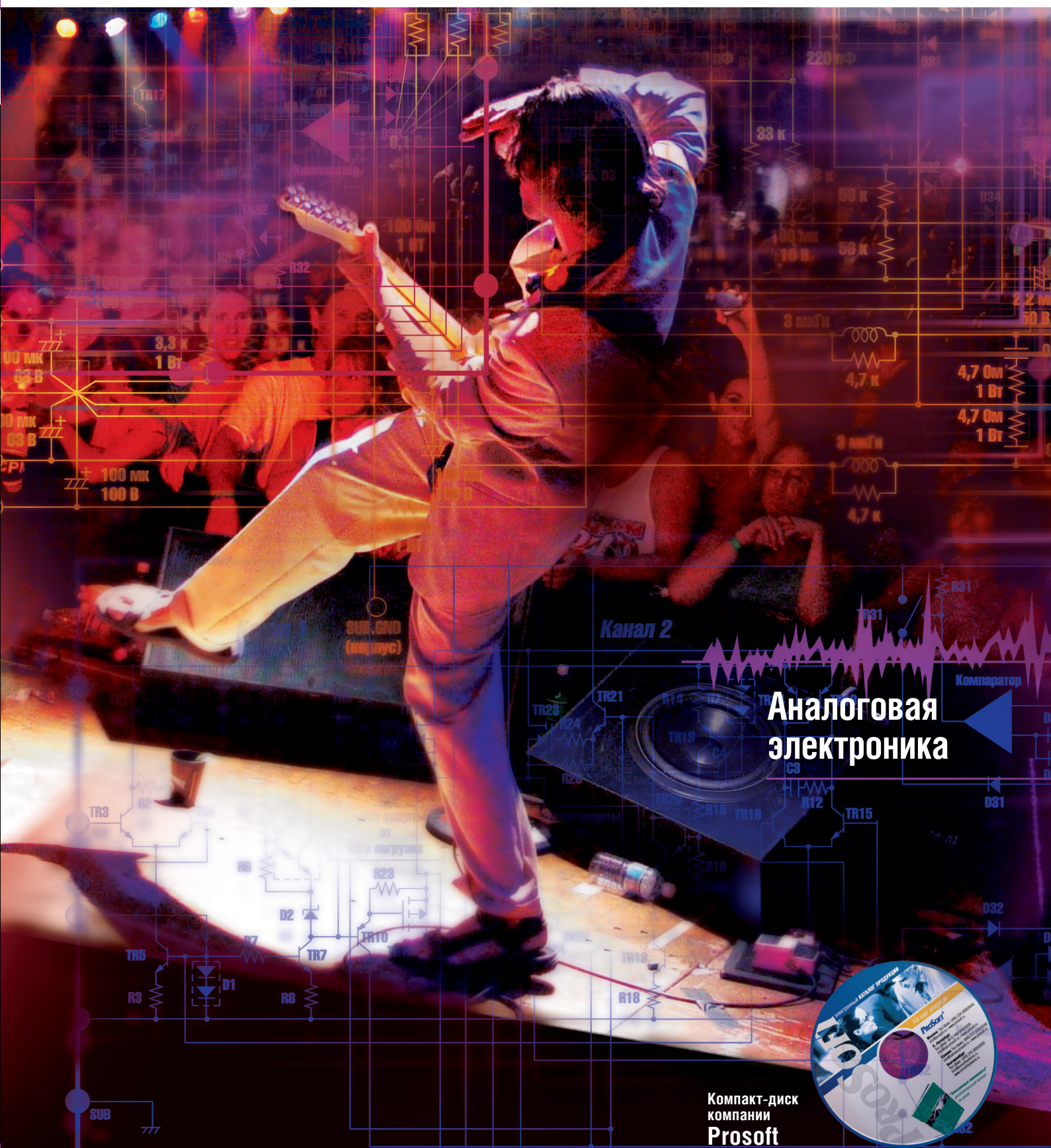


СОВРЕМЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА 2

2006





КРАТКИЙ КАТАЛОГ ПРОДУКЦИИ

ПРОСОФТ



На шаг впереди



20 05/06

ProSoft®

МОСКВА (495) 234-0636/0640 • 119313, Москва, а/я 81 • www.prosoft.ru • info@prosoft.ru
С.-ПЕТЕРБУРГ (812) 448-0444/0339 • www.prosoft.ru • info@spb.prosoft.ru
ЕКАТЕРИНБУРГ (343) 376-2820/2830 • www.prosoftsystems.ru • info@prosoftsystems.ru
САМАРА (846) 277-9165/9166 • www.prosoft.ru • info@samara.prosoft.ru

СОВРЕМЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

№ 2, 2006

Издаётся с 2004 года

Главный редактор
Александр Майстренко

Научные редакторы
Александр Масыкин, Роберт Алексанян

Зам. главного редактора
Татьяна Крюк

Дизайн и верстка
Татьяна Крюк, Александр Либков,
Дмитрий Юсим

Web-мастер
Дмитрий Романчук

Служба распространения
Ирина Самохина (circul@soel.ru)

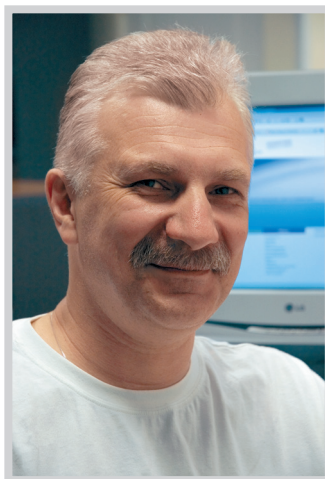
Служба рекламы
Татьяна Кравченко (advert@soel.ru)

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

Тираж 15 000 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, 2006



Уважаемые читатели!

Тема этого номера нашего журнала – аналоговая электроника.

Кажется, что аналоговая электроника теряет в наши дни свою актуальность под напором цифровой. Даже бывший долгое время незыблемым бастион аналоговой электроники под названием УМЗЧ рушится на наших глазах. Усилители класса D, природа которых является по сути импульсной, цифровой, на порядок легче, миниатюрней и экономичней равных по выходной мощности традиционных аналоговых усилителей. Стоит ли тогда говорить о такой сложной обработке сигналов, как анализ их спектра, сжатие, опознавание, и т.д., методами аналоговой электроники? Конечно, нет. Цифровая форма представления информации вытесняет аналоговую не только в профессиональной, но и в бытовой аппаратуре: CD вытеснил виниловую пластинку, а DVD – видеокассету. Тенденция очевидна.

Но, тем не менее, аналоговая электроника полностью не исчезнет никогда. Там, где нет необходимости в сложной обработке сигналов, она незаменима. Не секрет, что разработка аналоговой электроники – искусство гораздо более тонкое, чем цифровой. Это та школа, не пройдя которую, невозможно считать себя действительно грамотным специалистом. Здесь на результат влияет всё: питание устройства, грамотное «разведение» общего провода, экранировка и, конечно же, электрические параметры как активных, так и пассивных компонентов. В этом журнале мы постараемся ответить на возникающие у специалистов вопросы по использованию современных аналоговых компонентов. А вопросы цифровой обработки сигналов отложим до следующего номера.

*С наилучшими пожеланиями,
Александр Майстренко*

Содержание 2

2006



РЫНОК

- 4 Новости российских фирм
- 8 Компоненты аналоговой электроники на российском рынке

Компоненты

- 10 Современные модели интегральных операционных усилителей
Георгий Волович
- 18 Усилители с токовой обратной связью
Николай Савенко
- 24 Микросхемы для современных УМЗЧ
Игорь Безверхний
- 34 Прецизионные системы сбора данных семейства MSC12xx фирмы Texas Instruments (часть 1)
Павел Редькин

Схемные решения

- 42 Фильтры сигналов низких и инфранизких частот на переключаемых конденсаторах
Владимир Семёнов

Проектирование и моделирование

- 46 Особенности разработки динамических конфигураций программируемых аналоговых интегральных схем в среде САПР AnadigmDesigner®2
Александр Полищук, Анна Полищук
- 52 Высококачественный широкополосный приёмный тракт. Моделирование в среде MATLAB. Оптимизация динамического диапазона и чувствительности (часть 1)
Владимир Болдырев
- 60 Схемы, методики и сценарии тестирования SPICE-совместимых макромоделей операционных усилителей (часть 1)
Сергей Лозицкий
- 66 Сердечники из расплывённого железа в импульсных источниках питания (часть 2)
Джим Кокс

Программирование

- 70 Практикум программиста USB-устройств.
Часть 3. Расширение функций ядра USB-устройства (окончание)
Дмитрий Чекунов

События

- 78 Семинар фирмы RadiusGroup в Санкт-Петербурге

Новости российских фирм

Вышла Linux-версия пакета для разработчиков ПО устройств бытовой электроники Wind River Platform for Consumer Devices

Компания Wind River, производитель средств разработки ПО встраиваемых 32-разрядных микропроцессорных систем (www.embedded32.ru), выпустила Linux-версию пакета для разработчиков ПО устройств бытовой электроники Platform for Consumer Devices Linux Edition в дополнение к уже выпускаемой VxWorks-версии Platform for Consumer Devices VxWorks Edition.

Пакет Platform CD Linux Edition построен на базе ядра Linux 2.6 и среды разработки Wind River Workbench, которая является универсальной и может применяться для разработки ПО как для VxWorks, так и для Linux. Пакет Platform CD Linux Edition содержит все компоненты, рекомендованные консорциумом CELF (Consumer Electronics Linux Forum).

Первый релиз Platform CD Linux Edition поддерживает микропроцессорные архитектуры ARM (ARM9, ARM11) и Intel XScale (PXA270) и отладочные платы ARM Versatile AB926EJ, Freescale i.MX31ADS и Intel PXA27x Developer's Kit. Другие архитектуры будут поддерживаться в следующих релизах, которые планируется выпускать примерно раз в полгода.

Дистрибьютор Wind River в России и СНГ – компания AVD Systems.

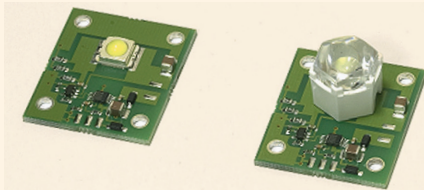
тел: (095) 148-9677

e-mail: avdsys@aha.ru

Оценочная плата сверхъярких светодиодных ламп Cree® XLamp7090

Компания ПРОСОФТ совместно с партнёром – компанией ФАКТВЕЛ – начала производство оценочных плат самых высокоэффективных в мире светодиодных ламп серии XLamp7090. Решение о начале производства было принято в результате многократно возросшего спроса на продукцию XLamp7090. Примерно треть спроса составляют просьбы клиентов о предоставлении демонстрационных образцов, не требующих дополнительных затрат на разработку и изготовление печатных плат.

Оценочная плата XLD-L-003 включает в себя светодиодную лампу белого цвета свечения типа XL7090WHT-L100 с типовым световым потоком 60...65 лм при



токе 350 мА и драйвер, обеспечивающий стабилизацию рабочей точки лампы, защиту от перегрева и неправильной полярности питающего напряжения. Также имеется вход электронного отключения драйвера, который может использоваться как вход управления яркостью.

Напряжение питания платы 5...21 В. Широкий диапазон напряжения питания позволяет использовать любой подходящий источник питания.

На плате предусмотрено посадочное место практически для любой серийной линзы, предназначенной для совместной работы с XLamp7090.

Благодаря широкому диапазону рабочих температур (–40...+60°C) плата может использоваться и в качестве самостоятельного универсального высокоэффективного источника света, например, в качестве переносного фонаря или светильника в автомобиле.

Стоимость отладочной платы в единичных количествах в 2...2,5 раза ниже стоимости аналогичных зарубежных изделий (например, изделий производства компании OSRAM).

Компания ПРОСОФТ, официальный дистрибьютор и представитель интересов компании Cree в России и странах СНГ, также предлагает широкую номенклатуру драйверов для светодиодных ламп серии XLamp7090 и кластеров на их основе. Производит эти изделия компания ФАКТВЕЛ.

www.prochip.ru, www.cree.ru

тел. (495) 234-0636

Расширилась номенклатура высокоэффективных аудиоусилителей класса D

Компания Monolithic Power Systems (MPS) пополнила семейство интегральных усилителей класса D двумя новыми моделями микросхем: MP7722 и MP7782.

Первая из микросхем представляет собой стереофонический усилитель нового поколения с выходной мощностью до 20 Вт на канал с эффективностью 93% и обеспечивает типовой коэффициент нелинейных искажений около 0,06%.

Микросхема MP7782 – монофонический вариант MP7722, выполненный по

мостовой схеме, не требующей применения разделительных конденсаторов между выходным каскадом и нагрузкой. Она развивает мощность до 50 Вт с КПД 90% при типовом значении коэффициента гармоник 0,06%.

Микросхемы используют запатентованную схемотехнику аналого-цифровой адаптивной модуляции с переменной частотой преобразования, позволяющую максимально точно восстанавливать усиленный НЧ-сигнал на выходе устройства и обеспечивать взвешенный уровень шумов не более 190 мкВ. Каждое из изделий включает в себя по 4 мощных ключевых транзистора с сопротивлением в открытом состоянии 180 мОм, схемы защиты от короткого замыкания в нагрузке и превышения температуры кристалла, а также имеет входы электронного отключения и перевода кристалла в режим низкого энергопотребления.

Микросхемы упакованы в корпус для поверхностного монтажа TSSOP-20F с теплоотводящей площадкой в верхней части корпуса для облегчения крепления радиатора. Напряжение питания обеих микросхем может выбираться в интервале 9,5...24 В.

В России микросхемы MP7722 и MP7782 будут доступны с февраля 2006 г.

www.prochip.ru

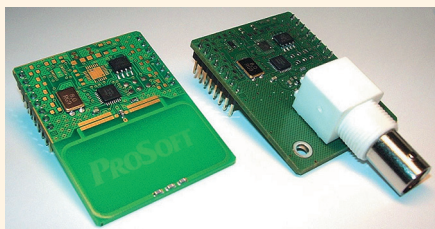
тел. (495) 234-0636

Модули беспроводной передачи данных от компании ПРОСОФТ

Компания ПРОСОФТ совместно с компанией ФАКТВЕЛ начала производство модулей собственной разработки для беспроводной передачи данных. Благодаря использованию в модулях однокристальных трансиверов Nordic Semiconductor модули имеют компактные размеры, малый ток потребления и высокую надёжность.

Беспроводные модули работают на частоте 433 МГц и способны передавать аналоговые и цифровые сигналы по радиоканалу на расстояние до 250 м. Имеются конфигурации модулей с различными цифровыми интерфейсами, а также модификации со встроенной печатной антенной и BNC-разъёмом под внешнюю антенну (в комплекте могут поставляться различные внешние антенны производства компании Aurel). В широкую продажу модули поступят в начале 2006 г.

Новости российских фирм



Технические характеристики модулей PWD-433

Диапазон рабочих частот, МГц	430...435
Максимальная мощность передатчика, дБм	10
Чувствительность приёмника, дБ	-100
Число частотных каналов	50
Максимальная скорость передачи, Кбит/с	50

Напряжение питания

Модули PWD-433-XXX-URT, RS-232, В	1,9...3,6
Модули PWD-433-XXX-USB	
(от разъёма USB), В	5

Потребляемый ток (модули PWD-433-XXX-URT)

Режим передачи (макс. мощность), мА	28
Режим приёма, мА	12,5
Режим покоя (включение по прерыванию или по таймеру), мкА	<2

Встроенный микроконтроллер

Ядро	8051
Тактовая частота, не более, МГц	16
Объём памяти программ, Кб	4

Интерфейсы

АЦП, 4 канала, бит	12
Цифровой параллельный I/O, бит	4
Цифровой последовательный	

Модули PWD-433-XXX-URT UART, бод	19 200
----------------------------------	--------

Модули PWD-433-XXX-232, RS-232, бод	19 200
-------------------------------------	--------

Модули PWD-433-XXX-USB	Эмуляция COM
------------------------	--------------

Диапазон рабочих температур, °C	-40...+85
---------------------------------	-----------

www.prochip.ru

тел. (495) 234-0636

Первые отечественные карбид-кремниевые полупроводниковые приборы

Компании ПРОСОФТ и НПП «Томилинский электронный завод» анонсировали совместный проект по разработке и серийному производству первых отечественных радиационно-стойких высокотемпературных полупроводниковых приборов на основе карбида кремния (SiC). Как известно, SiC является перспективным материалом с большой шириной запрещённой энергетической зоны, способным работать при температуре свыше 650°C и чрезвычайно устойчивым к воз-

действию радиации. Обладая низким удельным сопротивлением в проводящем состоянии, SiC идеально подходит для создания мощных высоковольтных полупроводниковых приборов.

В настоящее время разработаны и успешно прошли испытания несколько типов изделий, среди которых высоковольтные столбы с барьером Шоттки с обратным напряжением до 10 кВ, а также одиночные и вдвоенные радиационно-стойкие диоды Шоттки с напряжением 600 В ($T_j = 300^\circ\text{C}$).

Были проведены серии испытаний по программе «Климат 7» и испытания на предельную накопленную дозу облучения. Результаты последних превзошли все оптимистические прогнозы: при дозе облучения в 5×10^7 рад у контрольных образцов не было обнаружено никаких изменений электрических характеристик. Для кремниевых приборов, как известно, в 100 раз меньшая доза радиации уже является предельной.

Серийные приборы с приёмкой ОТК будут доступны уже в первом квартале 2006 г., с приёмкой «5» — в четвёртом квартале 2006 г.

www.prochip.ru

тел. (495) 234-0636

Понижающий импульсный стабилизатор LT3430 – 60 В, 3 А, 200 кГц

Компания Linear Technology сообщает о монолитном компенсационном импульсном стабилизаторе LT3430, который имеет рабочую частоту 200 кГц и входное напряжение до 60 В. На кристалле ИМС со всеми необходимыми генераторами, схемами управления и логики создан высокоэффективный коммутатор на ток 3 А и сопротивление 0,1 Ом. Архитектура токового режима обеспечивает короткую переходную функцию и отличную устойчивость контура.

Специальный метод проектирования и новый высоковольтный процесс позволяют достичь высокого КПД в широком диапазоне входных напряжений. КПД сохраняется в широком интервале выходных токов за счёт использования выходного сигнала для смещения в схеме и конденсатора вольтодобавки для насыщения выключателя питания. Патентованная схема сохраняет пиковый ток коммутации постоянным во всём интервале рабочего цикла. Вывод отключения позволяет понизить ток питания до 30 мкА, а вывод SYNC можно использовать для

внешней синхронизации в диапазоне частот 228...700 кГц на уровне логического входа.

Стабилизатор LT3430 поставляется в термозащищённом 16-выводном корпусе TSSOP.

www.prochip.ru

тел. (495) 234-0636

Обратноходовой контроллер с топологией SEPIC LTC1871-7

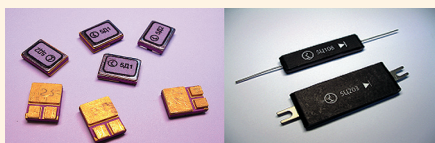
Контроллер Linear Technology LTC1871-7 выполнен по топологии SEPIC. Контроллер имеет высокое входное напряжение и токовый режим. Его усилитель оптимизирован для возбуждения 6-вольтовых канальных полевых униполярных МОП-транзисторов в устройствах высокого напряжения. Контроллер LTC1871-7 одинаково хорошо работает в устройствах малой и большой мощности и требует всего лишь нескольких компонентов для создания полной схемы блока питания. Частоту коммутации можно задавать внешним резистором в интервале от 50 Гц до 1 МГц, её можно синхронизировать с внешней тактовой частотой через вывод MODE/SYNC. Пакетный режим работы на малых нагрузках, малое минимальное рабочее напряжение питания 6 В и низкий ток покоя и отключения 10 мкА делают контроллер LTC1871-7 пригодным для работы в системах с питанием от аккумуляторов. В системах, требующих работы с постоянной частотой, пакетный режим работы можно отключить сигналом через вывод MODE/SYNC. Контроллер LTC1871-7 поставляется в 10-выводном корпусе MSOP.

www.prochip.ru

тел. (495) 234-0636

Экономичный аналого-цифровой преобразователь LTC1864L в миниатюрном корпусе

16-битный аналого-цифровой преобразователь (АЦП) модели LTC1864L компании Linear Technology поставляется в малогабаритном корпусе MSOP (миниатюрный 8-выводный корпус) и в корпусе SO-8. АЦП питается от источника питания напряжением 3 В. На скорости 150 Кбит/с ток питания равен всего 450 мкА. Питающий ток снижается на меньших скоростях, поскольку АЦП LTC1864L автоматически выключает электропитание между процессами преобразования. Этот 16-битный коммутируемый ёмкостной АЦП с



Новости российских фирм

последовательной аппроксимацией содержит схему выборки и хранения. АЦП LTC1864L имеет дифференциальный аналоговый вход с выводом регулируемого опорного напряжения.

Трёхпроводной последовательный интерфейс ввода/вывода, малые размеры корпусов MSOP и SO-8, высокая частота дискретизации и коэффициент мощности делают этот АЦП идеальным для применения в малогабаритных, маломощных, быстродействующих системах. Его можно использовать и с внешним опорным напряжением. Высокоимпедансные аналоговые входы и возможность работы с малым размахом сигнала вплоть до 1 В полной шкалы позволяют напрямую подключать АЦП к источникам сигналов, что устраняет необходимость внешних каскадов усиления.

www.prochip.ru
тел. (495) 234-0636

Одиночный операционный усилитель LT1818 – 400 МГц, 2500 В/мкс, 9 мА

Одиночный операционный усилитель (ОУ) LT1818 компании Linear Technology имеет широкую полосу пропускания, высокую скорость нарастания выходного напряжения, малый шум, малые искажения сигнала и отличную рабочую характеристику по постоянному току по сравнению с другими ОУ, имеющими сравнимый ток питания. В LT1818 применена схема усилителя с отрицательной обратной связью по напряжению с отличной характеристикой нарастания выходного напряжения.

На выходной нагрузке 100 Ом усилитель формирует напряжение размахом $\pm 3,8$ В от источников питания ± 5 В. При питании одиночным напряжением 5 В размах выходного сигнала на нагрузке 100 Ом, соединённой с напряжением 2,5 В, составляет от 1 до 4 В. Усилитель с единичным коэффициентом усиления и емкостной нагрузкой 20 пФ сохраняет устойчивость без необходимости установки последовательного резистора. Уровень гармонических искажений –85 дБ на частоте 5 МГц для единичного коэффициента усиления и выходного сигнала удвоенной амплитуды 2 В.

ОУ LT1818 поставляется в корпусе SO-8.

www.prochip.ru
тел. (495) 234-0636

4-мегагерцовый понижающий стабилизатор LTC3412 с высоким КПД

Компания Linear Technology объявила о внедрении в производство 4-мегагерцово-

го синхронного компенсационного стабилизатора с высоким КПД, в котором используется постоянная частота и архитектура, обеспечивающая токовый режим. Стабилизатор LTC3412 может формировать постоянный выходной ток до 2,5 А при напряжениях до 0,8 В. Точность поддержания выходного напряжения 2%. Стабилизатор помещён в корпус с улучшенной термостойкостью TSSOP-16 и функционирует при входных напряжениях 2,5...5,5 В, что делает его идеальным для применения в одноэлементных Li-Ion-аккумуляторах, многоэлементных батареях щелочных элементов или Ni-MH (никель-металл-гидридных) батареях питания. Частоту коммутации стабилизатора можно запрограммировать до 4 МГц, что позволяет использовать малогабаритные дешёвые конденсаторы и дроссели с размерами менее 1 мм. Малые габариты оптимизируют применение стабилизатора в переносных устройствах.

В стабилизаторе LTC3412 используются внутренние коммутаторы с сопротивлением сток-исток в открытом состоянии всего 0,085 Ом. Это позволяет достичь КПД 95%. В стабилизаторе используется малое падение напряжения при 100%-рабочем цикле, что позволяет поддерживать выходное напряжение на уровне входного. В результате увеличивается время работы от аккумулятора. Ток покоя на холостом ходу всего 62 мкА. В режиме отключения – менее 1 мкА, что обеспечивает оптимальный срок службы аккумулятора. Для обеспечения максимального КПД при малых нагрузках используется переключаемый режим работы Burst Mode®. Если в устройстве требуется защита от шумов и помех, в стабилизаторе можно использовать вывод SYNC/MODE, функцию которого можно сконфигурировать для пропуска импульсов или включения принудительного непрерывного режима работы с целью снижения шумов и РЧ-помех. Стабилизатор LTC3412 является идеальным выбором для переносных устройств (если требуется выходной ток 2,5 А), для устройств, где необходимы малые габариты или большой срок службы аккумулятора.

www.prochip.ru
тел. (495) 234-0636

Синхронный преобразователь для систем питания с разделёнными потенциалами

Микросхема LT3825 компании Linear Technology является контроллером син-

хронного DC/DC-преобразователя для систем питания с разделёнными потенциалами с выходной мощностью 10...60 Вт и максимальным током на выходе 12 А. При этом контроллер для регулирования выходного напряжения снимает фактическое значение с обмотки трансформатора. Преобразователь может, например, преобразовывать входное напряжение от 36 до 72 В в потенциально разделённое выходное напряжение 3,3 В при 12 А с КПД до 90% и точностью регулирования 0,009%. Типичными приложениями являются системы питания с разделёнными потенциалами в телекоммуникационных системах, системах измерения, а также в медицинских и промышленных приборах и системах.

www.prochip.ru
тел. (495) 234-0636

Новая микросхема для зарядки батарей

Компания Linear Technology выпустила микросхему LTC4010 для зарядки никель-металл-гидридных (Ni-MH) и никель-кадмиевых (Ni-Cd) аккумуляторов, которое не требует микроконтроллера или особых программно-аппаратных средств. Оно реализует следующие функции: начало зарядки, контроль за процессом, защита и окончание зарядки. Имеется также схема, контролирующая постоянную силу тока. Микросхема имеет функции оповещения о конце зарядки, необходимости перезарядки или подзарядки батареи (для Ni-MH).

Микросхема LTC4010 способна быстро заряжать батареи, имеющие до 16 ячеек, при силе тока до 4 А от различных источников питания и адаптеров с напряжением 5,5...34 В. Новая микросхема идеальна для использования в переносных измерительных приборах, системах диагностики и контроля, а также в качестве запасного устройства контроля батареи.

Понижающий контроллер постоянной силы тока использует синхронное детектирование, позволяя заряжать аккумуляторы с высокой производительностью при высокой силе тока и напряжении до 34 В. Рабочая частота 550 кГц делает возможным использование очень компактных катушек и конденсаторов, уменьшая, таким образом, требуемое место на плате. Производится в корпусе TSSOP-16 и рассчитан на работу в диапазоне температур 0...85°C. Цена за штуку при закупке 1000 шт. составляет \$4,45.

www.prochip.ru
тел. (495) 234-0636

Новости российских фирм

Компания Harting расширяет спектр жёстких разъёмов har-bus® HM с шагом 2 мм

В модулях АВ объединены характеристики модулей А и В. Модули АВ имеют больше контактов по сравнению с модулями А, поскольку у них отсутствует центральный кодовый элемент. Модули АВ не сопрягаются с модулями А, что предотвращает путаницу при состыковке. Прямые и угловые модули АВ поставляются типоразмеров АВ19, АВ22 и АВ25.

Помимо модулей АВ компания Harting предлагает соответствующие кожухи АВ. Таким образом, обеспечивается высококачественная система соединений, защищённая от неправильной состыковки. Кожухи АВ предлагаются для всех прямых модулей АВ, для четырёх различных толщин печатных плат.

www.prochip.ru
тел. (495) 234-0636

Компактный 30-Вт DC/DC-преобразователь для связного оборудования

Компания XP Power начала поставки DC/DC-преобразователи серии SWX. Эти преобразователи имеют самую маленькую площадь печатной платы среди подобных изделий. Преобразователи предназначены для оборудования ВОЛС, цифровых абонентских линий, маршрутизаторов, коммутаторов и базовых станций сотовой связи, где требуются небольшие размеры, высокий КПД, высокие рабочие температуры, низкий профиль и возможность монтажа на поверхность.

В серию SWX входят преобразователи с выходной мощностью от 10 до 30 Вт, не требующие дополнительных вентиляторов (с конвекционным отводом тепла). Диапазон рабочих температур $-40...+85^{\circ}\text{C}$. Высо-



кий КПД (91%), достигнутый благодаря применению синхронного выпрямления, гарантирует минимальное выделение тепла, обеспечивая повышенную надёжность и упрощая обеспечение теплового режима.

Преобразователи характеризуются низким профилем и удобны для применения, где печатные платы имеют высокую плотность размещения. Размер печатной платы 10-, 15- и 20-Вт моделей – $38,7 \times 27,2 \times 5$ мм; 30-Вт преобразователи имеют размер $8,7 \times 31,2 \times 8$ мм.

Диапазон входных напряжений 36...76 В для 48-В моделей и 18...36 В – для 24-В модификаций. Номинальные значения постоянного выходного напряжения составляют ряд от 1,2 до 15 В.

Преобразователи поддерживают режим холостого хода и имеют комплексную защиту от пониженного входного напряжения и перегрузки по току. Обеспечивается дистанционное включение/выключение, сигнал тревоги и возможность параллельной работы до десяти модулей.

www.prosoft.ru
тел. (495) 234-0636

Новый 3,5-дюймовый дисплей Advanced-TFT для мобильных устройств

Отвечая растущему спросу на устройства отображения для мобильных мультимедийных устройств с высокой яркостью, низким энергопотреблением и высокой чистотой цветовой палитры, корпорация Sharp начала выпуск дисплея LQ035Q7DH06. Многофункциональный 3,5-дюймовый QVGA TFT-дисплей имеет рациональный форм-фактор, сенсорный экран и замечательное соотношение цены и рабочих параметров. Дополняя широкий ряд высококачественных ЖКД Sharp для данного сегмента рынка, этот дисплей характеризуется несколькими обновлениями по отношению к предыдущим моделям.

Новый 3,5-дюймовый дисплей, выполненный по технологии Advanced-TFT, является усовершенствованием модели LQ035Q7DH01. Новинка имеет яркость 225 нит, обеспечиваемую шестью высокоэффективными светодиодами задней подсветки, что делает её оптимальной для переносных конструкций. Дисплей работает и на пропускание, и на отражение, отображая 262 144 цветов. Встроенный сенсорный экран упрощает разработку интерфейса пользователя, что значительно расширяет область применения устройств.

Поскольку модуль функционирует в широком спектре условий внешней



освещённости, он подходит для существующих и будущих мобильных изделий с аудио-/видеофункциями, таким как КПК, карманные игры, портативные DVD-проигрыватели, GPS-навигаторы, мобильная испытательная и измерительная аппаратура, медицинское оборудование.

Для формирования временной диаграммы новая дисплейная панель требует единственной специализированной ИС (ASIC) фирмы Sharp – LZ9FC23.

