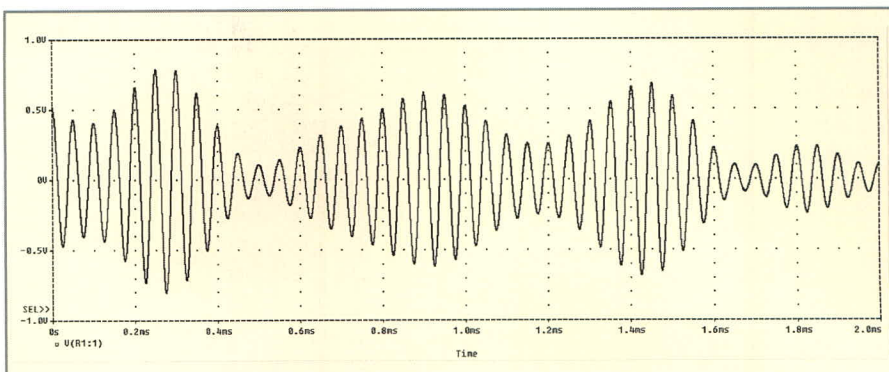


Рис. 7. Сигнал на выходе источника в САПР DesignLAB

После загрузки файла с источником данных в САПР DesignLAB получим аналогичную форму амплитудно-модулированного сигнала (см. рис. 7). Тем же способом, с использованием модели телефонного сообщения, можно получить выражения для моделирования источников сигналов с балансной модуляцией (БМ), однопольной модуляцией (ОМ), частотной (ЧМ) и фазовой модуляцией (ФМ):

$$S_{БМ}(t_j) = Sm \left[\sum_{k=0}^{N_r-1} m_k \cos(2\pi F_k t_j + \varphi_k) \right] \cos(2\pi f_0 t_j + \psi), \quad (7)$$

$$S_{ОМ}(t_j) = \frac{Sm}{2} \sum_{k=0}^{N_r-1} m_k \cos(2\pi(f_0 - F_k)t_j + \psi + \varphi_k), \quad (8)$$

$$S_{ЧМ}(t_j) = Sm \cos \left(2\pi f_0 t_j + \psi + \sum_{k=0}^{N_r-1} m_{f_k} \sin(2\pi F_k t_j + \varphi_k) \right), \quad (9)$$

где m_{f_k} – парциальные индексы частотной модуляции. Эти индексы

частотной модуляции вычисляются по формуле:

$$m_{f_k} = a \frac{S_{\Omega k} + \Delta S_{\Omega k}}{F_k}; \quad (10)$$

$$S_{ФМ}(t_j) = Sm \cos \left[2\pi f_0 t_j + \theta_0 + a \sum_{k=0}^{N_r-1} (S_{\Omega k} + \Delta S_{\Omega k}) \cos(2\pi F_k t_j + \varphi_k) \right]. \quad (11)$$

Используя рассмотренную методику построения временных отсчётов сигналов в среде MathCAD, можно самостоятельно моделировать источники аналоговых сигналов для исследования работы различных аналоговых устройств в САПР.

ЛИТЕРАТУРА

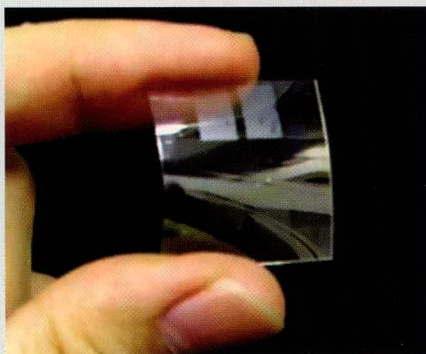
1. Рапевиг В.Д. Система сквозного проектирования электронных устройств DesignLab 8.0. Солон, 1999.
2. Saffe R.C. Random Signals for Engineers using MATLAB and Mathcad. Springer-Verlag, 2000.
3. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. Радио и связь, 1986. ©

Новости мира News of the World Новости мира

Японские учёные создали прозрачную полимерную батарейку

Кажущаяся на первый взгляд практически бесполезной прозрачная пластинка, изображённая на фото, представляет собой рабочий прототип перезаряжаемой полимерной батарейки, созданный японскими учёными Хироуки Нишиде (Hiroyuki Nishide), Хироаки Кониши (Hiroaki Konishi) и Такое Суга (Takeo Suga) в университете Васеда (Waseda University). Инженерам удалось создать топливный элемент, состоящий из полимерной плёнки, активной к окислительно-восстановительным реак-

циям, толщиной 200 нм. Немаловажную роль здесь играют нитроксидные радикальные группы – «хранители» заряда.



Ввиду очень высокой плотности этих групп, новый элемент отличается от былых разработок отличными рабочими показателями. Более того, полная зарядка «прозрачной» батарейки длится не более минуты, а количество жизненных циклов превышает 1000.

Профессор Питер Скабара (Peter Skabara), эксперт в этой области, по достоинству оценил инновационную разработку японских учёных в аспекте как технических характеристик продукта, так и предполагаемого маркетингового будущего «прозрачных» полимерных батареек.

gizmag.co.uk

Частотный метод анализа синтезаторной системы импульсно-фазовой автоподстройки частоты. Часть 1. Фильтрация помех структурой ФАП: классификация и основы теории

Юрий Никитин (Москва)

Качественные параметры синтезаторов частот можно реализовать в полной мере лишь тогда, когда разработчик радиоэлектронной аппаратуры хорошо представляет как теорию работы систем ФАП, астатических по параметру, в нашем случае – по частоте или фазе, так и физические процессы, протекающие в петле импульсно-фазовой автоподстройки частоты. Но в начале посмотрим, как можно построить однокольцевой синтезатор частот.

СТРУКТУРЫ СИНТЕЗАТОРНЫХ КОЛЕЦ ИФАП

Синтезаторные системы импульсно-фазовой автоподстройки частоты (ИФАП или PLL – Phase-Locked-Loop) называют активными цифровыми синтезаторами частоты (ЦСЧ), в отличие от пассивных ЦСЧ, или DDS-синтезаторов (Direct Digital Synthesis). Кольца ИФАП называют активными ЦСЧ потому, что они содержат источник вторичных колебаний – перестраиваемый генератор (ПГ); обычно это генератор, управляемый напряжением (ГУН или Voltage Controlled Oscillator – VCO) или током. Колебание ГУН всегда присутствует на выходе

де кольца ФАП – вне зависимости от того, в синхронизме кольцо или нет, и даже при исчезновении опорного колебания. Как правило, импульсно-фазовый детектор (ИФД) или частотно-фазовый детектор (ЧФД или Phase Frequency Detector) в этом случае на своём выходе формирует низкое управляющее напряжение, и частота ГУН находится в самой нижней части его диапазона перестройки. Разумеется, частота ГУН не будет когерентна опорному колебанию, что неприемлемо. Поэтому микросхемы практически каждого цифрового синтезатора имеют режим «контроль синхронизма» (Lock Detect), позволяющий инди-

цировать наличие или отсутствие синхронизма в кольце [1–5]. На выходе пассивных ЦСЧ колебание пропадает при исчезновении входного колебания, что позволяет однозначно судить о работоспособности устройства.

Всё «дерево реализаций» синтезаторных систем ФАП можно свести к обобщённой структурной схеме, показанной на рис. 1. Сумматор частот между перестраиваемым генератором (ПГ) и конечным автоматом (КА) может отсутствовать; если в качестве КА используют делитель с переменным (целочисленным) коэффициентом деления (ДПКД, или Programmable divider, Integer-N divider), отсутствует и компенсатор помех (КП) дробности. Возможные типы активных синтезаторов частот на основе колец ИФАП приведены на рис. 2.

Тракт приведения частоты ГУН к частоте сравнения – ДПКД или дробно-переменный ДПКД (ДДПКД, или Fractional-N divider) – не что иное, как разновидность КА (цифрового). Напомним, что конечный автомат КА является цифровым устройством, обладающим конечной памятью (конечным числом устойчивых состояний) и изменяющим свои состояния в дискретные моменты времени. Иногда в КА используют составной делитель: вначале делят частоту ПГ с помощью СВЧ-делителя с постоянным, но небольшим коэффициентом деления D , а потом подключают ДПКД (ДДПКД). Такое построение КА вынужденное, оно вызвано конечным быстродействием элементной базы. Современные СВЧ-делители имеют

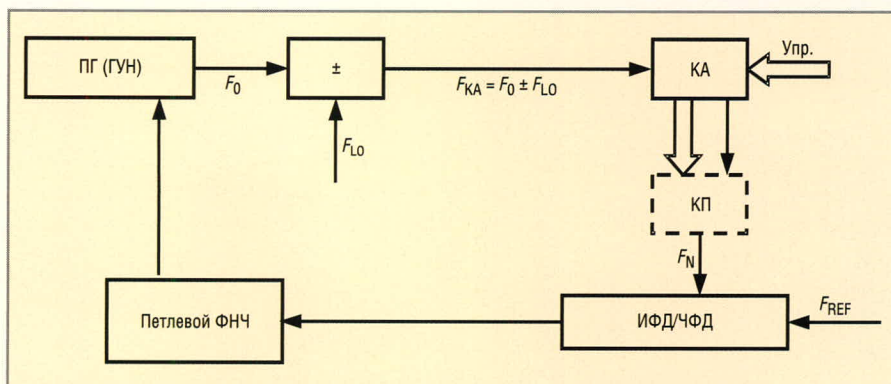


Рис. 1. Синтезаторное кольцо импульсно-фазовой автоподстройки частоты (ИФАП)

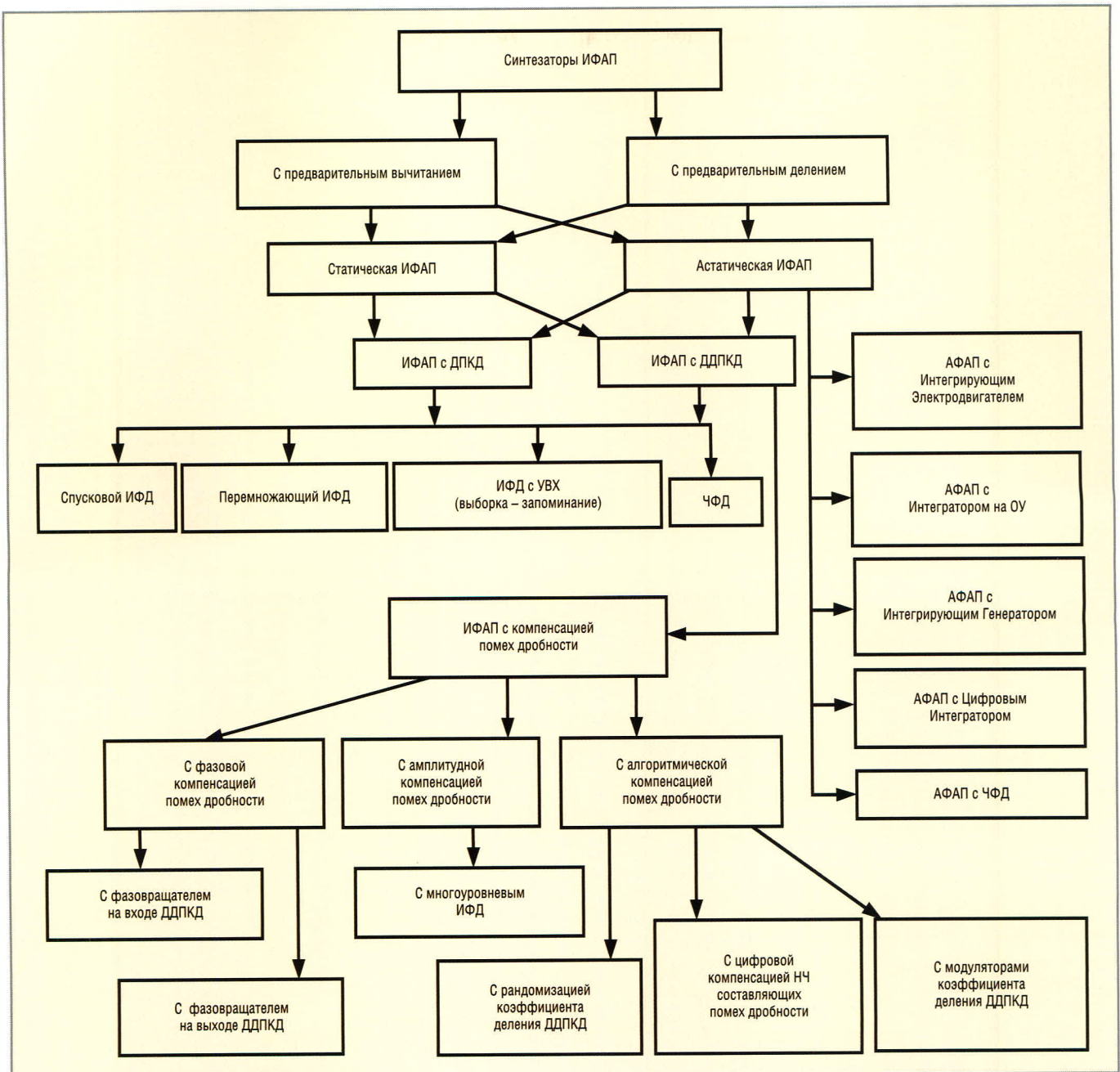


Рис. 2. Классификация систем активного цифрового синтеза частот на основе колец ИФАП

коэффициент деления $D = 2...32$ и максимальную входную частоту до 23 ГГц (www.hittite.com). При такой реализации КА для обеспечения заданного шага сетки приходится понижать частоту сравнения в кольце в D раз.

Компенсатор помех может понадобиться, например, для амплитудной, фазовой или алгоритмической компенсации помех дробности. Амплитудную компенсацию помех дробности применяют чаще всего вследствие её относительной простоты. Фазовую или временную компенсацию помех дробности применяют реже; её можно реализовать с помощью управляемого устройства задержки (УУЗ), включенного между выходом ДДПКД и входом ЧФД. В качестве УУЗ

можно использовать, например, микросхемы Digitally Programmable Delay Generator AD9500 или AD9501, а также микросхему Pulse Width Modulator AD9561 (www.analog.com).

Алгоритмическую компенсацию помех дробности можно реализовать двояко. Можно, например, использовать специальный алгоритм управления дробностью, при котором дробность образуют не минимальным набором коэффициентов деления ДДПКД N и $N + 1$, а расширенным набором коэффициентов $N - 2, N - 1, N, N + 1, N + 2$ и т.д. В этом случае можно так подобрать чередование N , что самые низкочастотные помехи дробности будут подавлены, причём чисто цифровым способом. Подавление

(компенсация) НЧ-помех позволяет расширить полосу пропускания кольца ИФАП, что благотворно влияет на уровень фазовых шумов в ближней зоне. Однако такой способ компенсации применим лишь при небольшом значении дробных разрядов N – автору известны варианты с модулем (основанием) дробности $M = 10, 16, 20$.

При втором подходе поступают иначе – вводят рандомизацию импульсного потока на выходе ДДПКД. Для этого коды управления коэффициентом деления N меняют по псевдослучайному закону с помощью ПСП – псевдослучайной последовательности с нулевым средним. Период временной неравномерности резко возрастает, или, что то же самое, резко уменьшается

минимальная частота помех дробности. При одной и той же подводимой мощности амплитуда помех дробности уменьшается вследствие увеличения числа спектральных компонент. Правда, спектральная линия при этом «уширяется», что не всегда приемлемо.

Кроме того, в последнее время в микросхемах PLL синтезаторов частоты с дробным коэффициентом деления широко используют метод сигма-дельта-модуляции с $\Delta\Sigma$ -модуляторами от первого до четвёртого порядка (от одного до четырёх накапливающих сумматоров, включенных последовательно). Такое решение позволяет «сдвинуть» спектр помех дробности вверх по частоте и уменьшить их влияние на спектральные характеристики кольца. Платой является удвоение периода неравномерности на выходе ДДПКД и, соответственно, уменьшение значения минимальной фильтруемой частоты до $F_S/2$.

Сумматор частот на входе КА тракта приведения служит для понижения частоты ПГ до значений, при которых начинают работать делители микросхемы синтезатора. Следует помнить, что вводимое в кольцо колебание «подставки» F_{LO} должно быть когерентно опорному, в противном случае будет иметь место свёртка спектра. Эффект свёртки спектра заключается в том, что на выходе ИФД (ЧФД) образуется спектр вида $F_{DET} = r \times F_{REF} \pm n \times (F_0 \pm F_{LO})/N$, где $r = \pm 1, \pm 2, \dots$; $n = \pm 1, \pm 2, \dots$, причём порядок комбинационных составляющих ($r + n$) может достигать нескольких сотен и даже тысяч! Когда частоты F_0 и F_{LO} являются гармониками F_{REF} (когерентны), ничего страшного не происходит. Но как только частота F_{LO} станет некратной F_{REF} , на выходе ИФД (ЧФД) выделится разностная частота и её гармоники. Эти частоты обязательно попадут внутрь полосы прозрачности петлевого ФНЧ, что приведёт к паразитной угловой модуляции ПГ. А поскольку эффект свёртки спектра – результат сугубо нелинейного (параметрического) процесса, никакие методы линейной фильтрации не помогут. Поэтому необходимо обращать внимание на качество (когерентность) любого внешнего колебания, вводимого в синтезаторное кольцо ИФАП.

Астатизм по фазе в кольце ФАП можно обеспечить с помощью интегрирующего звена, подключенного параллельно цепи управления ПГ. По способу реализации интегратора

различают системы астатической ФАП (АФАП) с интегрирующим электродвигателем, с интегратором на операционном усилителе, с интегрирующим ПГ, с цифровым интегратором на реверсивном счётчике или накапливающим сумматоре и цифро-аналоговом преобразователе, а также систему АФАП с частотно-фазовым детектором [3].

ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЕ ЗАМЕЧАНИЯ

Прежде чем продолжить разговор, следует сделать три важных замечания.

Во-первых, любая современная синтезаторная система ФАП является импульсной – ИФАП. Поэтому при анализе и расчёте её работы нужно помнить, что фильтрующие свойства любой импульсной системы автоматического регулирования (САР) заканчиваются на половинной частоте дискретизации, а применительно к ИФАП – на половинной частоте сравнения $F_{OP} = F_{REF}$. Особенно это обстоятельство надо учитывать при расчёте петлевого фильтра кольца.

Во-вторых, при анализе фильтрующих свойств петли ИФАП её считают линейной САР, несмотря на то что характеристики отдельных звеньев могут иметь ярко выраженную нелинейность. Такой подход объясняется тем обстоятельством, что в статическом режиме система ИФАП находится в точке устойчивого равновесия – синтезирует требуемую частоту с заданным качеством. Качество синтезируемого колебания, как правило, высокое – уровень фазовых шумов, например, должен быть ниже уровня несущей на 60...160 дБ (–(60...160) дБн) в зависимости от отстройки от несущей, уровень дискретных побочных спектральных составляющих (ДПСС) не превышать минус 60...80 дБн и т.д. Обеспечение указанных величин подразумевает малую величину помех, воздействующих на элементы синтезаторного кольца ИФАП. Поэтому в малых окрестностях точки устойчивого равновесия нелинейные коэффициенты передачи отдельных звеньев можно заменить касательными в точке, т.е. линеаризовать систему. Ошибка линеаризации будет тем меньше, чем жёстче требования к параметрам системы и лучше полученные результаты [1, 5].

Наконец, *в-третьих*, при анализе фильтрующих свойств петли ИФАП её можно считать непрерывной САР. Та-

кое допущение кажется нелогичным, но оно оправдано. Действительно, синтезаторное кольцо ИФАП является достаточно инерционной САР – переходный процесс с точностью до небольшой фазовой ошибки может завершаться через 100 – 500 периодов частоты сравнения, в зависимости от полосы прозрачности кольца и его амплитудно-частотной (АЧХ) и фазо-частотной (ФЧХ) характеристик. К тому же для обеспечения малого уровня дискретных ПСС часто «обужают» кольцо и «утяжеляют» петлевой фильтр – вводят дополнительные звенья, что также увеличивает инерционность кольца. Поэтому в подавляющем большинстве случаев постоянная времени петлевого фильтра много больше периода дискретизации в кольце – периода сравнения F_{OP} , и «импульсностью» системы при анализе её фильтрующих свойств пренебрегают.

Непрерывность и линейность модели синтезаторной системы ИФАП позволяет использовать хорошо освоенный в инженерной практике частотный метод анализа САР, а именно асимптотические логарифмические амплитудно-частотные (ЛАЧХ или ЛАХ) и фазо-частотные (ЛФЧХ или ФЧХ) характеристики [1–4, 7]. Заметим, что в явном или неявном виде практически все ведущие фирмы – производители микросхем PLL – используют частотный метод анализа фильтрующих свойств кольца на своих интерактивных страничках.

Так, фирма National Semiconductor (www.national.com) и фирма Analog Devices (www.analog.com) имеют на своих сайтах странички, на которых представлены интерактивные программы расчёта синтезаторного кольца ИФАП, собранного с использованием микросхем серии LMXxxxx или ADFxxxx. При наличии некоторого начального опыта и оценочной платы (evaluation board) можно получить параметры элементов петлевого фильтра кольца для конкретных значений параметров кольца. Однако, при изменении исходных данных кольца (диапазон выходных частот, шаг сетки синтезируемых частот, крутизна управляющей характеристики перестраиваемого генератора ГУН и т.д.) расчёт придётся повторить ещё не один раз. Иными словами, незнание теории работы систем ИФАП и соответствующей методики расчёта не позволяет разработчику РЭА уверенно проекти-

ровать узлы генераторного оборудования, устойчиво работающие в диапазоне эксплуатационных воздействий.

К тому же велика исходная неопределённость, поскольку часть исходных параметров для расчёта необходимо задавать волевым способом – это и выбор выходного тока ЧФД, и число звеньев петлевого фильтра, и полоса пропускания петли ИФАП. Поэтому гораздо лучше уметь самому определять параметры кольца ИФАП и представлять изменения выходных характеристик синтезатора, прежде всего спектральных, при изменении каких-либо его параметров.

ОСНОВЫ ТЕОРИИ ФАП

Для синтеза сетки частот в подавляющем большинстве случаев используют кольца ИФАП (Phase Locked Loop – PLL). Поскольку полезным продуктом любой системы синтеза частот (ССЧ) является его выходное колебание, постольку к основным техническим характеристикам ССЧ относят показатели качества этого колебания. И анализ системы ИФАП как системы синтеза частот проводят в первую очередь с указанных позиций [1–5].