Технические параметры LQ035Q7DH06:

- тип ЖКД: Advanced-TFT;
- диагональ экрана: 3,5 дюйма;
- формат изображения: вертикальный;
- способ подсветки: просветно-отражательный;
- формат изображения: QVGA (240 × 320 RGB);
- шаг пиксела: $0,2235 \times 0,2235$ мм;
- полезная площадь экрана: $53,64 \times 71,52$ мм;
- формат кадра: 3 : 4;
- габариты (Ш × В × Г): $65 \times 86,2 \times 4$ мм;
- отражательная способность: 4%;
- количество цветов: 262 144;
- яркость: 225 кд/м²;
- вес: 45 г;
- контрастное отношение: 80 : 1 в просветном режиме; 3 : 1 – в отражательном;
- потребляемая мощность: 405 мВт с подсветкой; 21 мВт без подсветки;
- время отклика: 80 мс (тип);
- диапазон рабочих температур: $-10...+70^{\circ}\text{C}$.

Оба изделия – LQ035Q7DH06 и контроллер LZ9FC23 – соответствуют требованиям RoHS.

www.prosoft.ru
тел. (495) 234-0636

Компоненты аналоговой электроники на российском рынке

В таблицу вошли данные о спектре продукции ряда ведущих мировых брендов и наиболее активных дистрибьюторах, представляющих эти бренды на российском рынке.

ФИРМА	ТЕЛЕФОН САЙТ	Allegro Microsystems	Anadigm	Analog Devices	Ariane Controls	Atmel	Averlogic	Cirrus Logic	Cree	Heraeus	Honeywell	In-plug	IXYS	Linear Technology	Maxim/Dallas	MPS	Nordic Semiconductor	Sharp	Silicon Laboratories	Supertex	Teridian Semiconductor	Zarlink
АВТЭКС, ЗАО	(495) 334-9151 www.autex.ru			■																		
Аргуссофт, ООО	(495) 221-0130 components.argussoft.ru			■		■					■		■									
АТОС, ООО	(495) 601-2035, 787-4805 www.atos.ru				■		■			■		■			■				■	■	■	
ПРОСОФТ, ООО	(495) 234-0636 www.prochip.ru	■	■					■	■					■		■	■	■	■			■
продукция																						
ПАИС			■																			
Процессоры видеосигналов				■			■							■								
Процессоры аудиосигналов				■				■														■
Операционные усилители				■				■						■		■						■
Буферные усилители				■										■	■							■
Усилители мощности				■										■	■	■					■	
Дифференциальные усилители				■										■								
Инструментальные усилители				■										■								
Трансимпедансные усилители				■										■								■
Изолирующие усилители				■										■								
Усилители с программируемым коэффициентом усиления				■										■								
Усилители с регулируемым коэффициентом усиления				■										■								
Компараторы				■										■	■							
Аналоговые умножители/делители				■										■					■			
Смесители/перемножители				■			■							■								■
Модуляторы/демодуляторы				■	■									■	■				■		■	■
Преобразователи среднеквадратичного значения сигнала				■										■								
Логарифмические усилители				■										■	■							■
Усилители выборки-хранения				■										■								
Матричные переключатели аналоговых сигналов				■										■					■			■
Аналоговые ключи				■										■	■				■			■
Синтезаторы ФАПЧ и ГУН				■										■	■					■		■
Передачики малого радиуса действия				■		■											■		■			
Приёмопередатчики для радиосвязи				■		■			■								■		■			
Датчики тока		■		■							■			■								
Датчики температуры				■						■	■				■							
Контроллеры температуры				■											■							
Контроллеры для зарядных устройств				■										■	■							
Зарядовые насосы				■										■								
Драйверы светодиодов				■								■		■		■		■		■		
Драйверы пьезоакустических излучателей																				■		
Линейные стабилизаторы		■		■										■		■		■				
Супервизоры				■										■				■		■		
Контроллеры источников питания		■		■								■	■	■		■		■	■			
Микросхемы для счётчиков электроэнергии				■	■			■													■	

Новости мира News of the World Новости мира

Дефицит LCD-панелей идёт в минус

В текущем году на рынке будет значительный избыток жидкокристаллических панелей большого размера, — к такому выводу пришли представители аналитической компании DisplayBank, на доклад которой ссылается тайваньский Digitimes.

Благодаря активизации корейских и тайваньских производителей речь может идти о превышении предложения над спросом более чем на 10%. Похожие показатели уже наблюдались в первом квартале 2005 г. (10,7%), в дальнейшем они снизились примерно до 5%, что позволило стабилизировать цены. Прогнозы на нынешний год свидетельствуют в пользу избыточного объёма панелей: 9,7% в первом полугодии, а также 15% и 13,3% в третьем и четвертом квартале соответственно.

Фирма Samsung намерена нарастить объём производства панелей до 75 тыс. подложек ежемесячно на одной линии и до 45 тыс. — на другой линии, а к концу года удвоить это значение. Фирма LG.Philips намерена на одной фабрике увеличить производство до 120 тыс. подложек и расширить свои мощности на другой

фабрике на 45 тыс. подложек в первом полугодии и на столько же — во втором.

Тайваньские производители также расширяют производство панелей. Фирма AU Optronics собирается наращивать объём выпуска до 60 тыс. подложек ежемесячно. С 60 до 100 тыс. подложек увеличивает производство фирма Chi Mei Optoelectronics. По похожему пути планируют идти фирмы Chunghwa Picture Tubes и Quanta Display.

На фоне дефицита других компонентов эти вести можно считать наиболее полезными для кошелька покупателя.

www.fcenter.ru

Стереоподсистема с цифровыми и аналоговыми входами

National Semiconductor представила стереоподсистему серии Boomer — LM4934, которая имеет как цифровые, так и аналоговые входы и предназначена для мультимедийных телефонов, смартфонов и VoIP-телефонов. Подсистема LM4934 в корпусе micro SMDxt с 42 выводами размером 3,3 × 3,9 мм содержит аудиоусилитель, регулятор громкости, мик-

шер, схему управления питанием и расширитель стереобазы, выполненный по технологии 3D-Stereo-Sound-Enhancement компании National. Последняя функция значительно улучшает воспроизведение музыки расположенными близко друг от друга громкоговорящими телефонами.

LM4934 имеет цифровой I²C-вход и три аналоговых входа, что позволяет отказаться от внешних ЦАП и мультиплексоров. Микросхема коммутирует и смешивает стерео- и моноходы в нескольких режимах.

Микросхема работает от напряжения 3,3 В и, наряду с усилителем стереодинамиков мощностью 500 мВт (тип.) на канал (8 Ом), содержит также и усилитель стереонаушников мощностью 30 мВт (тип.) на канал (32 Ом).

Встроенная система ФАПЧ позволяет выбрать тактовую частоту в пределах 8...24 МГц и отказаться от использования внешнего кварцевого резонатора. Весь чип управляется при помощи 25 I²C-регистров.

ИС размещена в 42-выводном корпусе microSMDxt и стоит 3,80 долл. в партиях от 1000 шт. Вариант без содержания свинца появится в начале 2006 г.

www.national.com

DSPA-2006

Москва
29 – 31 марта 2006 г.

8-я Международная Конференция и Выставка
Цифровая Обработка Сигналов и ее Применение
Digital Signal Processing and its Applications



Тематика выставки

- Новые компоненты различных производителей для цифровой обработки сигналов
- Отечественные и зарубежные изделия на базе DSP
- Новые технические и алгоритмические решения в области цифровой обработки сигналов
- Новые области применения приборов на базе DSP

AUTEX Ltd.

Тел.: (495) 334-7741, 334-9151

Факс: (495) 234-9991, 334-8729

e-mail: info@autex.ru <http://www.autex.ru>

Подробная информация:

www.autex.ru

www.dspsa.ru

Тематика конференции

- Теория сигналов и систем
- Теория и методы цифровой обработки сигналов (ЦОС)
- Цифровая обработка многомерных сигналов
- Цифровая обработка речевых и звуковых сигналов
- Цифровая обработка изображений
- ЦОС в системах телекоммуникаций
- ЦОС в радиотехнических системах
- ЦОС в системах управления
- Цифровая обработка измерительной информации
- Нейрокомпьютерная обработка сигналов и изображений
- Цифровое телерадиовещание
- ЦОС в системах защиты информации
- Проектирование и техническая реализация систем ЦОС
- Проблемы подготовки специалистов в области ЦОС

РНТОРЭС им. А. С. Попова

Тел.: (495) 921-0610, 921-7108

Тел./факс: (495) 921-1639

e-mail: nto.popov@mtu-net.ru

<http://www.rntores.ru>

Современные модели интегральных операционных усилителей

Георгий Волович (г. Челябинск)

В статье дан обзор моделей операционных усилителей (ОУ), производство которых начато ведущими фирмами мира в последние годы. Приведена классификация и сравнение характеристик ряда моделей современных ОУ.

Интегральные ОУ давно уже стали основными элементами, «кирпичиками» аналоговых электронных устройств. Начиная от первого интегрального ОУ $\mu A702$ (1963 г.), в мире разработаны и производятся многие сотни моделей интегральных ОУ, параметры которых порой значительно различаются.

Параметры, характеризующие качество ОУ, можно разделить на четыре группы: точностные, динамические, эксплуатационные и параметры, характеризующие усиление сигналов переменного тока.

Точностные параметры

К точностным параметрам относятся: дифференциальный коэффициент усиления по напряжению 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 подавления нестабильности питания $K_{пп}$, коэффициенты температурных дрейфов перечисленных параметров, временные дрейфы, а также шумовые параметры. К точностным параметрам иногда относят также входное дифференциальное и синфазное сопротивление и выходное сопротивление ОУ. Отличие точностных параметров от идеальных проявляется в том, что при постоянных напряжениях на входах выходное напряжение ОУ отличается от расчётного. Для удобства сопоставления погрешность обычно приводят ко входу ОУ.

Динамические параметры ОУ

Параметры, характеризующие быстродействие ОУ, можно разделить на две группы: параметры для малого

и большого сигналов. К первой группе динамических параметров относятся: полоса пропускания $f_{пв}$, частота единичного усиления f_T (или произведение усиления на полосу пропускания (GBP)) и время установления t_y . Эти параметры называются малосигнальными, т.к. они измеряются в линейном режиме работы каскадов ОУ ($\Delta U_{вых} \leq 0,2$ В). Ко второй группе относятся скорость нарастания выходного напряжения ρ и мощностная полоса пропускания f_p . Эти параметры измеряются при большом выходном сигнале ОУ (более 2 В).

Параметры, характеризующие усиление сигналов переменного тока

Эти характеристики имеют особое значение для аудиоусилителей и скоростных ОУ, применяемых чаще всего в системах телекоммуникаций.

Отношение сигнал/шум (SNR) – это отношение среднеквадратического значения входного сигнала к среднеквадратическому значению шума, который определяется как сумма всех остальных спектральных компонент, включая гармоники, но исключая постоянную составляющую. Измеряется для входного сигнала с уровнем на 1 дБ ниже полной шкалы.

Отношение сигнал/(шум + искажения) (SINAD) по смыслу мало отличается от рассмотренного выше отношения сигнал/шум (SNR) за исключением добавленных искажений – важных при конструировании аудио- и радиотехники. Сигнал – это среднеквадратическое значение основной гармоники. Шум + искажения – это среднеквадратическое значение суммы всех остальных компонент, кроме основной гармоники и постоянной составляющей.

Суммарный коэффициент гармоник (THD) – это отношение среднеквадратического значения суммы гармоник к среднеквадратическому значению основной гармоники, выраженное в дБ. Определяется по формуле:

$$THD = 10 \log \left(V_2^2 + V_3^2 + \dots + V_i^2 \right) / V_1^2,$$

где V_1 – среднеквадратическое значение основной гармоники, а $V_2 \dots V_i$ – среднеквадратические значения гармоник от второй до i . Обычно $i = 6$ или 9. Изготовители ОУ часто приводят данные по относительным уровням (в дБ) второй и третьей гармоник на нескольких частотах.

Динамический диапазон, свободный от паразитных составляющих (SFDR) – это выраженная в децибелах разность между среднеквадратическими значениями основной составляющей входного сигнала и максимальной паразитной составляющей (максимальной гармоникой или шумовой компонентой).

Интермодуляционные искажения (IMD). Когда на вход усилителя подаётся сигнал, представляющий собой сумму двух синусоид с разными частотами, f_a и f_b , то вследствие нелинейности переходной характеристики ОУ в выходном сигнале будут присутствовать составляющие с суммарными и разностными частотами $mf_a \pm nf_b$, где $m, n = 0, 1, 2, 3, \dots$. Интермодуляционными членами называются те, для которых ни m , ни n не равны нулю. Например, члены второго порядка – это $(f_a + f_b)$ и $(f_a - f_b)$, а члены третьего порядка – это $(2f_a + f_b)$, $(2f_a - f_b)$, $(f_a + 2f_b)$ и $(f_a - 2f_b)$. Если ОУ тестируется с использованием международного стандарта CCIF, то на его вход подаются две синусоиды с частотами вблизи верхней граничной частоты входного сигнала. В этом случае частоты членов 2-го и 3-го порядка существенно различаются. Члены 2-го порядка обычно значительно отстоят по частоте от входных синусоид, тогда как частоты членов 3-го порядка обычно близки

к входным частотам. Вследствие этого члены 2-го и 3-го порядка в спецификациях указываются отдельно. Наиболее важны члены третьего порядка. IMD вычисляется аналогично THD и равно отношению среднеквадратических значений суммы отдельных интермодуляционных искажений к среднеквадратическому значению основной гармоники, выраженному в децибелах.

Коэффициент подавления двутональных интермодуляционных искажений. Это отношение мощности одного из двух входных сигналов к мощности максимальной интермодуляционной компоненты 3-го порядка.

Эксплуатационные параметры ОУ

Эксплуатационные параметры ОУ определяют допустимые режимы работы его входных и выходных цепей и требования к источникам питания, а также температурный диапазон работы усилителя. Ограничения эксплуатационных параметров обусловлены конечными значениями пробивных напряжений и допустимыми токами через транзисторы, а также особенностями схемотехники ОУ. К основным эксплуатационным параметрам относятся: номинальное значение питающего напряжения $U_{\text{п}}$; допустимый диапазон питающих напряжений; ток, потребляемый усилителем без нагрузки от источника, $I_{\text{пот}}$; максимальный выходной ток $I_{\text{вых.макс}}$; максимальное и минимальное значения выходного напряжения при номинальном питании; максимально допустимые значения синфазных и дифференциальных входных напряжений.

Классификация ОУ

В настоящее время в мире изготавливаются сотни наименований интегральных ОУ. Всё это многообразие можно разделить на группы, объединённые общей технологией и схемотехникой, близкими точностными, динамическими или эксплуатационными параметрами, причём эти группы могут пересекаться, т.е. содержать общие элементы.

С точки зрения внутренней схемотехники, ОУ можно разделить на биполярные, биполярно-полевые и КМОП (на комплементарных полевых транзисторах с изолированным

затвором). В биполярно-полевых ОУ полевые транзисторы с управляющим р-п-переходом или МОП-транзисторы обычно используются в качестве входных в дифференциальном входном каскаде. За счёт этого достигается высокое входное сопротивление и малые входные токи.

Используя перечисленные выше параметры в качестве классификационных признаков, можно условно разбить выпускаемые в настоящее время модели ОУ на следующие группы:

- общего назначения;
- прецизионные (в том числе малошумящие);
- быстродействующие;
- мощные (в том числе высоковольтные);
- микромощные.

ОУ общего назначения

Как следует из названия, для этой группы ОУ характерны посредственные показатели по всем группам параметров: $K_U < 10^5$, $U_{\text{см}} > 0,1 \text{ мВ}$, $f_T < 5 \text{ МГц}$, поэтому они в основном применяются в тех изделиях, где одним из важнейших требований является низкая цена.

Характерным представителем современных ОУ общего назначения является TS321 фирмы Texas Instruments. Этот усилитель выполнен по классической схеме, происходящей от схемы ОУ $\mu A741$, разработанной Д. Фуллагаром ещё в 1968 г. Поэтому интересно сравнить параметры (типичные значения) TS321 и ОУ $\mu A741$, выпускаемого этой же фирмой. Важнейшие параметры этих ОУ приведены в табл. 1.

Из сравнения видно, что у новейшей модели расширен диапазон питающих напряжений в сторону понижения, снижены смещение нуля, входные токи, и в особенности – их разность. При заметном снижении потребляемого тока мощность выходного каскада возросла.

Близкие характеристики имеют выпускаемые фирмой National Semiconductor двухканальный LM2904 и четырёхканальный LM2902. Ещё один пример – недорогой низковольтный AD8515 фирмы Analog Devices, имеющий полный размах (rail-to-rail) входа и выхода (RRIO) и лучшие динамические характеристики ($\text{GBP} = 5 \text{ МГц}$). Для этой группы ОУ характерной является низкая це-

на (менее 0,3 долл. при оптовых поставках).

Прецизионные ОУ

К прецизионным обычно относят ОУ, имеющие $K_U > 10^5$, $U_{\text{см}} < 0,1 \text{ мВ}$ и низкие входные токи (менее 10 нА), причём наиболее важным требованием является низкое смещение нуля. Величина $U_{\text{см}}$ определяется в основном разбросом напряжений эмиттерно-базовых переходов входных транзисторов дифференциального каскада в усилителях на биполярных транзисторах или напряжений затвор-исток в ОУ с полевыми транзисторами на входах. Эта величина составляет 0,1...5 мВ для усилителей общего назначения с биполярными и 0,5...20 мВ с полевыми транзисторами на входе. В настоящее время используются два способа снижения начального смещения нуля:

- а) балансировка ОУ в процессе производства;
- б) применение схем автоматической компенсации смещения нуля.

ОУ с технологической балансировкой

Балансировка осуществляется либо путём лазерной подгонки на открытом кристалле, либо цифровой настройкой (*DigiTrim*) в конце технологического цикла.

Из новых моделей ОУ с лазерной подгонкой следует отметить семейство OPx177 фирмы Analog Devices. Эта модель продолжает линию OP07, OP77 и OP177. В целом наблюдается общая тенденция проектирования современных интегральных микросхем – понижение питающего напряжения. Некоторые фирмы, например

Таблица 1. Сравнение параметров ОУ TS321 и ОУ $\mu A741$

Параметры	TS321	$\mu A741$
Напряжение питания, В	$\pm(1,5...15)$	$\pm(3,5...18)$
K_U , В/мВ	100	200
$U_{\text{см}}$, мВ	0,5	6
$I_{\text{вх}}$, нА	20	80
$I_{\text{р}}$, нА	2	20
КОСС, дБ	85	90
GBP, МГц	0,8	1
ρ , В/мкс	0,4	0,5
$I_{\text{пот}}$, мА	0,6	2,8
Выходной ток короткого замыкания, мА	40	25

Linear Technology, выпускают преимущественно ОУ на напряжение до 6 В. Модификации этих моделей, допускающие питание до 11 В, имеют в наименовании суффикс HV (высоковольтные). В этом случае ОРх177 можно условно отнести к «высоковольтным» ОУ, т.к. диапазон его напряжений питания составляет $\pm(2,5...15)$ В. К достоинствам этого ОУ можно отнести также малый ток потребления (0,5 мА) и низкий уровень шума (8 нВ/ $\sqrt{\text{Гц}}$). Типичное значение смещения нуля этого усилителя составляет 15 мкВ. Другой пример «высоковольтного» прецизионного ОУ – AD8675, рабочий диапазон питающих напряжений которого – $\pm(5...18)$ В. Однако, в отличие от ОРх177, он обладает полным размахом выхода (RRO) и меньшим уровнем шума (2,8 нВ/ $\sqrt{\text{Гц}}$). Типичное значение смещения нуля – 10 мкВ.

Прекрасными характеристиками обладает сдвоенный ОУ LTC6078 фирмы Linear Technology. Выполненный на основе КМОП-схемотехники, он имеет типовое значение смещения нуля 7 мкВ (максимальное – 25 мкВ) при очень низких входных токах (типично 0,2 пА, максимально – 1 пА), что делает предпочтительным его применение для прецизионного преобразования сигналов высокоимпедансных датчиков, таких как фотодиоды, пьезоакселерометры, микроэлектродные датчики и т.д. Низкое потребление (54 мкА на усилитель) в сочетании с наличием вывода для отключения (Shutdown), а также низкое напряжение питания (2,7...5,5 В) и полные размахи входа и выхода обеспечивают его эффективное применение в системах с батарейным питанием. Для усилителя с таким низким потреблением LTC6078 имеет сравнительно невысокий уровень шума (16 нВ/ $\sqrt{\text{Гц}}$), однако его динамические характеристики ($\text{GBP} = 750 \text{ кГц}$, $\rho = 0,05 \text{ В/мкс}$) посредственны.

Близкими параметрами обладает AD8603, у которого подгонка смещения нуля осуществляется без лазера запатентованным способом, который фирма не разглашает. Типичные значения параметров этого ОУ: $U_{\text{см}} = 12 \text{ мкВ}$, $I_{\text{вх}} = 0,2 \text{ пА}$, напряжение питания 1,8...5,5 В при токе потребления 40 мкА. При этом максимальный ток нагрузки составляет 80 мА.

Фирма Maxim выпускает два ОУ с подобными точностными парамет-

рами – компенсированный MAX4236 и декомпенсированный MAX4237. За счёт применения входного КМОП-каскада типичное значение входных токов – 1 пА. Типичное значение смещения нуля – 5 мкВ, максимальное – 20 мкВ. Ток потребления больше, чем у рассмотренных выше моделей, – 0,45 мА, но зато выше и быстродействие – $\text{GBP} = 1,7 \text{ МГц}$ у MAX4236 и 7,5 МГц – у MAX4237 (при коэффициенте усиления с обратной связью K не менее 5).

Ещё один пример ОУ такого типа – LMP7701 фирмы National Semiconductor. Этот ОУ имеет более широкий диапазон питающих напряжений (2,7...12 В), большой входной ток – 10 пА и более высокое быстродействие ($\text{GBP} = 2,5 \text{ МГц}$, $\rho = 0,9 \text{ В/мкс}$) при токе потребления 0,7 мА.

Альтернативой лазерной подгонке смещения нуля является цифровая настройка. В 1999 г. фирма Analog Devices начала выпускать семейство прецизионных усилителей AD8601/2/4, так называемых DigiTrim с цифровой подгонкой смещения нуля. На кристалле усилителя встроена цифровая часть, содержащая нечто вроде упрощённых ЦАП. После изготовления микросхемы осуществляется цифровая подгонка при низких и высоких уровнях синфазного входного напряжения, затем по специальному выводу программируется встроенная память путём пережигания перемычек. Этот способ настройки оказывается дешевле, чем лазерная подгонка элементов на открытом кристалле. Более совершенная модель этой фирмы – одно-/двух-/четырёхканальный КМОП ОУ AD8615/6/8 – обладает типичными смещением нуля 23 мкВ, входным током 0,2 пА при низком уровне шума (8 нВ/ $\sqrt{\text{Гц}}$) и хороших динамических характеристиках ($\text{GBP} = 24 \text{ МГц}$, $\rho = 12 \text{ В/мкс}$).

Одна из последних моделей ОУ этого типа AD8661 имеет типичное смещение нуля 30 мкВ и входные токи 0,3 пА. Диапазон напряжения питания 5...16 В при полном размахе выхода. Оптовая цена этого усилителя – 0,78 долл.

ОУ с автоматической установкой нуля

Радикально улучшить точностные свойства ОУ при усилении сигналов постоянного тока позволяет приме-

нение схем автоматической компенсации смещения нуля. В ранних моделях ОУ широко применялась система компенсации смещения нуля по системе модулятор – усилитель переменного тока – демодулятор (МДМ). В настоящее время эта система практически не применяется из-за плохих частотных свойств и высокого уровня помех. Кроме того, для реализации канала МДМ требуется много внешних элементов.

Лучшими характеристиками обладают усилители с периодической компенсацией дрейфа. В переводной литературе такие ОУ обычно называют усилителями с автоматической установкой нуля (auto-zero amplifier (AZA)). Принцип действия AZ-усилителей описан, например, в книге [1, с. 39]. Такие ОУ выпускаются более 20 лет, вначале с использованием внешних конденсаторов хранения, а в последние годы – с конденсаторами на кристалле. Старые модели, такие как ICL7650, MAX432 и др., работали с относительно низкими частотами переключения (200...300 Гц), что порождало появление коммутационного шума и комбинационных гармоник в низкочастотной области, важной для применения усилителей этого класса. Современные модели имеют более высокие частоты переключения, причём в некоторых моделях ОУ алгоритм задания периода переключения имеет сложный, часто стохастический характер, что позволяет снизить уровень комбинационных гармоник и коммутационного шума и очистить от этих компонентов довольно широкую область. Для иллюстрации на рис. 1а представлен график спектральной плотности шума ОУ MAX432, а на рис. 1б – аналогичный график более современной модели ОУ LMP2011/2. Система автоматической установки нуля переносит низкочастотный шум усилителя в область высоких частот, поэтому AZ-усилители не имеют фликкер-шума типа $1/f$, характерного для других ОУ.

Усилитель LMP2011/2 имеет следующие типичные значения параметров: $U_{\text{см}} = 0,12 \text{ мкВ}$, температурный дрейф – $0,015 \text{ мкВ/}^\circ\text{C}$, $I_{\text{вх}} = 3 \text{ пА}$, шум в полосе частот 0...10 Гц – $0,85 \text{ мкВ}$ от пика до пика (п–п).

Linear Technology выпускает ОУ LTC2054, работающий с частотой переключения 1 кГц. Этот ОУ имеет следующие типичные параметры: $U_{\text{см}} =$

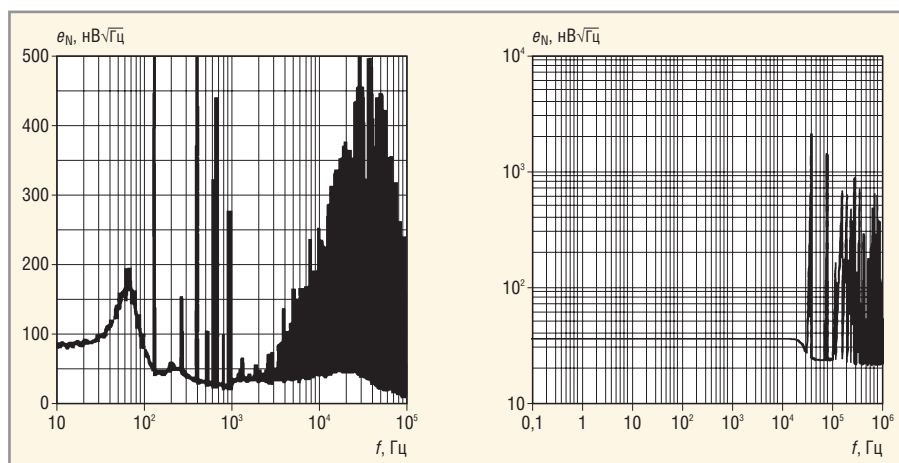


Рис. 1. Графики спектральной плотности напряжения шума, приведённого ко входу ОУ MAX432 (а) и LMP2011/2 (б)

= 0,5 мкВ, температурный дрейф – 0,02 мкВ/°С, $I_{\text{вх}} = 1$ пА, шум в полосе частот 0...10 Гц – 1,6 мкВ (п–п). Достоинством этого прибора является экономичность. Он потребляет ток всего 0,17 мА (другие аналогичные ОУ – около 1 мА).

Прекрасными точностными характеристиками обладает недорогой (0,95 долл.) AD8628, широко представленный на российском рынке. При частоте переключения 15 кГц он имеет рекордно малые значения шума в полосе частот 0...10 Гц – 0,5 мкВ (п–п) и температурного дрейфа $U_{\text{см}}$ (типично – 2 нВ/°С, что даёт основание фирме-изготовителю называть его усилителем с нулевым дрейфом).

Фирма Maxim выпускает интересное семейство ОУ MAX4238/9, частота переключения которых стохастически изменяется в пределах от 10 до 15 кГц. Это, в частности, позволяет получить рекордно низкое значение смещения нуля (типично 0,1 мкВ) при сравнительно низком уровне шума (в полосе частот 0...10 Гц – 1,5 мкВ (п–п)) и высоким быстродействием (GBP декомпенсированного MAX4239 равна 6,5 МГц при $K > 10$). По данным фирмы, эти усилители содержат 821 транзистор.

Быстродействующие ОУ

К быстродействующим ОУ в настоящее время можно отнести усилители с $\text{GBP} > 20$ МГц. При этом выпускаемые модели можно условно разбить на две группы:

- ОУ с умеренным быстродействием и высокими точностными параметрами;

- ОУ с высоким быстродействием и посредственными точностными параметрами.

ОУ *первой группы* предназначены для применения в широкополосных предусилителях для фотодиодов и ультразвуковых датчиков, широкополосных составных усилителях. Из усилителей этой группы одним из наиболее точных является упомянутый выше AD8615. А вот AD8067, хотя и несколько проигрывает ему по точности (типично $U_{\text{см}} = 200$ мкВ, $I_{\text{вх}} = 1$ пА, $K_U = 900$ В/мВ), зато значительно превосходит по быстродействию ($\text{GBP} = 200$ МГц, $\rho = 640$ В/мкс). Этот усилитель устойчив при $K > 8$ и обладает полным размахом выхода при широком диапазоне напряжения питания 5...24 В.

Фирма Texas Instruments выпускает быстродействующий ОУ THS4601 для двупольного питания $\pm(5...15)$ В. Располагая неплохими точностными параметрами (типично $U_{\text{см}} = 1$ мВ, $I_{\text{вх}} = 30$ пА, $K_U = 200$ В/мВ), он характеризуется также высоким быстродействием ($\text{GBP} = 180$ МГц, $\rho = 100$ В/мкс). В отличие от предыдущей модели, он устойчив при любом коэффициенте усиления вплоть до единицы.

Ещё более высокими динамическими характеристиками при неплохой точности обладает LMH6624. При типичных $U_{\text{см}} = 100$ мкВ, $K_U = 20$ В/мВ его динамические характеристики ($\text{GBP} = 1,5$ ГГц, $\rho = 400$ В/мкс) являются рекордными для ОУ этой группы. Входные токи великоваты (13 мкА), но малая разность токов (типично 100 нА) позволяет путём правильного выбора номиналов резисторов обратной связи уменьшить смещение нуля, обусловленное вход-

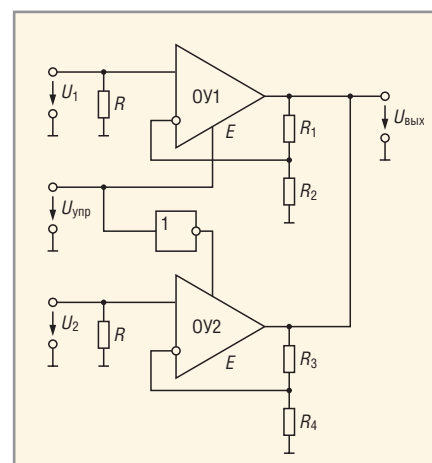


Рис. 2. Схема переключателя высокочастотных сигналов на ОУ

ными токами. Усилитель может питаться от источников 5...12 В, в том числе однополярных, отдавая в нагрузку до 100 мА. Минимальный коэффициент усиления – 10. Изготовитель рекомендует использовать его в том числе и в профессиональных аудиосистемах. LMH6624 имеет прекрасные шумовые характеристики: спектральная плотность шума на частоте 1 МГц составляет всего 0,92 нВ/ЦГц.

Быстродействующие ОУ второй группы применяются в оборудовании высокочастотных линий связи, в качестве драйверов для скоростных АЦП, выходных буферов скоростных ЦАП высокого разрешения, в том числе входящих в состав генераторов сигналов произвольной формы, а также в качестве видеоключей. С точки зрения схемотехники, такие ОУ делятся на две группы: ОУ с обратной связью по напряжению (ОСН-усилители) и ОУ с обратной связью по току (ОСТ-усилители). Одним из важнейших достоинств ОСН-усилителей является большая свобода выбора цепей обратной связи, а преимущество ОСТ-усилителей состоит в больших скоростях нарастания выходного напряжения и, как следствие, меньших искажениях сигналов большой амплитуды. Детально особенности ОСТ-усилителей изложены, например, в книге [1, с. 164].

Значительная часть моделей скоростных ОУ имеет выводы для отключения питания, обозначаемые Shutdown или Disable, что позволяет использовать их в качестве ключей для переключения высокочастотных сигналов. Обычные КМОП-ключи на частотах в десятки и сотни мегагерц

вносят значительные нелинейные и частотные искажения, ослабляют передаваемые сигналы. Схема коммутатора 2×1 на ОУ приведена на рис. 2. Два скоростных ОУ соединены выходами, но это не приводит к конфликту, т.к. один из них выключен управляющим сигналом низкого уровня, поданным на вывод «Е». При этом его выходное сопротивление имеет значительно большую величину, чем выходное сопротивление включенного ОУ. Например, полное выходное сопротивление включенного ОУ ADA4899-1 при $K=1$ на частоте 1 МГц равно 0,07 Ом, а выключенного – 15 кОм. На частоте 10 МГц эти же величины составляют, соответственно, 0,7 Ом и 1,8 кОм.

Фирма Maxim выпускает *ОСН-усилитель* MAX4267, обладающий $GBP = 1,5$ ГГц и $\rho = 900$ В/мкс. Его линейность при усилении высокочастотных сигналов характеризуется относительным уровнем второй гармоники –87 дБ на частоте 10 МГц. Этот ОУ устойчив при $K \geq 5$, имеет сравнительно большой коэффициент усиления (типично $K_U = 50$ В/мВ) и работает от напряжения 4,5...8 В. Более новая модель этой же фирмы MAX4450 отличается умеренными динамическими характеристиками ($GBP = 210$ МГц, $\rho = 485$ В/мкс, относительный уровень второй гармоники –60 дБ на частоте 10 МГц при $K = 1$), но имеет полный размах выхода при диапазоне питания 4,5...11 В и выпу-

скается в сверхминиатюрном корпусе SC70-5.

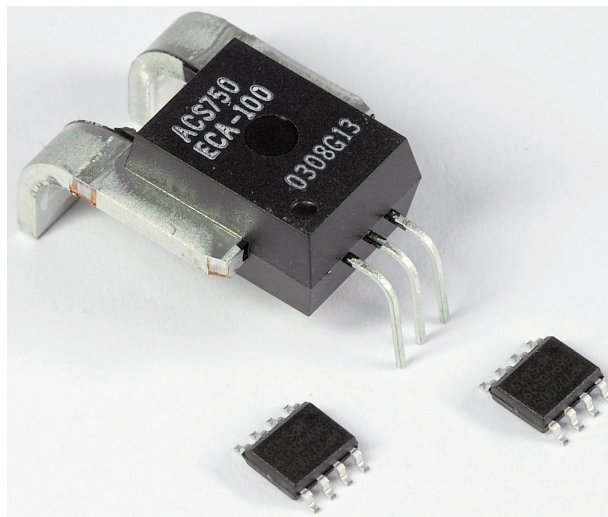
Полностью компенсированный ОУ THS4271/5 фирмы Texas Instruments отличается высокими динамическими характеристиками ($GBP = 400$ МГц, $\rho = 1000$ В/мкс, относительный уровень второй гармоники –96 дБ на частоте 10 МГц), а также низким уровнем шума (3 нВ/ $\sqrt{\text{Гц}}$). Диапазон питающих напряжений 5...15 В. Коэффициент усиления типично 5 В/мВ.

Уже упоминавшийся ADA4899-1 фирмы Analog Devices имеет ещё более низкий уровень шума – 1 нВ/ $\sqrt{\text{Гц}}$, но худшие динамические характеристики: $GBP = 400$ МГц, $\rho = 310$ В/мкс. Этот ОУ обладает неплохими точно-

Таблица 2. Основные параметры ОУ общего применения, прецизионных и микроощных ОУ

Наименование ОУ	Напряжение питания, В	Коэффициент усиления, В/мВ	КОСС, дБ	U_{CM} , мкВ	Входной ток, нА	Разность входных токов, нА	GBR, МГц	Скорость нарастания, В/мкс	Ток потребления, мА	Максимальный выходной ток, мА	$e_{ш}$, нВ/ $\sqrt{\text{Гц}}$	Примечание
ОУ общего применения												
TS321	$\pm(1,5...15)$	100	85	500	20	2	0,8	0,4	0,6	40	50	–
LM2904	$\pm(1,5...16)$	100	85	2000	45	3	1,2	0,2	0,5	40	–	Двухканальный
AD8515	1,8...5	400	50	1000	0,002	0,001	5	2,7	0,3	20	22	RRIO
AD8591	2,5...6	30	47	5000	0,005	0,001	3	5	0,75	250	30	Есть вывод Shutdown
OPA363	1,8...5,5	100	90	500	0,001	0,001	7	5	0,65	20	17	Есть двух- и четырёхканальные
Прецизионные ОУ												
OP1177	$\pm(2,5...15)$	2000	126	15	0,5	0,2	1,3	0,7	0,5	10	8	Есть двух- и четырёхканальные
AD8675	$\pm(5...18)$	2000	130	10	0,5	0,1	10	2,5	2,3	20	2,8	RRO
LTC6078	2,5...5,5	3000	110	7	0,0002	0,0001	0,75	0,05	0,054	8	18	Сдвоенный
AD8603	1,8...5	1000	100	12	0,0002	0,0001	0,4	0,1	0,04	80	25	RRIO
MAX4237	2,4...5,5	2000	102	5	0,001	0,001	7,5	1,3	0,35	10	14	$K > 5$
LMP7701	2,7...12	5000	138	37	0,0002	40 фА	2,5	1,1	0,8	80	9	RRIO
AD8615	2,7...5,5	1500	100	23	0,0002	0,0001	24	12	1,7	150	10	Есть двух- и четырёхканальные
AD8661	5...16	420	110	30	0,0003	0,0002	4	3,5	1,2	140	12	–
LMP2011	2,7...5,5	3000	130	0,12	–0,003	0,006	3	4	0,9	12	35	Есть двухканальный
LTC2054HV	2,7...12	5600	130	0,5	0,003	0,006	0,5	0,5	0,175	4	–	Шум 1...6 мкВ (п–п), 0...10 Гц
AD8628	2,7...5,5	18 000	140	1	0,03	0,05	2,5	1	0,85	30	22	Шум 0,5 мкВ (п–п), 0...10 Гц
MAX4239	2,7...5,5	30 000	140	0,1	0,001	0,002	6,5	1,6	0,6	20	–	$K > 10$
Микроощные ОУ												
LT1672	2,2...36	500	106	150	0,25	0,02	0,012	0,005	0,0015	1	185	$K > 5$
OPA336	2,3...5,5	560	90	60	0,001	0,001	0,1	0,03	0,02	4	40	Есть двух- и четырёхканальные
MAX4464	1,8...5,5	1000	95	500	0,2	0,012	0,04	0,02	600 нА	10	150	$K > 5$
MAX4289	1...5,5	300	110	200	5	0,5	0,017	0,006	0,01	18	–	Самый низковольтный ОУ
MAX4036	1,4...3,6	240	76	200	0,001	0,0003	0,004	0,004	800 нА	10	500	Есть двухканальный
LPV511	2,7...12	300	115	200	0,11	0,001	0,027	0,008	880 нА	0,5	320	RRIO
OP281	2,7...12	13	95	1500	3	0,1	0,095	0,025	0,003	1	75	Есть двухканальный

Датчики тока на эффекте Холла



Параметры датчиков тока Allegro

Наименование	Диапазон измеряемых токов (А)	Чувствительность (мВ/А)	Полоса рабочих частот (кГц)	Корпус
ACS704-005	±5	133	50	
ACS704-015	±15	100		
ACS752-050	±50	40		
ACS752-100	±100	20		
ACS754-050	±50	40	35	
ACS754-100	±100	20		
ACS754-130	±130	14,2		
ACS754-150	±150	13,3		
ACS754-200	±200	10		

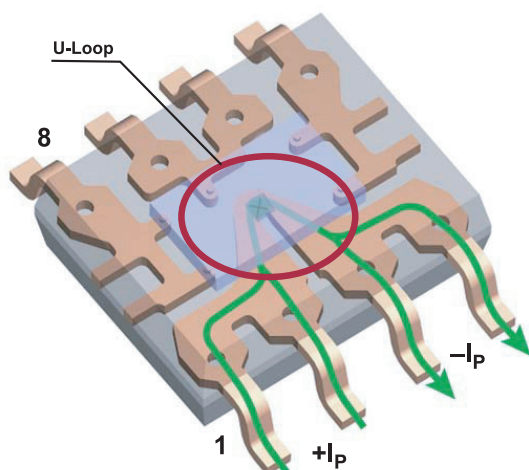


Схема протекания тока в датчике ACS704 и конструкция токовой шины

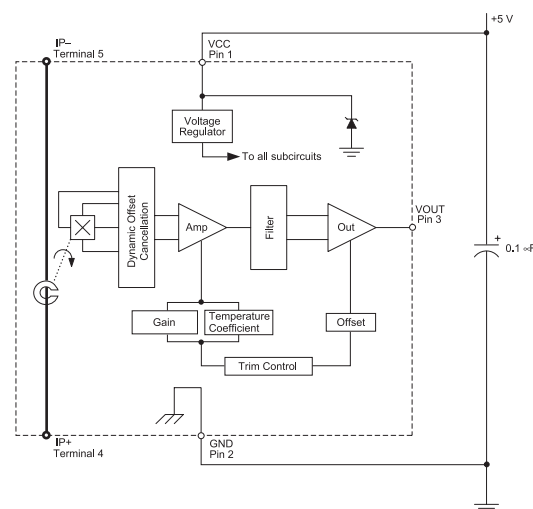
ОСНОВНЫЕ ДОСТОИНСТВА

- Диапазон измеряемых токов $\pm(5...200)$ А
- Сверхнизкое сопротивление токовой шины
- Хорошая линейность
- Полоса частот до 50 кГц
- Промышленный диапазон температур $-40... +85$ °C
- Напряжение изоляции до 3 кВ

Области применения

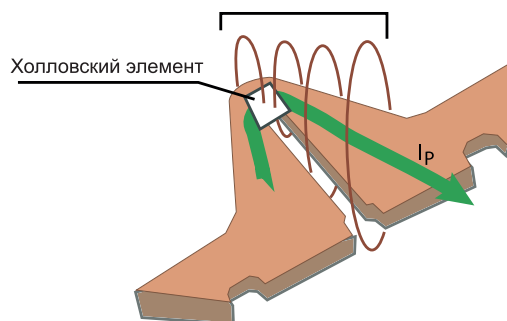
- Источники вторичного электропитания
- Корректоры коэффициента мощности
- Автоэлектроника
- Системы промышленной автоматики
- Бытовая электроника

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

стными характеристиками (типичные значения $K_U = 22$ В/мВ, $U_{CM} = 35$ мВ, $I_{BX} = 100$ нА).

Один из лучших ОУ в этой группе – AD8099. Обладая очень низким шумом (0,95 нВ/√Гц) и малыми искажениями (относительный уровень второй гармоники –92 дБ на частоте 10 МГц при $K=2$), этот усилитель имеет также высокие динамические характеристики (GBF = 3,8 ГГц, $\rho = 1350$ В/мкс при $K=10$). Диапазон питающих напряжений 5...12 В при токе потребления 15 мА. Недостаток этого ОУ: при $K < 15$ требуются внешние цепи частотной коррекции.

Частотные свойства ОСТ-усилителей обычно характеризуют полосой пропускания на уровне –3 дБ при заданном коэффициенте усиления с включенной обратной связью. Примером современного сверхскоростного ОСТ-усилителя может служить LMH6703 фирмы National Semiconductor. Он обладает полосой 1,2 ГГц

при $K=2$ и $\rho = 4500$ В/мкс. Относительный уровень второй гармоники –75 дБ на частоте 10 МГц при $K=2$. LMH6703 оснащён выводом Shutdown, причём время включения и выключения составляет всего 10 нс (у большинства скоростных ОУ – примерно в 10 раз больше). Этот усилитель имеет низкий уровень шума – 2,3 нВ/√Гц и работает от источников $\pm(4...6)$ В.

Усилитель AD8011 располагает несколько худшими динамическими характеристиками (полоса 300 МГц при $K=1$ и $\rho = 2000$ В/мкс), но зато он самый экономичный в своем классе (ток потребления 1 мА при напряжении 5...12 В). Ещё один ОСТ-усилитель этой же фирмы, AD8000, потребляя ток 12 мА, имеет полосу пропускания 1,5 ГГц при $K=1$ и $\rho = 4100$ В/мкс. Модель в корпусе LFCSP создаёт вторую гармонику на частоте 10 МГц на уровне –85 дБ при питании ± 5 В.

Рекордной скоростью нарастания среди усилителей этой группы обладает THS3201 фирмы Texas Instruments – 10 500 В/мкс. Его полоса пропускания – 1,8 ГГц при $K=1$.

Мощные и высоковольтные ОУ

К мощным ОУ сегодня можно отнести усилители с выходным током более 500 мА (п–п), а к высоковольтным – с выходным напряжением более 50 В (п–п). Мощными можно также считать ОУ, отдающие в нагрузку мощность свыше 1 Вт. Лидирующее положение на рынке мощных и высоковольтных ОУ последние годы занимает фирма Apex Microtechnology. На сегодня самым высоковольтным ОУ является гибридный PA89A этой фирмы, допускающий напряжение питания до ± 600 В. Из новых разработок Apex можно обратить внимание на гибридный PA52 с напряжением питания до ± 200 В и выходным током до ± 40 А (пиковое значение ± 80 А).

Таблица 3. Основные параметры мощных и быстродействующих ОУ

Наименование ОУ	Напряжение питания, В	K_U , В/мВ (Z_T , МОм)	КОСС, дБ	U_{CM} , мВ	Входной ток, нА	Вторая гармоника на частоте 10 МГц (THD), дБ	GBF (полоса на уровне –3 дБ), МГц	Скорость нарастания, В/мкс	Ток потребления, мА	Макс. вых. ток, А	$e_{ш}$, нВ/√Гц	Примечание
Мощные ОУ												
PA52A	$\pm(3...100)$	130	100	2	0,01	–	3	50	30	40	—	Мощность 400 Вт
PA240	$\pm(50...175)$	63	94	25	0,05	–	3	30	2,2	0,06	—	Мощность 14 Вт, монолитный
MP108A	$\pm(15...100)$	63	92	1	0,07	–	10	170	50	12	—	Мощность 100 Вт
LM675	$\pm(8...30)$	30	90	1	200	–	5,5	8	18	3	—	Мощность 30 Вт, $K > 10$
OPA567	2,7...5,5	2000	100	0,5	0,001	–	1,2	1,2	9	2	12	Температурная защита
LT1970	5...36	150	105	0,2	160	–	3,6	1,6	7	0,5	15	Настраиваемое ограничение тока
Быстродействующие ОУ												
ОСН-усилители												
AD8655	2,7...5,5	300	100	0,05	0,01	(–103 дБ, 1 кГц)	28	11	3,7	0,22	2,7	RRIO
AD8067	5...24	1000	106	0,2	0,0006	–70	–54	640	6,5	0,03	6,6	$K \geq 6$
THS4601	$\pm(5...15)$	180	110	1	0,05	–45	–400	100	10	0,05	5,4	–
LMH6624	5...12	10	95	0,1	13 000	–63	–200	400	12	0,1	0,92	$K > 10$
ADA4899-1	4,5...12	22	130	0,035	6000	–80	–535	310	14,7	0,06	1	Режим Disable
MAX4267	4,5...8	50	85	1	3500	–87	–300	900	28	0,045	8	$K \geq 5$
MAX4450	4,5...11	1	95	4	6500	–60	–210	485	6,5	0,05	10	RRO
THS4271	5...15	5,6	72	5	6000	–96	–1400	1000	22	0,08	3	–
AD8099	5...12	20	105	0,1	6000	–92	–700	1350	15	0,04	0,95	$K \geq 2$
ОСТ-усилители												
LMH6703	$\pm(4...6)$	–	47	1,5	7000	–75	–1200	4500	11	0,09	2,3	Режим Disable
AD8011	5...12 В	–1,3	57	2	5000	–68	–300	2000	1	0,03	2	–
AD8000	4,5...12 В	–0,89	54	1	5000	–85	–1500	4100	12	0,1	1,6	Режим Disable
THS3201	$\pm(3,3...7,5)$	–0,3	71	0,7	14 000	–77	–1800	10500	14	0,1	1,65	–

Усилитель допускает рассеяние мощности до 400 Вт. У этого ОУ неплохие динамические характеристики ($GBP = 3 \text{ МГц}$, $\rho = 50 \text{ В/мкс}$), но мощностная полоса пропускания невелика – всего 90 кГц.

Гибридные усилители очень дороги, поэтому больший интерес для разработчиков представляют монолитные мощные и высоковольтные ОУ. Одна из последних моделей Apex Microtechnology – высоковольтный RA240, способный создать на нагрузке напряжение до $\pm 165 \text{ В}$ при токе до $\pm 60 \text{ мА}$ (пиковое значение $\pm 120 \text{ мА}$). Ток, потребляемый на холостом ходу, – 2,2 мА. Максимальная рассеиваемая мощность – 14 Вт. Коэффициент усиления – 63 В/мВ.

В связи с неудовлетворительным сбытом своих гибридных усилителей фирма Apex Microtechnology начала выпуск ОУ нового типа, так называемых Open Frame. Эта конструкция представляет собой не что иное, как печатную плату, на которой установлены дискретные SMD-компоненты. Один из усилителей этого типа – MP108A – при напряжении питания $\pm 100 \text{ В}$ отдаёт в нагрузку ток до 10 А. Установленный на охлаждающий, он способен рассеять мощность до 100 Вт. Усилитель обладает неплохими точностными параметрами: типично $K_U = 63 \text{ В/мВ}$, $U_{CM} = 1 \text{ мВ}$, $I_{BX} = 70 \text{ пА}$ при небольшом шуме (примерно $10 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$) и хорошем быстродействии ($GBP = 10 \text{ МГц}$, $\rho = 170 \text{ В/мкс}$, мощностная полоса составляет 300 кГц).

Из новых моделей усилителей этого класса можно отметить монолитный ОУ LM675 фирмы National Semiconductor, наследник знаменитого LM12. Его выходной ток может достигать 3 А при питании от источников $\pm (8...30) \text{ В}$. LM675 имеет неплохие точностные и динамические характеристики и изготавливается в пятивыводном корпусе TO-220. Максимальная рассеиваемая мощность – 30 Вт.

Ещё одна интересная модель – ОРА567 фирмы Texas Instruments. Это низковольтный ОУ (напряжение питания 2,7...5,5 В), который способен отдать в нагрузку ток до 2 А. Усилитель изготавливается в малогабаритном корпусе ($6 \times 6 \text{ мм}$), предназначенном для монтажа на поверхность. Другие особенности этого ОУ: полный размах входа и выхода, высокий $K_U = 2000 \text{ В/мВ}$ и низкий входной ток – 1 пА.

Фирма Linear Technology выпускает ОУ LT1970, обеспечивающий ток через нагрузку до $\pm 0,5 \text{ А}$ при напряжении питания 5...36 В. Этот усилитель защищён от перегрузок настраиваемым высокоточным ограничением втекающего и вытекающего токов и схемой выключения при перегреве. ОУ имеет неплохие точностные характеристики: $K_U = 150 \text{ В/мВ}$, $U_{CM} = 200 \text{ мВ}$.

Микроомощные ОУ

К микроомощным в настоящее время следует относить ОУ, потребляющие от источника на холостом ходу ток не более 50 мкА. Для этих усилителей характерны плохие динамические характеристики и высокий уровень шума, в то время как точностные параметры могут быть высокими. Все микроомощные ОУ имеют полный размах выхода, а некоторые – также и входа. Микроомощные ОУ используются в таких системах с батарейным питанием, где не требуется высокое быстродействие или низкий уровень шума.

Примером прецизионного микроомощного ОУ может служить LT1672. Его точностные параметры: $K_U = 500 \text{ В/мВ}$, $U_{CM} = 150 \text{ мВ}$, $I_{BX} = 250 \text{ пА}$. Ток, потребляемый без нагрузки, – 1,5 мкА, а максимальный ток нагрузки – всего 0,5 мА. Диапазон питающих напряжений 2,2...30 В. Этот усилитель, как и все микроомощные ОУ, обладает

низким быстродействием ($GBP = 12 \text{ кГц}$, $\rho = 0,005 \text{ В/мкс}$) и значительным уровнем шума – $185 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$.

Ещё один микроомощный прецизионный ОУ – ОРА336 фирмы Texas Instruments – обладает прекрасными точностными параметрами: $K_U = 500 \text{ В/мВ}$, $U_{CM} = 60 \text{ мВ}$, $I_{BX} = 1 \text{ пА}$. Этот усилитель потребляет всего 20 мкА от источника напряжением 2,3...5,5 В. Он способен отдать в нагрузку ток до 5 мА и является более быстродействующим, чем предыдущая модель ($GBP = 100 \text{ кГц}$, $\rho = 0,03 \text{ В/мкс}$).


Фирма Maxim является ведущей по микроомощным ОУ. Она производит довольно много моделей таких усилителей. Например, усилители MAX4464/70 имеют типичное потребление 0,6 мкА при $U_{II} = 1,8 \text{ В}$. Декомпенсированный MAX4464, устойчивый при $K \geq 5$, обладает $GBP = 40 \text{ кГц}$, что совсем неплохо для наноамперного ОУ. Усилитель MAX4289 способен работать от источника напряжением 1 В (один никель-металлогидридный аккумулятор), а ОУ MAX4036, потребляя на холостом ходу только 0,8 мкА, может отдать в нагрузку ток силой до 13 мА.

В табл. 2 и 3 приведены основные параметры ряда современных ОУ.


ЛИТЕРАТУРА

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




www.platan.ru


ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ ОТ ВЕДУЩИХ ПРОИЗВОДИТЕЛЕЙ



**ЭФФЕКТИВНЫЕ РЕШЕНИЯ
ДЛЯ РЕГИСТРАЦИИ, ИЗМЕРЕНИЯ,
УСИЛЕНИЯ И ПРЕОБРАЗОВАНИЯ
СИГНАЛОВ**

- Аналоговые ключи и мультиплексоры
- Компараторы
- Источники опорного напряжения
- Операционные усилители
- Аудио-, видеоусилители
- Микросхемы для источников питания
- Аналоговые фильтры

Поставляются бесплатные образцы продукции



Москва, ул. Ивана Франко, д. 40, стр. 2
Тел./факс: (495) 97-000-99

Почта: 121351, Москва, а/я 100
E-mail: platan@aha.ru

Усилители с токовой обратной связью

Николай Савенко (Санкт-Петербург)

Автор рассматривает теоретические аспекты работы усилителей с токовой обратной связью, особенности этих усилителей и примеры их практического применения.

ВВЕДЕНИЕ

В литературе по электронике часто используется термин «обратная связь» (ОС). Термины «усилитель с обратной связью по напряжению», «усилитель с токовой обратной связью» и «трансимпедансный усилитель» требуют некоторых пояснений, т.к. часто возникают разные толкования этих терминов. Иногда приходится наблюдать отступление от общепринятой терминологии, а иногда терминология просто не устоялась. Поэтому прежде всего поговорим о том, что подразумевается под этими терминами в данной статье.

Усилитель с ОС по напряжению (ОСН) — это усилитель, в котором при замкнутой петле ОС сигнал ОС представляет собой напряжение. Такими являются обычные операционные усилители (ОУ) — они реагируют на входное напряжение и выдают соответствующее напряжение на выходе. Поэтому далее для их обозначения будем применять аббревиатуру ОУОСН.

Усилитель с токовой обратной связью (ТОС) — это усилитель, в котором сигналом обратной связи является ток, а не напряжение, но усилитель генерирует на выходе сигнал напряжения (далее для их обозначения будем применять аббревиатуру ОУТОС).

Обратите внимание, что эти два усилителя обладают различными

структурами, но при замкнутой петле ОС результат получается одинаковым: нулевое дифференциальное напряжение на входе и нулевой входной ток. Идеальный ОУОСН имеет высокоимпедансный вход с нулевым входным током, и в результате действия ОС входное дифференциальное напряжение также равно нулю. Идеальный ОУТОС имеет низкоимпедансный вход (поэтому входное напряжение равно нулю), однако ТОС полностью компенсирует входной ток. Поэтому со стороны входа импеданс схемы также высок.

Трансимпедансный усилитель — его коэффициент передачи выражается как отношение выходного напряжения к входному току (V_O/I_{IN}), и поэтому имеет размерность сопротивления и выражается в омах; такой усилитель можно реализовать на базе обычного операционного усилителя (эта схема часто применяется в фотодиодных усилителях). Поэтому применять термин «трансимпедансный усилитель» нужно с осторожностью, понимая разницу между усилителем с ТОС с особой архитектурой и специальной схемой на «обычном» ОУ с ОСН, которая работает как трансимпедансный усилитель.

Прежде чем говорить об усилителях с ТОС, взглянем на упрощённую модель усилителя ОУОСН (рис. 1). В

неинвертирующей конфигурации ОУ усиливает дифференциальное напряжение ($V_{IN+} - V_{IN-}$) с коэффициентом усиления $A(s)$ ($A(s)$ — коэффициент усиления при разомкнутой цепи ОС); часть выходного сигнала, определяемая соотношением резисторов R_F и R_G , подаётся на вход. Если коэффициент усиления $A(s)$ самого ОУ достаточно большой, то при подключённой цепи отрицательной ОС напряжение на входах практически одинаково.

Здесь:

$$V_O = (V_{IN+} - V_{IN-})A(s).$$

С учётом обратной связи:

$$V_{IN-} = \frac{R_G}{R_G + R_F} V_O.$$

Тогда коэффициент передачи равен:

$$\frac{V_O}{V_{IN}} = 1 + \frac{R_F}{R_G} \frac{1}{1 + \frac{1}{LG}},$$

$$\text{где } LG = \frac{A(s)}{1 + \frac{R_F}{R_G}}.$$

Если резисторами R_F и R_G установлен большой коэффициент усиления, то полоса частот будет мала. При спаде характеристики 20 дБ на декаду произведение коэффициента усиления на полосу пропускания (GBW) будет постоянным для данного усилителя. Таким образом, повышение коэффициента усиления в 10 раз (на 20 дБ) приведёт к сужению полосы в 10 раз.

Обратимся теперь к упрощённой модели ОУ с ТОС. Неинвертирующий вход усилителя представляет собой высокоимпедансный вход буфера с единичным коэффициентом усиления, а инвертирующий вход — это низкоимпедансный выход буфера. Ток ошибки I_{err} может протекать через инверсный вход в любом направлении; за счёт того, что коэффициент усиления буфера равен единице, напряжение на обоих входах одинаково.

Коэффициент передачи (будем называть его трансимпедансом) $Z(s)$ имеет большое значение для постоянного тока; но с ростом частоты происходит снижение трансимпеданса со скоростью 20 дБ на декаду — точно так же, как спадает коэффициент усиления рассмотренного выше усилителя ОУОСН.

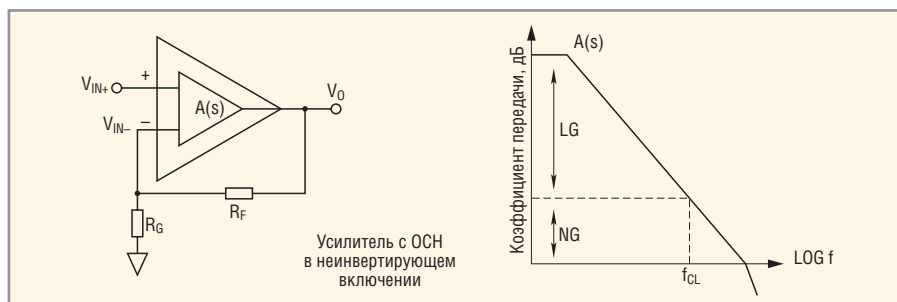


Рис. 1. Усилитель с ОС по напряжению

Передаточная функция усилителя с ТОС при замкнутой петле ОС вычисляется по следующей формуле:

$$\frac{V_O - V_{IN-}}{R_F} + \frac{-V_{IN-}}{R_G} + I_{err} = 0,$$

$$\text{где } I_{err} = V_O / Z(s).$$

Решаем уравнение относительно V_O/V_{IN-} :

$$\frac{V_O}{V_{IN-}} = 1 + \frac{R_F}{R_G} \frac{1}{1 + \frac{1}{LG}},$$

$$\text{где } LG = \frac{Z(s)}{R_F}.$$

Передаточная функция усилителя с ТОС при замкнутой петле ОС выглядит так же, как и в случае усилителя ОУОСН. Но обратите внимание: петлевое усиление ($1/LG$) в данном случае зависит только от резистора цепи ОС R_F и импеданса $Z(s)$, но не от $(1 + R_F/R_G)$. Эти два параметра — R_F и $Z(s)$ — определяют, таким образом, и ширину полосы усиления при замкнутой петле ОС (см. график Боде на рис. 2). Очевидно, что для данного типа усилителей коэффициент усиления слабо влияет на полосу пропускания (GBW не является постоянной величиной), что представляет собой одно из достоинств усилителя с ТОС.

На практике входной буфер не идеален и обладает некоторым выходным сопротивлением (обычно порядка 20...40 Ом), что влияет на параметры цепи ОС. Напряжение на двух входах уже не совсем одинаковое.

С учётом сопротивления R_O получаем:

$$\frac{V_O}{V_{IN-}} = 1 + \frac{R_F}{R_G} \frac{1}{1 + \frac{1}{LG}},$$

$$\text{где } LG = \frac{Z(s)}{R_F + R_O} \frac{1}{1 + \frac{R_F}{R_G}}.$$

Дополнительная составляющая R_O в сопротивлении цепи ОС на низких частотах сказывается незначительно, но с ростом частоты сигнала эта составляющая увеличивается, при этом петлевое усиление уменьшается, и таким образом ширина полосы частот уменьшается.