Система ФАП, как следует из её названия, является системой автоматического регулирования, частоту настройки которой определяет частота опорного сигнала, а сигналом рассогласования является разность фаз опорного сигнала и сигнала обратной связи. У синтезаторной системы ИФАП, кроме того, выходная частота является функцией параметра системы – коэффициента деления (приведения) частоты N . В связи с тем что настройку осуществляют по разности фаз, система астатична по отношению к частоте: в установившемся режиме частота настройки ГУН статистически, т.е. с нулевым средним на интервале наблюдения точно равна (или целократно) частоте опорного сигнала (частоте сравнения) – как говорят, опорное и синтезируемое колебание когерентны.

Система ИФАП с ЧФД (и любым дополнительным интегратором) может быть (квази)астатической и по фазе. Наряду с основным свойством автоподстройки, система ФАП обладает свойством фильтрации и ведёт себя, независимо от функционального назначения, как следящий полосовой фильтр высокого порядка. Порядок следящего фильтра определяют параметры петлевого ФНЧ.

Различают два основных режима работы петли ФАП.

Первый режим – динамический. Он возникает во время переходных процессов, например, при перестройке с частоты на частоту, в момент включения или выключения питания, во время принудительной модуляции и т.д. Исторически анализу процессов в этом режиме уделялось значительное внимание, поскольку при перестройке и вхождении в синхронизм управляющие (возмущающие) воздействия велики и в системе в полный рост проявляется как «импульсность, дискретность», так и нелинейность элементов кольца. Нелинейность коэффициентов передачи отдельных звеньев существенно влияет как на время переходных процессов, так и на параметр кольца, называемый коэффициентом захвата $Y_3 = \Delta\omega_3/\Delta\omega_y$, где $\Delta\omega_3$ – полоса частот, в интервале которых система входит в синхронизм при любых начальных условиях, и прежде всего, при любых начальных расстройках частоты ПГ относительно частоты опорного колебания; $\Delta\omega_y$ – полоса частот удержания (захвата или синхронизма), т.е. тот диапазон частот перестройки ПГ, при котором система сохраняет режим синхронизма при любых дестабилизирующих воздействиях. Отметим, что $Y_3 \leq 1$ (рис. 3) и её график принципиально обладает гистерезисом. В практической плоскости проблема потеряла остроту после появления частотно-фазовых детекторов (ЧФД), использование которых обеспечивает $Y_3 = 1$.

Второй режим работы петли – статический. Это основной режим работы. Переходные процессы в системе завершены, и петля ФАП находится в стационарном режиме в точке устойчивого равновесия. Анализ процессов, происходящих в петле ФАП в статическом режиме в условиях воздействия малых помех, называют анализом устойчивости кольца «в малом», в отличие от анализа устойчивости «в большом», при анализе динамических параметров системы. Именно для анализа системы «в малом», для анализа фильтрующих свойств системы и её расчёта подходит разновидность частотного метода на основе построения асимптотических ЛАХ и ФЧХ.

В обобщённом виде любая система ФАП, независимо от её назначения, содержит измерительное устройство с вычитателем на входе – фазовый де-

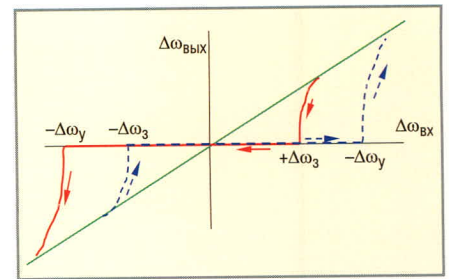


Рис. 3. Зависимость изменения остаточной расстройки в кольце ФАП от начальной расстройки частоты ПГ и опорной

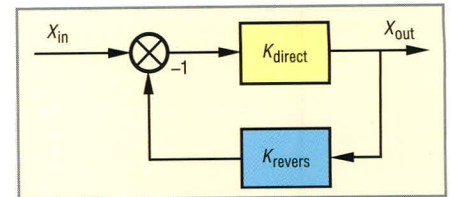


Рис. 4. Обобщенная структурная схема системы автоматического регулирования с отрицательной обратной связью

тектор или дискриминатор (ФД) – и объект регулирования – ПГ. Как правило, это ГУН, выход которого подключен к вычитателю. Хотя вместо ГУН может использоваться ГУТ – генератор, управляемый током, например, в ЖИГ-генераторах (СВЧ ПГ на железо-иттриевом гранате). Вычитатель сравнивает фазы входной опорной частоты $F_{оп} = F_{REF}$ и приведенной частоты (с выхода ГУН) F_N . В результате вычитания в ФД на вход петлевого фильтра попадает только напряжение ошибки между фазой опорного колебания и фазой приведенного колебания ГУН. Обратная связь для полезного продукта – частоты – отсутствует. Обобщенная структурная схема однопетлевой САР с отрицательной обратной связью приведена на рис. 4 [6].

Передаточная функция системы

$$K(s) = \frac{x_{out}}{x_{in}} = \frac{K_{direct}(s)}{[1 + K_{direct}(s) \times K_{revers}(s)]} = \frac{K_{direct}(s)}{1 + G(s)}, \quad (1)$$

где x_{out} и x_{in} – выходная и входная величины, $K_{direct}(s)$ и $K_{revers}(s)$ передаточные функции цепей прямой передачи (от входа возмущающего воздействия к выходу системы ФАП) и отрицательной обратной связи (от выхода ГУН ко входу опорного сигнала), а $G(s)$ – коэффициент передачи разомкнутой системы ФАП; s (или p) – оператор Лапласа ($s \equiv a + j \times \omega$), а знак плюс в знаменателе означает, что обратная связь

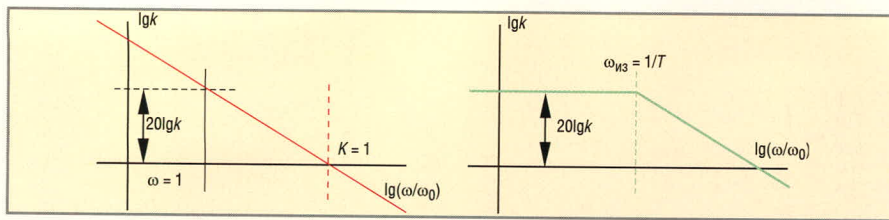


Рис. 5 ЛАХ интегрирующего звена (слева) и активного RC интегрирующего фильтра (справа)

отрицательная. Здесь j – комплексное число, характеризующее единичный вектор, а ω – угловая частота.

Чтобы система ФАП была устойчивой, необходимо, чтобы в знаменателе выражения (1) (в уравнении $1 + G(s) = 0$) не было корней с положительными α , т.е. расположенных в правой полуплоскости комплексной частоты s . В теории САР доказано, что система ФАП будет устойчивой, если в области частот ω , где аргумент $G(j\omega)$ по абсолютному значению превышает ω , модуль $G(j\omega)$ будет меньше единицы [6].

Отметим ещё раз, что несмотря на то, что выходной величиной в системе ФАП является частота, в ФД сравниваются не частоты, а фазы напряжений на его входах.

Частотные характеристики

Для оценки установившихся режимов удобно рассматривать поведение систем и их элементов при воздействиях, являющихся периодическими функциями времени [4, 5]. Гармонические воздействия выбирают вследствие нескольких обстоятельств. Во-первых, большинство реально встречающихся воздействий может быть представлено в виде суммы гармоник различных частот. Во-вторых, в установившихся режимах гармонические сигналы передаются линейными элементами и системами без искажений. В-третьих, не возникает затруднений в экспериментальном исследовании поведения линейных элементов и систем при гармонических воздействиях.

Амплитудно-частотная (АЧХ) и фазо-частотная (ФЧХ) характеристики показывают, как линейный элемент или система изменяют амплитуду и фазу приходящего гармонического сигнала. Частотные характеристики линейного элемента или линейной системы зависят только от их свойств, но не зависят от амплитуды или фазы входных гармонических воздействий. Частотные характеристики элемента или системы связаны с их передаточными функциями (коэффициентами передачи). Подставив в передаточную функцию

$K(s)$ вместо s мнимую частоту $j\omega$, получим частотную передаточную функцию $K(j\omega)$. Последняя может быть представлена в алгебраическом виде:

$$K(\omega) = U(\omega) + jV(\omega),$$

где $U(\omega) = \text{Re}[K(j\omega)]$; $V(\omega) = \text{Im}[K(j\omega)]$.

Можно записать:

$$K(\omega) = [U^2(\omega) + V^2(\omega)]^{0,5};$$

$$\Psi(\omega) = \arctg \frac{V(\omega)}{U(\omega)};$$

$$U(\omega) = K(\omega) \times \cos[\Psi(\omega)];$$

$$V(\omega) = K(\omega) \times \sin[\Psi(\omega)].$$

Сделаем ещё одно важное замечание. Передаточную функцию, не имеющую нулей или полюсов в правой полуплоскости s , называют функцией минимальной фазы, а систему, имеющую такую передаточную функцию, – системой минимально-фазового типа. Такое название обязано тому примечательному факту, что среди устойчивых систем с заданной АЧХ минимально-фазовая система имеет наименее возможное изменение фазового сдвига (наименьший набег фазы) при изменении частоты ω от нуля до бесконечности. К тому же в системах минимально-фазового типа АЧХ и ФЧХ имеют взаимно однозначную зависимость. Это означает, что если известна одна из указанных характеристик, то другая может быть однозначно определена расчётным путём.

При построении логарифмических АЧХ (ЛАЧХ или ЛАХ) по оси абсцисс откладывают безразмерную частоту в логарифмическом масштабе. Это означает, что частота нормирована к какому-то своему значению, например, к частоте 1 Гц, к частоте среза кольца $\omega_{\text{ср}}$ и т.д. Нуль оси абсцисс лежит слева в бесконечности, поскольку $\lg \omega = -\infty$. Поэтому ось ординат может пересекать ось абсцисс в любой удобной точке. По оси ординат ЛАХ откладывают при равномерном масштабе логарифмическую амплитуду $L = 20 \lg K$, т.е. нормированный, например, к единице коэффи-

циент передачи, выраженный в децибелах. Нуль логарифмической амплитуды соответствует единичному усилению ($K = 1$). У логарифмической ФЧХ такая же ось абсцисс «безразмерных» частот, а по оси ординат откладывают фазу в градусах или радианах. Во многих случаях ЛАХ можно изобразить отрезками прямых (асимптотами); для построения асимптотических ЛАХ нужны весьма простые вычисления [3, 5, 6].

Например, в случае интегратора, $K = k/\omega$, $L = 20 \lg k - 20 \lg \omega$. При $\omega = 1$ имеем $L = 20 \lg k$, и на протяжении одной декады (при увеличении ω в 10 раз) L уменьшается на 20 дБ (соответственно, на протяжении одной октавы L уменьшается на 6 дБ). ЛАХ представляет собой бесконечную прямую, проходящую через точку с координатами $[1; 20 \lg k]$.

Для звена активного интегрирующего фильтра

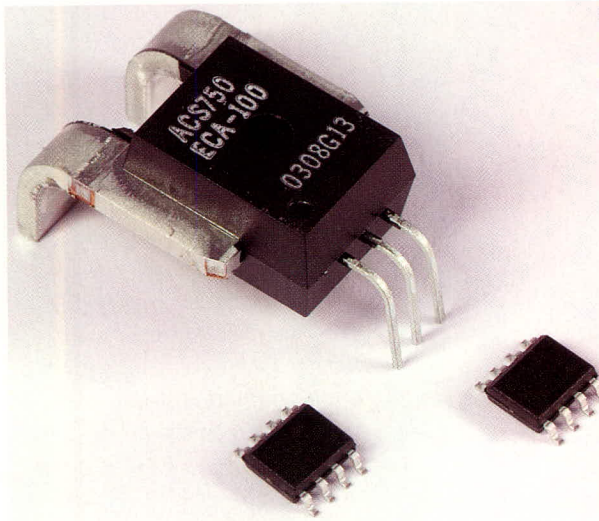
$$K = \frac{k}{(1 + \omega^2 \times T^2)^{0,5}}.$$

В этом случае $L = 20 \lg k - 10 \lg(1 + \omega^2 T^2)$. В области низких частот $\omega^2 T^2 \ll 1$ имеем $L \approx 20 \lg k$. Это низкочастотная асимптота – полубесконечная прямая, параллельная оси абсцисс. В области высоких частот $\omega^2 T^2 \gg 1$ имеем $L \approx 20 \lg k - 20 \lg \omega T$. Это высокочастотная асимптота – полубесконечная прямая, которая уменьшается со скоростью 20 дБ/дек = 6 дБ/окт. Асимптотическая ЛАХ образуется двумя полубесконечными прямыми, которые сопрягаются на частоте излома $\omega_{\text{из}} = 1/T$ (рис. 5).

ЛИТЕРАТУРА

1. Шатири Д.Н., Паин А.А. Основы теории синтеза частот. М.: Радио и связь, 1981.
2. Манасевич В. Синтезаторы частот (Теория и проектирование). М.: Связь, 1979.
3. Гуревич И.Н., Зарецкий М.М., Никитин Ю.А. Анализ и расчёт фильтрации помех астатической системой ФАП. Электросвязь. 1994. № 8. С. 8–10.
4. Рыжков А.В., Попов В.Н. Синтезаторы частот в технике радиосвязи. М.: Радио и связь, 1991.
5. Зарецкий М.М., Мовшиович М.Е. Синтезаторы частоты с кольцом фазовой автоподстройки. Л.: Энергия, 1974.
6. Макаров И.М., Менский Б.М. Линейные автоматические системы. М.: Машиностроение, 1977.
7. Карпов Л.В., Никитин Ю.А. Фильтрация помех в синтезаторных системах фазовой автоподстройки. Электросвязь. 1991, №9. С. 42–45.

Датчики тока на эффекте Холла



Параметры датчиков тока Allegro

Наименование	Диапазон измеряемых токов (А)	Чувствительность (мВ/А)	Полоса рабочих частот (КГц)	Корпус
ACS706-005	±5	133	50	
ACS706-015	±15	100		
ACS752-050	±50	40		
ACS752-100	±100	20	35	
ACS754-050	±50	40		
ACS754-100	±100	20		
ACS754-130	±130	14,2		
ACS754-150	±150	13,3		
ACS754-200	±200	10		

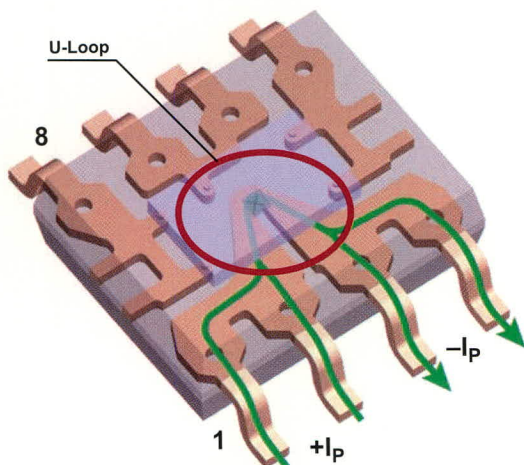


Схема протекания тока в датчике ACS704 и конструкция токовой шины

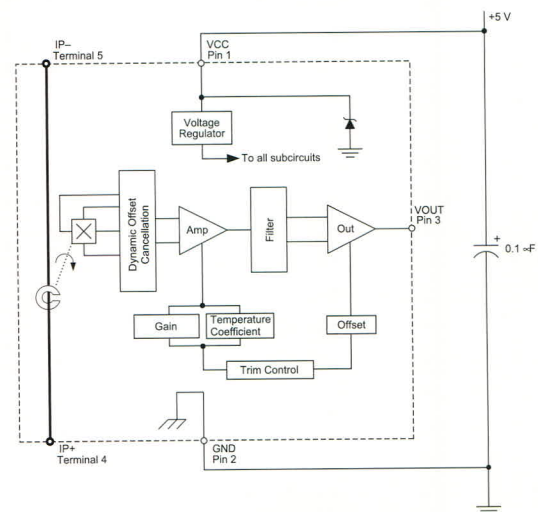
ОСНОВНЫЕ ДОСТОИНСТВА

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

Области применения

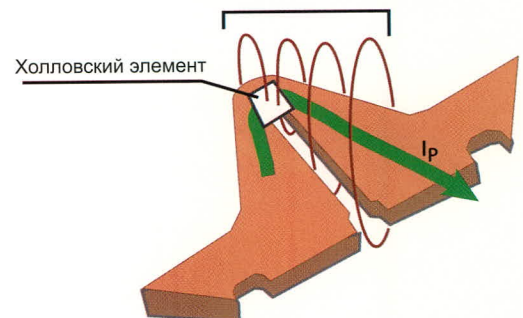
- Источники вторичного электропитания
- Корректоры коэффициента мощности
- Автоэлектроника
- Системы промышленной автоматики
- Бытовая электроника

Конструкция датчиков тока Allegro



Функциональная схема датчиков тока

Магнитный поток, порождаемый протекающим в шине током



Протекающий по шине ток, порождает магнитное поле, силовые линии которого ортогональны проводнику. Силовые линии, перпендикулярные плоскости поверхности элемента Холла, вызывают Холловскую ЭДС.

Конструкция токовой шины и элемент Холла в датчике ACS704

Согласование антенны ярлыка с микросхемой радиочастотного идентификатора

Виктор Калиничев, Александр Курушин (Московская обл.)

Рассмотрена ключевая задача при проектировании ярлыка системы радиочастотной идентификации: согласование печатной антенны и микросхемы ответчика с помощью планарной структуры.

Методы автоматической идентификации (Auto-ID) стали чрезвычайно популярными в сфере услуг, торговле, промышленном производстве и системах, связанных с обработкой данных. Автоматические процедуры идентификации необходимы для оперативного получения информации о людях, животных, товарах и изделиях, участвующих в процессе перемещения и/или производства.

Широко распространённые ярлыки в виде штрих-кода, которые ранее вызвали революцию в системах идентификации, в настоящее время не удовлетворяют возросшим требованиям, предъявляемым к таким системам. Действительно, штриховые коды являются чрезвычайно дешёвыми, но их основными недостатками являются низкая информационная ёмкость и невозможность перепрограммирования.

Решением проблемы стал переход к записи и сохранению данных в полупроводниковой ИС, которая представляет собой специализированную микросхему (ASIC). Антенна с нагрузкой – микросхемой образуют так называемую тэг (tag) или ярлык, который, будучи помещён в тонкий пластиковый корпус, представляет собой разновидность смарт-карты, наподобие известных и ранее используемых (телефонная смарт-карта, банковские кредитные карточки и др.). Ярлык

также содержит ИС, в которой находится приёмопередающее устройство. Однако в отличие от традиционных смарт-карт, использующих механический контакт при считывании записанной на них информации, при использовании ярлыков имеет место бесконтактный обмен данными между микросхемой и приёмником – считывателем (Reader) (см. рис. 1). Такие системы называются радиочастотными идентификаторами (RFID) [1]. В настоящее время в основном применяются пассивные ярлыки, которые не имеют автономного питания и получают необходимую для своей работы энергию от электромагнитной волны, излучаемой считывателем. Пример ярлыка показан на рис. 2.

Одной из наиболее важных характеристик системы RFID является максимальное расстояние, на котором считыватель может обнаружить возвращённый ярлыком сигнал. Это расстояние определяется как чувствительностью приёмника считывателя, так и чувствительностью ярлыка. Расстояние чтения ярлыка r (рис. 1) можно оценить, используя формулу Фрииса в свободном пространстве [2, 3]:

$$r = \frac{\lambda}{4\pi} \sqrt{\frac{P_t G_t G_r \tau}{P_{th}}}, \quad (1)$$

где λ – длина волны, P_t – мощность, излучаемая передатчиком считывателя,

G_t – усиление передающей антенны считывателя, G_r – усиление антенны ярлыка, P_{th} – минимальная мощность, необходимая для создания необходимого выпрямленного напряжения на выводах питания ИС, τ – коэффициент рассогласования между антенной ярлыка и нагрузкой – ИС, равный:

$$\tau = \frac{4 R_c R_a}{|Z_c + Z_a|^2}, \quad 0 \leq \tau \leq 1, \quad (2)$$

где $Z_c = R_c + jX_c$ – комплексный импеданс ИС, а $Z_a = R_a + jX_a$ – комплексный импеданс антенны.

Из выражения (1) видно, что диапазон чтения зависит от мощности передатчика считывателя, усиления антенны ярлыка, а также коэффициента рассогласования τ . Величина τ является резко частотно-зависимой и главным образом определяет резонанс ярлыка на частоте наилучшего согласования импедансов ИС и антенны.