Необходимо ясно представлять себе следующую ситуацию. Если замкнуть выход усилителя на инвертирующий вход и устранить резистор R_G (как это делается в схеме повторителя на

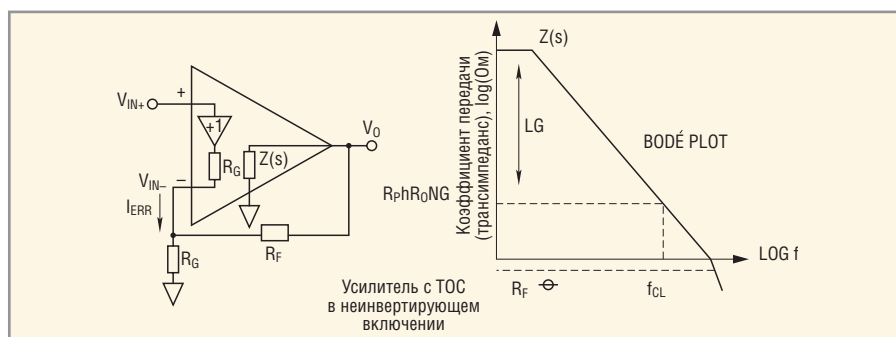


Рис. 2. Усилитель с токовой ОС

обычному ОУ), то в цепи ОС усилителя с ТОС ток будет ограничен величиной тока короткого замыкания. Чем меньше величина сопротивления R_F , тем больший ток будет проходить через этот резистор. При $R_F = 0$ характеристики $Z(s)$ и сопротивления ОС будут пересекаться в области полюсов высокого порядка. Наличие этих полюсов приведёт к сдвигу фазы сигнала на 180° , и усилитель станет нестабильным. Поэтому в усилителе с единичным коэффициентом усиления резистор R_F должен обязательно присутствовать в цепи ОС (рис. 3). Получить более широкую полосу усиления можно за счёт снижения запаса устойчивости усилителя (запаса фазы). Итогом будет наличие максимума АЧХ на высокой частоте, что проявится в виде выбросов и колебательных процессов («звона») в выходном сигнале.

В технических описаниях усилителей с ТОС приводится список оптимальных значений сопротивления резистора R_F для различных коэффициентов усиления.

Усилители с ТОС обладают высокой скоростью нарастания выходного напряжения. Несмотря на то что усилители с ОСН также могут обладать значительной скоростью нарастания выходного напряжения, усилители с ТОС потенциально более быстродействующие. Обычные усилители с ОСН, слегка нагруженные на выходе, обладают ограниченной скоростью нарастания выходного напряжения из-за наличия внутренней компенсирующей ёмкости.

Когда на вход усилителя с ОСН поступает большой импульс, входной каскад переходит в состояние насыщения. В усилителе с ТОС через низкоимпедансный вход может протекать достаточно большой импульсный ток (рис. 4). Внутреннее токовое зеркало, передавая этот ток на компенсирующий каскад, обеспечивает быстрый

заряд или разряд конденсатора. Высокая скорость нарастания выходного сигнала проявляется в малом времени установления выходного сигнала, меньшем уровне нелинейных искажений и более широкой полосе усиления для большого сигнала. В реальном усилителе с ТОС скорость нарастания выходного сигнала будет ограничена насыщением токового зеркала, которое способно обеспечить ток в 10...15 мА, и ограниченным быстродействием входного и выходного буферов.

Точность коэффициента усиления по постоянному току усилителя с ТОС

Точность коэффициента усиления усилителя по постоянному току опре-

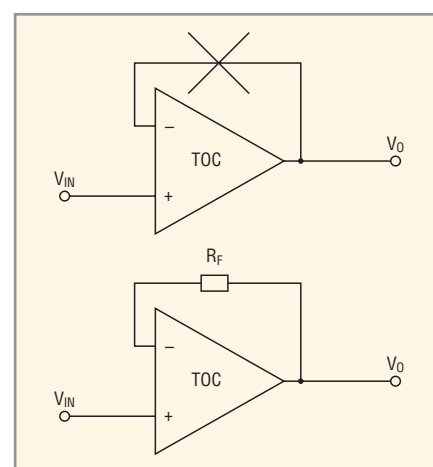


Рис. 3. Повторитель на базе усилителя с токовой ОС

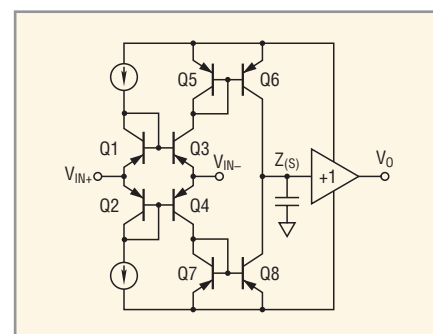


Рис. 4. Схема, поясняющая устройство усилителя с токовой ОС

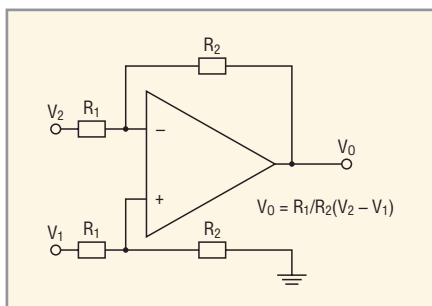


Рис. 5. Схема дифференциального усилителя на базе ОУТОС

деляется в основном соотношением сопротивлений резисторов в цепи ОС и коэффициентом передачи (трансимпеданса). При типичных значениях трансимпеданса 1 МОм, $R_{OC} = 1$ кОм и $R_0 = 40$ Ом погрешность коэффициента усиления при единичном усилении составит около 0,1%. Увеличение значений трансимпеданса приводит к снижению погрешности коэффициента усиления. В тех случаях, когда требуется высокая точность коэффициента усиления, усилители с ТОС используются редко.

Однако во многих задачах время установления выходного сигнала является более важной характеристикой, чем точность коэффициента усиления. Несмотря на то, что усилители с ТОС обеспечивают очень высокую скорость нарастания выходного сигнала, во многих описаниях микросхем усилителей с ТОС приведено время установления выходного сигнала при точности сигнала только 0,1%, т.к. значительную погрешность привносят эффекты, связанные с изменением температуры транзисторов входного буфера. Эти изменения температуры связаны с изменениями входного сигнала. Они локальны и кратковременны и поэтому не успевают компенсироваться за счёт температурной связи между транзисторами. Эта погрешность снижается в том случае, если усилитель включен по инвертирующей схеме и синфазное напряжение на входе равно нулю.

Условия, при которых это температурное влияние представляет проблему, зависят от частоты и формы сигнала и от технологии изготовления усилителя. Например, в усилителях с ТОС фирмы Analog Devices, изготовленных по комплементарной биполярной технологии, описанное выше явление незаметно при частоте сигнала выше нескольких кГц. В системах коммуникации, где более

важную роль играет ширина полосы частот входного сигнала усилителя, эти температурные искажения не играют заметной роли. Но если входной сигнал изменяется ступенчато, как, например, при передаче видеоизображений, эти искажения могут быть значительными в момент ступенчатого изменения уровня напряжения. В таких случаях усилители с ТОС применять не следует, т.к. они не смогут обеспечить высокие характеристики при переходном процессе.

ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ УСИЛИТЕЛЕЙ С ТОС

Инвертирующий вход усилителя с ТОС, как говорилось выше, имеет низкий импеданс (после завершения переходных процессов). Благодаря этому, а также тому, что суммирующая точка имеет потенциал «земли» даже до окончания времени установления сигнала в петле ОС, усилители с ТОС будут очень хорошо работать при инвертирующем включении, т.к. в суммирующей точке петли ОС выбросы напряжения не возникают. Напомним, что у обычных усилителей с ОСН при работе с высокоскоростными сигналами выбросы напряжения возникают. Также напомним, что в инвертирующей схеме усилитель с ТОС обеспечивает максимальную скорость нарастания выходного сигнала и имеет минимальную составляющую погрешности, возникающую из-за температурных переходных процессов.

Усилитель с ТОС можно включить по схеме преобразования тока в напряжение, но с некоторыми оговорками: полоса частот усилителя зависит от величины сопротивления резистора ОС. Кроме того, токовый шум инвертирующего входа может быть довольно велик. При усилении малых сигналов увеличение сопротивления в цепи ОС увеличит соотношение сигнал/шум резистора. Если увеличить сопротивление резистора ОС в два раза, то коэффициент усиления сигнала повысится в два раза, но шум резистора увеличится только в 1,41 раз. К сожалению, влияние шума тока тоже увеличивается в два раза. Кроме того, полоса усиления сужается. В схеме фотодиодного усилителя высокий уровень шума тока может оказаться препятствием для применения усилителей с ТОС. Если уровень шума резистора приемлем, то величина сопро-

тивления резистора ОС выбирается в соответствии с требованиями к полосе частот. Для получения большого коэффициента усиления рекомендуется использовать второй усилитель.

Таким образом, шум тока в усилителях с ТОС несколько более высок, чем в обычных ОУОСН. В усилителях с ТОС спектральная плотность шумового тока может составлять 20...30 пА/√Гц. Однако спектральная плотность напряжения шума в усилителях с ТОС обычно меньше аналогичного параметра усилителей с ОСН (обычно она меньше 2 нВ/√Гц). При единичном усилении основным источником шума является шумовой ток инвертирующего входа, протекающий через резистор обратной связи. При плотности шумового тока 20 пА/√Гц и сопротивлении резистора R_F 750 Ом плотность напряжения шума будет составлять 15 нВ/√Гц, и именно этот шум будет основным источником шума. Но если коэффициент усиления схемы увеличивать, шум на выходе, вызванный шумовым током, увеличиваться не будет. Поэтому при каком-то коэффициенте усиления основным источником шума станет шум напряжения. Например, при коэффициенте усиления 10 шумовой ток будет вносить только 1,5 нВ/√Гц (плотность шума, приведённая ко входу). Если плотность напряжения шума равна 2 нВ/√Гц, то в результате мы получим 2,5 нВ/√Гц (корень из суммы квадратов), не считая шума резистора.

Если учитывать эти особенности, усилитель с ТОС может оказаться вполне подходящим устройством для малошумящей схемы.

ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ НА БАЗЕ УСИЛИТЕЛЯ С ТОС

Разработчики часто задаются таким вопросом: возможно ли на базе ОУТОС реализовать схему классического дифференциального усилителя на четырёх резисторах (рис. 5)?

Да, действительно, сопротивления входов усилителя с ТОС различны, и это создает некоторые проблемы. Они связаны с тем, что на низких частотах коэффициент ослабления синфазного сигнала (КОСС) такого дифференциального усилителя ограничен точностью соотношений внешних резисторов. При точности резисторов 0,1% КОСС составляет величину порядка 66 дБ. На более высоких частотах на-

чинает играть роль постоянная времени, определяемая входными импедансами. Быстродействующие усилители с ОСН обычно обладают весьма высокой степенью совпадения емкостей двух входов. При использовании таких усилителей КОСС может достигать 60 дБ на частоте 1 МГц. Но в усилителе с ТОС входы несбалансированы, и их ёмкость может несколько различаться. Это означает, что для неинвертирующего (низкоимпедансного) входа нужно применять низкоомные резисторы (100...200 Ом), чтобы за их счёт минимизировать разброс постоянных времени двух входов. Если резисторы выбраны оптимальным образом, то на высоких частотах для усилителя с ТОС можно получить КОСС не хуже, чем для усилителя с ОСН. Если необходимо достичь более высоких значений КОСС на высокой частоте, то лучше всё же применить интегральный дифференциальный усилитель (например, AD830 обеспечивает КОСС не менее 75 дБ на частоте 1 МГц и 53 дБ на частоте 10 МГц).

Подстройка полосы частот усилителя с ТОС при помощи конденсатора в цепи ОС

При использовании усилителя с ТОС для этих целей надо учитывать его особенности. Если в обычном усилителе ОУОСН при подключении конденсатора появляется дополнительный полюс характеристики, то в усилителе с ТОС появляется дополнительный полюс и ноль (рис. 6). Стабильность такого усилителя будет определяться запасом по фазе.

Частота полюса будет определяться величиной $1/(2(R_F C_F))$, частота нуля характеристики будет более высокой: $1/[2(R_F \| R_G \| R_0) C_F]$. Если характеристики Z_F (петли ОС) и Z_{OL} (усилителя с разомкнутой петлёй ОС) пересекутся на слишком высокой частоте, то из-за слишком большого сдвига фазы сигнала усилитель может стать нестабильным.

Если сопротивление R_F будет бесконечно велико, мы получим схему интегратора. В такой схеме частота полюса будет довольно низкой, а коэффициент передачи петли ОС будет очень высоким на высоких частотах. Такой интегратор можно сделать стабильным, если добавить резистор последовательно с интегрирующим конденсатором, чтобы резистор

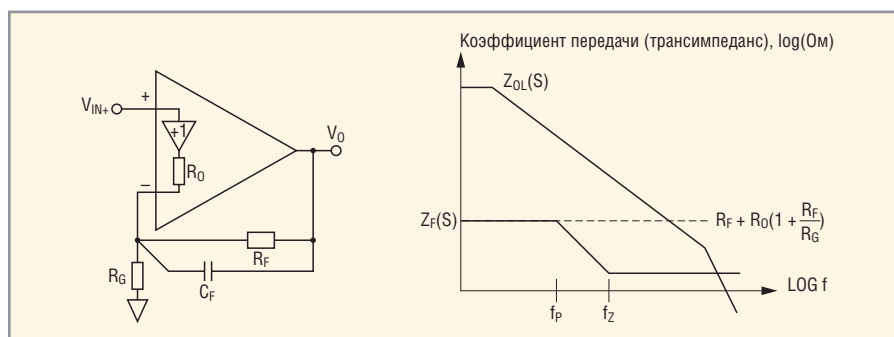


Рис. 6. Подключение конденсатора C_F в цепи ОС

ограничивал коэффициент передачи петли ОС на высокой частоте (рис. 7).

$$\frac{V_O}{V_i} = -\frac{1}{sRC}$$

$$\frac{V_O}{V_i} = -\frac{R_F}{R_G} \frac{s + \frac{1}{R_F C}}{s}$$

На усилителе с ТОС почти невозможно реализовать фильтры, в которых имеется зависимость от частоты реактивная обратная связь. Однако можно создать фильтр с помощью схемы Саллена-Ки, в которой ОУ применяется в качестве просто усилителя с некоторым определённым значением коэффициента усиления. (рис. 8).

$$\frac{V_O}{V_i} = \frac{s \frac{K}{RC}}{s^2 + s \frac{\omega_c}{Q} + \omega_c^2}, \text{ где } s = j\omega.$$

Несколько слов о влиянии шунтирующего конденсатора C_{IN} , подключенного к инвертирующему входу (рис. 9). Известно, что в случае обычного ОУОСН такой конденсатор создаст дополнительный полюс, увеличит скорость спада АЧХ и увеличит сдвиг фазы сигнала, что приведёт к неустойчивости усилителя, если не компенсировать эту ёмкость. Такой же эффект данная ёмкость произведёт и в случае усилителя с ТОС, но для усилителя с ТОС эта проблема менее значима.

Частота нуля f_{Z1} (рис. 9) составляет $1/[2(R_F \| R_G \| R_0) C_{IN}]$. Этот ноль приводит к тем же неприятностям, что и в случае обычного ОУОСН, но частота f_{Z1} будет гораздо более высокой благодаря низкому сопротивлению входа усилителей с ТОС.

Предположим, мы применяем широкополосный ОУ с ОСН, $R_F = 750$ Ом, $R_G = 750$ Ом и $C_{IN} = 10$ пФ. В этом случае частота нуля будет равна $1/[2\pi(R_F \| R_G) C_{IN}]$. Это примерно 40 МГц, тогда как у усилителя с ТОС при со-

противлении инвертирующего входа 40 Ом ноль будет «отодвинут» до частоты примерно 400 МГц. Предположим, у обоих рассматриваемых усилителей частота единичного усиления составляет 500 МГц. Тогда для усилителя с ОСН потребуется компенсирующий конденсатор в цепи ОС. Он уменьшит эффект конденсатора C_{IN} , но одновременно уменьшит ширину полосы усилителя.

В случае усилителя с ТОС тоже появится фазовый сдвиг, вносимый дополнительным нулём, но не столь значительный, как в случае ОУОСН, т.к. этот ноль находится на гораздо более высокой частоте. Ширина полосы усилителя будет большей, и компенса-

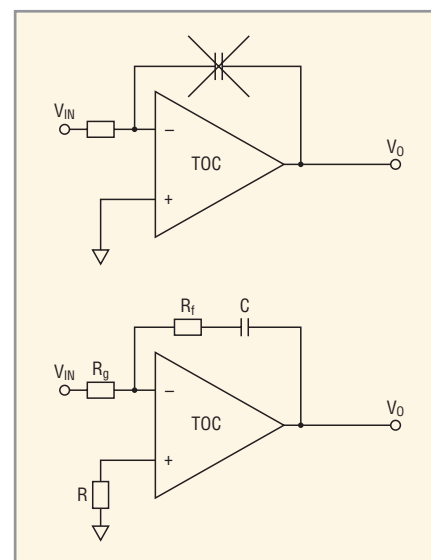


Рис. 7. Интегратор на базе ОУТОС

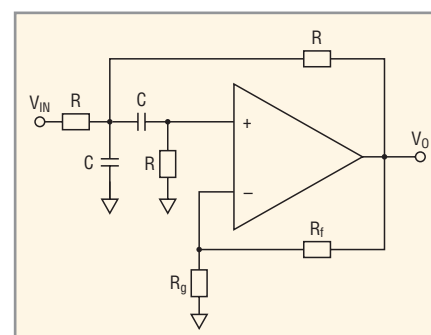
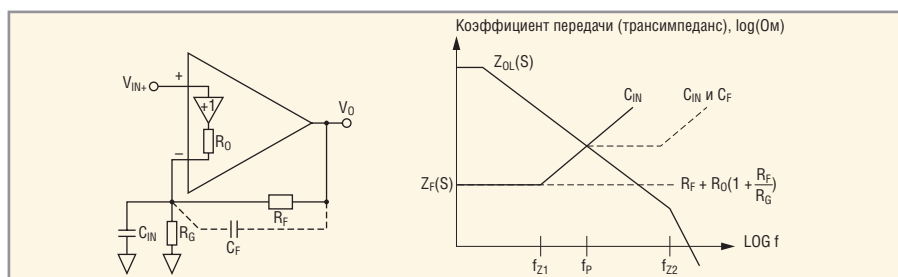


Рис. 8. Фильтр на базе ОУТОС

Рис. 9. Влияние шунтирующего конденсатора C_{IN}

ция потребуется только в тех случаях, когда необходимо достичь высокой равномерности АЧХ в рабочей полосе частот (такие требования характерны для цепей усиления видеосигналов)

или получить оптимальную импульсную характеристику. Форму характеристики можно улучшить, если добавить конденсатор небольшой ёмкости параллельно резистору R_F . Чтобы по-

Наиболее популярные современные усилители с ТОС

Обозначение модели	Число каналов	Напряжение смещения V_{OS} , мВ	Полоса по уровню -3 дБ, МГц	Скорость нарастания выходного напряжения, В/мкс	Выходной ток, мА	Напряжение питания, В	Потребляемый ток, мА	Цена, US \$*
AD810	1	1,5	80	1000	60	5...36	8	1,94
AD811	1	0,5	140	2500	100	9...36	16	2,37
AD8000	1	1	1580	4100	100	4,5...12	14,3	1,68
AD8003	3	0,7	1650	3800	100	4,5...10	10	2,89
AD8004	4	1	250	3000	50	4...12	4,25	3,95
AD8005	1	5	270	1500	10	4...12	0,425	1,47
AD8007	1	0,5	650	1000	50	5...12	10	1,19
AD8009	1	2	1000	5500	175	5...12	16	1,43
AD8011	1	2	400	3500	30	3...12	1,3	2,27
AD8012	2	1	350	2250	125	3...12	0,9	2,14
AD8013	3	2	480	1000	30	4,2...13	4	3
AD8072	2	2	100	500	30	5...12	5	1,5
LM6181	1	5	100	1400	130	7...32	7,5	1,24
LM6182	2	2	100	2000	130	7...32	7,5	1,24
LT1217	1	1	10	500	50	10...30	1	—
LT1223	1	1	100	1000	50	10...30	6	—
LT1227	1	—	140	1100	30	4...30	10	—
LT1395	1	—	400	800	80	10	4,6	—
LT1396	2	—	400	800	80	10	4,6	—
LT1397	4	—	400	800	80	10	4,6	—
MAX4112	1	—	500	1200	65	10	5	1,5
MAX4113	1	—	275	1800	65	10	5	1,5
MAX4117	2	—	500	1200	65	10	5	1,75
MAX4118	2	—	275	1800	65	10	5	1,75
MAX4119	4	—	270	1200	65	10	5	2,5
MAX4120	4	—	300	1800	65	10	5	2,5
MAX4223	1	—	1000	1100	80	10	6	2,15
MAX4224	1	—	600	1700	80	10	6	2,15
MAX4225	2	—	1000	1100	80	10	6	2
MAX4226	2	—	1000	1100	80	10	6	2
MAX4227	2	—	600	1700	80	10	6	2,1
MAX4228	2	—	600	1700	80	10	6	2,1
OPA683	1	3,5	200	400	110	5...12	2,1	1,2
OPA2683	2	3,5	200	400	110	5...12	2,1	1,9

* Цены действительны для США из расчёта за одну штуку в партии 1000 шт.

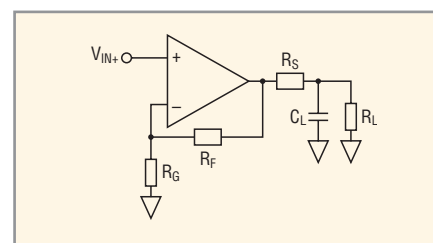


Рис. 10. Схема подключения емкостной нагрузки

лучить запас по фазе не менее 45° , конденсатор в цепи ОС должен быть таким, чтобы вносимый им полюс располагался на частоте, где пересекаются характеристики Z_F и Z_{OL} , т.е. на частоте f_P . Плюс ко всему следует помнить о появлении высокочастотного полюса f_{Z2} , связанного с конденсатором в цепи ОС.

Работа усилителя с ТОС на ёмкостную нагрузку

Ёмкостная нагрузка для усилителя с ТОС представляет собой ту же проблему, что и для ОУОСН (увеличение фазового сдвига сигнала). Это увеличение приводит к уменьшению запаса по фазе и к возможной неустойчивости усилителя. Описано много способов решения проблемы емкостной нагрузки, но наиболее популярным решением для быстродействующих усилителей является добавление резистора последовательно с выходом усилителя (рис. 10).

Резистор находится вне петли ОС, но последовательно с нагрузкой, и усилитель работает уже не на чисто емкостную нагрузку. В случае усилителя с ТОС можно увеличить сопротивление резистора R_F и таким образом снизить коэффициент передачи петли ОС. Но при любом подходе ширина рабочей полосы ОУ уменьшится, снизится скорость нарастания и увеличится время установления выходного сигнала. Лучший подход — это экспериментально оптимизировать конкретную схему усиления в зависимости от решаемой задачи (например: максимальная скорость нарастания сигнала; время установления для указанной точности; минимальный выброс переходной характеристики; равномерность АЧХ).

Усилитель с ТОС при низком напряжении питания

В области низковольтных усилителей всё же лидируют усилители с

ОСН в силу ряда причин. Усилители, которые работают при выходном напряжении, приближающемся к напряжению питания (rail-to-rail), обычно имеют на выходе не эмиттерный повторитель, а каскад с общим эмиттером, который позволяет выходному напряжению приближаться к напряжению источника питания на величину насыщения транзистора. Но эта схема включения при прочих равных условиях не может обеспечить быстродействие, аналогичное схеме включения с эмиттерным повторителем. Кроме того, каскад с общим эмиттером приводит к усложнению схемы и обладает высоким выходным импедансом. Так как усилители с ТОС предназначены в первую очередь для высокочастотных схем с большим выходным током, на выходе они имеют эмиттерные повторители.

Однако усилители с ТОС всё же используются в низковольтных схемах с одним источником питания. В настоящее время выпускаются усилители, способные работать при напряжении питания 5 В и даже меньше. Естественно, при проектировании нужно учитывать, что входной и вы-

ходной сигналы должны оставаться в пределах допустимого рабочего диапазона. Поэтому необходимо обеспечить сдвиг уровня питающего напряжения или развязку по постоянному току. Впрочем, эту манипуляцию приходится делать в большинстве случаев, когда речь идёт о схеме с однополярным питанием. Если же сигнал на выходе усилителя должен приближаться к уровню напряжения питания или требуется максимальный размах сигнала в рамках имеющегося напряжения питания, то усилитель с ТОС может оказаться не лучшим выбором для такой схемы.

Ещё одна проблема возникает, когда речь идёт о низкоомной нагрузке. Многие усилители типа rail-to-rail фактически не являются rail-to-rail при работе на нагрузку 50 или 75 Ом, так как напряжение насыщения VCE выходных транзисторов довольно велико при большом токе нагрузки. Поэтому выбор типа усилителя может стать непростой задачей. Но в общем, если необходима работа rail-to-rail, усилитель с ТОС не годится для данного случая; если же необходимо максимальное быстродействие и

большой выходной ток, то для такой схемы усилитель с ТОС может оказаться оптимальным.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Усилители с ТОС отнюдь не являются новинкой. Интегральные ОУТОС выпускаются уже десятки лет. Среди российских разработчиков электроники ОУТОС недостаточно популярны, и в первую очередь из-за отсутствия достаточной информации о данном устройстве. Например, в чрезвычайно популярной среди инженеров-разработчиков книге «Искусство схемотехники» (авторы П. Хоровиц и У. Хилл) ОУТОС упомянуты лишь вскользь. Им посвящено несколько строк в конце одной из глав, при том, что во время выхода книги перечень выпускаемых различными фирмами ОУТОС уже был достаточно широк. Автор надеется, что данная статья частично восполнит этот пробел.

В заключение читателям представлена таблица (далеко не полная), в которой перечислены наиболее популярные современные ОУТОС, выпускаемые ведущими производителями операционных усилителей. ©

СПЕЦИАЛИЗИРОВАННЫЙ ВЫСТАВОЧНЫЙ ПРОЕКТ

DISPLAY 14-16 июня 2006
МОСКВА ЦДХ

- Системы отображения специального исполнения
- Универсальные и специализированные экраны
- Отображение в системах связи и управления
- Городские информационно-справочные системы
- Средства отображения в рекламных технологиях
- Компоненты систем и средств отображения
- Информационные табло, мониторы, дисплеи
- Проекционное оборудование и системы
- Средства отображения на транспорте
- Средства отображения в военной технике

<http://display.chipexpo.ru>

Микросхемы для современных УМЗЧ

Игорь Безверхний (г. Киев, Украина)

Номенклатура микросхем для усилителей мощности звуковой частоты (УМЗЧ), представленных на рынке России и стран СНГ, измеряется тысячами наименований. Предлагаемая статья поможет разобраться в тенденциях развития и особенностях этих микросхем на конкретных примерах.

Один из старейших производителей микросхем для УМЗЧ – фирма Sanyo Electric Co. [1]. В новых изделиях фирма рекомендует использовать около пятидесяти микросхем УМЗЧ [2]; из них только три – монолитные (интегральные), а остальные – гибридные, выполненные по тонкопленочной технологии. Рассмотрим некоторые микросхемы этой фирмы, основные параметры которых сведены в табл. 1. (см. [2]).

Микросхемы LA4625 и LA4628 фирмы SANYO

LA4625 и LA4628 – это микросхемы УМЗЧ общего применения, имеющие

мостовой выход и дежурный режим. Их внутренняя структура и корпуса одинаковы (SIP14HZ); совместимы они и по выводам, что позволяет использовать для изделий на этих микросхемах одни и те же печатные платы. Микросхемы различаются только выходной мощностью и напряжением питания. Функциональная схема микросхем LA4625 и LA4628 с элементами внешней «обвязки» показана на рис. 1, а назначение выводов дано в табл. 2. В этой же таблице указаны режимы микросхем LA4625 и LA4628 по постоянному току.

Из рис. 1 видно, что микросхемы содержат фазоинвертор (1) и два

одинаковых канала усиления, каждый из которых состоит из двух предоконечных усилителей (2, 3 и 6, 7) и двух выходных УМ (4, 5 и 8, 9). Усилители работают в противофазе, что позволяет подключать нагрузку по мостовой схеме (между выходами этих УМ [3]). Каждый канал имеет три схемы защиты от коротких замыканий:

- в нагрузке (10, 13);
- выходных выводов на корпус (12, 14);
- выходных выводов на плюс источника питания (11, 15).