Часто требуется, чтобы размер ярлыка был значительно меньше полуволны. При этом антенну ярлыка стараются реализовать как планарную, со сложным сочетанием вибраторных линий и щелей (например, как показано на рис. 3), максимально используя доступную площадь ярлыка. Антенна должна с наибольшей эффективностью преобразовывать мощность падающей электромагнитной волны в напряжение питания ИС, а также эффективно передавать отражённую волну – ответ ярлыка – в сторону считывателя. Это означает, что импедансы антенны и микросхемы должны быть комплексно сопряжёнными. Чтобы согласовать два

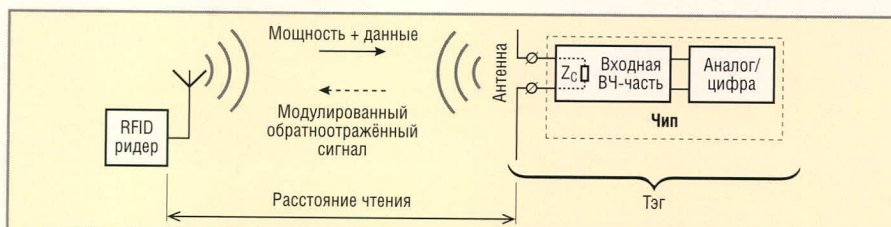


Рис. 1. Общий вид системы радиочастотной идентификации
Отражённый сигнал модулируется изменениями импеданса Z_c микросхемы

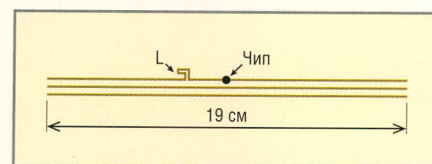


Рис. 2. Полуволновой печатный вибратор
(рабочая частота 910 МГц, длина волны 33 см)
ИС, показанная тёмной точкой, включена между двумя ветвями вибратора

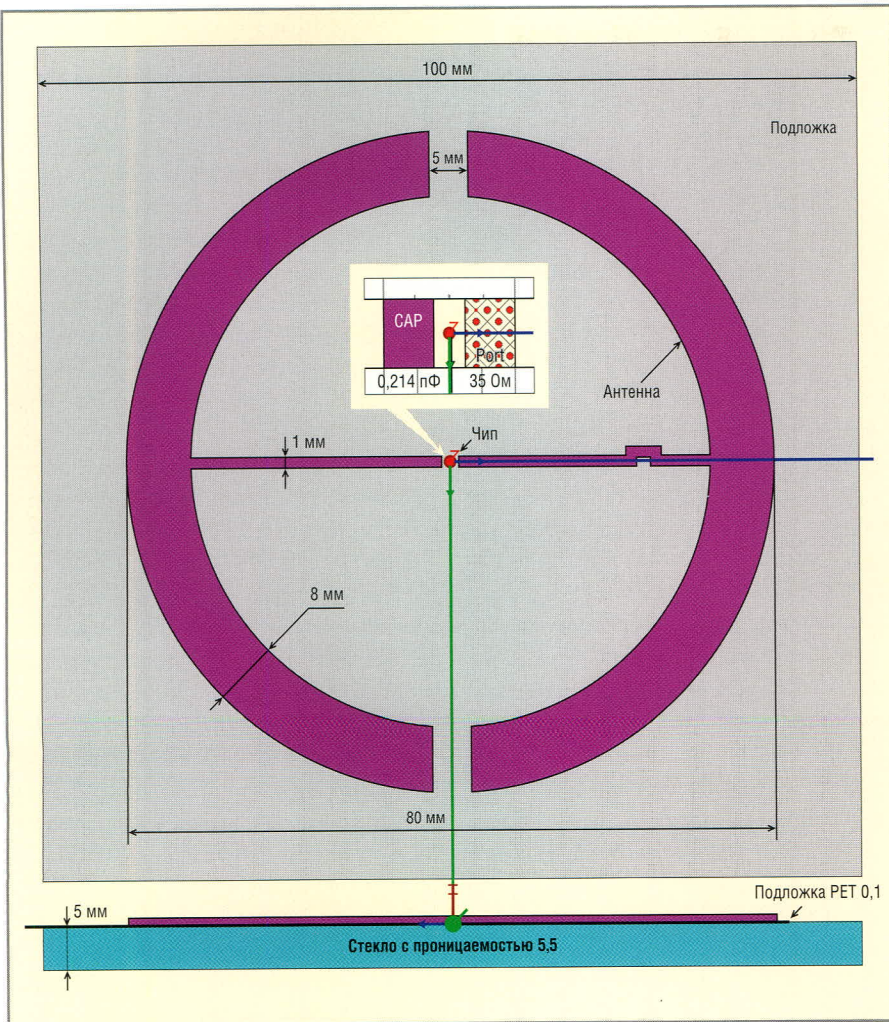


Рис. 3. Ярлык, состоящий из круглой антенны с ИС в центре, расположен рядом с ветровым стеклом машины толщиной 5 мм
 Планарная антенна напечатана на тонкой диэлектрической подложке толщиной 0,1 мм

комплексных импеданса, в общем случае между ними надо включить согласующую структуру.

Предположим, что форма и размеры антенны определённым образом выбраны для заданных условий и частоты. Это может быть, например, антенна дипольного или петлевого типа [2]. Последовательность проектирования согласующей цепи для заданного импеданса ИС может быть следующей:

1. Расчёт входного комплексного импеданса антенны на рабочей частоте, при этом реальная часть импеданса равна сопротивлению излучения антенны;
2. Выбор структуры согласующей цепи. Поскольку надо реализовать условие комплексно-сопряжённого согласования на заданной рабочей частоте, используем два сосредоточенных элемента L, C (Г-образная цепь). В общем случае может быть восемь комбинаций включения L и C [4];
3. Определение сосредоточенных элементов согласующей цепи по

заданным и известным значениям импедансов антенны и микросхемы либо аналитически, либо с помощью диаграммы Смита;

4. Моделирование элементов согласующей цепи в виде граничных условий или сосредоточенных элементов с помощью программ электромагнитного моделирования, наиболее популярной из которых в настоящее время является HFSS [5]. Кроме неё, широко используется программа CST [6], которая, в отличие от HFSS, позволяет выполнять моделирование также и во временной области;
5. Физическая реализация элементов согласующей цепи в виде элементов печатной схемы. При этом индуктивности могут быть реализованы как меандровые линии, а ёмкости – как встречно-штыревые, или гребенчатые;
6. Анализ и оптимизация структуры с помощью программы HFSS. Далее продемонстрируем алгоритм проектирования ярлыка на примере

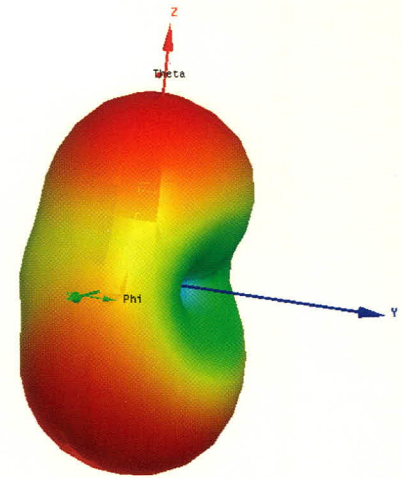


Рис. 4. Диаграмма направленности ярлыка, расположенного вблизи ветрового стекла автомобиля, несколько искривляется

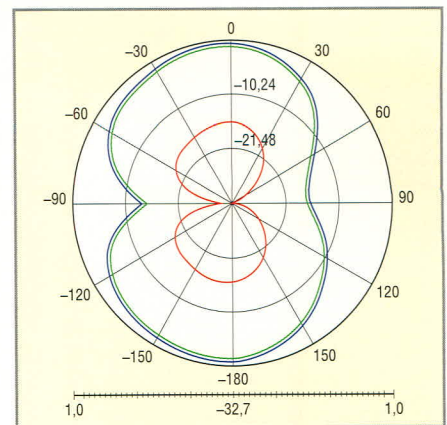


Рис. 5. Сечение диаграммы направленности
 Реализуемый коэффициент усиления антенны вблизи стекла $G_{real} = -15$ дБ

антенны (рис. 3), у которой входной импеданс на частоте 910 МГц, рассчитанный с помощью программы HFSS, составляет $(228 + j544)$ Ом.

Ярлык взаимодействует с антенной считывателя на расстоянии, значительно превышающем длину волны. Поэтому важно знать диаграмму направленности и другие характеристики излучения антенны ярлыка. Сечение диаграммы определяет направление максимального излучения и величину так называемого реализуемого коэффициента усиления антенны G_{real} , который учитывает как потери в подложке антенны η_{loss} , так и потери на рассогласование τ [2]:

$$G_{real} = \eta_{loss} \tau D_0, \quad (3)$$

где D_0 – направленность антенны.

Программа HFSS позволяет рассчитать диаграмму излучения ярлыка (см. рис. 4 и 5) и показывает, что антенна исходной конструкции имеет $G_{real} = -15$ дБ. Столь низкое значение

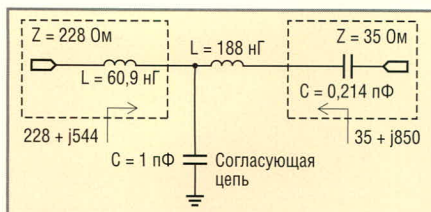


Рис. 6. Схема согласующей L-С-цепи между антенной и ИС

получается, в основном, за счёт сильного рассогласования ИС и антенны в исходной структуре (малая величина τ). В то же время анализ системы RFID (см., например, [7]) показывает, что значение усиления антенны ярлыка должно быть 0...2 дБ, чтобы обеспечить требуемые расстояния считывания. Поэтому в данном случае необходимо увеличить G_{real} . Решение этой задачи сводится к улучшению согласования антенны и микросхемы по сравнению с исходной структурой [8].

В рассматриваемой круглой антенне хорошего согласования можно достичь, если на зажимах антенны обеспечить компенсацию реактивных составляющих импедансов антенны и ИС и трансформацию реальной части импеданса ИС 35 Ом в реальную часть импеданса антенны 228 Ом.

Входной импеданс антенны рассчитывается в реальных условиях применения: в данном случае, на подложке из полистирола толщиной 0,1 мм и вблизи автомобильного стекла толщиной 5 мм. Относительную диэлектрическую проницаемость стекла примем равной 5,5. Входной импеданс антенны вычисляем с помощью программы HFSS. Для этого к зажимам вибратора (см. рис. 3) подключаем дискретный порт с импедансом, равным реальной части импеданса ИС. В результате получаем комплексный входной импеданс антенны на этих зажимах (частота 910 МГц): $Re(Z_a) = R_a = 228$ Ом, $Im(Z_a) = X_a = +544$ Ом. Это означает, что входной импеданс антенны имеет индуктивный характер, соответствующий примерно 95 нГ (см. рис. 6).

Итак, согласующую цепь надо спроектировать так, чтобы трансформировать импеданс антенны, равный $(228 + j544)$ Ом, в импеданс, комплексно сопряжённый импедансу ИС.

Относительно ИС, согласно информации [7] производителя ИС UCODE HSL (Ultra High frequency Smart Label), её импеданс на частоте 910 МГц составляет $(35 - j850)$ Ом. Таким обра-

зом, импеданс ИС соответствует ёмкости конденсатора 0,21 пФ (см. рис. 6). Следовательно, для обеспечения условия комплексного сопряжения этот импеданс ИС надо трансформировать в импеданс, комплексно-сопряжённый входному импедансу антенны $(228 - j544)$ Ом на её зажимах. Или, что эквивалентно, импеданс антенны надо трансформировать в импеданс, комплексно-сопряжённый импедансу $(35 + j850)$ Ом ИС-генератора на его зажимах.

Как уже отмечалось, существует несколько вариантов построения согласующей цепи. В данном примере используем один из них, содержащий индуктивность, последовательную с ИС, и ёмкость, параллельную антенне. Схема этого варианта согласования была представлена на рисунке 6.

Задачу определения согласующих элементов можно решать либо аналитически, либо графически с помощью диаграммы Смита. В данной статье применяется аналитический подход. Реактивные сопротивления согласующих элементов С и L в Г-образной согласующей цепочке между антенной и ИС можно определить по следующим формулам:

$$\frac{1}{2\pi fC} = \frac{1}{(R_a^2 + X_a^2)} \left[X_a + R_a \sqrt{\left(-1 + \frac{R_a}{R_c}\right) + \frac{X_a^2}{R_a R_c}} \right], \quad (4)$$

$$2\pi fL = -X_c + R_c \sqrt{\left(-1 + \frac{R_a}{R_c}\right) + \frac{X_a^2}{R_a R_c}}. \quad (5)$$

Здесь R_a и X_a – реальная и мнимая части комплексного входного импеданса антенны в омах на частоте f ; R_c и X_c – реальная и мнимая части комплексного входного импеданса ИС в омах на той же частоте f .

Для вывода этих формул необходимо записать импеданс, пересчитанный от зажимов антенны к зажимам ИС. Этот импеданс выражается через R_a , X_a и импедансы согласующих элементов L , C . Затем приравниваем реальную часть этого импеданса к величине R_c , а мнимую часть – к величине $-X_c$. Тем самым обеспечиваем условие комплексно-сопряжённого согласования между антенной и ИС. В результате задача сводится к решению квадратного уравнения, имеющего два корня. Второе решение в данном случае приводит к физически нереализу-

емым значениям согласующих элементов и здесь не представлено. Подставляя в формулы (4) и (5) значения активных и реактивных составляющих импедансов антенны и ИС, получаем $C = 1,0$ пФ и $L = 188,6$ нГ.

Прежде чем реализовать эти согласующие элементы в виде меандровой индуктивности и гребенчатой ёмкости, используем специальные граничные условия, имеющиеся в программе HFSS; они называются Lumped RLC Boundary Conditions (LBC). Эти граничные условия позволяют расширить возможности электромагнитного моделирования структур с сосредоточенными элементами.

Следует отметить, что проектируемая антенна ярлыка напечатана на одном слое и не имеет проводника заземления, поэтому волновое сопротивление однопроводной линии здесь не определено (в отличие, например, от микрополосковой линии). В этом случае для определения значений согласующих элементов в качестве эталонного импеданса следует задавать реальную часть импеданса генератора – ИС, т.е. $Z_0 = 35$ Ом в данном примере. Тот же эталонный импеданс задаётся и при использовании диаграммы Смита.

Итак, сначала моделируем согласующую цепь, установленную между ИС и антенной, в виде граничных условий LBC. Для расчёта импеданса антенны на её зажимах, т.е. там, где подключается ИС, задаём дискретный порт с $R_{port} = 35$ Ом. В отсутствие «земли» в конструкции антенны используем дискретный порт (Lumped Port), имеющийся в библиотеке HFSS. Этот порт представляет собой дискретный источник напряжения, включенный между двумя точками – зажимами антенны. Ширину линий (W), к которым подключается порт ИС, выбираем равной 1 мм из конструктивных соображений.

Согласующая цепь подключается так, как показано на рисунке 7. При этом индуктивность 188 нГ в схеме Г-образной согласующей цепи представим в виде двух последовательно включенных индуктивностей по 94 нГ; это в дальнейшем облегчит её физическую реализацию.

На данном этапе проектирования мы моделируем необходимые элементы согласующей цепи в виде граничных условий. Хотя они ещё не реализованы физически в печатном виде, как это будет сделано ниже, можно проверить характеристики согласованного

ярлыка, а также выполнить оптимизацию, при которой значения дискретной ёмкости и индуктивности можно изменять, как при обычной настройке. Оптимизированная согласующая структура показана на рисунке 8 ($C = 0,44$ пФ, $L = 256$ нГ). Расчёт показывает, что излучение антенны с оптимизированной согласующей цепью направлено по оси Z, и её реализуемое усиление $G_{\text{real}} = 2,13$ дБ (см. рис. 9 и 10).

Наконец, необходимо физически реализовать согласующие элементы в виде печатных компонентов. Для решения этой задачи можно опираться на распространённые в практике проектирования экспериментальные данные и соотношения либо выполнить более точный электродинамический анализ с оптимизацией геометрии элементов.

Сначала была реализована гребенчатая ёмкость, в то время как индуктивность моделировалась с помощью граничных условий. Изменяя ширину W линии печатного гребенчатого конденсатора, получаем подходящий вариант согласующей ёмкости, показанный на рисунке 11. Наилучшее согласование осуществляется при $W = 0,12$ мм. Соответствующая диаграмма направленности антенны ярлыка приведена на рисунках 12 и 13.

Существующие оценочные формулы показывают, что индуктивность 120 нГ на основе меандровой линии можно реализовать в виде линии длиной около 120 мм. Создадим такую печатную индуктивность вместо граничного условия индуктивного типа. Используем возможности оптимизации в программе HFSS. В качестве параметров удобно задать геометрические параметры меандровой линии: шаг, количество витков и размах. В результате проведённой оптимизации печатная индуктивность приобрела размеры и структуру, показанные на рисунке 14.

С согласующей структурой, показанной на рис. 14, реализуемое усиление антенны достигло $G_{\text{real}} = 1,76$ дБ. При этом диаграмма направленности совпадает по форме с диаграммами, представленными на рисунках 12 и 13. Окончательный вид согласованной и оптимизированной круглой антенны ярлыка показан на рисунке 15. Полоса рабочих частот антенны, измеренная по уровню согласования $|S_{11}| = -10$ дБ, равна 15 МГц. В принципе можно поставить задачу согласования в более широкой полосе частот с использова-

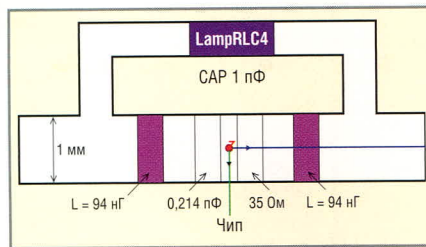


Рис. 7. Вариант реализации согласующей цепи, в котором дискретные согласующие элементы моделируются граничными условиями LBC

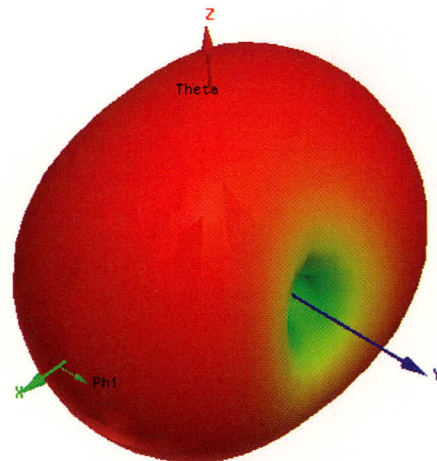


Рис. 9. Диаграмма направленности круглой антенны, структура которой включает согласующую цепь, моделируемую с помощью LBC

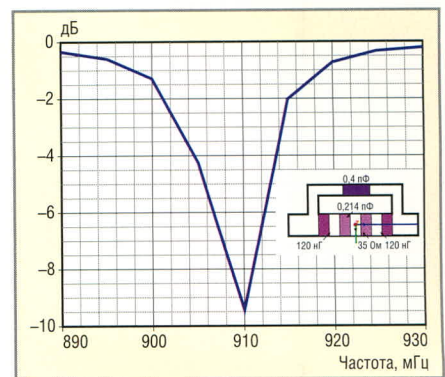


Рис. 8. Частотная характеристика антенны с согласующей цепью, моделируемой с помощью LBC

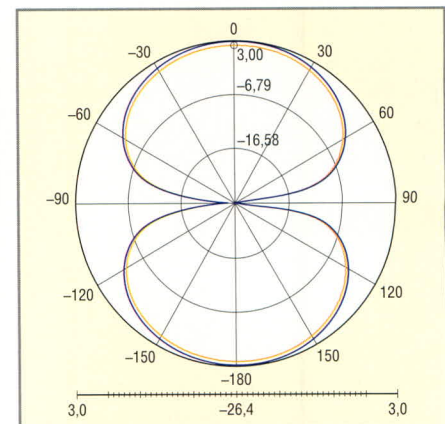


Рис. 10. Сечение диаграммы направленности показывает лучший результат $G_{\text{real}} = 2,13$ дБ

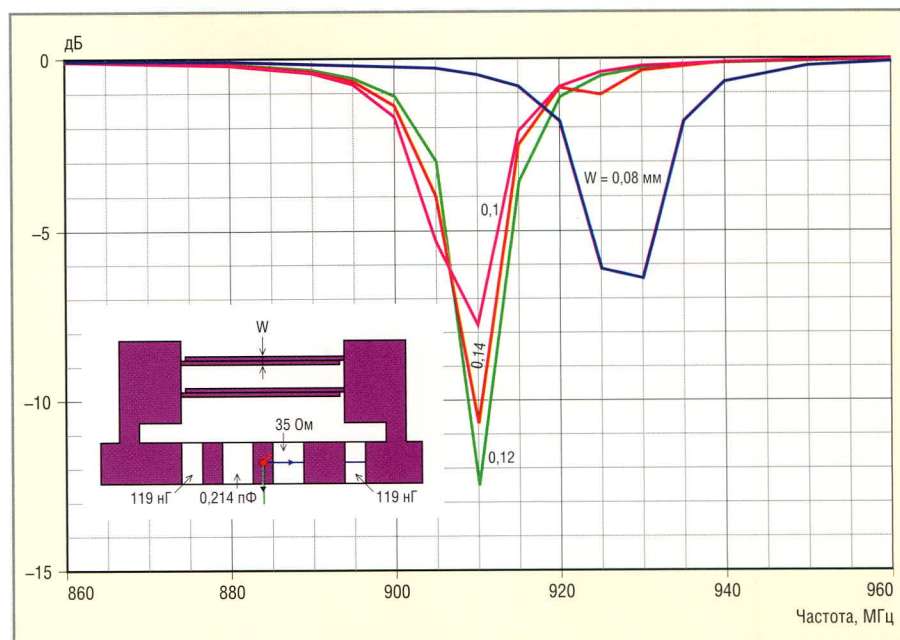


Рис. 11. Частотная характеристика антенны с физически реализованной гребенчатой ёмкостью. Индуктивность моделируется в виде граничного условия LBC

нием большего числа согласующих элементов. Однако это связано с усложнением конструкции антенны и процесса её проектирования. На практике более широкую полосу согласования можно реализовать проще (при помощи связанных линий).

Выводы

Антенны, работающие в ответчиках (ярлыках) систем RFID, имеют разнообразную конструкцию, размеры и диаграммы направленности. От качества антенны во многом зависит эффективность системы RFID. Поэто-

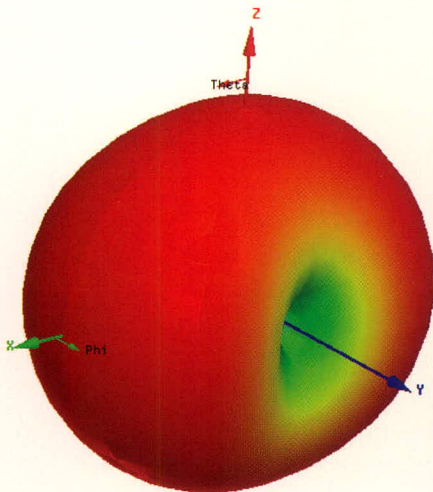


Рис. 12. Диаграмма направленности с физически реализованной ёмкостью C_{par}

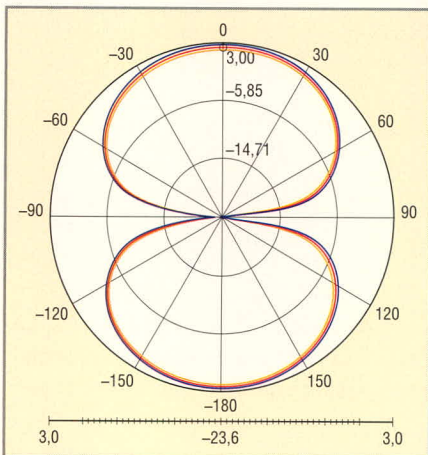


Рис. 13. Диаграмма направленности при $G_{real} = 2,05$ дБ

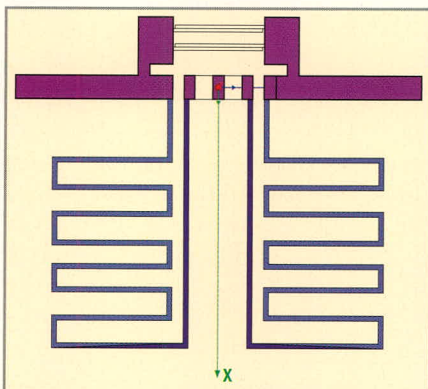


Рис. 14. Согласующая индуктивность, реализованная в виде двух последовательно включенных печатных меандровых линий

му в настоящее время проектирование ярлыков выделилось в самостоятельную область. Решение задачи, как правило, сводится к комплексно-сопряжённому согласованию импедансов антенны и микросхемы, на которую она нагружена. Это, в свою очередь, требует проектирования согласующих цепей в специфических конструкциях малых антенн.