Кроме того, микросхемы LA4625 и LA4628 содержат общие для обоих каналов узлы:

- электронный фильтр напряжения питания (16);
- цепи смещения (17);
- коммутатор дежурного режима (18);
- схему предотвращения щелчков (19);
- схему защиты от перенапряжения (20);

Таблица 1. Основные параметры ряда микросхем УМЗЧ фирмы Sanyo

Тип ИС	Выходная мощность, Вт	Номинальное напряжение питания, В	Коэффициент нелинейных искажений, %	Особенности выходного каскада УМЗЧ	Количество каналов	Рекомендуемое сопротивление нагрузки, Ом	Корпус	Особенности			
LA4625	13,5	12	10	Мост	2	4	SIP14HZ	Совместимы по выводам			
LA4628	20	13,5									
LA4663	16 /15	15 /13	—						4/6		—
STK403-430	20 (20 Гц...20 кГц) /30 (1 кГц)	±23	0,6 /10	Полумост	6	6	SIP28	6-канальные усилители класса АВ (совместимы по выводам)			
STK403-440	25 (20 Гц...20 кГц) /40 (1 кГц)	±26									
STK403-450	30 (20 Гц...20 кГц) /45 (1 кГц)	±28									
STK404-050S	30 (20 Гц...20 кГц) /45 (1 кГц)	±26	0,4 /10		1		6	SIP10	Усилители (класса АВ) для сабвуфера со встроенной схемой термозащиты		
STK404-070S	40 (20 Гц...20 кГц) /60 (1 кГц)	±30									
STK404-090S	50 (20 Гц...20 кГц) /80 (1 кГц)	±32									
STK404-100S	60 (20 Гц...20 кГц) /90 (1 кГц)	±35									
STK404-120S	80 (20 Гц...20 кГц) /120 (1 кГц)	±41									
STK404-130S	100 (20 Гц...20 кГц) /150 (1 кГц)	±45									
STK404-140S	120 (20 Гц...20 кГц) /180 (1 кГц)	±51									
STK412-090	50	±37 и ±27	0,7		2	8	SIP18	Двухканальные УМЗЧ класса Н (с переключаемым напряжением питания)			
STK412-000	60	±39 и ±29									
STK412-010	70	±43 и ±30									
STK412-020	80	±45 и ±32									
STK412-030	100	±51 и ±34									
STK412-040	120	±54 и ±36									
STK412-150	150	±57 и ±38	0,8				6		SIP22		
STK412-170	180	±54 и ±37					4				

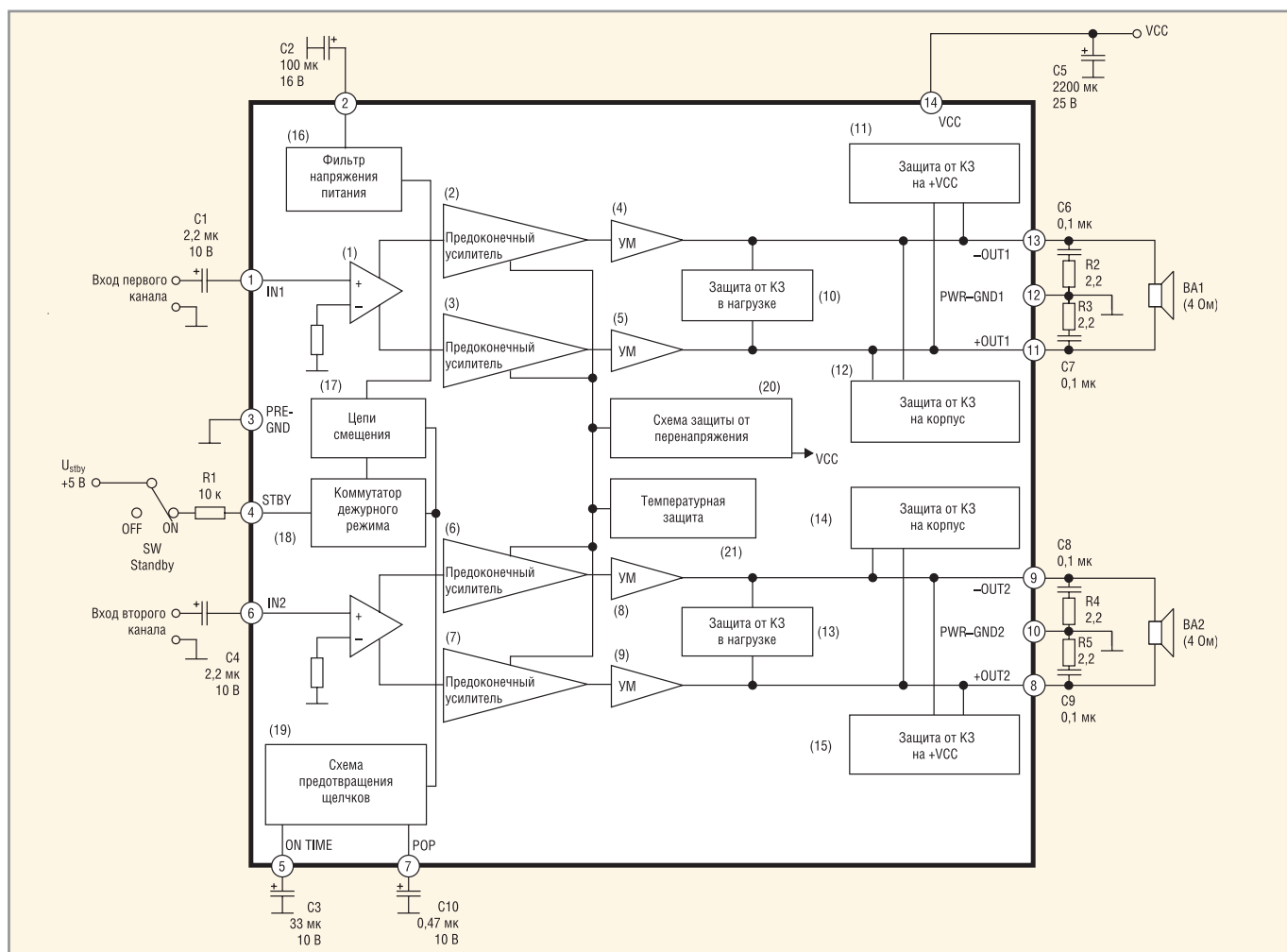


Рис. 1. Функциональная схема микросхем LA4625 и LA4628 с элементами внешней «обвязки»

- схему температурной защиты (21).

Микросхемы могут быть переведены в дежурный режим подачей высокого потенциала через разделительный резистор R1 на вывод 4. В дежурном режиме (Standby) усилитель выключен, и ток потребления уменьшается до 10 мА.

Назначение внешних деталей микросхем LA4625 и LA4628 (см. рис. 1) следующее:

C1, C4 – разделительные конденсаторы;

C2 – развязывающий конденсатор фильтра питания;

C3 – конденсатор, который задаёт задержку включения УМЗЧ при подаче напряжения питания (при C3 = 33 мкФ задержка включения составляет 0,6 с);

C5 – конденсатор блокировки источника питания по переменной составляющей тока микросхемы;

C6R2, C7R3, C8R4, C9R5 – демпфирующие цепи, в этих цепях следует использовать конденсаторы с плёночным полиэстеровым диэлектриком (майларовые);

C10 – накопительный конденсатор схемы подавления щелчков при включении и выключении;

R1 – ограничивающий резистор в цепи подачи команды Standby на вывод 4.

Ток через этот вывод не должен превышать 500 мкА. Сопротивление резистора R1 (в килоомах) для максимальной величины тока, в зависимости от прикладываемого управля-

Таблица 2. Назначение выводов и режим микросхем УМЗЧ LA4625 и LA4628

Вывод	Обозначение	Назначение	Режим, В	
			LA4625	LA4628
1	IN1	Вход первого канала	1,46	1,55
2	DC	Вывод подключения развязывающего конденсатора	5,18	6,63
3	PRE-GND	«Земля» предварительного усилителя	0	0
4	STBY	Вход включения дежурного режима	3,21	3,21
5	ON TIME	Вывод подключения времязадающего конденсатора задержки включения	2,26	2,32
6	IN2	Вход второго канала	1,46	1,55
7	POP	Вывод подключения конденсатора схемы подавления щелчков	2,05	2,07
8	+OUT2	Прямой выход второго канала	5,21	6,6
9	-OUT2	Инверсный выход второго канала	5,21	6,5
10	PWR-GND2	«Земля» выходного каскада второго канала	0	0
11	+OUT1	Прямой выход первого канала	5,21	6,5
12	PWR-GND1	«Земля» выходного каскада первого канала	0	0
13	-OUT1	Инверсный выход первого канала	5,21	6,6
14	VCC	Ввод напряжения питания	12	13,5

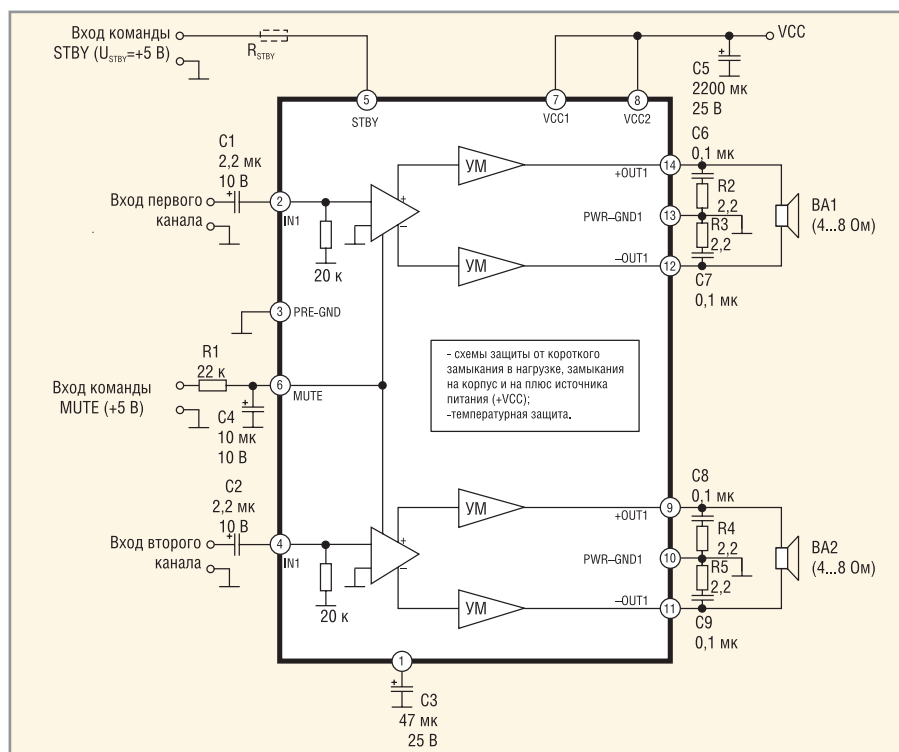


Рис. 2. Функциональная схема микросхемы LA4663 с элементами внешней «обвязки»

щего напряжения U_{STBY} , рассчитывается по формуле:

$$R1 = \frac{(U_{STBY} - 1,4) B}{0,5 \text{ мА}} - 10 \text{ кОм}.$$

При необходимости в УМЗЧ на микросхемах LA4625 и LA4628 можно организовать режим «приглушения» (MUTE). Для этого достаточно предусмотреть коммутацию вывода 5 этих микросхем на «землю». Инерционность выхода из этого режима будет определяться величиной ёмкости конденсатора C3. Более подробную

информацию об этих микросхемах можно найти в [4, 5].

МИКРОСХЕМА LA4663 ФИРМЫ SANYO

Микросхема LA4663 – также общего применения, но фирма позиционирует её как основу для создания стереофонических УМЗЧ магнитол и плееров (в частности, CD/MD), музыкальных инструментов, микрокомпонентных акустических систем и активных громкоговорителей с улучшенным соотно-

шением качества воспроизведения и цены [6].

Функциональная схема микросхемы LA4663 с элементами внешней «обвязки» изображена на рис. 2, а назначение выводов и режим по постоянному току даны в табл. 3.

Микросхема LA4663 имеет мостовой выход, дежурный режим и режим «приглушения» (MUTE). По функциональным возможностям и внутренней структуре она близка к микросхемам LA4625 и LA4628.

Рассмотрим назначение внешних деталей в типовой схеме включения микросхемы LA4663 (см. рис. 1):

C1, C2 – разделительные конденсаторы; C3 – развязывающий конденсатор фильтра питания, который одновременно задаёт задержку включения УМЗЧ при подаче напряжения питания. Если $C3 = 47 \text{ мкФ}$, то задержка включения составляет 0,6...0,7 с при подавлении пульсаций напряжения питания (SVRR) на мостовом выходе приблизительно 63 дБ, а между каждым выходным выводом и «землей» – 47 дБ;

C5 – конденсатор блокировки источника питания по переменной составляющей тока микросхемы;

C6R2, C7R3, C8R4, C9R5 – демпфирующие цепи, в которых следует использовать конденсаторы с плёночным диэлектриком (майларовые);

R1C4 – цепь, задающая время включения и выключения режима «приглушения» (MUTE). Конденсатор C4 должен быть установлен и в том случае, когда режим MUTE не используется.

Ток, протекающий через вывод 5 при подаче команды включения дежурного режима (STBY) +5 В, приблизительно равен 240 мкА. Диапазон допустимого напряжения команды включения дежурного режима на выводе 5 – в пределах 2,5...9 В. При использовании для формирования этой команды источника питания с напряжением U_{STBY} , превышающим 9 В, последовательно с выводом 5 необходимо включить ограничивающий резистор R_{STBY} , сопротивление которого (в килоомах) для тока 500 мкА рассчитывается по формуле:

$$R_{STBY} = \frac{(U_{STBY} - 1,4) B}{0,5 \text{ мА}} - 15 \text{ кОм}.$$

Подробнее о микросхеме LA4663 см. в [6].

Таблица 3. Назначение выводов и режим микросхемы УМЗЧ LA4663

Вывод	Обозначение	Назначение	Режим, В
1	RF	Вывод подключения развязывающего конденсатора	14,32
2	IN1	Вход первого канала	0,003
3	PRE-GND	«Земля» предварительного усилителя	0
4	IN2	Вход второго канала	0,003
5	STBY	Вход включения дежурного режима	5
6	MUTE	Вход команды приглушения	0,021
7	VCC1	Ввод напряжения питания канала 1	15
8	VCC2	Ввод напряжения питания канала 2	15
9	+OUT2	Прямой выход второго канала	6,84
10	PWR-GND2	«Земля» выходного каскада второго канала	0
11	-OUT2	Инверсный выход второго канала	6,84
12	-OUT1	Инверсный выход первого канала	0
13	PWR-GND1	«Земля» выходного каскада первого канала	6,84
14	+OUT1	Прямой выход первого канала	6,84

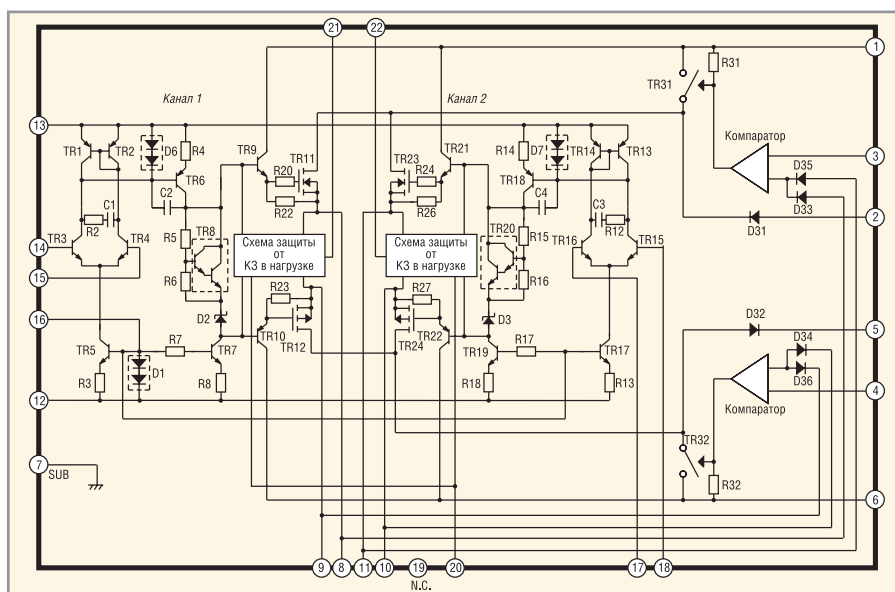
КРАТКИЙ ОБЗОР ГИБРИДНЫХ МИКРОСХЕМ УМЗЧ ФИРМЫ SANYO

Рассмотрим некоторые особенности гибридных микросхем (микросборок) УМЗЧ, перечисленных в табл. 1.

Серия STK402-000 состоит из трёх микросхем разной мощности: STK403-430, STK403-440 и STK403-450, совместимых по выводам. Каждая из этих микросхем представляет собой шестиканальный усилитель с полумостовым выходом и двуполярным питанием. Выходные каскады усилительных каналов микросхемы работают в режиме класса АВ. Они выполнены по квазикомплементарной схеме на составных биполярных транзисторах разной проводимости (по схеме Дарлингтона). Микросхемы имеют дежурный режим (Standby) и режим «приглушения» (MUTE). Они различаются только номинальным значением выходной мощности и напряжением питания (см. таблицу 1). Более подробную информацию об этих микросхемах можно найти в [7 – 9].

Для разработчиков может представлять интерес серия гибридных микросхем STK404-000, которая специально разработана для создания УНЧ сабвуфера. Микросхемы этой серии – одноканальные УМЗЧ с квазикомплементарным выходным каскадом класса АВ на составных биполярных транзисторах, питающиеся двуполярным напряжением. Кроме того, для их работы необходимо дополнительное напряжение питания +12 В для предварительного усилителя (усилителя напряжения). Параметры основных микросхем этой серии также можно найти в табл. 1, а подробную информацию – в [10 – 13].

Для автомобильных УМЗЧ и некоторых иных применений в последнее время всё чаще стали использовать УМЗЧ, в которых выходной каскад работает в так называемом режиме класса Н (с изменяемым напряжением питания). Фирма Sanyo выпускает серию гибридных микросхем УМЗЧ класса Н – STK412-000. Собственно, сам выходной каскад УМЗЧ класса Н работает обычно в режиме АВ, но напряжение питания этого каскада зависит от уровня выходного сигнала. При малых уровнях сигнала напряжение питания малое (VL), а при больших – большое (VH). Всё это зна-



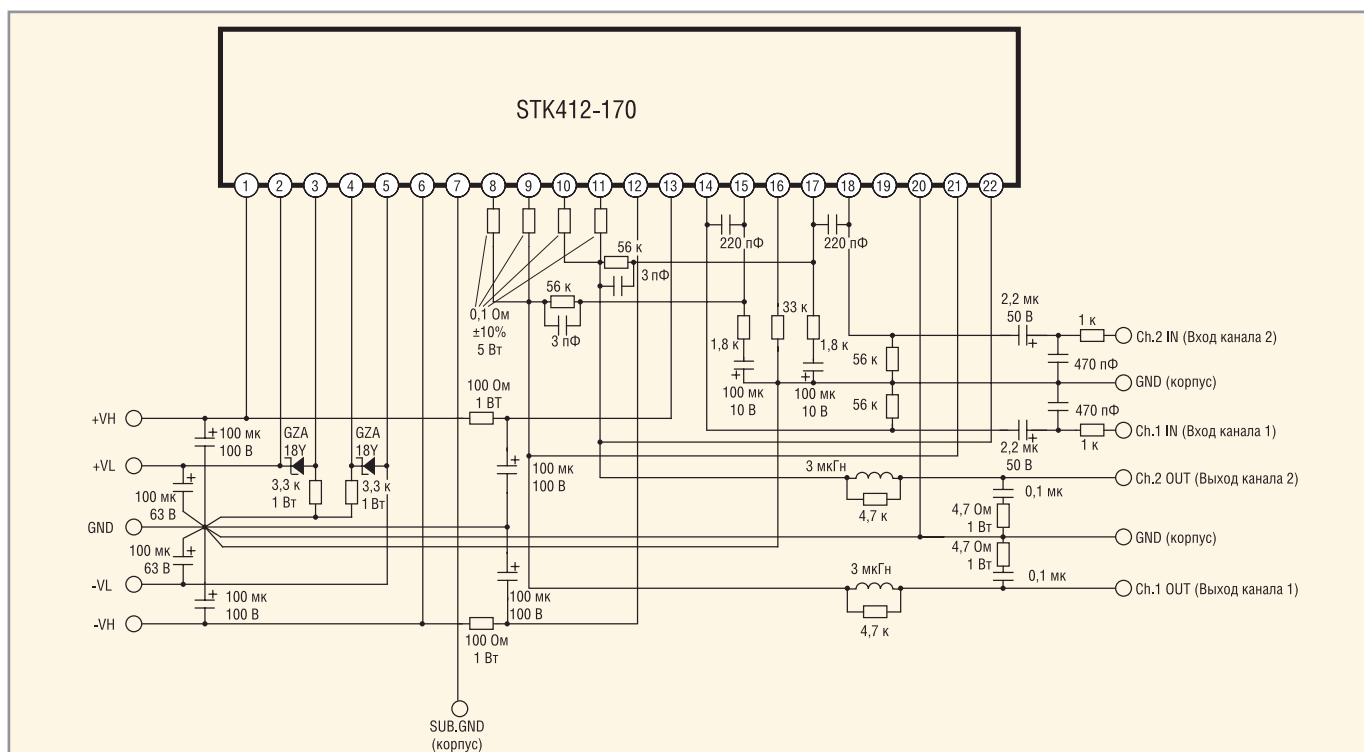


Рис. 4. Схема включения гибридной микросхемы УМЗЧ STK412-170

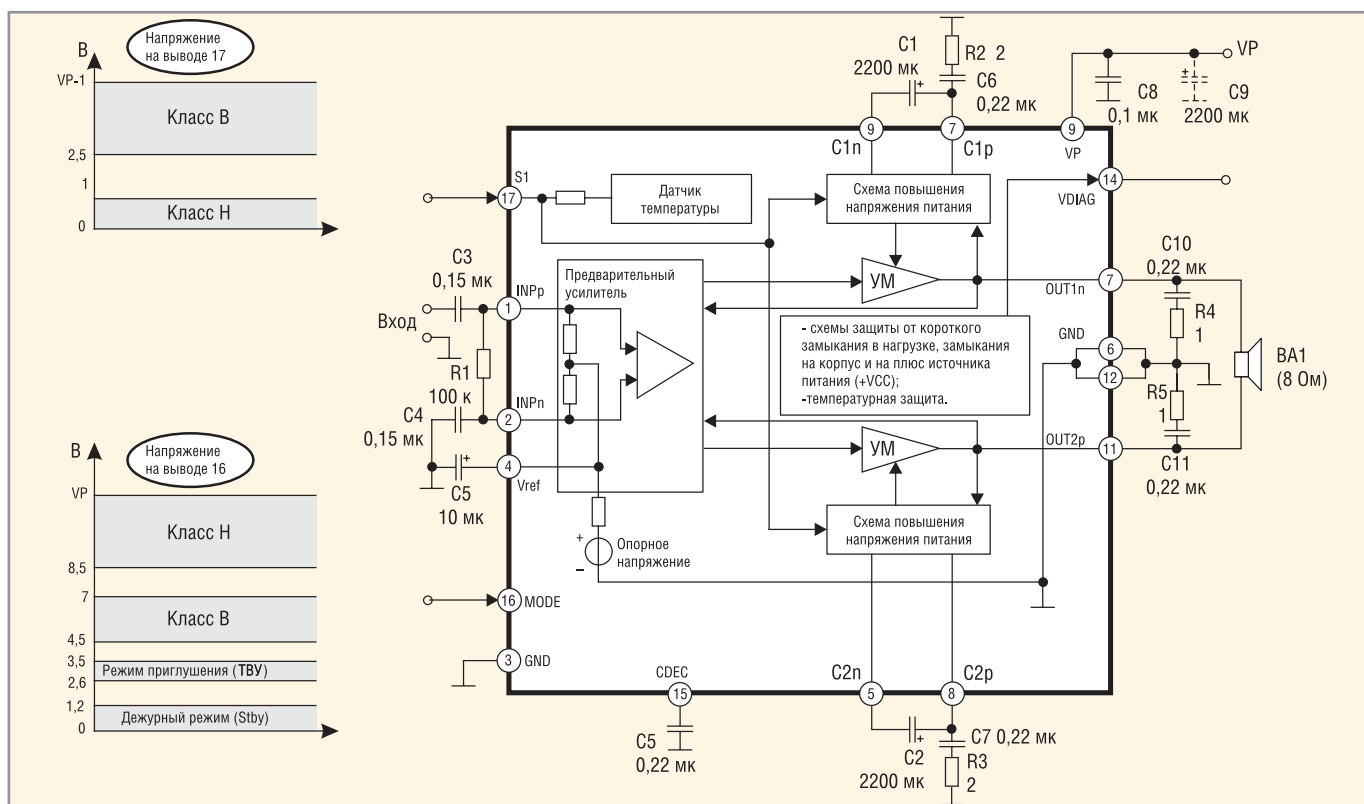


Рис. 5. Функциональная схема микросхемы TDA1560Q с элементами внешней «обвязки»

ние: истоки выходных транзисторов микросхемы (выводы 8, 9 – первый канал и 10, 11 – второй канал) подключены к выходам (нагрузкам) через ограничивающие (симметрирующие) резисторы 0,1 Ом. При нормальной работе на выходах каналов (в средних точках) постоянные напряжения равны 0 В (точнее, $-70...-70$ мВ). Эти на-

пряжения прикладываются к входам схем защиты от короткого замыкания в нагрузку – выводам 21 (канал 1) и 22 (канал 2). Схема защиты срабатывает, запирая выходной каскад соответствующего канала микросхемы, когда напряжение на выходе этого канала (в средней точке) в течение 0,3 с будет значительно отличаться от 0 В.

Как переключается напряжение питания микросхемы при изменении уровня сигнала? При отсутствии сигнала или небольшом его уровне микросхема получает низкое двуполярное напряжение питания $\pm V_L$, которое поступает с выводов 2 и 5 через разделительные диоды D31 и D32 (см. рис. 3). Электронными ключами

TR31 и TR32, переключающими напряжения питания, управляют компараторы, пороги срабатывания которых (на 11 В ниже V_H) определяются внешними стабилитронами. Эти стабилитроны подключены между выводами 3 и 2, 4 и 5 микросхемы (см. рис. 4). Другие выводы компараторов внутри микросхемы через разделительные диоды D33, D34, D35 и D35 подключены к истокам выходных полевых транзисторов.

Компараторы откроют ключи, когда модуль напряжения сигнала превысит заданный порог. Это приведёт к тому, что через ключи TR31 и TR32 на выходной каскад будет поступать повышенное двуполярное питание $\pm V_H$, а $\pm V_L$ будет отключено, т.к. разделительные диоды D31 и D32 будут заперты. При уменьшении уровня сигнала ниже порога компаратор закроет ключи TR31 и TR32, и выходные каскады будут опять питаться пониженным напряжением.

При типовом включении STK412-170 предварительные усилители микросхемы запитаны двуполярным напряжением, которое поступает на выводы 13 и 12 от источника $\pm V_H$ через два фильтра, состоящих из резисторов по 100 Ом и конденсаторов по 100 мкФ (см. рис. 4).

Микросхемы УМЗЧ класса Н выпускаются и другими производителями. Рассмотрим самые распространённые из них, производимые фирмой Philips.

МИКРОСХЕМА УМЗЧ КЛАССА Н TDA1560Q ФИРМЫ PHILIPS

Микросхема TDA1560Q предназначена для создания экономичного УМЗЧ класса Н для автомобильных применений. Она представляет собой монофонический УМЗЧ с мостовым выходом, позволяющий получить выходной сигнал мощностью 40 Вт на нагрузке 8 Ом при напряжении питания 14,4 В. Особенность УМЗЧ класса Н состоит в том, что при малых сигналах (при выходной мощности до 10 Вт) микросхема работает как обычный двухтактный усилитель с мостовым выходом и однополярным питанием, а при большом уровне сигнала напряжение питания полумостов выходного каскада повышается в два раза за счёт того, что последовательно с источником включаются ранее заряженные конденсаторы C1 и C2.

Функциональная схема микросхемы TDA1560Q с элементами внешней «обвязки» показана на рис. 5. Микросхема изготавливается в корпусе с односторонним расположением выводов DBS17P (SOT243-1), назначение которых приведено в табл. 5

Рассмотрим подробнее подключения к некоторым выводам микросхемы. К выводам 5, 8 и 10, 13 подключены конденсаторы вольтодобавки выходных полумостов – неотъемлемая часть УМЗЧ класса Н. Если эти конден-

саторы не устанавливать, то микросхема будет работать в режиме класса АВ. Внешними установками напряжений на выводах 16 и 17 можно задать любой из четырёх режимов работы микросхемы (см. диаграммы на рис. 5):

- дежурный режим (STBY);
- режим приглушения (MUTE);
- режим работы класса Н;
- режим работы класса В.

Подачей на вывод 17 внешнего напряжения определённой величины (см. верхнюю диаграмму на рис. 5)

Таблица 5. Назначение выводов микросхемы УМЗЧ класса Н TDA1560Q

Вывод	Обозначение	Назначение
1	INPp	Неинвертирующий вход
2	INPn	Инвертирующий вход
3	GND	«Земля»
4	Vref	Опорное напряжение
5	C2n	Отрицательный вывод конденсатора вольтодобавки 2
6	GND	«Земля»
7	OUT1n	Инверсный выход
8	C2p	Положительный вывод конденсатора вольтодобавки 2
9	VP	Вход напряжения питания
10	C1p	Положительный вывод конденсатора вольтодобавки 1
11	OUT2p	Прямой выход
12	GND	«Земля»
13	C1n	Отрицательный вывод конденсатора вольтодобавки 1
14	VDIAG	Выход схемы диагностики (открытый коллектор)
15	CDEC	Конденсатор развязки
16	MODE	Вход выбора режима
17	S1	Вход переключения «Класс В/Класс Н»

Таблица 6. Назначение выводов микросхемы УМЗЧ класса Н TDA1562Q

Вывод	Обозначение	Назначение
1	IN+	Неинвертирующий вход
2	IN-	Инвертирующий вход
3	C1-	Отрицательный вывод конденсатора вольтодобавки 1
4	MODE	Вход выбора режима
5	C1+	Положительный вывод конденсатора вольтодобавки 1
6	PGND1	«Земля» цепей питания (вход 1)
7	OUT+	Прямой выход
8	DIAG	Выход схемы диагностики (открытый коллектор)
9	VP1	Вход 1 напряжения питания
10	VP2	Вход 2 напряжения питания
11	OUT-	Инверсный выход
12	PGND2	«Земля» цепей питания (вход 2)
13	C2+	Положительный вывод конденсатора вольтодобавки 2
14	Vref	Внутреннее опорное напряжение
15	C2-	Отрицательный вывод конденсатора вольтодобавки 2
16	STAT	Вход установки состояния
17	SGND	«Земля» сигнальных цепей

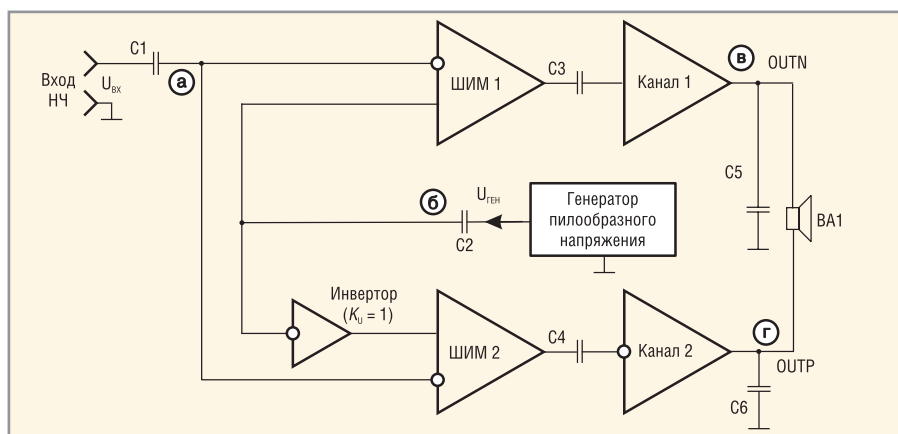


Рис. 6. Упрощённая схема УМЗЧ класса D с мостовым выходом без ФНЧ

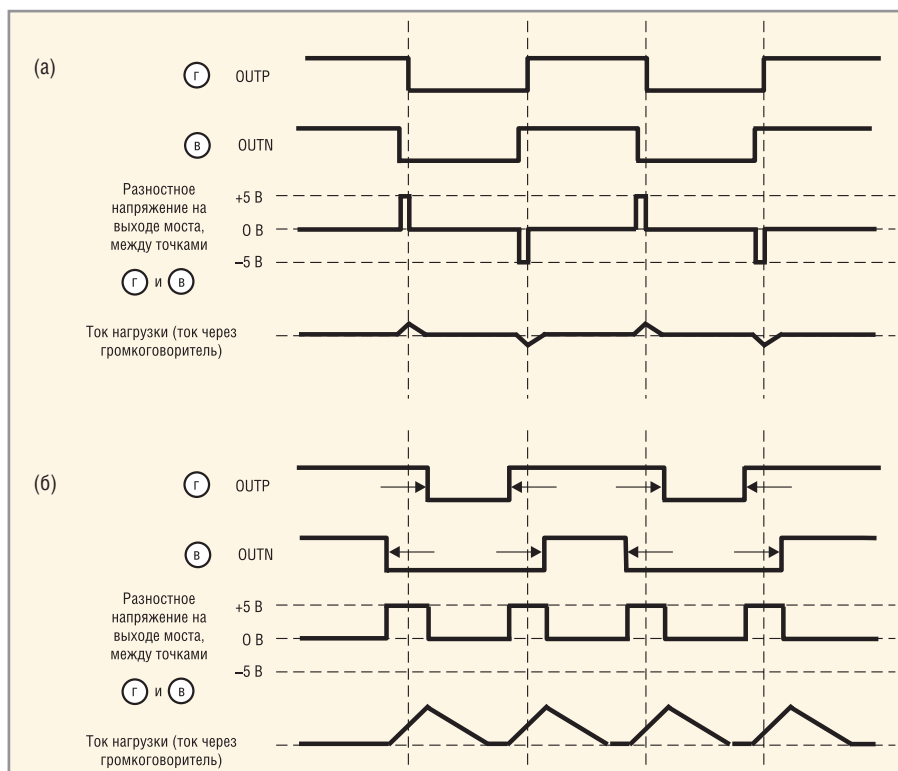


Рис. 7. Эпюры напряжений и выходного тока УМЗЧ класса D с мостовым выходом без фильтра в режиме покоя (а) и при положительном мгновенном значении НЧ-сигнала (б)

можно принудительно включить режим класса Н или В. При этом внутренняя температурная защита будет отключена.