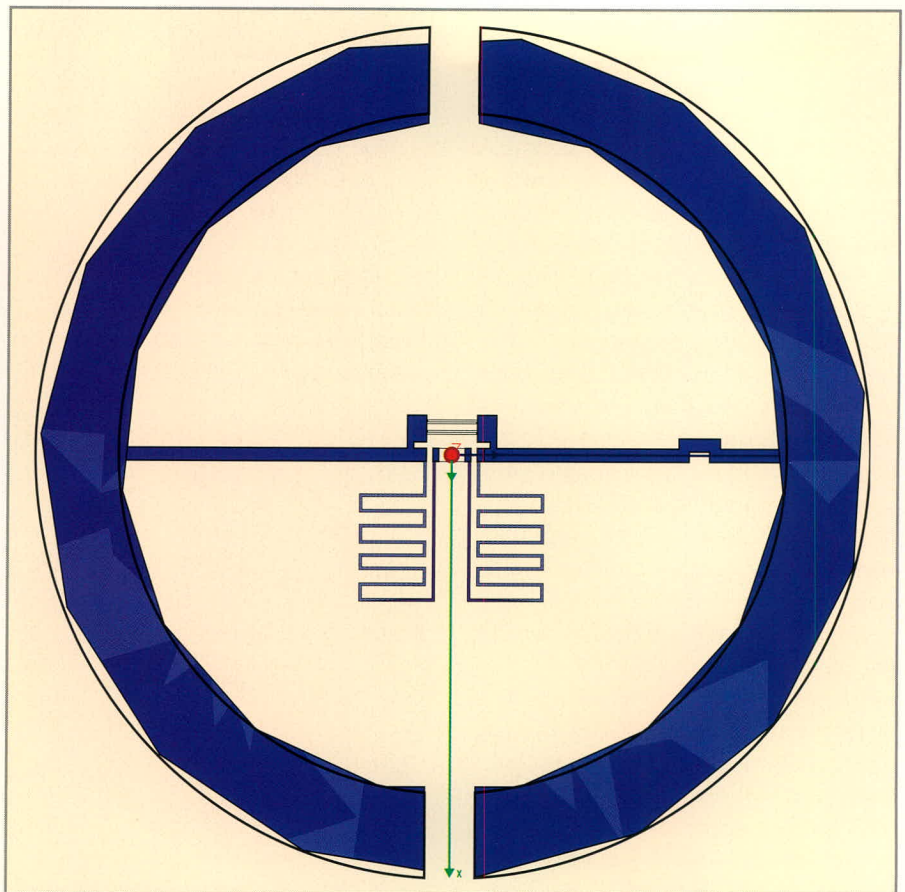


Рис. 15. Оптимизированная структура антенны ярлыка с печатными согласующими элементами

Данная статья иллюстрирует применение программы Ansoft HFSS, позволяющей поэтапно решать эту задачу. Имеется возможность на основе электромагнитного анализа смоделировать и реализовать согласующие структуры достаточно сложной формы. Особенностью рассмотренной в статье антенны – ярлыка является отсутствие «земляного» проводника, относительно которого можно было бы определить импеданс линий конструкции антенны. В этом случае в качестве эталонного импеданса при определении значений согласующих элементов следует задавать реальную часть импеданса ИС-генератора, на который нагружена антенна ярлыка.

Показано, что анализ и оптимизация конструкции согласующих цепей с помощью программы HFSS выполняются достаточно эффективно. При этом результаты проектирования хорошо совпадают с результатами измерения характеристик прототипа антенны.

Практика проектирования антенн для ярлыков показывает, что иногда удаётся найти такую конструкцию антенны, в которой уже существуют точки, обеспечивающие комплексно-

сопряжённое согласование с ИС. В таких случаях согласующая структура не требуется, поскольку она уже интегрирована в конструкцию антенны. Однако, как показано в статье, можно использовать и другой метод проектирования, а именно, реализовывать согласующую структуру в явном виде, в качестве дополнения к исходной, рассогласованной антенне. ©

ЛИТЕРАТУРА

1. Finkensteller K. RFID Handbook: Fundamentals and Applications in Contactless Smart Cards and Identification. 2nd Ed. Wiley, 2003.
2. Balanis K. Antenna Theory. Analysis and Design. 2nd Ed. Wiley, 2001.
3. Seshagiri Rao K.V., Nikitin P.V., and Lam S.F. Antenna Design for UHF RFID Tags: A Review and a Practical Application. IEEE Trans. On Antennas and Propagation. Vol. AP-53. No. 12. Dec. 2005.
4. Chang K., Babl L., and Nair V. RF and Microwave Circuit and Component Design for Wireless Systems. Wiley, 2002.
5. www.ansoft.com.
6. www.cst.com.
7. www.semiconductors.philips.com.
8. Калинин В.И., Курушин А.А. Проектирование планарных антенн. Chip-News. 2001. № 7.

Новости мира News of the World Новости мира

Toshiba Matsushita представила новые LED-дисплеи

Новая технология подсветки экранов с использованием белых светодиодов (LED) постепенно адаптируется производителями ноутбуков. Благодаря подобным экранам, последние способны выпускать компактные модели переносных компьютеров, оснащённые яркими и контрастными дисплеями, потребляющими при этом значительно меньше электроэнергии. Единственным недостатком LED-экранов является их цена – на данный момент они примерно в два раза дороже своих аналогов с подсветкой на основе катодных трубок (CCFL).



Совместное детище известнейших компаний Toshiba и Matsushita (Panasonic) – Toshiba Matsushita Display Technology Corporation (TMD) – предложила вниманию производителей переносных компьютеров новую линейку LED-экранов с диагональю, варьирующей от 8,9" до 13,3". Толщина панелей составляет всего 2,5 мм, вес меняется в зависимости от размера модели: от 120 г для модели 10,4" до 140 г для её 12,1-дюймовой сестры.

Энергопотребление новинок варьирует в зависимости от их размера и составляет 2,4 Вт для 10,4-дюймового XGA-дисплея, тогда как более крупный 13,9-дюймовый аналог с разрешением WXGA потребляет уже около 4 Вт. Яркость изменяется от 200 кд/м² у 8,9" модели до 300 кд/м² для моделей с диагональю 12,1, 10,6 и 13,3 дюймов.

dailytech.com

TMOS-мониторы будут дешевле, чем LCD и OLED

Новая технология вывода изображения была разработана компанией UniPixel Displays. Изначально технология TMOS (Time Multiplexed Optical Shutter) разрабатывалась для нужд авиации, но уже в IV квартале этого года будут готовы прототипы телевизоров, использующих данную технологию.

По предварительным оценкам, технология TMOS имеет высокие шансы на массовое применение. Это связано с тем, что другие перспективные технологии вы-

вода изображения будут стоить несоизмеримо дороже заложенных в них достоинств для рядового покупателя.

Каждый элемент TMOS-экрана воспроизводит так называемые аддитивные цвета, последовательно воспроизводя красную, зелёную и синюю составляющие цвета.

Ещё одной особенностью является то, что разноцветное освещение излучает не сам элемент экрана, а источники по краям дисплея. Цвета циркулируют по внутренним зеркальным каналам монитора в течение равных промежутков времени за счёт применения технологии полного внутреннего отражения. Насыщенность каждого оттенка в каждой конкретной точке регулирует специальная линза, расположенная между элементами и зеркальными каналами. В момент, когда достигается необходимый цветовой оттенок, специальный затвор закрывает линзу.

Благодаря такому принципу действия, технология TMOS заметно проще в производстве. Такой дисплей состоит лишь из 6 слоёв против 15 слоёв в случае плазменных панелей и 30 слоёв в случае LCD-панелей. В итоге получается лишь 12-ступенчатый производственный цикл. Напомним, что производственный цикл LCD-панелей состоит из 128 этапов. Помимо всего прочего, такая технология решает проблему читаемости при ярком солнечном освещении.

На бумаге всё выглядит достаточно перспективно, но удастся ли этой технологии выйти на массовый рынок в обозримом будущем? Среди специалистов не просто так бытует правило «20 лет», которое отражает статистику развития новых технологий вывода изображения. Ещё никогда инженерам не удавалось пройти путь от концептуальных разработок до крупномасштабного производства быстрее, чем за 20 лет.

eetimes.com

Мобильному ТВ стало тесно в Европе

Европейские операторы сотовой связи обратились к правительственным органам своих стран для выделения дополнительных частот в диапазоне UHF под развитие мобильного ТВ, поскольку, согласно данным European Mobile Broadcasting Council (EMBC), подразделения Европейской комиссии, выделенной сотовым операторам ширины канала явно недостаточно для развития указанного сервиса на территории региона.

В то же самое время Европейская комиссия продолжает оказывать давление

на участников европейского рынка сотовой связи с целью заставить последних придерживаться единого стандарта мобильного телевидения. Ни у кого не вызывает удивления, что речь идет о стандарте DVB-H (Digital Video Broadcasting – Handheld), ранее уже поддержанном большинством европейских мобильных операторов и поставщиков оборудования.

Пикантность ситуации придаёт тот факт, что один из двух других конкурирующих стандартов мобильного телевидения – Multimedia Broadcast Multicast Service (MBMS) может быть внедрён поверх уже существующих мобильных сетей без выделения дополнительных частот. Третьим стандартом является DVB-T, продвигаемый компанией Qualcomm.

news.yahoo.com

Samsung: планы по внедрению PRAM

Как мы уже знаем, к концу 2007 г. компания Intel начнёт массовое производство чипов памяти с изменением фазового состояния (phase change memory, PCM, PRAM). На днях сайт Nikkei Microdevices сообщил о планах по внедрению PRAM-памяти ещё одного производителя – корейской компании Samsung.

Samsung уже отправила «избранным» партнёрам ознакомительные образцы чипов памяти нового поколения. Инженерные образцы PRAM производители портативных устройств получают в апреле-июне этого года. А массовое производство по 90-нм техпроцессу намечено на первую половину 2008 г. Таким образом, Samsung отстает от Intel по внедрению PRAM как минимум на один квартал. С другой стороны, чипы Intel имеют плотность 128 Мбит, а Samsung представит PRAM-память ёмкостью 256 и даже 512 Мбит.

Ожидается, что PRAM постепенно заменит память типа NOR в мобильных телефонах. Как известно, на рынке флэш-памяти Samsung является лидером в сегменте NAND, но в секторе NOR-памяти в технологическом плане её опережают другие компании (включая Intel), которые выпускают чипы по 65-нм нормам. Samsung же только недавно (во второй половине 2006) начала поставки 90-нм чипов NOR. Осваивая PRAM-память, Samsung надеется в будущем занять лидирующие позиции на этом рынке. Амбициозные планы корейского производителя, похоже, имеют все основания реализоваться.

techon.nikkeibp.co.jp

JTAG-тестирование

(часть 3)

Иосиф Каршенбойм (Санкт-Петербург)

Данная статья представляет собой обзор материалов, посвященных тестированию плат и устройств по интерфейсу JTAG. В третьей части статьи продолжается рассмотрение команд тестирования, выдаваемых по интерфейсу JTAG, и структуры BSDL-файла, а также даётся описание «привязки» битов регистра сканирования к выводам микросхемы.

ПЕРЕХОДЫ, НЕОБХОДИМЫЕ ПРИ РАБОТЕ С ДАННЫМИ

Возвращаемся к описанию диаграмм переходов. Теперь мы уже точно знаем, как выдать команду и какая команда нам нужна. В этом разделе мы рассмотрим, как надо выдавать и получать данные из микросхемы, как биты данных будут управлять работой вывода микросхемы и какие данные будут читаться с конкретного вывода микросхемы.

Диаграмма переходов, которые необходимо выполнить для того, чтобы работать с данными (см. рис. 13), также обычно начинается с состояния Run_Test/Idle, затем наступают состояния Select_DR, CAPTURE_DR, Shift_DR. В состоянии Shift_DR происходит приём и передача данных. После работы с данными необходимо перевести авто-

мат через состояния Exit1_DR, Update_DR снова в Run_Test/Idle. По окончании работы с данными необходимо выполнить условие, оговоренное выше, а именно – передать бит TMS, указывающий на завершение данного режима, вместе с последним битом данных.

Есть возможность осуществить и другие переходы управляющего автомата, но рассмотрение этих вопросов выходит за рамки статьи. Необходимо подчеркнуть, что мы не пользуемся всеми состояниями автомата, для того чтобы произвести загрузку команды и обмен данными.

Теперь ещё раз посмотрим на JTAG в картинках. На рис. 14 приведена вторая часть программы Boundary Scan Coach. На рисунке показана типовая структура узлов JTAG-сканирования, встроенных в микросхему.

Функциональная часть микросхемы – Core Logic – показана коричневым цветом. JTAG-регистры – зелёным цветом, выводы микросхемы – серым цветом. Голубым цветом выделен контроллер JTAG-порта. Красным цветом показан путь прохождения данных по регистру граничного сканирования. Но кроме этого, в нижней части рисунка показан фрагмент, представляющий собой интерфейс мастера. Пользователь может установить данные в регистр граничного сканирования и посмотреть на результат, полученный после записи команд и данных.

ВОЗВРАЩАЕМСЯ К BSDL-ФАЙЛУ

Теперь мы уже знаем, что BSDL-файл содержит описания команд, их коды и другую информацию, необходимую для работы с микросхемой. Также мы знаем, что и как выдавать в микросхему. Но как это связано с выводами микросхемы? Как читать информацию со входов микросхемы и где будет находиться нужный нам бит информации с конкретного входа?

Первая часть BSDL-файла, представляющая для нас сейчас интерес, – это порты.

Термины in bit, out bit, inout bit, buffer вполне понятны, они описывают порты, которые подключены к регистру сканирования как входы, выходы или как двунаправленные входы-выходы. Термины linkage bit, linkage bit_vector описывают порты, которые не подключены к регистру сканирования. Это те входы или выходы микросхемы, которые не могут быть проверены в режиме граничного сканирования.

Далее приведён пример описания портов микросхемы.

```
port( TDI, TMS, TCK: in bit;
port( TDO: out bit; IN1, IN2: in bit;
OUT1: out bit; OUT2: buffer bit;
OUT3: out bit_vector (1 to 8);
OUT4: out bit_vector (4 downto 1);
```

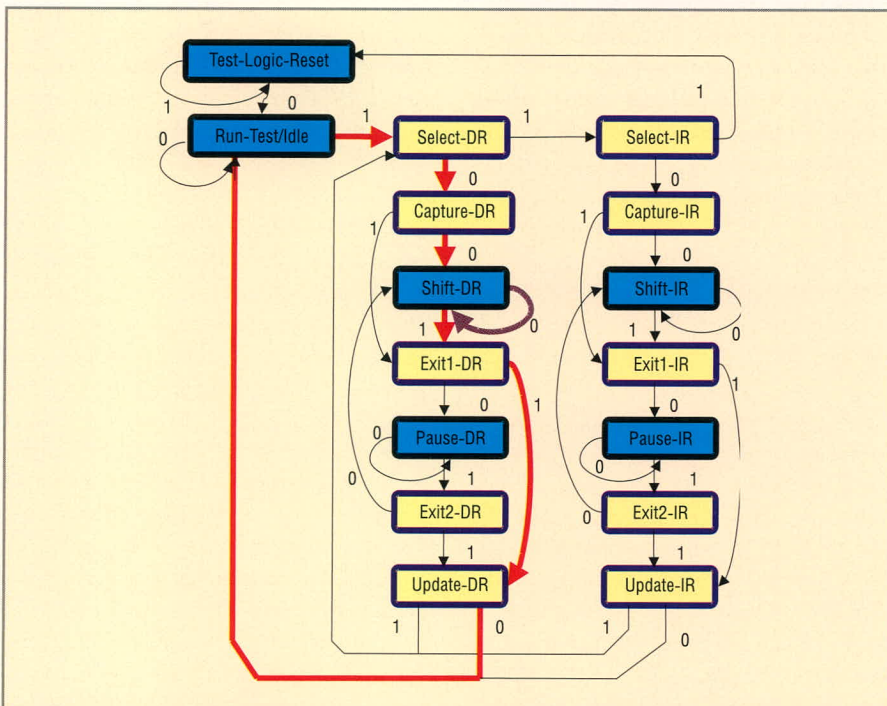


Рис. 13. Диаграмма переходов, которые необходимо выполнить для того, чтобы работать с данными

```
BIDIR1, BIDIR2, BIDIR3: inout
bit;
GND, VCC: linkage bit);
```

Иногда производители вместо вывода микросхемы указывают PAD – технологическую контактную площадку на чипе. Далее они дают «перекодировку», указывая, какой PAD какому выводу соответствует. Иногда PAD указывается в примечании, например, вот так:

```
IO_A5: inout bit; -- PAD6
IO_A6: inout bit; -- PAD10
IO_A10: inout bit; -- PAD18
```

Здесь IO – тип вывода, A5 – контакт микросхемы, PAD6 – технологическая контактная площадка чипа, с которой сделана разварка проводника на вывод A5 корпуса кристалла.

Про параметр INSTRUCTION_LENGTH мы уже говорили. Вот, например, для микросхемы XC2V250 фирмы Xilinx в корпусе FG456 можно прочитать:

```
attribute BOUNDARY_LENGTH of
XC2V250_FG456 : entity is 732.
```

Таким образом, длина регистра сканирования – 732 бит, и это в 1,6 раза больше, чем число выводов. Но ведь 456 выводов – это не только сигнальные цепи, это же ещё и питание и «земля». Следовательно, мы имеем на каждый вывод 2 или 3 бита в регистре сканирования! Для BF537 в корпусе mBGA со 182 выводами мы имеем более скромные цифры – длина регистра сканирования составляет 261 бит, и это только в 1,4 раза больше, чем число выводов. Давайте посмотрим на то, как выполнен регистр сканирования. Он представляет собой последовательную цепочку из триггеров, в которые записывается информация. Если микросхема имеет вывод, который предназначен для ввода информации, то для такого вывода есть только один триггер в регистре сканирования. Аналогично и с выходами. Если нужно передать информацию из регистра сканирования на выход микросхемы, то для этого нужен только один триггер в регистре сканирования. Теперь рассмотрим двунаправленные выводы, которые могут принимать и передавать ин-

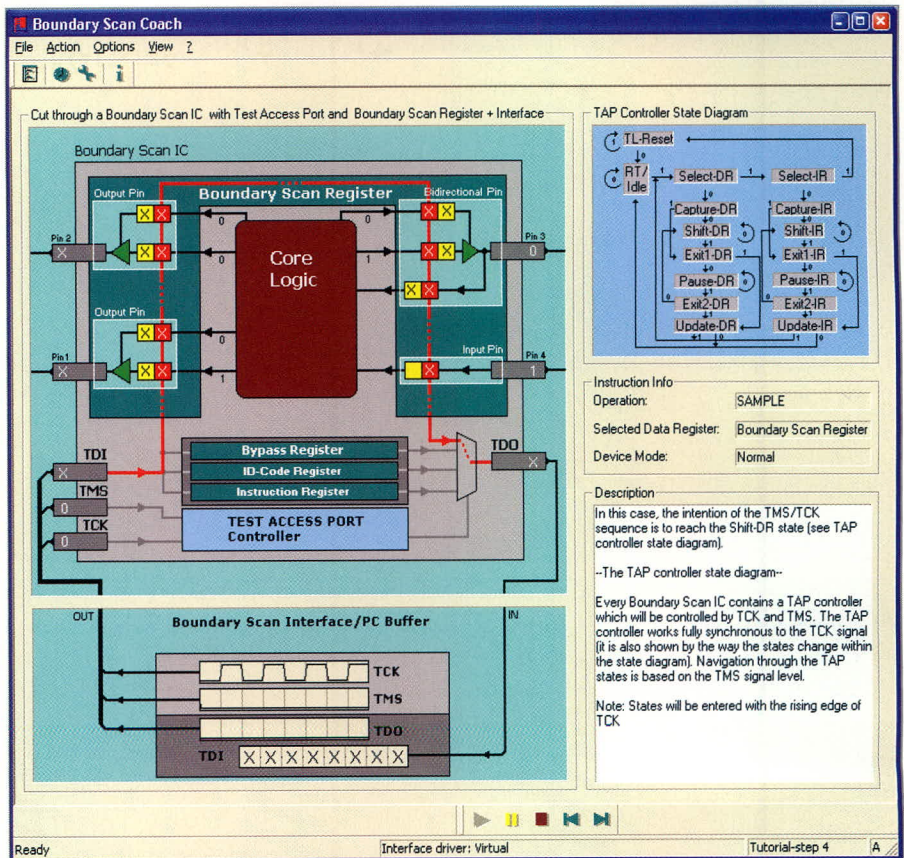


Рис. 14. Окно программы Boundary Scan Coach. Часть 2

формацию. Для таких выводов двух триггеров недостаточно. Им ещё нужен третий триггер, который «сообщает» ячейке направление передачи информации. Как обычно, двунаправленная ячейка может либо принимать информацию в регистр, либо выдавать информацию из регистра. Разница этих режимов в том, что в первом случае ячейка принимает информацию, которая поступает на данный вывод «извне». А во втором случае ячейка принимает информацию, которая записана в триггере регистра и выводится этой ячейкой «наружу». Но информация, которая выводится из триггера через ячейку «наружу», может отличаться от той информации, которая есть на выводе, например, если вывод закорочен на землю, на шину питания или на другой вывод, имеющий большую мощность. В таком случае при граничном сканировании мы прочитаем информацию непосредственно с вывода микросхемы и сможем решить – та ли это информация, которую мы ожидали увидеть.

Из сказанного выше можно сделать вывод, что «чемпионами» в длине регистра граничного сканирования всегда будут выступать микро-

схемы FPGA, имеющие регулярную структуру с независимыми по управлению состоянием выводами. А что же у микроконтроллеров? И в частности, у нашего «подопытного кролика»? А у микроконтроллера BlackFin – полный набор вариантов. Есть порты флагов, имеющие раздельное управление на каждый вывод, есть шины, имеющие один сигнал управления на всю шину, есть однонаправленные сигналы, а также есть и сигналы, не охваченные регистром сканирования.

Предостережение для начинающих

Необходимо обратить внимание на следующее. Фирмы – разработчики средств тестирования всегда пишут о том, что JTAG-тестирование – это передовая технология, где нет нерешённых проблем. Да, для фирм, использующих данную технологию десятилетиями, возможно, это и так. Но для тех, кто только начинает работать с портом JTAG, необходимы совершенно другие «правила игры».

Без сомнения, эта технология значительно облегчает жизнь пользователя, но только при одном условии: порт JTAG и всё что с ним связа-

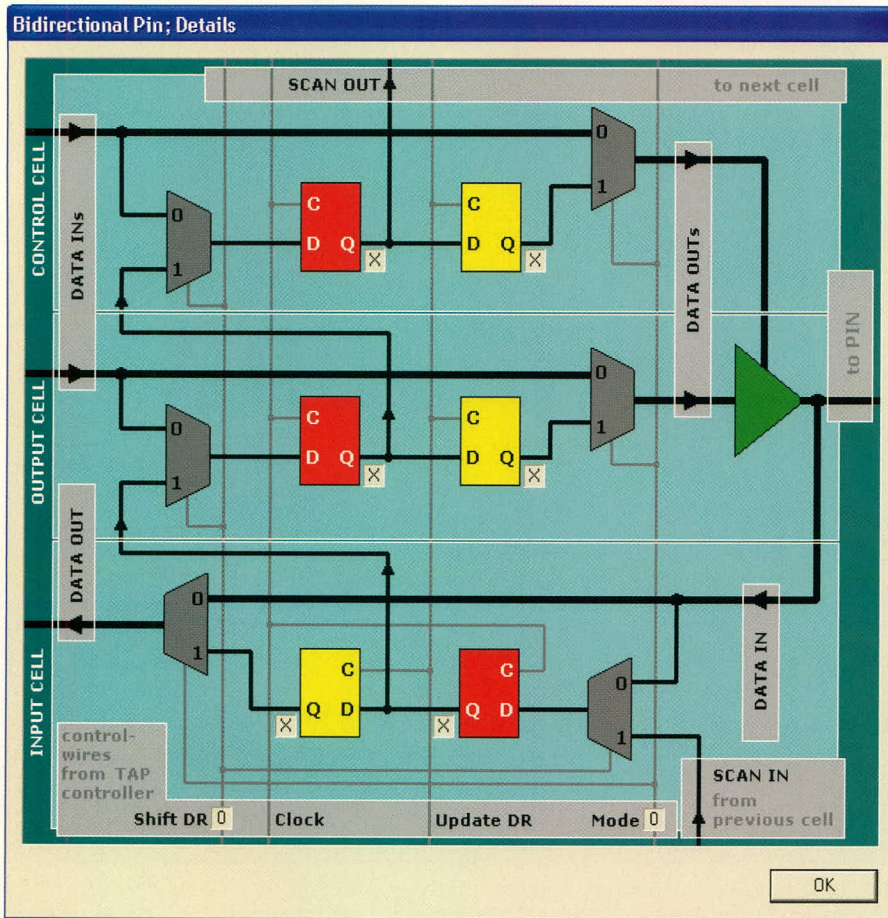


Рис. 15. Окно линзы, показывающее состояние выводов в программе Boundary Scan Coach
 В этом окне показаны две типовые ячейки BC_1 и BC_2

но, а именно аппаратные адаптеры, кабели, питание и пр., – всё это должно работать безотказно! Всегда помните о том, что хотя ваше тестирующее оборудование исправно и проверено, но сама цепь JTAG, по которой передаются тестовые сигналы, находится на проверяемой плате, и эта цепь тоже может быть источником ошибок. Если цепочка бит, сдвигаемая в порт, достигает «в

длину» десятков тысяч бит, то при сбое 1 бит на 1000 бит вы никогда не получите правильного результата! Мало того, из-за сдвига неверной последовательности вы можете случайным образом воздействовать на внутренние регистры микросхемы или на её выходы. А это, в свою очередь, может привести к отказу самой микросхемы или к отказу той периферии, которая управляется

данной микросхемой. Поэтому необходимо принимать определённые меры безопасности при работе с портом JTAG. Ниже, при анализе битов регистра сканирования, обратите особое внимание на то, как описывается безопасное состояние и в какое состояние биты должны при сканировании устанавливаться по умолчанию.

Привязка регистра сканирования к выводам

В этой части будет дано описание «привязки» битов регистра сканирования к выводам микросхемы. Давайте обратимся к разделу BOUNDARY_CELLS файла BSDL_BF536_7_182.bsd.

```
attribute BOUNDARY_CELLS of
ADSP_BF537: entity is
"BC_1, BC_2, BC_3, BC_4";
-- BC_1: output, control; BC_2:
input;
-- BC_3: internal; BC_4: clock;
attribute BOUNDARY_LENGTH of
ADSP_BF537: entity is 261;
```

```
attribute BOUNDARY_REGISTER of
ADSP_BF537: entity is
--num cell port function safe
(ccell disval rslt)
```

В разделе BOUNDARY_CELLS перечислены типы ячеек регистра сканирования. В соответствии с IEEE 1149.1, возможно применять в микросхемах типы ячеек от BC_1 до BC_9. Мы рассмотрим только те ячейки, которые будут применяться в файле для микроконтроллера, так как именно эти ячейки являются наибо-

Таблица 6. Функции выводов микросхемы

№	Название функции	Описание	Примечание
1	INPUT	Ячейка – вход микросхемы	Эта функция показывает, что данная ячейка имеет функцию ввода информации (контроля и ввода информации при режиме INTEST) и соединена с входом микросхемы. Эта функция может быть соединена только с выводом типа in или inout
2	OUTPUT2	Ячейка – выход микросхемы	Эта ячейка имеет 2 состояния (симметричное или несимметричное по выходным уровням сигнала) и может быть подключена к выводу, имеющему тип out, buffer, или inout
3	OUTPUT3	Ячейка – выход микросхемы	Эта ячейка имеет 3 состояния (симметричное или несимметричное по выходным уровням сигнала) и может быть подключена к выводу, имеющему тип out или inout
4	CONTROL	Ячейка используется как элемент управления для других ячеек микросхемы	Ячейка, которая управляет третьим состоянием или направлением передачи. Эта ячейка не подключается к выводам микросхемы
5	CONTROLR	Ячейка используется как элемент управления для других ячеек микросхемы	Ячейка, которая управляет третьим состоянием или направлением передачи. Эта ячейка не подключается к выводам микросхемы. Ячейка сбрасывается в состояние запрета выводов при прохождении автоматом управления TAP-контроллера состояния Test-Logic-Reset
6	INTERNAL		Ячейка не связана с сигналами микросхемы и принимает постоянные значения «1», «0» или «X»
7	CLOCK	Ячейка на входе clock	Функция, которая показывает, что данная ячейка подключена к системной тактовой частоте и это позволяет работать в режиме INTEST
8	BIDIR	Двунаправленная ячейка для двунаправленных входов-выходов	Эта ячейка двунаправленная и может быть подключена к выводу, имеющему тип inout
9	OBSERVE_ONLY	Дополнительная ячейка для приёма входных сигналов	Ячейка имеет возможность принимать сигнал как ячейка INPUT, но не поддерживает режим работы INTEST. Или же она может использоваться как дополнительная ячейка для ввода сигналов

Таблица 7. Выводы микросхемы в «запрещённом» состоянии

№	Название состояния	Описание	Примечание
1	Z	Высокоимпедансное состояние	
2	WEAK0	Внешний подпор в низкий уровень	Используются для ассиметричных выходов, таких как TTL открытый коллектор или ECL открытый эмиттер
3	WEAK1	Внешний подпор в высокий уровень	
4	PULL0	Внутренний подпор в низкий уровень	Используются для ассиметричных выходов, таких как TTL открытый коллектор или ECL открытый эмиттер при использовании внутреннего подпора
5	PULL1	Внутренний подпор в высокий уровень	
6	KEEPER	Сохранение предыдущего состояния	Вывод «запоминает» состояние

лее распространёнными «строительными кубиками».

Ячейка BC_1 «отвечает» за сигналы output и control. Это значит, что она имеет возможность переводить свой вывод в третье состояние под управлением сигнала control. Ячейка BC_2 «отвечает» за сигнал input и используется для ввода сигналов в регистр сканирования. Ячейки BC_3 и BC_4 используется для ввода служебных сигналов и сигналов тактирования.

Если вывод микросхемы двунаправленный, то это значит, что к нему подключена ячейка, содержащая в себе фактически две типовые части – ячейки BC_1 и BC_2. Пример такого узла приведен на рис. 15, где представлено одно из окон программы Boundary Scan Coach. Верхняя часть рисунка представляет собой эквивалент ячейки BC_1, а нижняя – BC_2. Из схемы этого узла видно, что с микросхемы снимается та информация, которая записана в регистре сканирования, а вводится информация непосредственно с вывода микросхемы. В том случае, если на этот вывод «встречно» подаётся другое значение сигнала, в регистр сканирования или попадает выходная или входная информация, или информация будет не определена. В данном случае всё будет зависеть от того, какой из источников сигнала – сигнал от ячейки или внешний сигнал – будет мощнее. Если один из источников сигнала будет достаточно мощным и «пересилит» другой так, что суммарный сигнал попадёт в границы допустимых по стандарту работы порта уровней, то он и определит значение, читаемое в регистре сканирования. А в том случае, если этого не произойдёт и мощности источников сигнала будут примерно одинаковыми, результирующий сигнал будет не определён и в регистр сканирования может быть записано недостоверное значение.

В разделе BOUNDARY_LENGTH указано общее количество ячеек. В разделе BOUNDARY_REGISTER приведено описание подключения ячеек к выводам. В строчке комментариев приводится уточнение: num cell port function safe (сcell disval rslt). В описании регистра должны быть указаны следующие параметры:

- num – это номер ячейки (ячейка с номером «0» подключена к TDO);
- cell – это название ячейки;
- port – это тип порта ячейки;
- function – это функции выводов микросхемы;
- safe – это безопасное состояние вывода;
- ccell – это ячейка управления для ячейки вывода;
- disval – это состояние, в котором выход будет запрещен;
- rslt – это результат выдачи сигнала запрета выхода.

Теперь необходимо дать небольшие комментарии по поводу параметров и их значений. Что касается функций выводов, то они перечислены в табл. 6.

Безопасное состояние вывода в BSDL-файле называется safe bit или safe. Это то состояние, которое подаётся на выходную ячейку в режиме EXTEST или присутствует на выходе в режиме INTEST. В этом состоянии микросхема имеет минимальный ток драйвера вывода. Значения безопасного состояния вывода должны быть записаны как «0» или «1». Также возможно значение «X».

Сигнал запрета подаётся на ячейку управления, которая в BSDL-файле называется CONTROL cell или ccell.

Состояние, в котором находится сигнал запрета в BSDL-файле, называется disable value или disval. Сигнал может принимать значения «0» или «1».

Результатом установки сигнала запрета является перевод выходного буфера в одно из безопасных для работы данной микросхемы состояний.

Если сигнал запрета установлен, то вывод микросхемы может находиться в одном из состояний, перечисленных в табл. 7. Такое состояние в BSDL-файле называется disable result или rslt. Для примера рассмотрим шины и сигналы на выводах микроконтроллера BlackFin.

Продолжение следует

ЛИТЕРАТУРА

1. <http://www.analog.com>.
2. www.eltech.spb.ru.
3. Boundary Scan Coach. GOEPEL Electronic. <http://www.goepel.com>.
4. <http://www.pld.ttu.ee/applets>.
5. <http://www.universalscan.com>.
6. Платунов А.Е., Постников Н.П., Чистяков А.Г. Механизмы граничного сканирования в неоднородных микропроцессорных системах. Chip News. http://lmt.c.s.ifmo.ru/article_chip_news.html.
7. Рустин В., Городецкий А. Разделяй и властвуй – принцип граничного сканирования. Chip News. http://chip-news.gaw.ru/html.cgi/arhiv/01_06/stat-3.htm.
8. Каршенбойм И. Виртуальные кнопки и светодиоды, или Неизвестное обо всём известном JTAG сканировании. Компоненты и технологии. 2005. № 6.
9. <http://www.national.com/appinfo/scan/index.html>.
10. IEEE 1149.1 (JTAG) Boundary-Scan Testing for Stratix II Devices. Altera. Ch. 9. www.altera.com.
11. Kuznetsov D. JTAG Boundary-Scan Test – introduction. http://www.orc.ru/~dkuzn/j_intro.htm.
12. <http://jtagtools.sourceforge.net/download.html>.
13. IEEE Standard Test Access Port and Boundary-Scan Architecture. IEEE Std 1149.1-2001.
14. Boundary-Scan Test and In-System Programming Software. Corelis. http://www.corelis.com/products/Test_Software.htm.
15. Serial Vector Format Specification. ASSET InterTech. Texas Instruments. www.asset-intertech.com/support/svf.pdf.
16. www.amontec.com. JTAG Interface: Common Pinouts amt_ann003 (v1.1). Application Note.
17. EIA/JEP106, JEDEC Publication 106, Standard Manufacturer's Identification Code.
18. Каршенбойм И. Микропроцессор своими руками/4. Как отладить встроенный в FPGA микроконтроллер? Компоненты и технологии. 2006. № 11.



Средства разработки программного обеспечения для встраиваемых 32-разрядных систем

(часть 1)

Любовь Самойлова (Москва)

В статье рассматриваются современные средства разработки программного обеспечения для встраиваемых систем.

Приведён сравнительный анализ компиляторных пакетов для микроконтроллеров ARM.

Популярность процессорного ядра ARM среди 32-разрядных микроконтроллеров (МК) для встраиваемых систем и фактическое превращение архитектуры ARM в промышленный стандарт привели к тому, что аппаратные и программные средства разработки для этих МК предлагают практически все фирмы, выпускающие подобные продукты. Доступность и качество средств разработки и отладки являются важным фактором принятия решения при переходе на новую платформу, поэтому рассмотрим их более подробно.

Для процессоров ARM в настоящий момент существует множество программных средств разработки (компиляторов, отладчиков, интегрированных сред программирования), от свободно распространяемого программного обеспечения (проект GNU) до интегрированных пакетов, предлагаемых крупнейшими мировыми компаниями – производителями средств разработки для встроенных систем, такими как IAR Systems или ARM.

При обсуждении средств разработки ПО для встраиваемых приложений мы будем ориентироваться на задачи, выполняемые в реальном времени без применения операционных систем, что соответствует типичному использованию 8-разрядных микроконтроллеров.

Таблица 1. Размеры и выравнивание основных типов данных языка Си для ядра ARM

Тип	Размер (выравнивание, байт)
char	8-разрядный байт (1)
short	16-разрядное полуслово (2)
int	32-разрядное слово (4)
long	32-разрядное слово (4)
указатель	32-разрядное слово (4)

ОСОБЕННОСТИ ПРОГРАММИРОВАНИЯ НА СИ ДЛЯ МИКРОКОНТРОЛЛЕРОВ ARM

Фактически язык Си является стандартным языком программирования встроенных систем, и компилятор Си является составной частью любой интегрированной среды разработки. Поэтому мы рассмотрим некоторые особенности реализации языка Си для целевой платформы ARM и сравним несколько компиляторных пакетов, входящих в состав популярных средств разработки для встроенных систем, в том числе:

- IAR Embedded Workbench (IAR Systems);
- Real View MDK (ARM-Keil);
- CM-ARM (российская фирма «Фитон»);
- GNU – GCC, входит в состав среды разработки в качестве основного (например, RIDE компании Raisonance, CrossWorks компании Rowley Associates и др.) или дополнительного (MDK, CM-ARM) компиляторного пакета;
- ICCV7 (Image Craft).

Практически все компиляторы для целевой платформы ARM удовлетворяют стандарту ATPCS (ARM Thumb Procedure Call Standard), разработанному компанией – разработчиком ядра. В стандарте описаны требования к представлению основных типов данных и использованию стека и конвенция вызова функций. Размеры и выравнивание целочисленных типов данных языка Си для ARM приведены в таблице 1 в качестве примера.

Ядро ARM использует классическую архитектуру load/store, т.е. в качестве операндов могут использоваться только значения, загруженные в 32-разрядные регистры процессора. Поэтому хотя в системе команд представлены операции чтения из памяти и записи в память со всеми целочисленными типами данных, в том числе со знаковым и беззнаковым расширением, при операциях с 8- и 16-разрядными локальными переменными (**char** или **short**), необходимость преобразования типов может приводить к заметному увеличению размера кода. Например, для функции:

```
short f(short a)
{
  if (a > 1)
  /* некоторый код */
}
```

будет сгенерирован следующий код:

```
; помещаем знаковый бит
; в старший разряд
MOV    R1,R0,LSL #16
; знаковое расширение
MOV    R1,R1,ASR #16
CMP    R1,#1
```

А для функции

```
int f(int a)
{
  if (a > 1)
  /* некоторый код */
}
```

соответствующий код будет состоять из одной инструкции

```
CMP R1,#1
```

Поэтому в отличие от 8-разрядных архитектур, рекомендуется по возможности использовать тип **int**

для параметров и локальных переменных, которые размещаются в регистрах.

Конвенция вызовов

Распределение регистров в соответствии со стандартом ATPCS приведено в таблице 2. Как следует из таблицы, одновременно функция может содержать не более 14 локальных регистровых переменных, включая параметры (R0 – R11, R12 и R14). Остальные локальные переменные размещаются в памяти (стеке). Доступ к размещённым в памяти данным является более затратной операцией, и по возможности его следует избегать.

Принимая во внимание особенности конвенции вызовов и распределения регистров, можно сформулировать следующие простые правила оптимизации размера кода:

- если количество скалярных параметров функции не превышает 4, они будут передаваться через регистры;
- если необходимо передать в функцию более четырёх параметров, следует запаковать их в структуру и передавать указатель на неё;
- не следует использовать более десяти локальных переменных одновременно (при условии, что у функции четыре параметра).
- следует избегать функций с переменным числом параметров.

Влияние выравнивания на размещение структур в памяти

Из-за выравнивания занимаемый структурой размер зависит от порядка, в котором члены структуры разных типов входят в состав структуры, например:

```
struct {char c; short s; char d; int i;}
```

будет занимать в памяти 12 байт:

```
|c|_ |s|s|d|_ |_ |i|i|i|i|i|i
|1|2|3|4|5|6|7|8|9|A|B|C|
```

Та же самая структура, объявленная как

```
struct {char c; char d; short s; int i;}
```

будет занимать 8 байт, поскольку при таком размещении не требуется до-

полнительных байтов для выравнивания внутри структуры.

Битовые поля

Если для работы с регистрами специального назначения МК используются структуры с битовыми полями, что позволяет сделать код для операций с отдельными разрядами периферийных устройств хорошо читаемым и легко поддерживаемым, следует обратить внимание на реализацию работы с битовыми полями в конкретном компиляторе.

Так, компилятор GCC имеет такую особенность: если битовое поле не выходит за пределы одного байта, для операций с этим битовым полем всегда используются «оптимальные» байтовые инструкции чтения и записи, что может приводить к Data Abort при обращении к регистрам периферии размером в 4-байтное слово.

По стандарту языка Си битовые поля имеют тип **int**. Такие компиляторы, как IAR, RVCT, CM-ARM, поддерживают расширение языка Си, позволяющее описывать битовые поля любым базовым целочисленным типом. При этом выравнивание ячейки памяти, в котором поле находится, и обращение к битовому полю определяется типом. Если битовое поле описано как **short**, то и для обращения к нему компилятор всегда будет использовать соответствующие инструкции чтения и записи полуслова; если оно описано как **int** – компилятор будет исполь-

зовать только инструкции чтения и записи слова. Более подробно этот механизм описан в документации на компиляторы.

Представление памяти микроконтроллера

Существенным моментом, связанным даже не с компилятором, а с компоновщиком и средой разработки, является представление карты памяти микроконтроллера (ROM/Flash, RAM, отображаемые в память регистры периферийных устройств, векторы прерываний) программными средствами и механизм управления размещением кода и данных в физической памяти.

Как правило, распределение памяти для МК одного производителя сохраняется от одного семейства МК к другому: размеры физической памяти изменяются, но стартовые адреса для памяти одного и того же типа остаются неизменными. Микроконтроллеры разных фирм с архитектурой ARM, даже с одинаковыми ядрами ARM, значительно отличаются друг от друга. Поэтому на практике могут оказаться существенными следующие особенности ПО: поддерживается ли МК конкретного производителя средой разработки, насколько наглядно и просто можно модифицировать распределение памяти, насколько гибко компилятор и компоновщик могут управлять размещением сегментов с кодом и данными.

Например, для компоновщика GNU (ld) конфигурация и размещение сег-

Таблица 2. Использование регистров в соответствии со стандартом ATPCS

Регистр	Использование
R15	PC, счётчик команд
R14	LR, содержит адрес возврата при передаче управления инструкцией BL
R13	SP, указатель стека программ
R12	
R11	
R10	
R9	
R8	
R7	Для размещения локальных переменных; вызываемая функция сохраняет используемые регистры в стеке
R6	
R5	
R4	
R3	Для передачи параметров, возврата значения и в качестве временных (scratch) регистров; вызываемая функция не сохраняет значения этих регистров в стеке
R2	
R1	
R0	

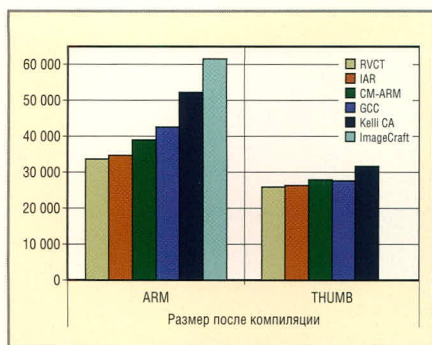


Рис. 1. Суммарный размер кода, полученный после компиляции тестовых Си-файлов без библиотек

Слева результаты компиляции в систему команд ARM, справа – в систему команд Thumb. Для Image Craft в демо- и стандартной версии генерация Thumb-кода не поддерживается, поэтому результат не показан.