При обычной музыкальной программе микросхема работает в режи-

ме класса Н при повышенном напряжении питания около 10% времени. Если музыкальное произведение содержит по времени более 10% пиковых сигналов, микросхема будет перегреваться. Чтобы избежать этого, в неё встроен датчик температуры. Если не используется принудительное включение режима класса Н или В, датчик температуры при нагреве до 120°C повысит напряжение на выводе 17, что переведёт микросхему (точнее, её выходной каскад) из режима класса Н в усилительный режим класса В.

Встроенная в микросхему защита имеет схему диагностики, выход которой подключен к выводу 14. При нормальной работе напряжение на этом выводе приблизительно равно

напряжению источника питания VP. При коротких замыканиях, увеличении напряжения питания свыше 20 В или нагреве кристалла более чем на 150°C, т.е. при условиях срабатывания защиты, напряжение на выводе 14 микросхемы понижается до половины напряжения питания (1/2 VP). Это свойство может использоваться для диагностики УМЗЧ.

Более подробная информация о микросхеме УМЗЧ TDA1560Q содержится в спецификации [15], которую можно найти на сайте фирмы-производителя [16]. Там же можно найти спецификацию [17] ещё на один УМЗЧ класса Н – микросхему TDA1562Q, которая является усовершенствованным вариантом TDA1560Q. Она выпускается в таком же корпусе, но имеет другую разводку выводов, нежели TDA1560Q. Микросхема УМЗЧ TDA1562Q – это экономичный монофонический УМЗЧ класса Н с мостовым выходом. Она позволяет получить выходной сигнал мощностью 70 Вт на нагрузке 4 Ом при напряжении питания 14,4 В. Поскольку она очень похожа на TDA1560Q, ограничимся указанием назначения выводов этой микросхемы (см. табл. 6).

ОСОБЕННОСТИ СОВРЕМЕННЫХ УМЗЧ КЛАССА D

Рассматривая экономичные УМЗЧ, нельзя обойти вниманием усилители класса D. Автору уже приходилось писать о микросхемах для классических УМЗЧ класса D [3]. Главным недостатком таких усилителей является необходимость подключения на выходе между громкоговорителем и выходным каскадом LC-фильтра низких частот (ФНЧ), который содержит громоздкий и дорогой дроссель. Этот фильтр сглаживает импульсную составляющую ШИМ-сигнала тока нагрузки. Даже в мостовой схеме такого УМЗЧ на выходах, между которыми через ФНЧ подключен громкоговоритель, полезный сигнал и импульсы ШИМ будут в противофазе. Это значит, что, складываясь, импульсы ШИМ между выходами будут иметь большую амплитуду и длительность. Американская фирма Texas Instruments в УМЗЧ класса D третьего поколения использует технологию, позволяющую значительно уменьшить амплитуду и длительность импульсов ШИМ между выходами и, значит, су-

Таблица 7. Зависимость коэффициента усиления и входного сопротивления микросхемы TRA2000D1 от логических уровней на входах GAIN0 и GAIN1

Выходы		Коэффициент усиления, дБ	Входное сопротивление, кОм
GAIN1	GAIN0		
0	0	6	104
0	1	12	74
1	0	18	44
1	1	23,5	24

щественно уменьшить габариты дросселя ФНЧ, а в большинстве случаев вовсе отказаться от него. В чём суть этого ноу-хау?

Для ответа на этот вопрос рассмотрим основные принципы построения и работы УМЗЧ класса D третьего поколения. Первое: такой усилитель должен иметь мостовой выход (т.е. иметь два выхода – прямой и инверсный). Второе: звуковые сигналы на выходах (прямом и инверсном) должны быть противофазны. Третье (главное): импульсные сигналы ШИМ на этих выходах должны быть синфазны. Последнее достигается практически только в режиме покоя (без сигнала).

Упрощённая схема УМЗЧ класса D с мостовым выходом без ФНЧ показана на рис. 6. Она содержит два выходных усилителя (канала), НЧ-сигналы на выходах которых имеют одинаковый размах, но противоположные фазы.

В каждом канале имеется свой ШИМ, причём прямоугольные сигналы на выходе схемы в режиме покоя синфазны или имеют небольшой фазовый сдвиг (см. рис. 7). Синфазность импульсов ШИМ на выходах достигается с помощью инвертора с коэффициентом усиления по напряжению, равным 1 ($K_U = 1$). В результате на громкоговоритель в режиме покоя в худшем случае поступают симметричные противофазные импульсы малой длительности. Для их сглаживания достаточно небольшой собственной ёмкости и индуктивности громкоговорителя.

Ток нагрузки в режиме покоя в схеме на рис. 6 заметно ниже, чем в обычном мостовом УМЗЧ класса D. В режиме усиления входного НЧ-сигнала звука ШИМ работают в противофазе: если длительность импульсов на выходе одного ШИМ увеличивается, то на выходе другого – уменьшается, и наоборот. Это приводит к несимметрии импульсов, прикладываемых к нагрузке, а значит – к появлению в токе громкоговорителя составляющей, величина которой зависит от разности длительности импульсов ШИМ-1 и ШИМ-2. Эта составляющая меняется по закону входного НЧ-сигнала звука и будет преобразовываться громкоговорителем в акустические колебания. Импульсная составляющая сглаживается индуктивностью громкоговорителя. Только в некоторых случаях для очень мощных уси-

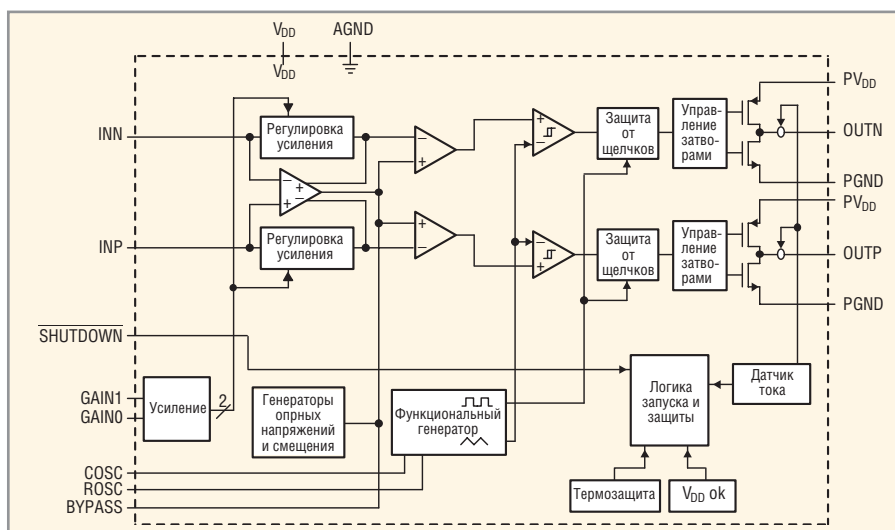


Рис. 8. Функциональная схема микросхемы TPA2000D1

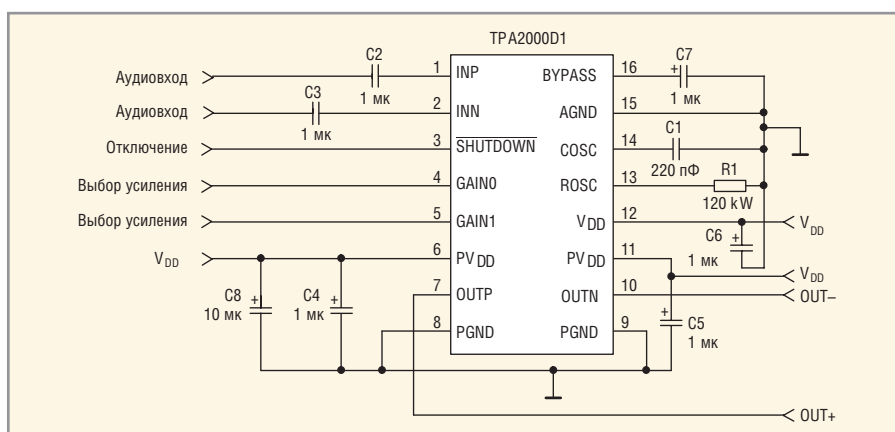


Рис. 9. Типовое включение микросхемы TPA2000D1

лителей может возникнуть необходимость в дополнительном ФНЧ на дросселе относительно небольшой индуктивности.

Микросхемы TPA2000D1 и TPA2012D2 фирмы Texas Instruments, о которых пойдет речь ниже, хотя и не очень мощные, но зато имеют ма-

Таблица 8. Назначение выводов микросхемы TPA2000D1 фирмы Texas Instruments в разных корпусах

Выводы TPA2000D1		Обозначение	Назначение
PW	GQC		
1	A2	INP	Неинвертирующий вход
2	A1	INN	Инвертирующий вход
3	B1	SHUTDOWN	Вход плавного выключения (активный уровень низкий)
4	C1	GAIN0	Вход Bit 0 установки усиления (логические уровни TTL)
5	D1	GAIN1	Вход Bit 1 установки усиления (логические уровни TTL)
6, 11	E1, E7, F1, F7	PVDD	Напряжение питания выходного каскада
7	G1	OUTP	Прямой выход моста (Positive BTL)
8, 9	D5, D6, E2 – E6, F2 – F6, G2 – G6	PGND	«Земля» выходного каскада
10	G7	OUTN	Инверсный выход моста (Negative BTL)
12	D7	VDD	Напряжение питания аналоговой части
13	C7	ROSC	Резистор времязадающей цепи внутреннего генератора
14	B7	COSC	Конденсатор времязадающей цепи внутреннего генератора
15	A3 – A5, B2 – B6, C2 – C6, D2 – D4	AGND	«Земля»
16	A6	BYPASS	Вывод подключения внешнего развязывающего конденсатора

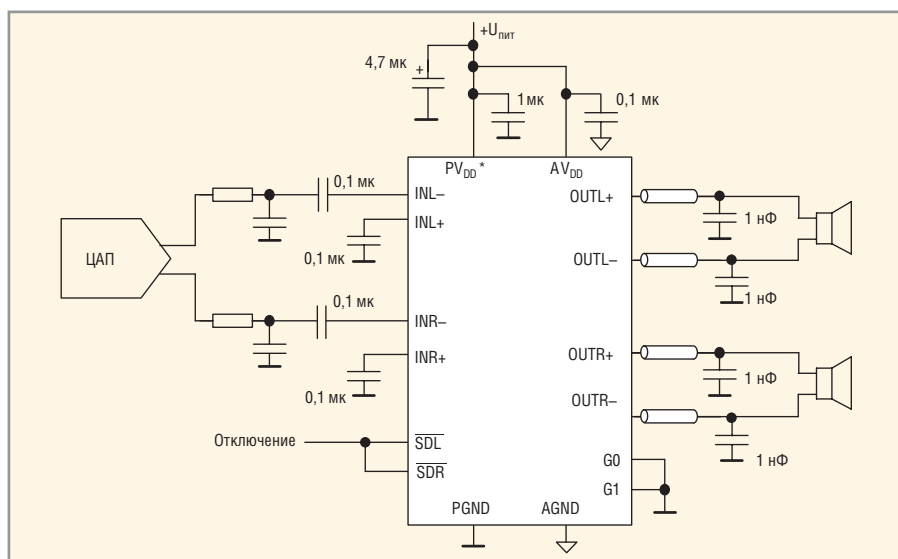


Рис. 10. Типовое включение микросхемы TPA2012D2

лые габариты и большой КПД. Они лучше всего подходят для переносной аппаратуры, оргтехники, электронных игр и подобных малогабаритных устройств с автономным питанием.

Микросхема TPA2000D1 фирмы Texas Instruments

Микросхема TPA2000D1 фирмы Texas Instruments представляет собой монофонический УМЗЧ класса D с мостовым выходом без ФНЧ и плавным

(без щелчка) включением и выключением. Микросхема способна развивать мощность 2 Вт на нагрузке сопротивлением 4 Ом при нелинейных искажениях менее 1%. Она питается от одиночного источника питания 2,7...5,5 В. Диапазон рабочих температур $-40...+85^{\circ}\text{C}$. Коэффициент усиления микросхемы можно устанавливать равным 6 дБ (2 раза), 12 дБ (4 раза), 18 дБ (8 раз) и 23,5 дБ (15 раз), задавая логические уровни на входах установки усиления GAIN0 и GAIN1 (см.

табл. 7). Этими же уровнями задаётся входное сопротивление микросхемы.

Микросхема выпускается в одном из двух корпусов для поверхностного монтажа: 16-выводном TSSOP размером $5 \times 4,5$ мм или 48-выводном MicroStar Junior™ BGA размером 4×4 мм (вывод C3 отсутствует). Эти корпуса в фирменной документации могут быть обозначены по-разному: первый из них может называться 16TSSOP, PW или R-PDSO-G16, а второй – 48VFBGA, GQC или S-PBGA-N48.

Функциональная схема TPA2000D1 показана на рис. 8, а назначение выводов этой микросхемы сведено в табл. 8.

Из рис. 8 и табл. 8 видно, что микросхема TPA2000D1 имеет дифференциальный вход и мостовой выход. При подаче низкого потенциала на вывод Shutdown выходные каскады обоих каналов плавно запираются, и потребление микросхемы значительно снижается. При высоком уровне управляющего напряжения на этом выводе схема логики запуска и защиты (Start-Up Protection Logic) влияет на работу микросхемы только при перегрузке. Типовая схема включения микросхемы TPA2000D1 показана на рис. 9.

Конденсаторы C4, C5, C6, C8 блокируют источник питания по переменной составляющей тока микросхемы. Конденсаторы C4, C4 – разделительные, а C7 блокирует неинвертирующие входы обоих каналов усиления напряжения, создавая заземлённую среднюю точку. R1C1 – времязадающая цепь генератора пилообразного напряжения (Ramp Generator).

Для обеспечения устойчивой работы ШИМ и всей схемы частота этого генератора должна быть в пределах 200...300 кГц. Её можно посчитать по формуле: $f_s = 6,6/R1 \times C1$.

Указанные на рис. 9 номиналы R1 и C1 обеспечивают рабочую частоту 250 кГц. Резистор времязадающей цепи должен иметь допуск не более 10%, а конденсатор – 5%. Подробное описание этой микросхемы можно найти в [19].

Особенности микросхемы УМЗЧ TPA2012D2 фирмы Texas Instruments

Микросхема TPA2012D2 фирмы Texas Instruments представляет собой стереофонический УМЗЧ класса D с

Таблица 9. Назначение выводов микросхемы TPA2012D2 фирмы Texas Instruments в корпусах QFN и WCSP

Выводы		Обозначение	Назначение
QFN	WCSP		
16	D1	INR+	Неинвертирующий вход правого канала
17	C1	INR-	Инвертирующий вход правого канала
20	A1	INL+	Неинвертирующий вход левого канала
19	B1	INL-	Инвертирующий вход левого канала
8	B3	SDR	Вход плавного выключения правого канала (активный уровень низкий)
7	B4	SDL	Вход плавного выключения левого канала (активный уровень низкий)
15	C2	G0	Вход Bit 0 установки усиления (логические уровни TTL)
1	B2	G1	Вход Bit 1 установки усиления (логические уровни TTL)
3, 13	A2	PVDD	Напряжение питания выходного каскада
9	D2	AVDD	Напряжение питания аналоговой части
4, 12	C4	PGND	«Земля» выходного каскада
18	C3	AGND	«Земля»
14	D3	OUTR+	Прямой выход правого канала
11	D4	OUTR-	Инверсный выход правого канала
2	A3	OUTL+	Прямой выход левого канала
5	A4	OUTL-	Инверсный выход левого канала
6, 10	N/A	NC	Свободен
Thermal Pad			Для QFN подсоединён на «землю»

мостовым выходом без ФНЧ и плавным (без щелчка) включением и выключением (рис. 10). Она имеет дифференциальные входы и отдельные входы плавного выключения (Shutdown) для каждого из стереоканалов, а также общий генератор пилообразного напряжения без внешних времязадающих цепей. Условно можно считать, что УМЗЧ ТРА2012D2 – это два усовершенствованных УМЗЧ ТРА2000D1 в одном корпусе. Напряжение питания микросхемы – 2,5...5,5 В. При напряжении питания 5 В на нагрузке 4 Ом она обеспечивает выходную мощность до 2,1 Вт, на нагрузке 8 Ом – 1,4 Вт в каждом канале, а при питании от источника 3,6 В на нагрузке 8 Ом – 720 мВт в каждом канале.

Микросхема выпускается в 20-выводном корпусе QFN размером 4×4 мм. Кроме того, планируется выпуск микросхем ТРА2012D2 в корпусе WCSP ещё меньших размеров (2×2 мм) с 16 шариковыми выводами. Назначение выводов микросхемы ТРА2012D2 в обоих корпусах сведено в табл. 9. Подробное описание этой микросхемы можно найти в [20].

ЛИТЕРАТУРА

1. www.semic.sanyo.co.jp.
2. www.semic.sanyo.co.jp/eng/product/solution/audio/home_stereo.htm.
3. Безверхний И. Современные микросхемы для УМЗЧ класса D фирмы MPS. Современная электроника. 2004. № 1.
4. SANYO. Monolithic Linear IC. LA4625. Two-Channel 13.5 W BTL Audio Power Amplifier (Ordering number: ENN6631).
5. SANYO. Monolithic Linear IC. LA4628. Two-Channel 20 W BTL Audio Power Amplifier (Ordering number: ENN6632).
6. SANYO. Monolithic Linear IC. LA4663. Two-Channel 16 W BTL General-Purpose Audio Power Amplifier (Ordering number: ENN5905A).
7. SANYO. Thick-Film Hybrid IC. STK403-430. Six-Channel Class AB Audio Power Amplifier IC 20 W × 6 Channels (Ordering number: ENN7374).
8. SANYO. Thick-Film Hybrid IC. STK403-440. Six-Channel Class AB Audio Power Amplifier IC 25 W × 6 Channels (Preliminary).
9. SANYO. Thick-Film Hybrid IC. STK403-450. Six-Channel Class AB Audio Power Amplifier IC 30 W × 6 Channels (Preliminary).
10. SANYO Semiconductors. DATA SHEET. Thick-Film Hybrid IC. STK404-050S. One-Channel Class AB Audio Power Amplifier IC 30 W (Ordering number: ENN7727).
11. SANYO Semiconductors. DATA SHEET. Thick-Film Hybrid IC. STK404-090S. One-Channel Class AB Audio Power Amplifier IC 50 W (Ordering number: ENN7728).
12. SANYO Semiconductors. DATA SHEET. Thick-Film Hybrid IC. STK404-130S. One-Channel Class AB Audio Power Amplifier IC 100 W (Ordering number: ENN7730).
13. SANYO Semiconductors. DATA SHEET. Thick-Film Hybrid IC. STK404-140S. One-Channel Class AB Audio Power Amplifier IC 120 W (Ordering number: ENN7731).
14. SANYO. Thick-Film Hybrid IC. STK412-170. Two-Channel Shift Power Supply Audio Power Amplifier ICs 180 W + 180 W (Ordering number: ENN7251).
15. Philips Semiconductors. Integrated Circuits. Data Sheet. TDA1560Q 40 W car radio high power amplifier.
16. www.semiconductors.philips.com.
17. Philips Semiconductors. Integrated Circuits. Data Sheet. TDA1562Q 70 W high efficiency power amplifier with diagnostic facility.
18. www.ti.com.
19. Texas Instruments. 2-W filterless mono class-D audio power amplifier.
20. Texas Instruments. 2.1 W/ch stereo filter-free class-D audio power amplifier. ©

Яркая идея для вашего бизнеса

Готовые источники света на основе твердотельных ламп

XLight

CREE LIGHTING

Области применения

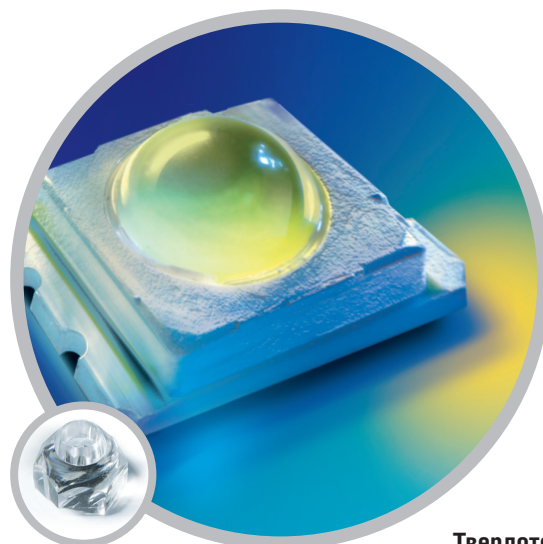
- Автономные источники света
- Взрывобезопасное осветительное оборудование
- Уличные и бытовые светильники
- Ландшафтная подсветка
- Светофоры и сигнальные устройства
- Автомобильное осветительное оборудование



XLD-C-008-1



XLD-L-003-1



Твердотельная лампа XLight™ 7090

ProSoft®

ПРОСОФТ — АКТИВНЫЙ КОМПОНЕНТ ВАШЕГО БИЗНЕСА

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

Прецизионные системы сбора данных семейства MSC12xx фирмы Texas Instruments

(часть 1)

Павел Редькин (г. Ульяновск)

Автор даёт обзорное описание и основные параметры устройств (микросхем) семейства MSC12xx фирмы Texas Instruments.

Для сравнения автор приводит обзорную информацию по конкурирующему семейству микроконверторов ADuC8xx фирмы Analog Devices. Приведена архитектура и классификация устройств семейства MSC12xx, рассмотрены порты ввода/вывода и организация памяти.

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время мировая промышленность выпускает огромный перечень встраиваемых микроконтроллеров (по отечественной классификации – однокристальных ЭВМ). Многие микроконтроллеры общего применения помимо цифрового ядра содержат встроенные модули АЦП, т.е. могут обрабатывать как цифровые, так и аналоговые сигналы. Однако, как правило, эффективная разрешающая способность этих АЦП не превышает 8...12 бит.

Вместе с тем среди всего многообразия поступающих на рынок микроконтроллеров существуют так называемые микроконверторы. Этот термин (как и юридические права на него) принадлежит фирме Analog Devices, условимся в общем случае именовать их устройствами. Под микроконвертором понимается высокоточный прецизионный аналого-цифровой преобразователь разрядностью 16...24 бит и процессорное ядро (пока только 8051-совместимое) с периферией, размещённые на одном кристалле. При этом необходимо отметить, что в микроконверторе главной компонентой является АЦП, а не ядро, что и отличает его от «обычных» микроконтроллеров, имеющих встроенный модуль АЦП на кристалле как часть аналоговой периферии ядра.

Сказанное означает, что высокоточные аналоговые измерения рассматриваются производителями микроконверторов как приоритетная функция устройства и, соответственно, принимаются все возможные меры для мак-

симального улучшения характеристик встроенного модуля АЦП. К таким мерам можно, например, отнести размещение на кристалле системы ФАПЧ, дающей возможность использовать низкочастотный генератор вместо встроенного высокочастотного тактового генератора ядра. Указанный приём позволяет снизить уровень системных цифровых шумов от цепей синхронизации, что, в свою очередь, улучшает эффективное разрешение АЦП. Эту же цель преследует и продуманное схемное и топологическое построение всего устройства. В нём аналоговые и цифровые цепи максимально разделены по цепям синхронизации, питания и общего провода, а выводы на корпусе микросхемы сгруппированы в аналоговую и цифровую части.

Встроенный модуль АЦП в микроконверторе дополняется целым рядом вспомогательных периферийных узлов (входные аналоговые буферы и мультиплексоры, программируемые инструментальные усилители, высокостабильные ИОНЫ, цифровые фильтры, цепи контроля целостности внешних датчиков и т.п.), улучшающих его характеристики и расширяющих возможности. Помимо вспомогательной аналоговой периферии, модуль АЦП снабжается набором встроенных калибровочных процедур, реализуемых программно. Их использование в управляющей программе позволяет в значительной мере компенсировать влияние на характеристики преобразования внешних условий. Помимо этого, микроконверторы

снабжаются встроенными температурными датчиками, использование которых в пользовательских приложениях позволяет ослабить влияние на характеристики преобразования температуры окружающей среды.

Следует заметить, что характеристики АЦП микроконверторов по крайней мере не хуже характеристик прецизионных АЦП, выполненных в виде отдельных микросхем, поэтому выгоды от их применения представляются весьма очевидными. Стоимость микроконвертора сопоставима со стоимостью обычного микроконтроллера, в то время как функционально он полностью заменяет два отдельных устройства: микроконтроллер и АЦП. Применение микроконвертора вместо пары «микроконтроллер + АЦП» выгодно и с точки зрения минимизации потребляемой мощности.

Процессорное ядро, входящее в состав микроконверторов, играет вспомогательную роль. Основные его функции сводятся к выполнению пользовательской программы, осуществляющей управление и конфигурирование встроенного АЦП, обработку и накопление результатов преобразований, их выдачу на внешние устройства через встроенные порты ввода/вывода, а также организацию пользовательского интерфейса, если в нём есть необходимость. Как правило, ядро имеет сравнительно невысокую производительность, поскольку встроенные прецизионные модули АЦП сами являются довольно «медленными» и не требуют большой скорости обработки результатов своих преобразований. Однако следует заметить, что периферия ядра, связанная с вводом/выводом (встроенные интерфейсы I²C, SPI, USART и т.п.), у микроконверторов представлена в достаточной мере.

Технологией выпуска высокоточных прецизионных АЦП на сегодняшний день владеет весьма ограниченное число фирм-производителей.

Что же касается микроконверторов, то подобные устройства выпускаются только двумя фирмами: Analog Devices и Texas Instruments. С некоторой натяжкой к микроконверторам также можно отнести микросхему PIC14000 фирмы Microchip.

Корпорация Analog Devices производит и поставляет на рынок микроконверторы семейства ADuC8xx, а корпорация Texas Instruments – устройства семейства MSC12xx. Автор статьи в своей практике имел дело с изделиями обеих фирм и пришёл к выводу, что сравнение однотипных представителей этих семейств по сумме важнейших характеристик выявляет некоторое преимущество MSC12xx. Читателям статьи предоставляется возможность составить об этом самостоятельное суждение, используя приведённую ниже информацию о микросхемах обоих семейств.

В этой статье рассматриваются основные принципы архитектурного построения, программной модели устройств семейства MSC12xx, а также инструментальные средства разработки/отладки/программирования для них. Для более подробного и полного ознакомления с семейством MSC12xx рекомендуется посетить сайт производителя [1], а также обратиться к книге [2].

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ СЕМЕЙСТВ MSC12xx и ADuC8xx

Каждое устройство семейства MSC12xx позиционировано фирмой-изготовителем как «прецизионный АЦП (и ЦАП) на одном кристалле с ядром 8051 и Flash-памятью» и отнесено по внутренней классификации к «микросистемам для обработки смешанных сигналов». Устройства MSC12xx ориентированы на прецизионные измерения напряжения и обработку результатов этих измерений при помощи аппаратных средств, размещённых на одном кристалле. Семейство MSC12xx рекомендуется для использования в приложениях, связанных со сбором и обработкой аналоговой информации. Каждое из устройств включает в себя не только модули, предназначенные для измерений (оцифровки) аналоговых сигналов и обработки их цифровых значений, но и целый набор дополнительных аналоговых и цифровых периферийных устройств.

Особенности аналоговой части микросхем семейства MSC12xx:

- 24-битный (16-битный у MSC1202) АЦП без пропуска кодов;
- реальное (эффективное) разрешение 24-битного АЦП – 22 бита для частоты преобразования 10 Гц в диапазоне $\pm 2,5$ В и 19 бит – для частоты преобразования 10 Гц в диапазоне ± 19 мВ;
- реальное (эффективное) разрешение 16-битного АЦП – 16 бит для частоты преобразования 200 Гц в диапазоне $\pm 2,5$ В и 15 бит для частоты преобразования 200 Гц в диапазоне ± 19 мВ;
- минимальный уровень собственных шумов у 24-битного АЦП – 75 нВ;
- усилитель аналоговых сигналов на входе с программируемым коэффициентом усиления от 1 до 128;
- точность установки напряжения встроенного ИОН – 0,2%;
- температурный дрейф встроенного ИОН – 5 ppm/°C;
- температурный дрейф смещения – 0,02 ppm/°C;
- температурный дрейф усиления – 0,5 ppm/°C;
- до восьми дифференциальных/несимметричных аналоговых каналов;
- калибровка смещения/усиления, производимая программно;
- встроенный датчик температуры;
- буфер, подключаемый программно на вход АЦП;
- аппаратное обнаружение обрыва внешнего датчика;
- двойной 16-битный ЦАП с возможностью программирования выходов (выход по напряжению или токовый выход);
- 8-битный ЦАП с токовым выходом.

Особенности цифровой части микросхем семейства MSC12xx:

- 8051 (8052)-совместимый микроконтроллер с ядром, у которого один командный цикл занимает четыре тактовых цикла;
- максимальная тактовая частота до 33 МГц;
- система ФАПЧ с возможностью тактирования от внешнего резонатора 32 кГц;
- двойной регистр-указатель данных.