ментов (секций) в памяти задаётся с помощью довольно сложного скриптового языка и не обладает достаточной гибкостью.

Маленькие «хитрости»

Следует иметь в виду, что в системе команд ARM/Thumb есть инструкции знакового и беззнакового умножения, но отсутствуют инструкции деления (оно реализуется программно). Поэтому рекомендуется вместо операций деления использовать операции сдвига, где это возможно.

При разработке систем реально во времени следует принимать во внимание, что инструкции ARM являются «атомарными», т.е. исполнение инструкции не может быть прервано обработчиком прерывания. Если в одной инструкции осуществляется запись в большое число регистров, использование инструкций чтения и записи группы регистров может существенно увеличивать время реакции на возникновение прерывания. Эти

инструкции обычно генерируются компилятором в прологе и эпилоге функций с целью сохранения и восстановления регистров, используемых для размещения локальных переменных функции (за исключением регистров R0 – R3 и R12, которые являются scratch-регистрами). Во избежание таких задержек следует сокращать количество локальных переменных в функции (тогда почти все они могут быть размещены в scratch-регистрах). Кроме того, некоторые компиляторы имеют специальную опцию, позволяющую ограничить количество сохраняемых/восстанавливаемых регистров.

Какой компилятор выбрать

Прежде чем перейти к сравнению компиляторов, дадим краткую характеристику функциональности самих программных сред разработки, в состав которых они интегрированы.

IAR EWARM 4.41A компании IAR Systems. Продуманная оболочка с хорошими возможностями разработки и отладки, имеет единый интерфейс для различных семейств микропроцессоров. Среда работает только с собственным компилятором IAR, подробно и качественно документирована, содержит много примеров.

Keil μVision3 компании Keil. Входит в состав *Keil-ARM Real View MDK*. Простая в освоении оболочка, хорошо известная разработчикам систем на основе целевой архитектуры MCS-51. В состав пакета входит свежая версия компилятора от компании ARM RVCT 3.0 (Real View Compilation Tools), но среда также предусматривает интеграцию с собственным компилятором от Keil, с компилятором GNU для ARM

(GCC) и с более ранней версией компиляторного пакета от ARM, ADS (ARM Development Suite). Имеются некоторые трудности при установке на один компьютер нескольких пакетов μVision для разных семейств микроконтроллеров.

CM-ARM. Среда разработки компании «Фитон». Работает с собственным компилятором CM-ARM и с компилятором GCC; предусмотрена возможность интеграции с компилятором IAR. Простая в освоении, хорошо оснащённая оболочка, имеющая русский интерфейс. Визуализированная настройка распределения памяти: можно задать неограниченное число областей памяти ROM/RAM/Flash и управлять размещением сегментов. Кроме того, CM-ARM может использоваться самостоятельно в качестве отладчика.

ImageCraft. Среда работает с собственным компилятором и, в отличие от остальных, не содержит встроенного симулятора-отладчика. Кроме того, демоверсия компилятора плохо документирована и не поддерживает генерацию кода в режиме Thumb.

Результаты тестов

Для тестирования был взят набор файлов, ранее использованный компанией Raisonance для сравнения качества кода, генерируемого компилятором GNU и компиляторами IAR, Keil и ARM. Исходные тексты файлов были загружены с интернет-страницы компании и адаптированы для исполнения на микроконтроллере LPC2106 фирмы Philips. Основной целью было проанализировать, насколько конкурентоспособны появившиеся на рынке недорогие решения (включая текущую версию компилятора GCC) по сравнению с известными пакетами компаний IAR и Keil-ARM.

- Набор для тестирования включал:
- криптографические алгоритмы, которые по своей природе отличаются избыточностью и повторяемостью вычислений, что позволяет наглядно оценить качество генерируемого компиляторами кода;
 - решение задачи «Ханойской башни»;
 - два «стандартных» теста, DHRYSTONE и WHETSTONE, многие годы используемых для тестирования компиляторов и процессоров. В

Таблица 3. Набор использованных тестов

des.c	Криптографический алгоритм
dhry.c	Известный тест DHRYSTONE, включающий все основные конструкции языка
lucifer.c	Криптографический алгоритм
mars.c	Криптографический алгоритм
playfair.c	Криптографический алгоритм
rijndael.c	Криптографический алгоритм
sha.c	Криптографический алгоритм, применяемый в смарт-картах
towers.c	Короткое решение задачи «Ханойская башня»
whets.c	Известный тест WHETSTONE, включающий операции с плавающей точкой

тесте DHRYSTONE используются все основные конструкции языка, а в WHETSTONE тестируются операции с плавающей точкой.

Полностью тесты перечислены в таблице 3.

При компиляции использовались ключи, обеспечивающие максимальную оптимизацию кода по размеру. На рисунке 1 показан суммарный размер кода, полученный в результате компиляции только самих исходных файлов. Суммарный размер исполняемых файлов, вместе с библиотечными функциями и startup-модулем, показан на рисунке 2.

Анализ показывает, что для большинства компиляторных пакетов размер исполняемых файлов существенно зависит от того, какие функции ввода-вывода используются. Поэтому на рисунке 3 представлен суммарный размер исполняемых файлов для минимизированного варианта функции printf (не поддерживающей некоторые спецификаторы формата, например, с плавающей точкой), если он содержится в поставляемой с компилятором библиотеке. Для компилятора Keil суммарный размер исполняемых файлов не приводятся: в состав демоверсии пакета не входят библиотеки операций с плавающей точкой для типа double, что делает невозможным корректное сравнение результатов.

Насколько оптимален по размеру код, генерируемый компиляторами, видно на рис. 1. Безусловным лидером является компилятор RVCT, что неудивительно, поскольку разработчиками являются создатели архитектуры ARM, много лет совершенствующие свой компиляторный пакет. С другой стороны, заметно, что компилятор Keil хуже, чем можно было ожидать: размер кода на 55% больше для режима ARM и на 25% – для режима Thumb.

Новые компиляторы повели себя по-разному. Компилятор CM-ARM показал размер кода всего на 8% хуже, чем RVCT в режиме Thumb, и на 16%, чем RVCT в режиме ARM, а компилятор компании Image Craft сильно проиграл другим продуктам (82% в режиме ARM; демоверсия не поддерживает генерацию кода в режиме Thumb). Код, сгенерированный компилятором GCC для режима ARM, всего на 26% больше по размеру, чем код, выданный RVCT, и на 7% больше для режима Thumb.

Что касается размера исполняемых файлов, собранных вместе с библи-

течными функциями, то порядок несколько меняется (см. рис. 2). Лидером по-прежнему остаётся RVCT, но GCC существенно проигрывает всем остальным. Причина этого известна: распространяемая в составе дистрибутива GNU библиотека newlib является «универсальной» и слабо адаптирована к разработке встроенных систем; в частности, она не имеет редуцированных функций ввода-вывода.

Приведённые на рис. 3 размеры исполняемых файлов, собранных с редуцированными библиотеками ввода-вывода (если они существуют в составе соответствующего дистрибутива), снова изменяют «тройку лидеров». На первом месте оказывается IAR, а второе и третье места занимают RVCT и CM-ARM.

Безусловно, по компактности генерируемого кода и универсальности нет равных компиляторным пакетам компаний IAR и ARM, но и сами пакеты, и программные средства разработки, в состав которых они входят, стоят достаточно дорого.

У пакета CM-ARM, кроме сравнимого по качеству компилятора и хорошего отладчика, есть ещё одно несомненное достоинство – наличие документации и поддержки на русском языке.

Компилятор компании Image Craft генерирует не слишком компактный код и имеет существенные ограничения. Так, генерация кода в режиме Thumb доступна – по утверждению продавца – только в дорогой Advanced-версии пакета; отсутствует собственный отладчик и возможность запускать компилятор из командной строки (по крайней мере, в демоверсии). По-видимому, этот компилятор находится ещё на начальной стадии разработки и не может составить конкуренции остальным пакетам.

И, наконец, если вы предпочитаете сэкономить на компиляторе и прочих программных средствах разработки, – используйте проект GNU: в Сети можно найти достаточно компактные библиотеки для встроенных систем на основе микроконтроллеров ARM различных производителей. Однако использование свободно распространяемых средств – это всегда лотерея. Они, как правило, слабо документированы и имеют «подводные камни», некоторые из которых были упомянуты выше.

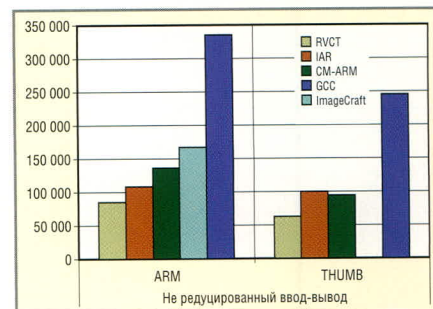


Рис. 2. Суммарный размер кода исполняемых файлов вместе с библиотеками

Слева результаты компиляции в систему команд ARM; справа – в систему команд Thumb (для Image Craft результат не показан)

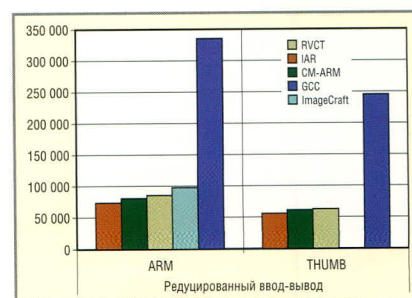


Рис. 3. Суммарный размер кода исполняемых файлов вместе с библиотеками при сокращённом варианте функции printf для пакетов IAR, CM-ARM и Image Craft

Слева – результаты компиляции в систему команд ARM; справа – в систему команд Thumb (для Image Craft результат не показан)

Для всех коммерческих компиляторных пакетов, которые мы рассмотрели, существуют демоверсии. Дистрибутив пакета GCC имеется как в исходных кодах, так и в бинарном виде. Практически все демоверсии снабжены многочисленными примерами для микроконтроллеров ARM различных производителей, что позволяет самостоятельно оценить удобство работы с конкретным пакетом и выбрать тот, который подходит именно вам. Для принятия окончательного решения следует провести анализ средств отладки, которым будет посвящена вторая часть статьи.

Продолжение следует

ЛИТЕРАТУРА

1. Procedure Call Standard for the ARM Architecture, www.arm.com/miscPDFs/8031.pdf.
2. IAR Systems, www.iar.se.
3. RealView MDK, www.keil.com/arm.
4. www.phyton.ru.
5. CrossWorks for ARM, www.rowley.co.uk/arm.
6. Image Craft, imagecraft.com/.
7. Описание тестов: www.raisonance.com/products/STR7/benchmark.php.




Практический курс сквозного проектирования цифровых устройств на основе ПЛИС фирмы Xilinx

(часть 4)

Валерий Зотов (Москва)

В четвертой части курса описаны процессы установки маркеров интерфейсных цепей, включения в состав формируемой схемы дополнительной текстовой и графической информации, сохранения и редактирования сформированной схемы а также создания условно графического образа для сформированной принципиальной схемы.


УСТАНОВКА МАРКЕРОВ, ОПРЕДЕЛЯЮЩИХ НАЗНАЧЕНИЕ ИНТЕРФЕЙСНЫХ ЦЕПЕЙ

После формирования цепей, предназначенных для соединений с другими схемами и контактами кристалла, и присвоения им соответствующих названий необходимо установить маркеры, определяющие назначение этих цепей и направление передачи данных. Маркер присоединяется к свободной конечной точке цепи. Для включения режима ввода маркеров следует нажать кнопку  на панели инструментов или выполнить команду *I/O Marker* из выпадающего меню *Add*, после чего к курсору привязывается изображение маркера. Его тип (входной, выходной или двунаправленный) указывается с помощью группы кнопок с зависимой фиксацией, расположенных на странице дополнительных параметров *Options* в окне процессов. Здесь же находится поле выбора ориентации маркера на схеме.

По умолчанию установлен режим автоматической ориентации *Automatic*, при котором маркер располагается в направлении продолжения сегмента цепи, к которому он присоединяется. При необходимости можно указать ориентацию маркера, выбрав соответствующее значение из выпадающего списка, который содержит следующие варианты: *Automatic*, *Down*, *Left*, *Right*, *Up*. Значения *Left* соответствует расположению маркера слева от конечной точки цепи, *Right* – справа, *Down* – вниз, *Up* – вверх. Выбор требуемого типа маркера произ-

водится щелчком левой кнопки мыши на изображении соответствующей кнопки. По умолчанию в нажатом состоянии находится кнопка *Add an automatic marker*, которая устанавливает режим автоматического выбора типа маркера в соответствии с характером выбранной цепи. В большинстве случаев рекомендуется использовать именно этот режим. Если требуется установить маркер входной цепи, следует нажать кнопку *Add an input marker*, выходной – кнопку *Add an output marker*, двунаправленной – *Add a bidirectional marker*. Кнопка *Remove the marker* используется для удаления маркера из схемы.

Для установки маркера необходимо поместить указатель на свободную конечную точку цепи и щёлкнуть левой кнопкой мыши. При успешном выполнении этой операции к цепи присоединяется изображение маркера, внутри которого отображается название цепи. В случае обнаружения ошибки (например, при неправильном расположении) маркер не устанавливается, и на экран выводится окно сообщения об ошибках.


Чтобы изменить тип маркера после его установки, следует перейти в режим выделения объектов, нажав кнопку  на панели инструментов, поместить курсор на его изображение и дважды щёлкнуть левой кнопкой мыши. После чего на экран выводится диалоговая панель установки и редактирования атрибутов цепи. В таблице атрибутов имеется строка па-

раметра *PortPolarity*, который определяет характер цепи: входная (*Input*), выходная (*Output*) или двунаправленная (*Bidirectional*). Для выбора необходимого типа маркера необходимо нажать кнопку управления выпадающим списком в поле значения *Value* параметра *PortPolarity*. Затем в предложенном списке следует выбрать требуемый тип маркера, щёлкнув левой кнопкой мыши на строке с его названием. Выбранный тип маркера автоматически отображается в поле значения параметра *PortPolarity*. Выполненные изменения типа маркера необходимо подтвердить нажатием кнопки *OK* или *Apply* в нижней части диалоговой панели.

Если проводники схемы, используемые для соединений с другими схемами и контактами кристалла, сгруппированы в шины, то маркер может быть установлен непосредственно в конечную точку шины. Последовательность действий, выполняемых в процессе маркировки шин, аналогична процедуре установки маркера для одиночной цепи.

ВКЛЮЧЕНИЕ В СОСТАВ ФОРМИРУЕМОЙ СХЕМЫ ДОПОЛНИТЕЛЬНОЙ ТЕКСТОВОЙ И ГРАФИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИИ


Для внесения в схему дополнительной информации, которая впоследствии используется различными программами пакета САПР серии Xilinx ISE, в схемотехническом редакторе применяются атрибуты. Они могут предоставлять информацию о библиотеке символов, электрических характеристиках, ограничениях, параметрах размещения и трассировки, директивах трансляции и оптимизации. Различают следующие основные группы атрибутов в принципиальных схемах: атрибуты компонентов, цепей и контактов. Для их определения и редактирования необходимо выделить соответ-

тствующий объект на схеме и воспользоваться кнопкой , расположенной на оперативной панели управления, или командой *Object Properties* в выпадающем меню *Edit*, которая открывает одноименную диалоговую панель. Самый быстрый способ открытия данной панели – поместить курсор на изображение соответствующего элемента схемы и дважды щёлкнуть левой кнопкой мыши. Процесс изменения значений установленных атрибутов рассмотрен в предыдущем разделе при описании определения типа маркера для интерфейсной цепи.






Чтобы добавить новый атрибут в таблицу параметров, расположенную в диалоговой панели *Object Properties*, следует нажать кнопку *New* в правой части этой панели. После этого на экране монитора отображается панель создания новых атрибутов *New Attribute*, где необходимо указать название создаваемого атрибута (*Attribute Name*), его значение (*Attribute Value*) и тип (*Attribute Value Type*). Для этого необходимо активировать соответствующее поле выбора или редактирования и ввести текст названия или значение параметра. Название атрибута также можно выбрать из выпадающего списка, нажав кнопку управления у правой границы поля *Attribute Name*. Чтобы запомнить название нового атрибута и включить его в состав выпадающего списка, необходимо перевести индикатор *Remember this attribute name* в состояние «включено». Тип значений атрибута выбирается из выпадающего списка, который открывается при нажатии кнопки управления в поле *Attribute Value Type*. Создание нового атрибута завершается нажатием кнопки *OK* в нижней части панели *New Attribute*, после чего сформированный атрибут и его значение автоматически добавляются в таблицу параметров *Object Properties*.

Учитывая, что в пакете САПР серии Xilinx ISE имеются более эффективные средства представления информации, указываемой в атрибутах (например, редактор временных и топологических ограничений, файлы UCF), этот вопрос будет рассмотрен более подробно в следующей статье курса.


Для удобства работы со схемой и отчётами о выполнении последующих этапов проектирования рекомендуется задать позиционные обозначения (названия) для компонентов схемы.

При включении в состав схемы нового УГО схемотехнический редактор автоматически устанавливает его обозначение в виде *XLXI_number*, где *number* – порядковый номер компонента. Режим ввода позиционных обозначений компонентов включается при выборе команды *Instance Name* из выпадающего меню *Add* или при нажатии кнопки  на панели инструментов. Далее, необходимо в поле редактирования *Name*, расположенном на странице *Options* в окне процессов, ввести текст для обозначения компонента. После этого необходимо расположить курсор на изображении соответствующего компонента и щёлкнуть левой кнопкой мыши. Аналогично выполняется изменение установленного позиционного обозначения.

Оформление схем в соответствии с общепринятыми требованиями осуществляется с помощью средств ввода текста и различных графических примитивов. Так как эти элементы не влияют на последующие процессы размещения и трассировки проекта в кристалл и используются в основном для подготовки документации, процесс их создания описывается кратко.


Режим формирования графических примитивов включается при нажатии соответствующих кнопок на инструментальной панели или при выборе команд рисования из выпадающего меню *Add*. Кнопка  (команда *Line*) задаёт режим вычерчивания линии,  (команда *Rectangle*) – прямоугольника,  (команда *Arc*) – дуги,  (команда *Circle*) – окружности. Далее, в этих режимах курсором указывается начальная точка и размер графического элемента, а фиксация рисунка производится щелчком левой кнопки мыши. Для ввода текста следует использовать кнопку  на панели инструментов или выбрать пункт *Add* в основном меню и затем в соответствующем всплывающем меню выбрать строку *Text*. На странице *Options* в окне процессов необходимо активизировать поле редактирования текста *Text Value* и ввести требуемую последовательность символов. Используя поле выбора *Text Size*, можно изменить размер шрифта. После ввода текстовых символов и выбора размера шрифта необходимо курсором указать расположение текста на поле чертежа и зафиксировать его щелчком левой кнопки мыши.

ПРОВЕРКА И СОХРАНЕНИЕ СФОРМИРОВАННОЙ СХЕМЫ

После завершения чертежа схемы необходимо выполнить её проверку. Часть возможных ошибок обнаруживается в процессе создания схемы. Но полный контроль может быть осуществлён только для законченной схемы. Для проверки разработанной схемы предназначена команда *Check Schematic* в выпадающем меню *Tools*, а также кнопка  на инструментальной панели. В процессе верификации осуществляется контроль целостности схемы и выполнения правил электрических соединений. На этом этапе выявляются такие ошибки, как неподключенные цепи, контакты и отводы шины, а также ошибки, возникающие при соединении выходов компонентов.


После выполнения проверки созданной схемы в окне консольных сообщений *Transcript window* отображаются сведения об ошибках и предупреждения с указанием цепи или компонента, с которым они связаны. Если расположить курсор на названии схемы, которое приводится в строке сообщения об ошибке или предупреждения, то указанная цепь или компонент будут выделены цветом на чертеже схемы в соответствующем рабочем окне схемотехнического редактора.

Если сформированная принципиальная схема входит в состав иерархического описания разрабатываемого устройства, для проверки всех схемотехнических модулей этого описания необходимо воспользоваться командой *Hierarchical Check* из всплывающего меню *Tools*.

После устранения всех обнаруженных ошибок следует провести повторную проверку схемы и убедиться в их отсутствии. Заключительным этапом разработки схемы является её сохранение на диске в виде файла. Для этого следует использовать команду *Save* из всплывающего меню *File* или кнопку , расположенную на оперативной панели управления.

РЕДАКТИРОВАНИЕ СХЕМЫ В СРЕДЕ СХЕМОТЕХНИЧЕСКОГО РЕДАКТОРА САПР СЕРИИ XILINX ISE



В процессе разработки схемы часто используется ряд ключевых операций, которые необходимы для редактирования формируемого изображе-



ния. К числу таких операций относятся процедуры удаления, перемещения и копирования элементов схемы. Большинство этих процедур выполняется в режиме выбора объекта схмотехнического редактора САПР серии Xilinx ISE, который автоматически активируется при отмене большинства операций или включается при нажатии кнопки , расположенной на панели инструментов. В этом режиме также можно получить информацию о любом элементе схемы, поместив на его изображение курсор мыши. С небольшой задержкой рядом с этим изображением появляется всплывающая панель, которая содержит данные об элементе. Эта панель автоматически исчезает при перемещении курсора мыши.

Выполнение операций редактирования начинается с указания соответствующего объекта. Для выделения одиночного элемента схемы необходимо поместить курсор на его изображение и щёлкнуть левой кнопкой мыши. Если необходимо выделить цепь, то следует предварительно выбрать режим выделения с помощью группы кнопок, расположенных на странице дополнительных параметров *Options* в окне процессов. При нажатой кнопке *Select the entire branch* цепь (ветвь) выделяется полностью. Если в нажатом состоянии зафиксирована кнопка *Select the line segment*, выделяется только тот сегмент цепи, на котором расположен курсор мыши.

Чтобы выделить группу элементов, следует расположить указатель в позиции, соответствующей одному из углов прямоугольного фрагмента схемы, в котором они расположены, и нажать левую кнопку мыши. Далее, не отпуская левую кнопку и перемещая мышь, необходимо растянуть прямоугольный контур до таких размеров, чтобы он охватывал требуемый фрагмент схемы. Затем следует освободить левую кнопку мыши, после чего все элементы указанного фрагмента будут выделены красным цветом. Группа кнопок, которые находятся на странице *Options*, позволяет уточнить, какие элементы будут выделены при выполнении этой операции. Если нажата кнопка *Are enclosed by the area*, выделяются только объекты, полностью охватываемые прямоугольным контуром. При нажатой кнопке *Intersect the area* в выделенную группу попадают также



объекты, частично охватываемые прямоугольным контуром (пересекающие его). Для отмены выделения следует щёлкнуть левой кнопкой мыши на свободном поле чертежа.

Чтобы удалить выбранный элемент или фрагмент схемы, необходимо нажать клавишу *Del* на клавиатуре или кнопку  на оперативной панели или выбрать пункт *Edit* в основном меню, а затем в соответствующем всплывающем меню выбрать строку *Delete*. Можно также воспользоваться командой *Cut* из меню *Edit* или кнопкой , расположенной на оперативной панели. При этом удаляемая часть схемы помещается в буфер обмена и может быть вставлена в другой фрагмент чертежа.

Для копирования выделенного элемента или фрагмента схемы в буфер обмена необходимо нажать кнопку , расположенную на оперативной панели, или выполнить команду *Copy* из всплывающего меню *Edit*. Чтобы вставить копию содержимого буфера обмена на поле чертежа, следует воспользоваться кнопкой  на оперативной панели или выбрать команду *Paste* из всплывающего меню *Edit*, после чего к курсору привязывается копируемое изображение. Затем необходимо указать курсором место расположения полученной копии на поле чертежа и зафиксировать её щелчком левой кнопкой мыши.

Перемещение выделенного элемента или фрагмента схемы на поле чертежа может осуществляться в двух режимах: с сохранением всех соединений и с разрывом связей с остальной частью схемы. Режим перемещения указывается с помощью кнопок, расположенных на странице *Options* в окне процессов. Если в нажатом состоянии находится кнопка *Keep the connections to other objects*, выделенные объекты перемещаются с сохранением всех соединений с остальной частью схемы. При нажатой кнопке *Break the connections to other objects* все связи выделенных объектов с другими элементами схемы разрываются. Для перемещения выбранной части схемы на поле чертежа необходимо поместить курсор на изображение одного из выделенных элементов, нажать левую кнопку мыши и, передвигая мышь, выбрать новое положение перемещаемой части схемы. Выбранное положение фрагмента

фиксируется при освобождении левой кнопки мыши.

Чтобы отменить изменения в схеме, выполненные на текущем и предыдущих шагах редактирования, следует воспользоваться командой *Undo* из всплывающего меню *Edit* или кнопкой , расположенной на оперативной панели управления. Для повторения отменённых операций предназначена команда *Redo* из всплывающего меню *Edit* или кнопка  оперативной панели.

СОЗДАНИЕ УСЛОВНОГО ГРАФИЧЕСКОГО ОБРАЗА ДЛЯ СФОРМИРОВАННОЙ ПРИНЦИПАЛЬНОЙ СХЕМЫ

В том случае, когда подготовленная принципиальная схема является частью иерархического описания разрабатываемого устройства или представляет собой некоторый макрос, предназначенный для использования в различных проектах, необходимо сформировать для неё условный графический образ. Этот УГО будет использоваться в схмотехнических описаниях более высокого уровня иерархии проекта.

Средства схмотехнического редактора САПР серии Xilinx ISE предоставляют возможность создания УГО как в ручном, так и в автоматическом режиме. Последний режим является наиболее эффективным, так как позволяет сформировать символ с минимальными затратами времени. Поэтому основное внимание будет уделено режиму автоматической генерации УГО.

Для активизации «мастера» формирования УГО следует выполнить команду *Symbol Wizard* из всплывающего меню *Tools*, после чего на экран выводится стартовая диалоговая панель *Source Page*. Данная панель позволяет выбрать метод определения обозначений входных, выходных и двунаправленных контактов УГО, а также его форму. Способ описания выводов формируемого символа указывается с помощью двух кнопок с зависимой фиксацией и поля выбора, расположенных во встроенной панели *Pin Name Source*. При нажатии кнопки *Using Schematic* информация о выводах нового УГО автоматически извлекается из схемы, название которой указано в соответствующем поле выбора. Выпадающий список этого поля содержит названия всех принци-

пиальных схем текущего проекта. В большинстве случаев рекомендуется использовать этот способ, так как он позволяет сократить время создания нового символа. Кнопка *Specify Manually* позволяет выбрать режим «ручного» описания выводов.

Для определения геометрической формы создаваемого УГО предназначена группа кнопок *Shape*. Если в нажатом состоянии находится кнопка *Do not Use Reference Symbol*, форма выбирается с помощью кнопок *Rectangle* (прямоугольник) или *Square* (квадрат). При нажатии кнопки *Use Reference Symbol* создаваемый УГО будет иметь форму, аналогичную символу, название которого представлено в поле редактирования. Чтобы указать название файла для символа, используемого в качестве образца, следует воспользоваться стандартной панелью диалога открытия файла, выводимой при нажатии кнопки *Browse*. После выбора нужных параметров необходимо нажать кнопку *Далее(Next)* в нижней части диалоговой панели *Source Page*, чтобы открыть следующую панель «мастера» *Symbol Wizard* с заголовком *Pin Page*.


Данная панель содержит поле *Symbol Name*, в котором указано название формируемого символа, и таблицу описания выводов (контактов) *Pin*. Если был выбран режим «ручного» описания выводов, необходимо активировать поле редактирования *Symbol Name* и ввести название создаваемого УГО. При автоматическом способе описания выводов название УГО, совпадающее с названием соответствующей схемы, отображается в поле *Symbol Name* и не может быть изменено. Таблица описания выводов *Pin* содержит четыре колонки. В первой указано обозначение вывода *Name*, во второй – его тип *Polarity* (вход, выход, двунаправленный), в третьей – сторона символа, с которой он расположен, *Side* (левая или правая), в четвёртой – порядковый номер *Order*. В режиме «ручного» описания контактов следует для каждого вывода нажать кнопку *Add* в диалоговой панели *Pin Page*, после чего в таблице *Pin* добавляется пустая строка. В новой строке необходимо поочередно активизировать каждое поле и установить требуемое значение соответствующего параметра.

В автоматическом режиме выводится уже заполненная таблица. В

ней можно изменить только расположение вывода *Side* и его порядковый номер *Order*. Выполнив все необходимые изменения в диалоговой панели *Pin Page*, следует нажать кнопку *Далее (Next)*, расположенную в нижней части, после чего открывается очередная диалоговая панель «мастера» *Symbol Wizard*, озаглавленная *Option Page*. В этой панели содержатся параметры, определяющие основные размеры формируемого УГО. Для каждого из этих параметров в поле выбора указано значение, установленное по умолчанию. Если требуется его изменить, следует воспользоваться кнопкой управления выпадающим списком допустимых значений и выбрать нужный вариант.

В поле выбора *Symbol Name Font Size* задаётся размер шрифта названия символа, отображаемого на поле чертежа. Значение поля *Pin Name Font Size* определяет размер шрифта, используемого для обозначений выводов УГО. В полях выбора *Pin Length* и *Pin Space* соответственно указываются длина выводов символа и расстояние между ними. Значение поля *Pin Edge* определяет размер отступа крайнего вывода от ближайшего угла основного поля УГО. В поле *Symbol Width* указывается ширина основного поля символа. В поле выбора *Symbol Origin* задаётся точка привязки изображения УГО к курсору мыши при его размещении на поле чертежа схемы.

По умолчанию в качестве точки привязки используется левый нижний угол поля изображения символа. После определения всех необходимых размеров УГО следует нажать кнопку *Далее (Next)*, после чего открывается информационная панель *Preview Page*, в которой отображается сформированный символ.

Если полученное изображение УГО не удовлетворяет предъявляемым требованиям, следует вернуться к предыдущим шагам его создания, используя кнопку *Назад (Back)* информационной и диалоговых панелей. При получении приемлемого результата необходимо нажать кнопку *Готово (Finish)* в нижней части информационной панели, чтобы открыть рабочее окно редактора символов, где отображается автоматически сформированный УГО. Выполнив при необходимости все требуемые операции редактирования изображения, следует сохранить символ на диске в виде файла, после чего он может быть использован при создании принципиальной схемы более высокого уровня иерархии проекта. Для сохранения используется команда *Save* из всплывающего меню *File* или кнопка , расположенная на оперативной панели управления. Сгенерированный УГО также помещается в рабочую библиотеку текущего проекта. ©

Продолжение следует

Проектирование корпусов для интегральных микросхем и полупроводниковых приборов, производство продукции из электротехнической керамики.



ЦЕНТРОПОСТАВКА

Поставка сырья и материалов, содержащих драгоценные металлы.

КОМПЛЕКСНАЯ ПОСТАВКА ЭЛЕКТРОННЫХ КОМПОНЕНТОВ ОТЕЧЕСТВЕННОГО И ИМПОРТНОГО ПРОИЗВОДСТВА

- ОАО Донской завод радиодеталей (ДЗРД)
- ООО НПП «Томилкинский электронный завод»
- ЗАО «Кремний-Маркетинг»
- ОАО «Ангстрем»
- ОАО НПК «Северная заря»



www.mvs-cvp.ru

- ОАО «Уральский завод электрических соединителей» (ОАО «Завод «Исеть»)
- ОАО «Завод «Атлант»
- ОАО «Трубочевский завод «Нерусса»
- ФГУП «Карачевский завод «Электродеталь»
- ОАО «Завод «Мезон»



WAGO
INNOVATIVE CONNECTIONS



TOSHIBA



TRACO
POWER



TEMEK



MAXIM

Поставка изделий с приёмкой "1", "5" и "9" со склада и под заказ по заводским или договорным ценам (всю информацию Вы можете получить у менеджеров)

127591, г. Москва, Дмитровское шоссе,
д.100/2; тел.: (495) 780-5384, 780-5387;
факс: (495) 788-61-05; e-mail: ec@mvs-cvp.ru

194100, г. Санкт-Петербург,
ул. Кантемировская, д.12, лит.А.;
тел.: (812) 324-40-15; факс: (812) 324-2238
e-mail: office_spb@mvs-cvp.ru

«ГЕФЕСД»: рубежи и задачи

Юрий Денисов (Санкт-Петербург)

Компания «ГЕФЕСД» уже более шести лет занимается разработкой рабочих мест для промышленности. В преддверии нового шага в развитии электронной индустрии и вступления России в ВТО компания знакомит с новинками своего производства и рассказывает о планах развития компании.

Основным достижением в развитии предприятия является строительство нового производства полного цикла.

Компания самостоятельно производит металлопрокат для своей продукции, а для этого требуются большие производственные площади. Со строительством нового цеха площадью 1800 м² компания «ГЕФЕСД» сможет не только выйти на новый производственный уровень, но и увеличить ассортимент выпускаемой продукции. Планируемый срок окончания строительства – 3-й квартал 2008 г. В составе производства будут цеха обработки профильного и листового металла, окраски, производства антистатического ДСП, электротехнической продукции и светильников, промышленных стульев, склад готовой продукции. Мощность нового производства рассчитана на полное оснащение 8–10 тыс. рабочих мест.

Компания успешно проходит аттестацию рабочих мест на соответствие стандарту DIN 61340. В России нет государственных сертификационных центров для аттестации по европейским нормам. В частных фирмах, располагающих тестовым оборудованием, отсутствуют базы с моделированием условий и не соблюдаются методики аттестации. С таким же успехом можно выдать сертификат самим себе, на основании собственных замеров, – мировые производители электроники не придают значения таким сертификатам. Компания «ГЕФЕСД» заключила



контракт на проверку рабочих мест с выявлением и устранением замечаний с Государственным шведским научно-исследовательским институтом испытаний и тестирования. Это единственное в Европе государственное учреждение, в котором проходят тестирование все новинки в области машиностроения, электроники, медицины, строительства, кораблестроения... «ГЕФЕСД» находится на стадии завершения испытаний. Планируемый срок получения Международного сертификата – апрель 2007 г. Компания рассчитывает представить его на выставке «ЭкспоЭлектроника 2007» в Москве 25–28 апреля 2007 г. («КрокусЭкспо», павильон 1, зал 3, место I21).

Рабочие места в процессе модернизации не претерпели значительных изменений и базируются по-прежнему на сборных металлических каркасах. Зато существенно изменились современные светильники. «ГЕФЕСД» не перестает работать над повышением эргономичности рабочего места, ведь основным залогом здоровья человека на рабочем месте является освещённость.

Светильник пятого поколения – одна из основных новинок на выставке. Светильник включил в себя все достижения мировой индустрии. Полностью алюминиевый корпус, изготовленный методом экструзии, формируется в специально разработанный профиль. В нём учтено всё, начиная с угла отражения светового потока и расстояния ламп до отражателя. В конструкции применены европейские комплектующие, а залогом долговечности работы и качества светового потока является электронное ПРА в 1000 Гц.

Производство антистатической промышленной мебели и её реализация – это одна из задач, которая стоит перед

компанией. Рабочее место, или зона ЕРА, должна полностью отвечать требованиям антистатистики. Рабочее кресло, напольное покрытие, одежда, обувь, перчатки, инструмент, узлы заземления, инструмент, ионизаторы – всё это только часть перечня обязательного оборудования рабочего места.

Компания «ГЕФЕСД» в начале 2007 г. открыла офис продаж в Санкт-Петербурге, где выставлены образцы продукции и смоделировано рабочее место, отвечающее требованиям по антистатической защите. Компаниям, которые дорожат своей репутацией и аттестуют рабочие места, «ГЕФЕСД» предлагает высококачественные ESD-аксессуары мирового производителя «3M».



Компания «ГЕФЕСД» усиленно продвигает направление выпуска рабочей одежды и средств индивидуальной защиты. После изучения технологии производства, подбора комплектующих и ткани, соответствующих стандарту DIN 61340, была выпущена пробная партия. На выставке «ЭкспоЭлектроника 2007» компания «ГЕФЕСД» представит рабочую одежду собственного производства.



«ГЕФЕСД» на протяжении шести лет является неизменным лидером в производстве антистатической промышленной мебели и средств индивидуальной защиты. Помимо технических достижений в производстве, компания становится законодателем моды на предприятиях радиоэлектронного комплекса. Сотрудничество с компанией «ГЕФЕСД» является гарантией неизменно высокого качества продукции заказчиков и свидетельствует о стремлении соответствовать уровню мировой электронной индустрии.

ООО «ГЕФЕСД»

197349 Санкт-Петербург

ул. Школьная, д. 11, м. Чёрная речка

+7 (812) 340-5042

www.gefesd.ru; gefesd@gefesd.ru

Новости мира News of the World Новости мира

Nanoident представила фабрику «органических» полупроводников

Компания Nanoident Technologies, производитель «органических» полупроводников, представила свой новый завод Nanoident Organic Fab (OFAB). Расположенное в австрийском городе Линце предприятие рассчитано на выпуск 40 тыс. квадратных метров полупроводников в год. Новый завод будет в корне отличаться от традиционных производств на базе кремния – изготавливаемые там чипы планируется формировать с помощью технологий струйной печати на тонких полимерных подложках.

С точки зрения производительности и возможности минимизации, технологии «напечатанных» полупроводников на сегодняшний день существенно уступают технологиям на базе кремния. Если для первых минимальные размеры ограничиваются 10 мкм, то для вторых, как известно, уже успешно освоены 65-нм нормы производства. Тем не менее, как утверждает Nanoident, «органические» полупроводники позволят расширить ареал распространения электроники за счёт специфических приложений, где кремниевые полупроводники не подходят. Например, они могут использоваться в системах анализа биологических жидкостей или воды. Bioident, дочерняя компания Nanoident, планирует использовать выпущенные новым заводом чипы в своих системах «лаборатория-на-чипе», позволяющих проводить множество медицинских анализов. При этом, как утверждается, невысокая стоимость таких систем позволяет делать их одноразовыми.

Организация производства на OFAB также разительно отличается от «кремниевых» заводов. Здесь планируется задействовать всего лишь около 40 сотрудников при общей площади предприятия 800 кв.м (из них 400 кв.м приходится на «чистые» помещения). Площади традиционного полупроводникового производства обычно куда больше, а количество служащих может насчитывать несколько тысяч человек. Накладные расходы на обеспечение производства «печатных» полупроводников существенно меньше кремниевых, ежегодные расходы на OFAB ожидаются в размере нескольких миллионов долларов, для «кремниевых» заводов эти показатели обычно ближе к миллиарду долларов. Новое производство отличается коротким производственным циклом – чипы могут формироваться за несколько

дней или даже часов, в зависимости от их сложности, при этом опасные для окружающей среды вещества практически не используются и не выделяются. Малосерийное производство «печатных» полупроводников Nanoident начала в IV квартале, а выход OFAB на полную производственную мощность ожидается к концу 2007 г.

arstechnica.com

Прототип 8-нм флэш-модуля плотностью 1 Тбит

Как сообщает Korean Times, корейские ученые разработали первую в мире единичную ячейку флэш-памяти по 8-нм нормам. Группа исследователей работала под руководством профессора корейского передового института науки и технологий (Korea Advanced Institute of Science and Technology) Чоя Ян-кью (Choi Yang-kyu). Он отметил, что успех был достигнут благодаря объединению нанотрубок и технологии SONOS (silicon-oxide-nitride-oxide-silicon, кремний-окись-нитрид-окись-кремний).

Учёным удалось создать прототип модуля памяти NAND-типа плотностью 1 Тбит, разместив структуру окись-нитрид-окись поверх кремниевых нанотрубок. Ячейки 8-нм памяти по габаритам в пять раз меньше ячеек 40-нм чипов памяти компании Samsung Electronics. Чой считает, что до получения полностью работоспособных чипов и внедрения технологии в производство может пройти около 10 лет. Детали разработки будут обсуждаться на международном симпозиуме Very-Large-Scale-Integration Technology, который стартует 12 июня в японском городе Киото (Kyoto).

times.hankooki.com

NASA подтвердила возможность создания прототипа квантового ПК

Всемирно известная научная организация National Aeronautics and Space Administration (NASA) на днях сделала заявление, что учёным всё-таки удалось создать чип, схожий с аналогом, который использовался при запуске скандально известного квантового ПК от D-Wave, представленного в феврале этого года.

Напомню, что во время демонстрации компанией D-Wave прототипа первого коммерческого квантового ПК, у большинства скептиков и экспертов возникли противоречивые суждения в адрес амбициозного квантового проекта. Одни считали, что шоу просто подстроили (демонстрация проводилась в режиме видеокон-

ференции), другие сомневались в «квантовой» сущности самого ПК.

Для представления доказательств правдивости и успешности проекта, D-Wave обратилась с предложением разработать похожий квантовый элемент к специалистам NASA. Нужно сказать, что подобный запрос совсем не удивил учёных из Microdevices Laboratory (MDL), подразделения Jet Propulsion Laboratory. Известно, что эта организация принимала участие в разработке сложнейших микроструктур для суперкомпьютеров для таких громких клиентов, как Hughes, и в создании космических кораблей.

В свою очередь, пару лет назад D-Wave пришлось признать факт, что у MDL достаточно опыта и знаний для разработки альтернативных квантовых компьютеров, и хотя бы поэтому многие скептики могут исключить факт полной единоличности D-Wave на «квантовом» рынке. Более того, через 3 – 4 года разработкой систем такого рода могут заняться гиганты индустрии – Intel или IBM, к примеру, и как сложится ситуация уже на конкурентном рынке – неизвестно.

www.3dnews.ru

Самый быстрый СВЧ-коммутатор от TeraVista

Компания TeraVista Technologies, производитель MEMS (микроэлектронные механические системы) оборудования, анонсировала выход самого быстрого в мире MEMS-коммутатора, работающего на частоте до 26,5 ГГц.

Напомним, что MEMS является одной из перспективных технологий производства высокочастотных коммутаторов. Основными задачами, которые призвана решать MEMS, являются снижение размеров и веса СВЧ-устройств, расширение их динамического диапазона, уменьшение потребляемой мощности и стоимости. До появления MEMS-устройств высокочастотная коммутация осуществлялась с помощью менее эффективных механических или герконовых (язычковых) реле, предложенных ещё в 70-х годах двадцатого века.

Новинка представляет собой однополюсный двухпозиционный (перекидной) коммутатор размером 3,25 × 4,5 × 1,25 мм, позволяющий работать с сигналами частотой до 26,5 ГГц. Коммутатор ориентирован на рынок радиолокационного оборудования, цифрового телевидения и спутниковых коммуникаций.

eetimes.com

Фотоника-2007: путь в будущее

2-я Международная специализированная выставка оптической, лазерной и оптоэлектронной аппаратуры, её комплектующих изделий и компонентов «Фотоника-2007» прошла с 13 по 16 марта в Экспоцентре. Организатором этого уникального проекта выступили ЦВК «Экспоцентр» и Лазерная ассоциация. Выставка проводилась при поддержке и содействии Министерства промышленности и энергетики РФ, Технологического центра Союза немецких инженеров (VDI-TZ), Европейского оптического общества (EOS), Государственного комитета по науке и технологиям Республики Беларусь.

Сегодня трудно назвать область человеческой деятельности, где лазерно-оптические технологии не являлись бы критически важными, и тематика выставки отражает инновационное развитие всего реального сектора отечественной экономики. В этом году в экспозиции был представлен весь спектр лазерной, оптической и оптоэлектронной продукции.

В выставке приняли участие 126 компаний из Белоруссии, Германии, КНР, Литвы, Нидерландов, России, США, Украины, Франции, Швеции. Показательно, что 80% экспонентов были участниками и первой выставки. На экспозиционной площади 1100 кв. м свою продукцию демонстрировали такие известные компании, как Ocean Optics (Нидерланды), Hammamatsu Photonics Norden (Швеция), Jenoptik Laser Diode, LIMO, Laser Zentrum Hannover (Германия), Standa (Литва), Solar LS, LOTIS TP (Беларусь) и другие. Выставку посетили 3400 человек.