Особенности памяти микросхем семейства MSC12xx:

- до 32 Кб Flash-памяти программ/данных;
- разделяемая пользователем Flash-память программ и данных;

- ресурс памяти составляет 1 млн. циклов стирания/записи, содержащееся в памяти сохраняется 100 лет;
- возможность последовательного внутрисхемного программирования;
- возможность подключения внешней памяти программ/данных (до 64 Кб);
- СОЗУ данных на кристалле объёмом 1280 байт;
- защита Flash-памяти от несанкционированного считывания;
- загрузочное ПЗУ объёмом до 1 Кб (2 Кб);
- программирование управления «спящим» режимом.

Особенности периферии микросхем семейства MSC12xx:

- до 34 линий ввода/вывода;
- дополнительный 32-битный аппаратный сумматор;
- 2 (3) 16-битных таймера/счётчика;
- системные таймеры;
- программируемый сторожевой таймер;
- 1 (2) полнодуплексный USART;
- ведущий/ведомый интерфейс SPI с режимом DMA;
- ведущий/ведомый интерфейс I²C;
- 16-битный ШИМ/генератор тональной частоты;
- программное управление выдачей на узлы устройства питающего напряжения;
- внутренний делитель частоты тактирования ядра;
- ток потребления в «спящем» режиме <200 мкА;
- ток потребления в режиме останова <100 нА;
- программируемый узел сброса при провалах напряжения питания;
- программируемый детектор пониженного напряжения питания;
- 20 (21) источников прерываний;
- две аппаратные точки останова.

Прочие особенности микросхем семейства MSC12xx:

- исполнение в корпусах QFN-36, TQFP-48, TQFP-64;
- потребляемая мощность в активном режиме <4 мВт;
- промышленный диапазон рабочих температур: -40...+85°C;
- диапазон питающих напряжений: 2,7...5,25 В.

Типовые приложения микросхем семейства MSC12xx:

- управление производственными процессами;
- измерительная техника;
- жидкостная/газовая хроматография;

- устройства, производящие анализ крови;
- портативные измерительные приборы;
- преобразователи давления;
- электронные весы;

- интеллектуальные датчики;
- системы сбора данных.

Перечисленные особенности устройств семейства MSC12xx являются общими. Особенности каждого конкретного устройства MSC12xx приве-

дены в табл. 1 – 4. На рис. 1 приведена структурная схема наиболее функционально насыщенного устройства из семейства MSC12xx – MSC1211.

Для сравнения ниже перечислены типовые особенности микроконверторов семейства ADuC8xx. Особенности каждого конкретного устройства ADuC8xx приведены в табл. 5 – 7. Для более подробного и полного ознакомления с семейством ADuC8xx рекомендуется посетить сайт производителя [3].

Особенности аналоговой части микросхем семейства ADuC8xx:

- два встроенных модуля АЦП (основной и дополнительный) с разрешающей способностью 24 и 16 бит соответственно;
- реальное (эффективное) разрешение 24-битного АЦП – 19,5 бит для частоты преобразования 5 Гц в диапазоне $\pm 2,56$ В и 14,5 бит для частоты преобразования 5 Гц в диапазоне ± 20 мВ;
- реальное (эффективное) разрешение 16-битного АЦП – 16 бит для частоты преобразования 5 Гц во всех диапазонах;
- минимальный уровень собственных шумов у 24-битного АЦП – 0,31 мкВ;
- точность установки напряжения встроенного ИОН – ± 1 %;
- температурный дрейф встроенного ИОН – 100 ppm/°C;
- температурный дрейф смещения – ± 10 нВ/°C;
- температурный дрейф усиления – $\pm 0,5$ ppm/°C;
- от восьми до десяти (в зависимости от типа исполнения в корпусе) входных каналов АЦП;
- усилитель входного аналогового сигнала с программируемым коэффициентом усиления для модуля основного АЦП;
- 12-битный модуль ЦАП с выходом по напряжению;
- два выхода 16-битного сигма-дельта-ЦАП/ШИМ.

Особенности памяти микросхем семейства ADuC8xx:

- 62 Кб встроенной Flash/ЕЕ-памяти программ;
- 4 Кб встроенной Flash/ЕЕ-памяти данных;
- 2304 байт встроенного ОЗУ;
- три уровня защиты встроенной Flash/ЕЕ-памяти программ;
- внутрисхемный последовательный загрузчик с высокой скоростью загрузки (5 с);

Таблица 1. Аналоговая периферия и ядро устройств семейства MSC12xx

Модель устройства	АЦП: разрешение/ количество каналов	16-битный ЦАП с выходом по напряжению/напряжению или току	8-битный ЦАП с токовым выходом	Максимальная тактовая частота ядра, МГц	Система ФАПЧ 32 кГц
MSC1200	24/8	–	1	33	Есть
MSC1201	24/6	–	1	33	Есть
MSC1202	16/6	–	1	33	Есть
MSC1210	24/8	–	–	33	Нет
MSC1211	24/8	2/2	–	30	Нет
MSC1212	24/8	2/2	–	30	Нет
MSC1213	24/8	–/2	–	30	Нет
MSC1214	24/8	–/2	–	30	Нет

Таблица 2. Память устройств семейства MSC12xx

Модель устройства	Размер встроенной Flash-памяти данных/программ, байт	Размер SRAM данных, байт	Размер ROM программ, Кб	Возможность подключения внешней памяти данных/программ (64 Кб)
MSC1200	4 или 8	128	1	Нет
MSC1201	4 или 8	128	1	Нет
MSC1202	4 или 8	256	1	Нет
MSC1210	4, 8, 16 или 32	1280	2	Есть
MSC1211	4, 8, 16 или 32	1280	2	Есть
MSC1212	4, 8, 16 или 32	1280	2	Есть
MSC1213	4, 8, 16 или 32	1280	2	Есть
MSC1214	4, 8, 16 или 32	1280	2	Есть

Таблица 3. Цифровая периферия устройств семейства MSC12xx

Модель устройства	Число линий ввода/вывода	Совместимость со стандартом	16-битные таймеры/счётчики	USART	SPI	I ² C	16-битный ШИМ/тональный генератор	Источники прерываний
MSC1200	16	8051	2	1	1	1	–	20
MSC1201	16	8051	2	1	1	1	–	20
MSC1202	16	8051	2	1	1	1	–	20
MSC1210	34	8052	3	2	1	–	1	21
MSC1211	34	8052	3	2	1 (с DMA)	1	1	21
MSC1212	34	8052	3	2	1 (с DMA)	–	1	21
MSC1213	34	8052	3	2	1 (с DMA)	1	1	21
MSC1214	34	8052	3	2	1 (с DMA)	–	1	21

Таблица 4. Общие параметры устройств семейства MSC12xx

Модель устройства	Совместимость по выводам с другими устройствами семейства	Потребляемая мощность в нормальном режиме, мВт	Потребляемый ток в «спящем» режиме, мкА	Потребляемый ток в режиме останова, нА	Исполнение в корпусе
MSC1200	–	3	<200	<100	TQFP-48
MSC1201	–	3	<200	<100	QFN-36
MSC1202	–	3	<200	<100	QFN-36
MSC1210	–	4	<1000	<1000	TQFP-64
MSC1211	MSC1210	4	<200	<100	TQFP-64
MSC1212	MSC1210/11	4	<200	<100	TQFP-64
MSC1213	MSC121x	4	<200	<100	TQFP-64
MSC1214	MSC121x	4	<200	<100	TQFP-64

- возможность адресации до 16 Мб внешней памяти данных;
- возможность адресации до 64 Кб внешней памяти программ.

Особенности 8052-совместимого вычислительного ядра микросхем семейства ADuC8xx:

- ядро 8052 с выполнением одного командного цикла за один тактовый цикл;
- подключение внешнего кварцевого резонатора на частоту 32 768 Гц;
- программируемая встроенная система ФАПЧ (максимальная выходная частота (она же тактовая частота ядра) 12,58 МГц);
- три встроенных 16-битных таймера/счётчика;
- одиннадцать источников прерываний, два уровня приоритета;
- 34 программируемые линии ввода/вывода;
- двойной регистр-указатель данных;
- 11-разрядный указатель стека.

Особенности питания микросхем семейства ADuC8xx:

- номинальные напряжения питания 3 и 5 В,
- нормальный режим функционирования (ток потребления 2,3 мА при напряжении питания 3,6 В и тактовой частоте ядра 1,57 МГц) и режим «питание снято» (ток потребления 20 мкА при напряжении питания 3 или 5 В и работающем модуле реального времени TIC).

Особенности встроенной периферии микросхем семейства ADuC8xx:

- два встроенных источника тока возбуждения внешних датчиков;
- встроенный температурный датчик;
- модуль сброса при понижении напряжения питания (POR);
- модуль реального времени (TIC);
- последовательные интерфейсы UART (со скоростью обмена до 230 400 бод, вырабатываемой отдельным таймером) и SPI;
- аппаратно разделенный с SPI двухпроводной последовательный интерфейс, совместимый с I²C;
- сторожевой таймер;
- схема обнаружения внешнего ИОН;
- встроенный ИОН;
- монитор источника питания.

Типичные приложения микросхем семейства ADuC8xx:

- интеллектуальные сенсоры;
- передатчики «токовая петля: 4...20 мА»;
- устройства сбора данных;

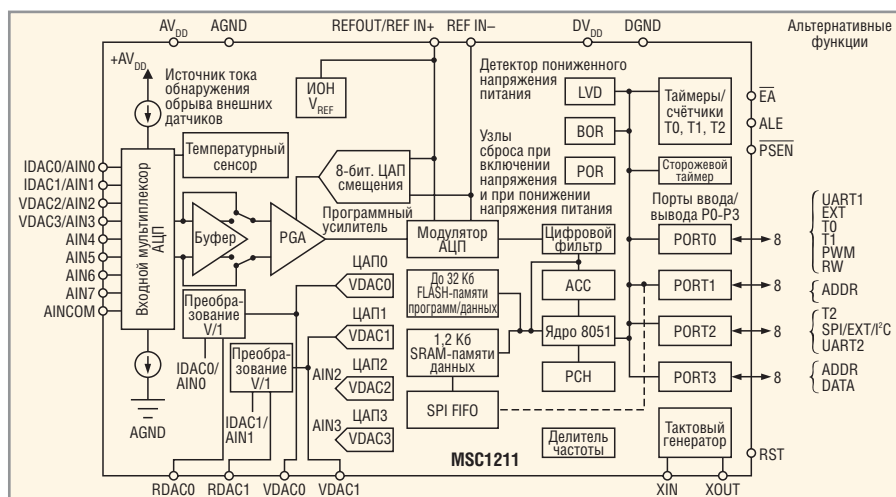


Рис. 1. Структурная схема устройства MSC1211

- устройства обработки сигналов с измерительных датчиков;
- контроллеры батарейного питания;
- электронные взвешивающие устройства.

Как можно видеть из сравнения приведённых параметров, устройства семейства MSC12xx существенно превосходят микроконверторы семейства ADuC8xx по характеристикам модуля АЦП и встроенного ИОН, однако значительно уступают им по производительности вычислительного ядра и объёму встроенной памяти. Однако, с учётом общей концепции микроконверторов, изложенной выше, характеристики встроенного АЦП при сравнении имеют существенно больший «весовой коэффициент», чем характеристики ядра и памяти.

ент», чем характеристики ядра и памяти.

Классификация устройств семейства MSC12xx

Устройства семейства MSC12xx подразделяются на два подсемейства: MSC120x и MSC121x. Подсемейство MSC120x предназначено для более простых приложений, MSC121x – для более сложных. В состав подсемейства MSC120x входят устройства MSC1200, MSC1201 и MSC1202. В состав подсемейства MSC121x входят устройства MSC1210, MSC1211, MSC1212, MSC1213 и MSC1214. В свою очередь, каждое из всех перечисленных устройств может выпускаться в нескольких исполнениях, имею-

Таблица 5. Характеристики аналоговой части микроконверторов семейства ADuC8xx

Модель устройства	Разрешение основного/дополнительного модулей АЦП, бит	Производительность АЦП, кSPS (киловыборок/с)	Количество каналов в основном/дополнительном модуле АЦП	ШИМ/сигма-дельта-ЦАП	Количество каналов ЦАП
ADuC812	12/–	200	8/–	–	2
ADuC814	12/–	247	6/–	–	2
ADuC816	16/16	0,105	3 ¹ /3 ²	–	1
ADuC824	24/16	0,105	3 ¹ /3 ²	–	1
ADuC831	12/–	247	8/–	Двойной	2
ADuC832	12/–	247	8/–	Двойной	2
ADuC834	24/16	0,105	3 ¹ /3 ²	Двойной	1
ADuC836	16/16	0,105	3 ¹ /3 ²	Двойной	1
ADuC841	12/–	420	8/–	Двойной	2
ADuC842	12/–	420	8/–	Двойной	2
ADuC843	12/–	420	8/–	Двойной	–
ADuC844	24/16	0,105	3 ¹ /3 ²	Двойной	1
ADuC845	24/24	1,365	10/10 ²	Двойной	1
ADuC846	16/16	0,105	3 ¹ /3 ²	Двойной	1
ADuC847	24/–	1,365	10/–	Двойной	1
ADuC848	16/–	1,365	10/–	Двойной	1

¹ В три дифференциальных канала комбинируются четыре аналоговых входа.

² Модули основного и дополнительного АЦП могут использовать одни и те же аналоговые входы.

щих на кристалле различных объём доступной Flash-памяти. По аппаратным функциональным возможностям и расположению выводов все устройства одного наименования, но разных исполнений полностью совместимы. Они имеют одинаковое обозначение MSC12xx, но различный код Yx, например: MSC1210Y2,

MSC1210Y3, MSC1210Y4, MSC1210Y5. Код, написанный для MSC121xY2 с объёмом памяти 4 Кб, может без каких-либо изменений выполняться на микроконтроллерах MSC121xY3, MSC121xY4, MSC121xY5 с объёмами памяти соответственно 8, 16 и 32 Кб. Это позволяет разработчику по мере усложнения пользовательской про-

граммы и обновления её версии легко переходить на платформу с большим объёмом памяти и в то же время не нести дополнительных затрат при создании приложений, не требующих большого объёма памяти, например, младших версий.

Функциональная совместимость устройств внутри подсемейства MSC120x, а также внутри подсемейства MSC121x не является полной. Несмотря на то, что все они построены на базе одних и тех же аппаратных модулей, набор этих модулей в каждом устройстве различен. Кроме того, разные устройства внутри подсемейства MSC120x выпускаются в корпусах различного исполнения, что ограничивает их совместимость по расположению выводов.

Порты ввода/вывода MSC12xx

Линии ввода/вывода общего назначения устройств MSC12xx сгруппированы в четыре порта, каждому из которых соответствует регистр специального назначения (РСН) P0, P1, P2, P3. Режим каждого порта Rx может быть установлен путем записи в соответствующий РСН PxDRL/PxDRH. Каждой линии ввода/вывода Rx.x в этой паре регистров сопоставляется пара битов PxxL/PxxH. В зависимости от значения этих битов соответствующая линия Rx.x может быть программно сконфигурирована как выход стандарта 8051, выход CMOS, выход с открытым стоком или вход. Следует отметить, что цифровые выходы MSC12xx обеспечивают очень высокую нагрузочную способность: разрешается вытекающий/втекающий ток линии ввода/вывода общего назначения до 100 мА, а суммарный выходной ток всех выводов – до 200 мА.

Кроме функций ввода/вывода общего назначения, большинство линий ввода/вывода MSC12xx имеет альтернативные функции, выбираемые программно.

Процессорное ядро MSC12xx

Процессорное ядро устройств семейства MSC12xx совместимо со стандартом 8051 (8052). Все инструкции, выполняемые MSC12xx, имеются в стандарте 8051-ядра. Различие между MSC12xx и контроллерами со стандартным 8051-ядром заключает-

Таблица 6. Характеристики цифровой части микроконверторов семейства ADuC8xx

Модель устройства	Ядро (количество тактовых циклов в командном цикле)	Пиковая производительность ядра, MIPS (миллион инструкций в с)	Flash-память программ, Кб	Flash-память данных, Кб	ОЗУ, байт	Количество линий ввода/вывода GPIO	Тип корпуса
ADuC812	8052 (12)	1,333	8	0,625	256	34	52-PQFP, 56-CSP
ADuC814	8052 (12)	1,398	8	0,625	256	17	28-pin TSSOP
ADuC816	8052 (12)	1,048	8	0,625	256	34	52-PQFP, 56-CSP
ADuC824	8052 (12)	1,048	8	0,625	256	34	52-PQFP, 56-CSP
ADuC831	8052 (12)	1,333	62	4	2304	34	52-PQFP, 56-CSP
ADuC832	8052 (12)	1,333	62	4	2304	34	52-PQFP, 56-CSP
ADuC834	8052 (12)	1,048	62	4	2304	34	52-PQFP, 56-CSP
ADuC836	8052 (12)	1,048	62	4	2304	34	52-PQFP, 56-CSP
ADuC841	8052 (1)	25	62	4	2304	34	52-PQFP, 56-CSP
ADuC842	8052 (1)	16,7	62	4	2304	34	52-PQFP, 56-CSP
ADuC843	8052 (1)	20	62	4	2304	34	52-PQFP, 56-CSP
ADuC844	8052 (1)	12,58	62	4	2304	34	52-PQFP, 56-CSP
ADuC845	8052 (1)	12,58	62	4	2304	34	52-PQFP, 56-CSP
ADuC846	8052 (1)	12,58	62	4	2304	34	52-PQFP, 56-CSP
ADuC847	8052 (1)	12,58	62	4	2304	34	52-PQFP, 56-CSP
ADuC848	8052 (1)	12,58	62	4	2304	34	52-PQFP, 56-CSP

Таблица 7. Характеристики периферии микроконверторов семейства ADuC8xx

Модель устройства	Источники тока возбуждения внешних датчиков	UART	SPI/I ² C	Система ФАПЧ	16-битные таймеры/счётчики	Источники прерываний
ADuC812	–	1	1/1	–	3	9
ADuC814	–	1	1/–	+	3	11
ADuC816	2	1	1/1	+	3	11
ADuC824	2	1	1/1	+	3	11
ADuC831	–	1	1/1	–	3	12
ADuC832	–	1	1/1	+	3	12
ADuC834	2	1	1/1	+	3	11
ADuC836	2	1	1/1	+	3	11
ADuC841	–	1	1/1	–	3	12
ADuC842	–	1	1/1	+	3	12
ADuC843	–	1	1/1	+	3	12
ADuC844	2	1	1/1	+	3	11
ADuC845	2	1	1/1'	+	3	11
ADuC846	2	1	1/1	+	3	11
ADuC847	2	1	1/1'	+	3	11
ADuC848	2	1	1/1'	+	3	11

¹В этих устройствах интерфейсы SPI и I²C не разделяют одних и тех же выводов и могут использоваться одновременно.

ся только в скорости выполнения кода - в MSC12xx скорость выполнения в три раза выше при одинаковой тактовой частоте (на один командный цикл затрачивается 4 тактовых цикла против 12 тактовых циклов у стандартного 8051-ядра). Операции, связанные с таймерами/счётчиками, MSC12xx может выполнять по выбору пользователя со скоростью 12 или 4 тактовых цикла за командный цикл.

Организация памяти MSC12xx

Устройство семейства MCS12xx оперирует с тремя базовыми типами памяти:

- память регистров специального назначения, имеющая общий объём 128 байт;
- память программ, использующаяся для хранения управляющей программы и расположенная на кристалле и (или) вне его;
- память данных – статическая оперативная память, расположенная на кристалле и (или) вне его.

Устройства MSC120x оперируют с двумя типами памяти данных:

- Flash-память данных на кристалле,
- внутренняя оперативная (регистровая) память.

Устройства MSC121x оперируют с четырьмя типами памяти данных:

- расширенное (дополнительное) СОЗУ на кристалле,
- внешнее СОЗУ вне кристалла,
- Flash-память данных на кристалле,
- внутренняя оперативная (регистровая) память.

Помимо базовых типов памяти, устройства MSC12xx имеют в своём составе аппаратную память конфигурации, которая, в частности, включает в себя аппаратные регистры конфигурации. Память конфигурации физически расположена во Flash-памяти программ начиная с адреса 8000h. Для программы она недоступна, поэтому в устройствах MSC121x она также разделяет одно и то же пространство адресов с внешней памятью программ.

На рис. 2 приводится карта памяти устройств подсемейства MSC120x, состоящая из сегмента памяти программ и сегмента памяти данных. Каждый из сегментов представляет собой массив размером 64 Кб, начинающийся с адреса 0000h и заканчивающийся адресом FFFFh. Сегменты могут накладываться друг на друга,

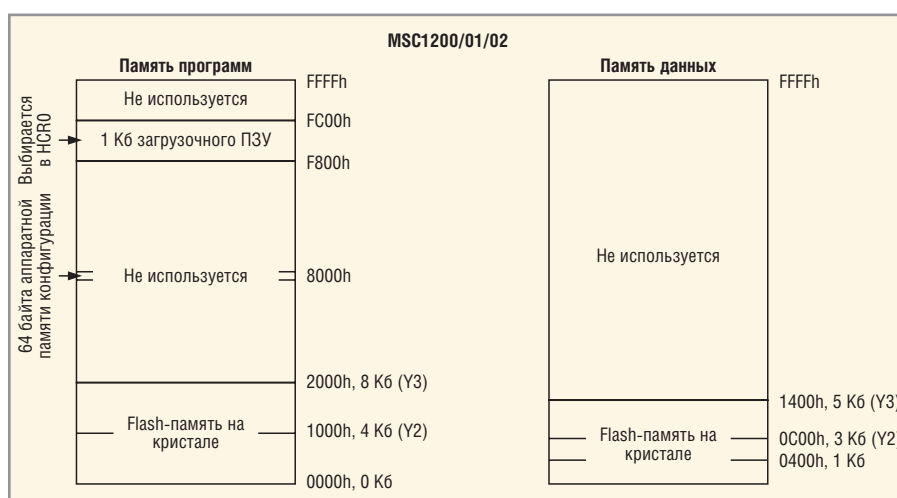


Рис. 2. Карта памяти устройств MSC120x

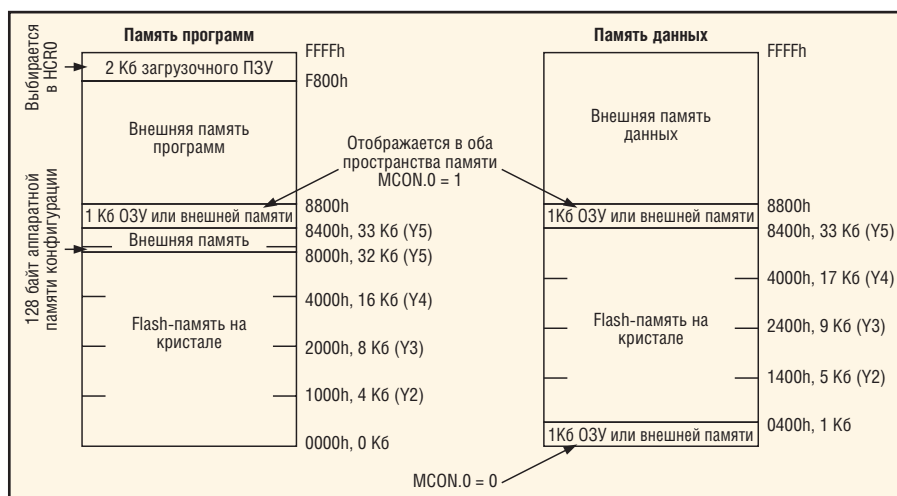


Рис. 3. Карта памяти устройств MSC121x

так как обращение к ним в устройстве производится различными способами. Память программ выбирается микроконтроллером автоматически при выполнении программы, а для чтения областей программной памяти явно (как данных) используется инструкция MOVС. Для обращения к памяти данных используются инструкции MOVX и MOV.

На рис. 3 приводится карта памяти устройств подсемейства MSC121x. Эти устройства, кроме Flash-памяти программ и данных, включают 1 Кб расширенного СОЗУ, причём, в зави-

симости от значения бита 0 РСН MCON, область СОЗУ может отображаться в две различные области памяти данных. Если область СОЗУ отображается в память данных с адреса 8400h до адреса 8800h, то об-

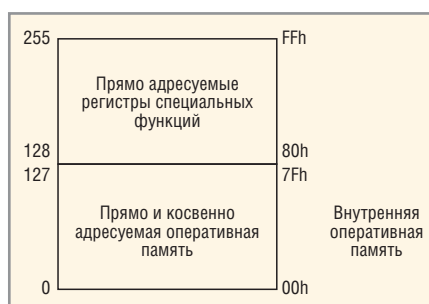


Рис. 4. Карта регистровой памяти устройств MSC1200 и MSC1201

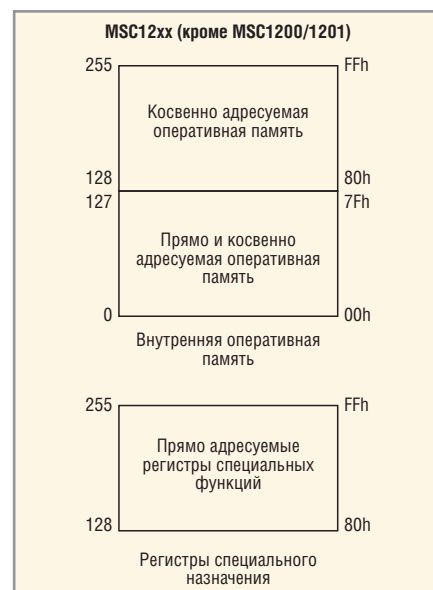


Рис. 5. Карта всей регистровой памяти устройств MSC12xx, кроме MSC1200/MSC1201

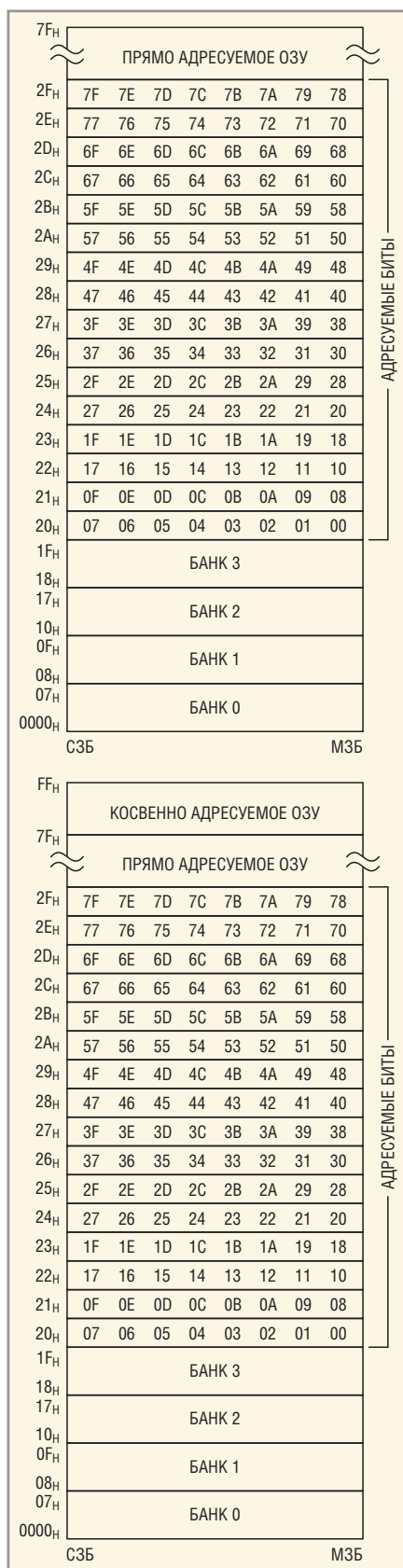


Рис. 6. Карта регистров внутреннего ОЗУ (а) MSC1200/MSC1201, (б) всех устройств MSC12xx, кроме MSC1200/MSC1201

ласть СОЗУ одновременно отображается и в память программ по тем же адресам (конфигурация в соответствии с архитектурой фон Нейманна).

Память программ содержит пользовательскую управляющую программу. Эта память включает в себя Flash-память на кристалле, определяемую пользователем как память программ, и (или) внешнюю память. Подсемейство MSC120x предоставляет в распоряжение пользователя максимум 8 Кб, а подсемейство MSC121x – максимум 32 Кб Flash-памяти на кристалле. Конкретный объем Flash-памяти программ на кристалле зависит от выбранного аппаратного исполнения MSC12xx и установленного пользователем долевого распределения памяти. Приведенные на рис. 2 и 3 карты памяти MSC120x, MSC121x поясняют возможности распределения Flash-памяти на кристалле на память программ и память данных. Вся наличная Flash-память в устройстве может быть сконфигурирована или только как память программ, или только как память данных, или как оба типа памяти в некотором (задаваемом пользователем) соотношении.

При обращении к внешней памяти программ и данных устройств MSC121x подключение осуществляется через порты 0 и 2. Общий объем всей адресуемой памяти ограничен значением 64 Кб и определяется архитектурой 8051-совместимых контроллеров. Устройства MSC120x работу с внешней памятью программ и данных не поддерживают.

Устройства MSC120x имеют на кристалле 1 Кб, а устройства MSC121x – 2 Кб кода загрузочного ПЗУ (ROM), который управляет системой в режиме последовательного или параллельного программирования. Код загрузочного ПЗУ расположен в программной памяти и доступен для пользовательской программы в режиме её выполнения. Загрузочное ПЗУ содержит несколько десятков подпрограмм, которые можно (и нужно) использовать в пользовательской программе для работы с Flash-памятью и USART.

Устройства MSC121x включают в себя 1024 байта расширенной (дополнительной) статической оперативной памяти (СОЗУ). В устройствах MSC120x расширенное СОЗУ отсутствует. Несмотря на то, что эта память находится на кристалле, обращение к ней осуществляется при помощи инструкции MOVX, как будто это внешняя память данных. Всякий раз, когда программа обращается к области памяти данных по адресам от 0000h до 03FFh

(по умолчанию), фактически она обращается к расширенному СОЗУ.

Карта всей регистровой памяти устройств MSC1200/01 приведена на рис. 4. Эта память состоит из 128 регистров внутреннего ОЗУ (регистров общего назначения – РОН) и 128 адресов регистров специального назначения. Регистры внутреннего ОЗУ доступны программе при помощи прямой и косвенной адресации.

Карта всей регистровой памяти остальных устройств семейства MSC12xx приведена на рис. 5. В соответствии со стандартом 8051 в эту память входят 256 регистров внутреннего ОЗУ и 128 адресов регистров специального назначения. Как видно из рисунка, 128 верхних регистров внутреннего ОЗУ и 128 адресов регистров специального назначения разделяют одно и то же пространство адресов от 80h до FFh, однако к этим регистрам ОЗУ программа может обращаться только при помощи косвенной адресации, а к регистрам специального назначения – только при помощи прямой адресации. Таким образом, несмотря на совпадающие адреса, указанные массивы памяти физически никак не перекрываются. К регистрам ОЗУ с адресами от 00h до 7Fh возможен программный доступ посредством как прямой, так и косвенной адресации.