Впервые на «Фотонике» свои новейшие разработки представили китайские компании. 10 стендов их экспозиции вызвали большой интерес. Специальный семинар, проведенный в рамках деловой программы выставки, был посвящён перспективам российско-китайского сотрудничества в сфере фотоники.

Широкую известность в мире получили российские разработки в лазерно-оптической области. В этом году российскую научную школу и серийные разработки на «Фотонике-2007» представляли крупнейшие россий-

ские НИИ и НПО – НИИ «Полюс», НПО «Астрофизика», ЛМО, МЛЦ МГУ, ТРИНИТИ, институты СО РАН и ведущие отечественные фирмы лазерно-оптической специализации – «ИРЭ-Полюс», «Лазер-компакт», УОМЗ, «Инжект», «Плазма», «Лазерный центр», «Полупроводниковые приборы», ЦЛТ и многие другие, – всего свыше 80 компаний.

Неограниченные возможности для общения специалистов предоставила деловая программа выставки «Фотоника-2007», включавшая разнообразные семинары, круглые столы, презентации. Выставка – это не только смотр достижений отрасли, но и рабочая площадка, где происходит обмен опытом, обсуждаются проблемы и возможности сотрудничества в фотонной области.

В дни работы выставки состоялись расширенное заседание Экспертного совета по лазерным технологиям при Комитете по образованию и науке Государственной Думы с участием представителей администрации регионов России, а также совместное заседание Научно-технического Совета ЛАС и Коллегии национальных экспертов стран СНГ по лазерам и лазерным технологиям. Членом экспертного совета ЕС Photonics 21 доктором Х. Юнге был представлен доклад о сегодняшней роли фотоники в европейской экономике. Рассматривались возможности поддержки лазерных НИОКР и инновационных проектов существующими в России целевыми программами и фондами. Состоялась презентация плана организации межрегиональной целевой программы «Освоение лазерных технологий в промышленности Урала». Задачам по совершенствованию законодательного обеспечения инновационной деятельности в области лазерно-оптических технологий в России посвятил свое выступление на заседании С.И. Колесников, зам. председателя Комитета по образованию и науке Государственной Думы.

Российско-германский круглый стол был посвящён теме «Инновационные перспективы европейской фотоники. Возможности поддержки международных лазерно-оптических

НИОКР в 7-й рамочной программе ЕС». Представители российских научных институтов и инновационных фирм поделились опытом участия в международных НИОКР и представили перспективы дальнейшего сотрудничества в европейских проектах. Рассматривались возможности поддержки международных научных и инновационных проектов в России.

Вопросы российско-китайского сотрудничества в области фотоники обсуждались на семинаре «Возможности и пути российско-китайского сотрудничества в области фотоники, правовая база и государственная поддержка». На выставке состоялись многочисленные встречи между российскими и китайскими специалистами. Члены весьма представительной делегации КНР во главе с г-ном Мо, заместителем начальника Департамента науки и техники провинции Хубэй, которая является сердцем лазерно-оптической отрасли Китая, вместе с российскими коллегами обсудили состояние и перспективы межгосударственного сотрудничества двух стран в сфере фотоники. Десять китайских компаний представили свои разработки и перспективные проекты для совместной работы.

Ряд семинаров был посвящён новейшим разработкам в конкретных областях: лазерным технологиям в сельском хозяйстве, лазерно-оптической диагностике в медицине, лазерной терапии, лазерным технологиям и методиками для железнодорожного транспорта.

Лучшие отечественные разработки последних трёх лет в области лазерной техники и оптоэлектроники, устройств, оборудования и технологий на их основе были отмечены дипломами конкурса ЛАС, который состоялся в рамках выставки.

Как и в прошлом году, выставка «Фотоника» привлекла большое количество специалистов. Она стала реальной рабочей площадкой для формирования инновационных проектов, превращения актуальных для страны высокотехнологичных разработок в рыночный продукт и дальнейшего его внедрения в важнейшие отрасли экономики.

Москва примет EuroDISPLAY-2007

По решению Международного общества информационных дисплеев (SID) осенью 2007 г. в России впервые будет проведена известная европейская выставка дисплеев и дисплейных систем EuroDISPLAY.

Выставка пройдет 18–20 сентября 2007 г. в Москве в ЦВК «Экспоцентр» на Красной Пресне, пав. 7. Это мероприятие проводится один раз в два года в разных городах Европы. Параллельно с выставкой EuroDISPLAY пройдут научные мероприятия: 27-я Международная исследовательская конференция по дисплеям (IRDC'07) и 16-я Международная региональная конференция «Передовые дисплейные технологии» (ADT'07).

Московская выставка EuroDISPLAY-2007 носит прикладной характер и нацелена на заказчиков систем отображения информации, всевозможных дисплеев, табло, ин-



дикаторов, а также компонентов для их производства. Особое внимание уделяется широким возможностям использования различных типов дисплеев в информационных системах зданий, развлекательных, торговых, рекламных приложениях, дисплеев как компонентов систем управления и диспетчеризации. Ожидается, что за три дня работы выставка привлечёт около 5000 специалистов.

К участию приглашаются производители и поставщики современ-

ных универсальных и специализированных индикаторов, табло, мониторов и дисплеев (ЖКИ, TFT, ЭЛТ, плазменные, цифровые, проекционные и т.п.), проекционного оборудования, а также решений, основанных на использовании информационных дисплеев.

Дирекция выставки

EuroDISPLAY-2007:

Тел. (495) 221-5015

e-mail: display@chipexpo.ru

<http://display.chipexpo.ru>

**УНИКАЛЬНОЕ ЕВРОПЕЙСКОЕ СОБЫТИЕ!
ВПЕРВЫЕ В РОССИИ!**

**18-20 сентября
МОСКВА**

**СРЕДСТВА И СИСТЕМЫ ОТОБРАЖЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ
МЕЖДУНАРОДНАЯ ВЫСТАВКА**

**МОСКВА, ЭКСПОЦЕНТР
18-20 СЕНТЯБРЯ**

**ПРОВОДИТСЯ ОДНОВРЕМЕННО С ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКОЙ
КОНФЕРЕНЦИЕЙ ПО ДИСПЛЕЯМ (ЗДАНИЕ РАН)**

- TFT, ЭЛТ, ЖК дисплеи и индикаторы
- Информационные табло, мониторы, дисплеи
- Плазменные дисплеи
- Цифровые и матричные дисплеи
- Лазерные технологии визуализации
- Светодиодные средства отображения
- Проекционное оборудование и системы
- Средства и технологии отображения специального назначения
- Компоненты средств отображения
- Электронные модули управления
- Передовые научные разработки
- Технологии производства и обслуживания
- Услуги по созданию комплексных информационных систем

Тел: (495) 221-5015

<http://display.chipexpo.ru>

<http://www.sid.org>



Реклама

7 мая – День радио

Владимир Бартенев (Москва)

Сейчас, когда дистанционное управление по радио широко используется уже и в быту, когда с помощью SMS-сообщений можно управлять работой различной аппаратуры на любом расстоянии, особенно интересно узнать об истории создания дистанционно управляемых радиосистем в России.

Первым радиотехническим устройством, в котором использовалось дистанционное радиоуправление, конечно же, был радиоприёмник А.С. Попова. 7 мая (25 апреля по старому стилю) 1895 г. произошло историческое событие, которое по достоинству было оценено лишь спустя несколько лет. На заседании физического отделения Русского физико-химического общества (РФХО) выступил преподаватель Минного офицерского класса Александр Степанович Попов с докладом «Об отношении металлических порошков к электрическим колебаниям». Во время доклада А.С. Попов демонстрировал работу созданного им устройства, предназначенного для приёма и регистрации электромагнитных волн. Это был первый в мире радиоприёмник. И не только. Чутко реагируя электрическим звонком на посылки электромагнитных колебаний, которые генерировались вибратором Герца, фактически этот прибор демонстрировал работу первой радиосистемы с автоматическим управлением. Звонок выполнял не только функцию исполнительного устройства, но и являлся элементом обратной связи, молоточком восстанавливал чувствительность когерера приёмника. Эти опыты по сигнализации на расстояние, т.е., в сущности, по дистанционному управлению, проводились в начале 1895 г. К концу апреля Попов счёл возможным обнародовать их на заседании физического отделения РФХО. Так 7 мая 1895 г. стало днём рождения радио – одного из величайших изобретений XIX века.

Принято считать, что первая в мире действующая радиоуправляемая телемеханическая система была разработана сербом Николой Тесла в Америке. Действительно, весной 1898 г. им

была создана модель судна, управляемого по радио, а 1 июля того же года он подал заявку на патент и спустя два месяца в Нью-Йорке демонстрировал радиоуправляемую модель. Кстати, только в 1943 г. уже после смерти Теслы Верховный суд США вынес решение о том, что первый патент с изобретением радио был получен Теслой. Обосновывая свое решение, суд признал патент Маркони недействительным, как не являющийся более новым, чем зарегистрированный Теслой в 1900 г. Более того, суд объявил несостоятельными утверждения Маркони, что он не знал о существовании аналогичного патента Теслы. Почему профессор Попов А.С. не запатентовал своё изобретение, которое он продемонстрировал раньше всех, остаётся до сих пор загадкой.

Ещё более загадочным является другое российское изобретение. Вот переписка русского проф. Пильчикова Н.Д. (1857–1908) с военным министром России: «...Предпринятые мною работы по вопросу о беспроводной электрической передаче энергии привели меня к результатам, которые я не считаю себя вправе эксплуатировать за границей, не представив их прежде всего на благоусмотрение Вашего Превосходительства. В то время как Маркони и Попов стремились достичь возможно большей дистанции, я после довольно продолжительных теоретических и опытных изысканий остановился на той мысли, что прибор, воспринимающий действие электрических волн, должен быть непременно снабжён особым протектором, который, профильтровывая доходящие до него электрические волны, давал бы доступ к действующему механизму лишь тем волнам, которые посланы нами. На моей публичной лекции 25 марта прошлого года (1898 г.) ... мною были с помощью электронных волн, шедших сквозь стены зала, в которых стояли приборы, выполнены, между прочим, следующие опыты: зажжены огни модели маяка; вызван выстрел из небольшой пушки; взорвана мина в искусственном бассейне,

устроенном в зале, причём затонула маленькая яхта; приведена в движение модель железнодорожного семафора». Таким образом, Н.Д. Пильчиков и Никола Тесла почти в одно и то же время на различных континентах впервые в мире демонстрировали телемеханические системы радиодистанционного управления. Имя профессора физики Пильчикова Н.Д. в наше время известно немногим, хотя среди учёных-физиков оно занимает далеко не последнее место. Необычная судьба этого человека, странная участь его замечательных открытий, необъяснимая смерть до сих пор остаются загадкой [3]. В этом году исполняется 150 лет со дня рождения этого выдающегося учёного.

Продолжателем дела профессора Пильчикова Н.Д. в России стал изобретатель В.И. Бекаури (1882–1937), человек яркой и трагической судьбы. В 1920 г. В.И. Ленину было сообщено о важных изобретениях, имеющих народно-хозяйственное значение, и в том числе – о радиоуправляемой mine В.И. Бекаури. В 1921 г. подписано постановление об организации Технического бюро во главе с В.И. Бекаури для выполнения работ «по новому военному изобретению». Малому Совнаркому предлагается выделить 25 млн. рублей и определить штат Технического бюро в количестве 77 человек. Мина Бекаури, патент на которую руководитель Остехбюро получил в 1920 г., была принята на вооружение под названием «Мина образца 1926 г.» В.И. Бекаури был награждён Почётной грамотой Реввоенсовета, орденами Ленина и Красной Звезды. Во время Великой Отечественной войны с помощью радиоуправляемых мин Бекаури были подорваны несколько важных объектов на оккупированной фашистами территории Украины, в том числе ставка немецкого командования в г. Харькове. О блестящей операции советской контрразведки в 1941 г. – радиомина была приведена в действие радиосигналами из Воронежа, в результате чего был подорван особняк, в котором находился начальник гарнизона оккупированного Харькова генерал-майор Георг фон Браун, отличавшийся по отношению к мирному населению своей особой жестокостью, – В.И. Бекаури узнать уже не мог. Ещё в 1937 г. по доносу он был арестован и в 1938 г. расстрелян. Спу-

стя много лет дочь Бекаури Нина Васильевна получила официальное извещение о невинности своего отца.

Большим успехом российской науки в области радиотехнических систем дистанционного управления можно считать программу управления луноходом. Эта работа была выполнена большим коллективом учёных, инженеров и рабочих. Во главе коллектива был главный конструктор межпланетных космических систем Бабакин Г.Н. (1914–1971). Главным конструктором непосредственно лунохода был А.Л. Кимурджиан. 10 ноября 1970 г. впервые в истории космонавтики лунный самоходный аппарат, управляемый с Земли, был доставлен на поверхность Луны автоматическим беспилотным аппаратом «Луна-17» и приступил к научным исследованиям. Одной из основных задач лунохода являлось оценить точность и надёжность навигационной системы и проверить методы навигации, дистанционного управления и вождения по лунной трассе. К 19 февраля запланированная трёхмесячная программа научно-технических исследований и экспериментов была выполнена полностью. Самоходная лаборатория преодолела расстояние в 5228 м. Анализ состояния и работы бортовых систем показал возможность продолжения активного функционирования автоматического аппарата на лунной поверхности. С этой целью была составлена дополнительная программа работы лунохода. Успешное функционирование космического аппарата продолжалось 10,5 месяцев. Пройденное луноходом по поверхности Луны расстояние составило 10,5 км. Прекращение активной работы «Лунохода-1» было вызвано выработкой ресурсов его изотопного источника тепла.

Наивысшим российским достижением в области радиоуправления является запуск, полёт и автоматическая посадка 15 ноября 1988 г. «Бурана» – советского крылатого орбитального корабля (ОК) многоразового использования. Он был предназначен для решения ряда оборонных задач, выведения на орбиту вокруг Земли различных космических объектов и их обслуживания; доставки модулей и персонала для сборки на орбите крупногабаритных сооружений и межпланетных комплексов; возврата на Землю неисправных или вырабо-



тавших свой ресурс спутников; выполнения других грузопассажирских перевозок по маршруту Земля–космос–Земля. Работы над многоразовым орбитальным кораблём были начаты в 1974 г. в рамках подготовки «Комплексной программы НПО «Энергия»».

Первый и, к сожалению, единственный беспилотный полёт ОК «Буран» был запланирован непродолжительным: два витка, или 206 минут полета. Наземный комплекс управления, мозговым центром которого является ЦУП, в первом полете ОК «Буран» задействовал шесть наземных станций слежения, четыре плавучие станции и систему связи и передачи данных, состоящую из сети наземных и спутниковых широкополосных и телефонных каналов связи.

В 6 часов 00 мин по московскому времени МРКК «Энергия-Буран» отрывается от стартового стола. Первый манёвр происходит в зоне связи наземных станций слежения, второй – над Тихим океаном. Передача телеметрической информации о втором манёвре проходит по трассе протяжённостью более 120 000 км. Правильность заданной ориентации ОК подтверждается как принимаемой телеметрической информацией, так и «картинкой» с бортовой телекамеры. Чётко работает командная радиолиния, исполняются передаваемые из ЦУП команды на управление телеметрической и телевизионной системами ОК. В 9 ч 24 мин после выполнения орбитального полёта и прохож-

дения почти 8000 км в верхних слоях атмосферы «Буран», борясь с сильным встречно-боковым ветром, мягко коснулся взлётно-посадочной полосы и замер в её центре. Над ним, прощаясь, пронёсся самолёт сопровождения... Необычно красивая, правильная и изящная посадка 80-тонного корабля! Просто не верится, что полёт беспилотный. Кажется, что самый хороший лётчик не смог бы посадить «Буран» лучше. Везде, где специалисты и просто причастные к этому полету люди наблюдали посадку «Бурана», взрыв эмоций. Нескрываемая радость и гордость, восторг и смутение, облегчение и огромная усталость – всё можно было видеть на лицах в эти минуты. Но главное – всем удалось ощутить необычайное по остроте чувство национальной гордости за свою державу, за мощный интеллектуальный потенциал нашего народа.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Попов А.С.* Прибор для обнаружения и регистрации электрических колебаний. Журнал Русского физико-химического общества. 1895. Т. 27.
2. *Tesla N.* List of Tesla patent http://en.wikipedia.org/wiki/Nikola_Tesla.
3. *Петров В.Н.* Хрустальный глобус. М.: Молодая Гвардия, 1983.
4. *Смирнов С.А., Зубков В.И.* Краткие очерки истории ВНИИРТ. М.: ВНИИРТ, 1996.
5. Энциклопедия «Космонавтика». М.: Советская энциклопедия, 1985.
6. *Губанов Б.И.* Триумф и трагедия «Энергии». Н. Новгород: НИЭР, 1999.



Редакция журнала «Современная электроника» проводит актуализацию информации о подписчиках журнала.

Для получения бесплатной подписки на журнал «Современная электроника» с № 7, 2007 заполните данную анкету и отправьте её по факсу (495) 232-1653 или по адресу: 119313 Москва, а/я 26.

Анкету можно также заполнить на web-сайте журнала «Современная электроника» <http://www.soel.ru/>.

Обращаем ваше внимание, что редакция оформляет бесплатную подписку только для квалифицированных специалистов, аккуратно и полностью заполнивших анкету.

Для гарантированного получения журнала «Современная электроника» вы можете оформить платную подписку (информация на сайте www.soel.ru/)

Поля, отмеченные *, обязательны для заполнения. Можно отмечать несколько пунктов в одном разделе анкеты.

 /

Укажите в этом поле ваш идентификационный номер из двух чисел, который напечатан на адресной наклейке конверта, в котором вы получаете журнал, – это ускорит обработку анкеты

Фамилия, имя, отчество* _____

Организация* _____

Должность* _____

Телефон* _____

E-mail* _____

Отдел _____

Факс* _____

Сайт* _____

Адрес предприятия*: _____

Почтовый индекс, город*: _____

Район, область*: _____

Адрес*: _____

Почтовый адрес для доставки журнала «Современная электроника», если он отличается от адреса предприятия:

Почтовый индекс, город: _____

Район, область: _____

Адрес: _____

Тип вашей должности:

- Руководитель/менеджер высшего звена
 Руководитель отдела, группы, участка, ...
 Менеджер по закупкам/снабжению
 Технический руководитель проекта

- Инженер-разработчик
 Инженер по технической поддержке/обслуживанию
 Преподаватель, научный сотрудник, аспирант
 Другой _____

Вид деятельности вашей организации*:

- Телекоммуникации, связь
 Автомобильная промышленность
 Авиация, космонавтика, ВПК
 Бытовая электроника
 Системы безопасности
 Торговое оборудование
 Энергетика
 Вычислительная техника
 Приборостроение

- Медицина
 Системы отображения информации
 Промышленная автоматизация
 Силовая электроника
 Транспорт
 Автоматизация зданий, умный дом
 Светотехника
 Другое _____

Вид деятельности вашей организации*:

- Производство мелкосерийное
 Производство крупносерийное
 Торговля оптовая
 Торговля розничная

- Научные исследования
 Опытно-конструкторские разработки
 Образование
 Другое _____

Вы рекомендуете, принимаете решение о применении или закупаете следующие компоненты:

- Цифровые микросхемы и микропроцессоры
 Аналого-цифровые компоненты
 Пассивные и дискретные компоненты
 Аналоговые компоненты
 Силовые компоненты
 СВЧ-компоненты

- Электромеханические компоненты
 Изделия полупроводниковой светотехники
 Оптоэлектронные компоненты
 Устройства отображения информации
 Компоненты для телекоммуникаций и связи
 Другое _____

Количество сотрудников в вашей организации:

- До 10 чел.
 10 – 50 чел.
 50 – 100 чел.
 Более 100 чел.
 Более 1000 чел.

ПРЕВОСХОДСТВО В ЖЕСТКИХ УСЛОВИЯХ

Новая технология применения жидких кристаллов и оптимизация теплоотвода

УСТОЙЧИВОСТЬ К ТЕМПЕРАТУРАМ

	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

Усилена модульная конструкция

УСТОЙЧИВОСТЬ К УДАРАМ И ВИБРАЦИИ

	Обычный LCD	Strong LCD1	Strong LCD2
Устойчивость к вибрации	От 57 до 500 кГц, ускорение 1g	От 57 до 500 кГц, ускорение 1g	От 57 до 500 кГц, ускорение от 1,5g до 2g
Устойчивость к ударным нагрузкам	50g, 11 мс	50g, 11 мс	от 60 до 70g, 11 мс

ЯРКОСТЬ

Значительно повышена благодаря улучшению прозрачности панели и разработке яркой системы задней подсветки

	Обычный LCD	Strong LCD1	Strong LCD2
Яркость	300 кд/м ²	Больше чем 300 кд/м ²	Больше чем 400 кд/м ²

КОНТРАСТНОСТЬ

Подавляя яркость экрана при отображении черного, и адаптируя новую систему управления, получаем повышенную контрастность

	Обычный LCD	Strong LCD1	Strong LCD2
Контраст	350 : 1	350 : 1	600 : 1

SHARP Strong2 LCD-панели

№ модели	Размер дисплея	Разрешение, пикс	Контраст	Яркость, кд/м ²	Входной сигнал
LQ057V3DG01	5,7" TFT	640 × 480	600 : 1	400	цифровой 6-бит RGB
LQ075V3DG01	7,5" TFT	640 × 480	600 : 1	400	цифровой 6-бит RGB
LQ084V3DG01	8,4" TFT	640 × 480	600 : 1	400	цифровой 6-бит RGB
LQ104V1DG61	10,4" TFT	640 × 480	600 : 1	450	цифровой 6-бит RGB
LQ121S1DG61	12,1" TFT	800 × 600	600 : 1	450	цифровой 6-бит RGB






ОФИЦИАЛЬНЫЙ ДИСТРИБЬЮТОР SHARP

Заходите на обновлённый сайт!

www.prochip.ru



Новые разделы:

	Спецпредложения
	Календарь событий
	Заказ каталогов
	FAQ
	Ftp-сервер (техдокументация и ПО)

- Формирование заказов в режиме on-line
- Поиск по складу электронных компонентов ПРОСОФТ