Типы регистров и их расположение в регистровой памяти устройств семейства MSC12xx полностью соответствуют стандарту 8051. Согласно этому стандарту, в регистровой памяти MSC12xx имеются регистровые банки 0 – 3 рабочих регистров R0 – R7 и область побитно адресуемой памяти (рис. 6). В регистровой памяти может располагаться операционный стек, организуемый программно. Для более подробного ознакомления с программной моделью 8051-совместимых микроконтроллеров рекомендуется обратиться к работам [2, 4].

Продолжение следует

ЛИТЕРАТУРА

1. www.ti.com.
2. Редькин П.П. Прецизионные системы сбора данных семейства MSC12xx Texas Instruments: архитектура, программирование, разработка приложений (+CD). М.: Додэка-XXI, 2006.
3. www.analog.com.
4. Фрунзе А.В. Микроконтроллеры? Это же просто! В 3-х т. М.: ИД СКИМЕН, 2003. ©

Конверторы SHARP — Ваш Верный Выбор!



[LED]

[LCD]

[RF]

[OPTO]

[IC]

Качество изображения, принимаемого вашей спутниковой антенной,
во многом зависит от используемого конвертора.

Какой конвертор выбрать? Мы рекомендуем — конвертор SHARP.

Компания SHARP является мировым лидером в производстве конверторов для спутниковых приёмных систем.
Конверторы SHARP являются универсальными.
Конверторы работают как с аналоговыми, так и с цифровыми сигналами.

SHARP | Microelectronics

ProSoft®

ПРОСОФТ — АКТИВНЫЙ КОМПОНЕНТ ВАШЕГО БИЗНЕСА

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

Фильтры сигналов низких и инфранизких частот на переключаемых конденсаторах

Владимир Семёнов (г. Великий Новгород)

Технология переключаемых конденсаторов является весьма перспективной для построения различных аналоговых интегральных схем высокого уровня интеграции. В настоящей статье приведён краткий обзор принципов построения таких устройств на примере фильтров низких частот на переключаемых конденсаторах.

ВВЕДЕНИЕ

Линейные электрические цепи, и в частности электрические фильтры, описываются линейными дифференциальными уравнениями. Соответственно, при их реализации требуются функциональные элементы или блоки, реализующие математические операции суммирования и дифференцирования (интегрирования) электрических сигналов. В дискретной схемотехнике для дифференцирования/интегрирования используются свойства вольтамперных характеристик пассивных L- и C-элементов: $u = L di/dt$; $i = C du/dt$. Электрическая схема фильтра низких частот (ФНЧ, НЧ) 8-го порядка приведена на рис. 1. В интегральном исполнении изготовить такой фильтр сложно, т.к. индуктивности практически не реализуемы, а при реализации точных резисторов и конденсаторов в широком диапазо-

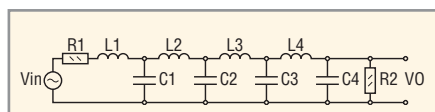


Рис. 1. RLC-фильтр нижних частот лестничного типа восьмого порядка

VO – Voltage Output, выходное напряжение

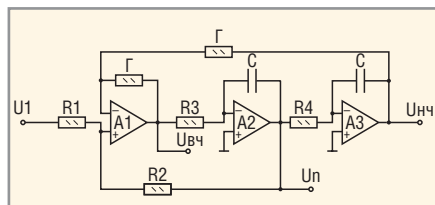


Рис. 2. Схема биквадратной секции для активного RC-фильтра нижних частот

U1 – входное напряжение,
Uвч – выход фильтра верхних частот,
Uнч – выход фильтра нижних частот,
Uп – выход полосового фильтра

не сопротивлений и емкостей возникают определённые трудности.

Частотные и фазовые характеристики фильтров не зависят от способа реализации при неизменности дифференциальных уравнений, описывающих поведение цепи. Поэтому электрические фильтры могут быть реализованы с использованием элементарных блоков вычислительной техники – сумматоров и интеграторов (рис. 2). Частотная характеристика интегратора на операционном усилителе описывается выражением $K(j\omega) = 1/(j\omega RC)$. При этом частота полюса биквадратной секции $Fp \approx 1/(2\pi RC)$, и для реализации фильтра с частотой среза 100 Гц необходимо иметь постоянную времени интегратора порядка 1 мс.

Практическое применение такие фильтры нашли в дискретном исполнении в диапазоне НЧ и особенно инфранизких частот (ИНЧ). В этих диа-

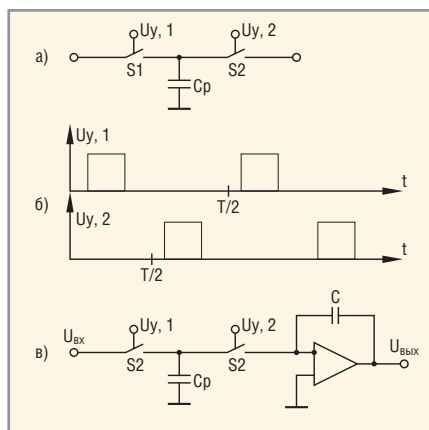


Рис. 3. Интегратор на переключаемых конденсаторах с параллельной схемой имитации резистора

а) схема имитации резистора; б) временные диаграммы импульсов управления ключами; в) эквивалент резистора во входной цепи интегратора

пазонах из-за больших ёмкостей конденсаторы имеют большие габариты. Реализация фильтра с применением интегральных операционных усилителей (ОУ) даёт лучшие результаты по габаритам. Полностью интегральное исполнение такого фильтра нецелесообразно из-за проблем создания резисторов с сопротивлением 100 МОм, которые были бы необходимы в схеме. В таких случаях микросхему фильтра «обвешивают» внешними резисторами, что делает конструкцию громоздкой. Например, в микросхеме MAX274 [1] используются 24 вывода, из которых к 19 подключаются внешние резисторы.

ТЕОРИЯ

В 70-е годы были успешно реализованы первые полностью интегральные фильтры на переключаемых конденсаторах. В них применены эквиваленты резисторов из конденсаторов и ключей, соединённых соответствующим образом (рис. 3а) [2]. Ключи S1 и S2 управляются непрерывными импульсами с частотой FT (рис. 3б). При этом через зажимы такого двухполюсника, находящегося под напряжением U, протекает импульсный ток, средняя величина которого $I = CUF_T$.

Эквивалентное сопротивление такого «резистора» $R_C = U/I = 1/(CF_T)$ определяется ёмкостью конденсатора и частотой переключения ключей; для получения эквивалента резистора 100 МОм при $C = 10$ пФ нужно иметь частоту переключения 100 кГц. Для получения больших эквивалентных сопротивлений нужно уменьшать частоту переключения.

Поместив такой эквивалент резистора во входную цепь интегратора (рис. 3в), получим частотную характеристику $K_C(j\omega) = 1/(j\omega R_C C) = (C_F F_T)/j\omega C$. Здесь очень важно, что частотная характеристика определяется соотношением двух ёмкостей, которое интегральная технология позволяет вы-

держивать с высокой точностью. Требования к ключам в таких схемах невысоки, поскольку главная их задача – соединить обкладки двух конденсаторов для передачи информационного заряда. Это позволяет использовать в качестве таких ключей одиночные МОП-транзисторы. Наконец, постоянная времени интегратора обратно пропорциональна тактовой частоте, что позволяет легко изменять частоту среза фильтров простым изменением тактовой частоты.

Рассмотрим работу интегратора на переключаемых конденсаторах более подробно. Устройство управления формирует непрерывающиеся последовательности импульсов управления ключами, которыми цикл работы интегратора делится на такты. В первом такте ключ S1 замкнут и конденсатор C_p заряжается до напряжения входного сигнала, ключ S2 разомкнут и на интегрирующем конденсаторе C сохраняется напряжение из предыдущего такта. Во втором такте ключ S1 размыкается, а ключ S2 замыкается, и за счёт обратной связи ОУ напряжение на конденсаторе C_p уменьшается почти до нуля (до напряжения смещения ОУ). При этом заряд $Q_i = C_p U_i$ переносится на интегрирующий конденсатор C , вызывая изменение выходного напряжения $\Delta U_{tj} = U_{tj}^{-1} C_p / C$.

Таким образом, выходное напряжение интегратора на переключаемых конденсаторах изменяется в дискретные моменты времени t_j ступенями величиной $\Delta U_{tj} = U_{tj}^{-1} C_p / C$. Это значит, что интегрирование выполняется лишь приближённо; интеграл заменяется суммой, которая приближается к искомому интегралу тем более точно, чем больше отношение периода интегрирования к периоду тактовой частоты. Таким образом, устройства на переключаемых конденсаторах не являются полностью аналоговыми. Хотя информационная величина – заряд – изменяется в этих устройствах непрерывно, время является дискретным. Дискретизация по времени означает, что при анализе таких устройств мы должны пользоваться дискретным преобразованием Лапласа (Z-преобразованием).

Необходимо также ограничивать спектр входного сигнала перед фильтрацией, если есть реальные основания полагать, что во входном сигнале имеются спектральные компоненты с частотой выше половины тактовой

частоты. В противном случае при обработке произойдёт наложение основного и дополнительных спектров и сигнал на выходе не сможет быть точно восстановлен. Так, если фильтр с частотой среза 50 Гц работает на частоте 5 кГц, а в спектре входного сигнала имеются шумовые компоненты в полосе от 4950 до 5050 Гц, то эти компоненты будут перенесены в полосу пропускания фильтра. Во всех практически важных случаях достаточно установить на входе ФНЧ на переключаемых конденсаторах фильтр первого-второго порядка на пассивных элементах с частотой среза 3 – 5 частот среза основного фильтра.

Другой проблемой, возникающей при реализации фильтров на переключаемых конденсаторах, является наличие в выходном сигнале паразитной составляющей тактовой частоты. Это связано в первую очередь с импульсным характером тока перезаряда конденсаторов, а также с помехой от сигнала управления ключом МОП-транзистором через паразитные ёмкости затвор–стоки и затвор–исток (так называемый перенос заряда из цепей управления ключами в коммутируемые ими информационные цепи). Избавиться от этих импульсных помех бывает непросто, особенно при неудачной разводке шин питания и «земли».

Мы рассмотрели наиболее простой вариант интегратора на переключаемых конденсаторах. Он иллюстрирует основной принцип работы любого устройства на переключаемых конденсаторах – передачу сигнала в форме заряда с конденсатора на конденсатор через систему электронных ключей. В реальных устройствах применяются более сложные интеграторы. Усложнение схемы позволяет сделать их менее чувствительными к переносу заряда из цепей управления ключами в коммутируемые ими информационные цепи. Подробно с вариантами построения интеграторов можно ознакомиться в работах [3, 4]. Свой вклад в разработку улучшенных структур интеграторов внёс и автор этой статьи, которым были предложены интеграторы с равными ёмкостями [5, 6]. Использование конденсаторов равной ёмкости упрощает реализацию интеграторов и уменьшает погрешность интегрирования. Как правило, улучшение характеристик интеграторов достигается введением дополнительных ключей. Поскольку в

качестве ключей используются МОП-транзисторы, увеличение числа ключей незначительно увеличивает площадь кристалла, занятую устройством.

Методы реализации фильтров высокого порядка аналогичны схемотехнике активных RC-цепей. Показанная на рис. 2 биквадратная секция реализует фильтр второго порядка. Для реализации фильтров более высокого порядка используется каскадное соединение таких секций. Четыре секции дают фильтр восьмого порядка. Недостатком такого подхода является повышенная чувствительность характеристик фильтров к погрешностям элементов при большой добротности секций.

Другой подход к построению фильтров высокого порядка заключается в имитации схем лестничного типа (рис. 1). При этом возможно прямое воспроизведение лестничной структуры путём замены индуктивностей исходного фильтра имитаторами индуктивности на переключаемых конденсаторах. Возможно также построение эквивалентной решающей структуры с использованием интеграторов [4]. Основой при проектировании такого фильтра является направленный сигнальный граф, описывающий исходную лестничную цепь. Граф приводится к виду, при котором комплексные коэффициенты передачи ветвей имеют вид $1/sC_i$, $1/sL_i$, где C_i , L_i – ёмкости и индуктивности исходной цепи. Такой граф может быть реализован с использованием суммирующих интеграторов. Ёмкости и индуктивности исходной цепи с некоторым коэффициентом будут преобразованы в отношении ёмкостей в интеграторах. Вследствие прямой зависимости чувствительность эквивалентной схемы с переключаемыми конденсаторами к отношению ёмкостей будет столь же мала, как чувствительность RLC-схемы лестничного типа к изменению L и C .

ЭКСПЕРИМЕНТ

Примером использования метода имитации схем лестничного типа при построении микросхем ФНЧ являются фильтры семейства MAX291...296 [7]. Например, микросхема MAX291EPA представляет собой ФНЧ Баттерворта 8-го порядка. Идеализированная характеристика фильтра показана на рис. 4. Микросхемы выпускаются в корпусах DIP8, SO8, SO16, а также в бескорпусном

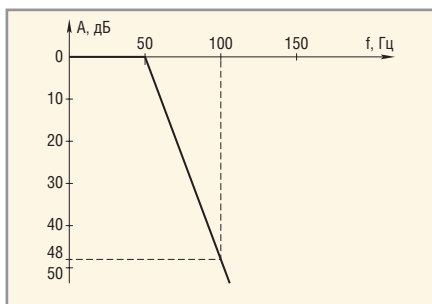


Рис. 4. Идеализированная характеристика ФНЧ MAX291

исполнении и в керамических DIP-корпусах (в последнем случае диапазон рабочих температур составляет $-55...+125^{\circ}\text{C}$). В типовом включении микросхема использует двуполярное питание $\pm 5\text{ В}$, но может питаться и от

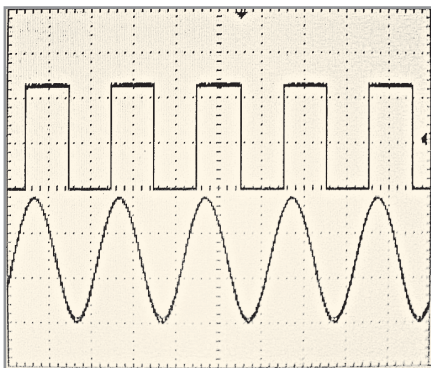


Рис. 6. Временные диаграммы входного (меандр) и выходного (синусоида) напряжений ФНЧ при фильтрации первой гармоники меандра

однополярного источника питания 5 В.

Частота среза фильтра может меняться в пределах от 0,1 Гц до 25 кГц путём изменения тактовой частоты. Соотношение между тактовой частотой и частотой среза 100 : 1. Тактовые импульсы могут быть поданы извне или сформированы с помощью внут-

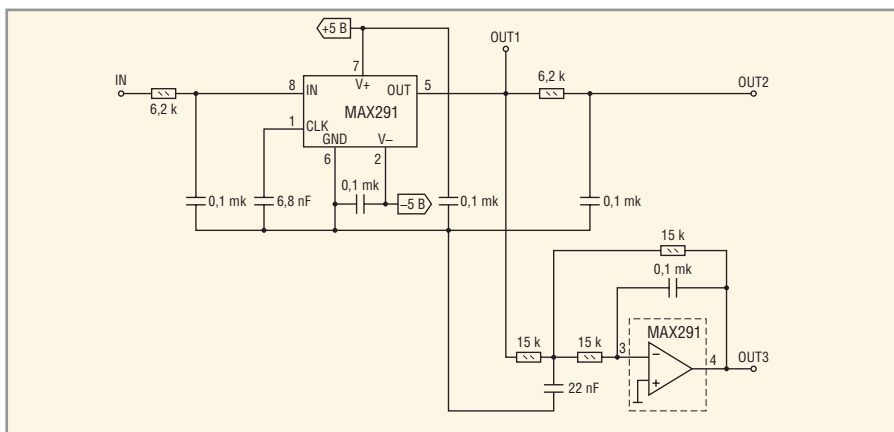


Рис. 5. Схема ФНЧ на микросхеме MAX291

реннего тактового генератора. В последнем случае на тактовый вход микросхемы навешивается «внешний»

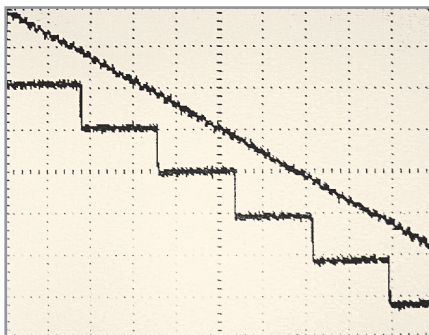


Рис. 7. Временные диаграммы выходного сигнала в увеличенном масштабе непосредственно на выходе микросхемы (ступеньки с периодом 180 мкс) и на выходе интегрирующей RC-цепочки (прямая линия)

конденсатор, ёмкость которого связана с требуемой частотой соотношением $f_{\text{osc}} = 10^5 / 3C_{\text{osc}}$. Если ёмкость выражена в пФ, то частота будет в кГц. Для получения, например, частоты 5 кГц нужно использовать конденсатор ёмкостью 6,8 нФ. Генератор не слишком стабилен: его температурный коэффициент порядка

500 ppm/ $^{\circ}\text{C}$. Коэффициент влияния напряжения источника питания также достаточно велик — 1%/В. Поэтому в случае жёстких требований к стабильности частоты среза фильтра следует использовать внешний кварцевый генератор.

В состав микросхемы входит ОУ, который может быть использован как в составе предварительного входного фильтра сигнала, так и для фильтрации выходного сигнала от паразитной тактовой составляющей. Выход и инвертирующий вход ОУ выведены на отдельные выводы микросхемы. Неинвертирующий вход соединён с общим выводом внутри микросхемы. ОУ имеет относительно большое напряжение смещения (типичное 10 мВ, максимальное до 50 мВ), но весьма малый входной ток (типичное 50 нА). Входное сопротивление фильтра весьма велико. Оно определяется соотношением $Z_i = 1/CF_T$ (при $C = 2,24\text{ пФ}$ и $F_T = 1\text{ МГц}$ $Z_i = 450\text{ кОм}$). Чтобы обойтись без входного буфера, сопротивление источника сигнала, подключённого к фильтру, должно быть не более $0,1Z_i$.

СПЕЦИАЛИЗИРОВАННЫЙ ФОРУМ
“NEO ELECTRONICS”
 КОМПОНЕНТЫ МАТЕРИАЛЫ ТЕХНОЛОГИИ

1-3 марта 2006
 САНКТ - ПЕТЕРБУРГ

организатор

ООО “ЭкспоФортуна”
 г. Санкт-Петербург,
 пл. Победы, 2
 тел.: (812) 371-02-08
 e-mail: expofortuna@svs.ru
 http://www.neoelectronics.ru

при поддержке



интернет ресурс
 www.eworld.ru

семинары
 экспозиции
 презентации

ВЫСТАВОЧНЫЙ ЦЕНТР СЕВЕРО-ЗАПАДА РФ
 пл. Победы, 2

информационная
 поддержка

КОМПОНЕНТЫ
 И ТЕХНОЛОГИИ

РАДИО

Вестник
 Электроники

ИЗДАТЕЛЬСКИЙ ДОМ

ЭЛЕКТРОНИКА

ЭЛЕКТРОНИКА

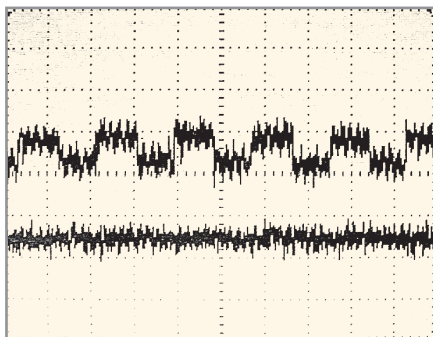


Рис. 8. Временные диаграммы коммутационной помехи: без выходного фильтра и с фильтрацией интегрирующей RC-цепочкой или фильтром Рауха

Рассмотрим работу фильтра, собранного на микросхеме MAX291ЕРА (рис. 5). Использовался внутренний тактовый генератор с частотой 5,5 кГц, что обеспечивало частоту среза фильтра 55 Гц. Для питания использовалось двуполярное питание ± 5 В. Входной сигнал прямоугольный (меандр). Для ограничения эффекта наложения спектров на входе фильтра включена интегрирующая цепочка с частотой среза 250 Гц. На рис. 6 видно, что выходное напряжение приближается к чисто синусоидальному напряжению. Детальное рассмотрение выходного напряжения выявляет ступеньки с периодом 180 мкс, равным периоду дискретизации устройства (рис. 7). Можно заключить, что без восстанавливающего фильтра непрерывного времени использовать микросхему не следует. В качестве восстанавливающего фильтра была опробована ин-

тегрирующая цепочка, аналогичная входной; она обеспечила надёжное восстановление сигнала (прямая линия на рис. 7).

Для оценки коммутационной помехи вход фильтра был заземлён. Коммутационная помеха имела размах порядка 2 мВ и период, равный периоду дискретизации. Фильтрация с помощью RC-цепочки, аналогичной входной, дала результаты, показанные на рис. 8. Кроме того, был собран фильтр второго порядка (фильтр Рауха) на основе внутреннего операционного усилителя с частотой среза 250 Гц. Результаты фильтрации с помощью фильтра второго порядка для подавления коммутационной помехи оказались аналогичными. Видно, что коммутационная помеха на выходе фильтра может быть эффективно подавлена относительно простыми средствами.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На сайте фирмы-производителя предложено интересное применение таких фильтров [8] – формирование синусоидального сигнала из меандра, полученного делением частоты кварцевого генератора. Фильтр осуществляет выделение первой гармоники входного сигнала в результате эффективного подавления высших гармонических составляющих, и в первую очередь – наиболее интенсивной третьей гармоники. При этом высокая точность установки и поддержания частоты сочетается с низким коэффициентом гармоник генерируемого синусоидального сигнала.

Фильтры не являются единственным классом аналоговых схем, где применение цепей на переключаемых конденсаторах даёт выигрыш в габаритах, стоимости, точности, функциональности. Известны и другие устройства на переключаемых конденсаторах, например, системы ФАПЧ [4] и высокоточные время-импульсные вычислительные устройства [9], в которых ключи и интеграторы являются основными операционными элементами.

ЛИТЕРАТУРА

1. Maxim's Data Sheet: MAX274/275. 4th- and 8th-Order, Continuous-Time Active Filters (www.maxim-ic.com).
2. Грегориан Р, Мартин К, Темеш Г. Проектирование схем на переключаемых конденсаторах. ТИИЭР. 1983. Т. 71. № 8.
3. Гауси М., Лакер К. Активные фильтры с переключаемыми конденсаторами. М.: Радио и связь, 1986.
4. Мулявка Я. Схемы на операционных усилителях с переключаемыми конденсаторами. М.: Мир, 1992.
5. Авторское свидетельство СССР № 1434458.
6. Авторское свидетельство СССР № 1564651.
7. Maxim's Data Sheet: MAX291/292/295/296 8th-Order, Lowpass, Switched-Capacitor Filters (www.maxim-ic.com).
8. Maxim's Application Note # 1999: Sine Wave Generator is Crystal Accurate (www.maxim-ic.com).
9. Время-импульсные вычислительные устройства. Под ред. В.Б. Смолова, Е.П. Угрюмова. М.: Радио и связь, 1983.



Новости мира News of the World Новости мира

Электронная бумага вместо обычной

Электронная бумага с импортом RSS – это будущее газет? На выставке CES компания Sony продемонстрировала новое устройство, предназначенное для чтения книг в электронном виде. Это устройство поддерживает импорт RSS-потоков.



Информации о Sony Reader пока недостаточно. Устройство ещё не появилось в продаже. Однако на выставке CES работающий экспонат можно было подержать в руках. Устройство имеет сверхтонкий дисплей чрезвычайно высокой контрастности и низкое энергопотребление. Оно идеально подходит для отображения текста и чёрно-белой графики. Читать текст с такого дисплея почти так же комфортно, как читать с листа бумаги.

Самая замечательная функция Sony Reader – это поддержка RSS с графикой. Оно способно автоматически обновлять информацию из Интернета. Правда, там нет оборудования для связи, а устройству требуется подключение к компьютеру (аналогично обновлению информации в плеере iPod).

Sony Reader должны поступить в продажу по цене \$300...400. Радует сам факт, что изделия, созданные по технологии ePaper/elink, после нескольких лет разработок в лабораториях, наконец, начинают появляться на рынке. Эти устройства гораздо более подходят для чтения текстов, чем существующие карманные компьютеры. Они приятнее для глаз, потребляют на порядок меньше энергии, гораздо меньше весят, их не нужно загружать (текст всегда на экране). Электронная бумага не конкурирует с карманными компьютерами. Она конкурирует с обычной бумагой – как по техническим характеристикам, так и по функциональности. Возможно, электронная бумага с импортом RSS – это и есть будущее печатной прессы.

www.hifinews.ru

Особенности разработки динамических конфигураций программируемых аналоговых интегральных схем в среде САПР AnadigmDesigner®2

Александр Полищук, Анна Полищук (Москва)

В статье приводятся варианты конфигурирования программируемых аналоговых интегральных схем и основные их различия. Подробно рассмотрен порядок разработки проектов при использовании динамической загрузки конфигурационных данных из внешнего управляющего процессора.

ВВЕДЕНИЕ

Как отмечалось в предыдущих публикациях [1 – 3], конфигурирование программируемых аналоговых интегральных схем (ПАИС) может осуществляться статически или динамически. Процесс статического конфигурирования включает в себя разработку аналоговой схемы, сохранение соответствующего ей файла конфигурационных данных и программирование последовательного EPROM при помощи этого файла конфигурационных данных. После программирования EPROM при включении напряжения питания схемы ПАИС конфигурируется автоматически. Хотя статически конфигурируемое программируемое аналоговое устройство обеспечивает

системных разработчиков новыми мощными ресурсами, настоящие преимущества ПАИС в полной мере проявляются при использовании динамического переконфигурирования внешним процессором в соответствии с изменяющимися системными требованиями.

В этой статье будут рассмотрены следующие основные операции внешнего управляющего процессора (хоста): алгоритмическое динамическое конфигурирование (АДК), управляемое динамическое конфигурирование (УДК) и статическое конфигурирование (СК). Предполагается, что пользователь уже хорошо знаком с использованием AnadigmDesigner®2 для создания статической конфигурации, со встроенным программным обеспе-

чением, использующим язык Си, и со свойствами ПАИС, включая детали конфигурационного интерфейса.

ОСНОВНЫЕ ОПЕРАЦИИ УПРАВЛЯЮЩЕГО ПРОЦЕССОРА И РАЗЛИЧИЯ МЕЖДУ СТАТИЧЕСКИМ И ДИНАМИЧЕСКИМ КОНФИГУРИРОВАНИЕМ

Все ПАИС компании Anadigm® включают в себя настраиваемый конфигурационный интерфейс, который легко подключается к любому подходящему микропроцессору (МП). Устройства AN120E04 и AN121E04 более всего подходят для систем, в которых ПАИС обычно конфигурируются при включении или перезагрузке. Конфигурационные интерфейсы устройств AN220E04, AN221E04 и AN221E02 содержат специальные функции, которые позволяют загружать реконфигурационные данные «на лету», без необходимости перезагружать устройство. На рис. 1 показано типовое подключение ПАИС к МП-шине данных. Для поддержки статической и динамической конфигураций программное обеспечение AnadigmDesigner®2 создаёт различные типы данных и файлов Си-кода.

Статическое конфигурирование

Используя основные возможности пакета AnadigmDesigner®2, можно легко создавать схемы и соответствующие им наборы конфигурационных данных для устройств AN12xE04 и AN22xE0x. При помощи управляющего процессора данные статической конфигурации могут быть переданы в ПАИС. При этом в управляющем процессоре могут быть сохранены несколько законченных наборов кон-

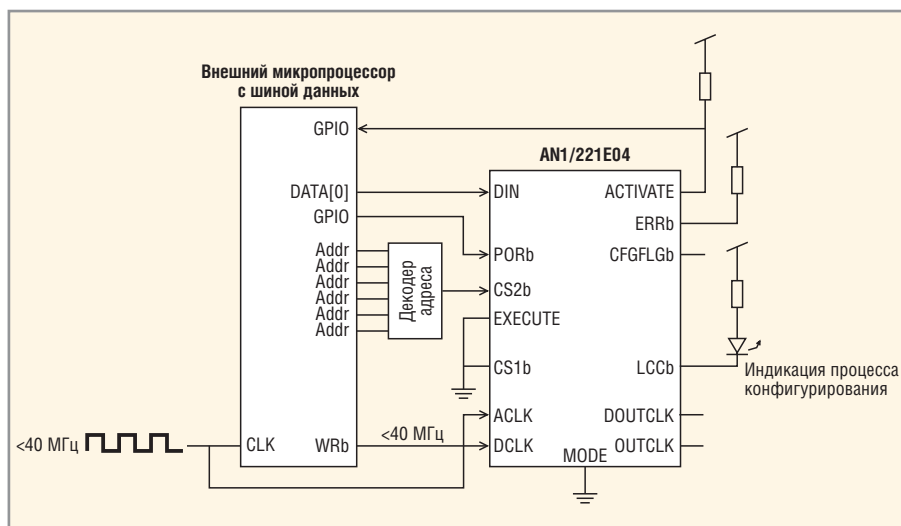


Рис. 1. Типовое подключение ПАИС к микропроцессорной шине данных

фигурационных данных, и подключённые к нему ПАИС могут быть переконфигурированы по мере необходимости. Устройства AN120E04 и AN121E04 сначала должны быть перезагружены, и лишь затем их можно переконфигурировать. Для устройств AN220E04, AN221E04 и AN221E02 возможна частичная или полная загрузка новых конфигурационных данных «на лету», без их перезагрузки.

Передача управляющему процессору наборов статических конфигурационных данных хороша для приложений, в которых поведение аналоговой схемы заранее известно. В приложениях, в которых поведение аналогового устройства должно изменяться «на лету», функции генератора Си-кода пакета AnadigmDesigner®2 позволяют управляющему процессору создавать необходимые данные для конфигурирования или переконфигурирования ПАИС и получать к ним доступ.

Динамическое конфигурирование

Функция генератора Си-кода состоит в возможности динамического переконфигурирования устройств AN220E04, AN221E04 и AN221E02. Это означает, что изменённые данные аналоговых схем или даже совсем новые аналоговые схемы могут быть загружены в ПАИС «на лету» без их перезагрузки. Новая конфигурация активируется за один такт синхронизации. Генератор Си-кода создаёт минимальный набор конфигурационных данных, которые необходимо загрузить для достижения требуемого изменения, обеспечивая как можно более быстрое и компактное переконфигурирование. Их использование позволяет загрузить основной набор функций и изменять их «на лету» по мере необходимости (АДК), или же могут загружаться предварительно откомпилированные топологии схем (УДК).

АЛГОРИТМИЧЕСКОЕ ДИНАМИЧЕСКОЕ КОНФИГУРИРОВАНИЕ

При АДК формируется Си-код, который используется управляющим процессором для создания или загрузки данных, необходимых для переконфигурирования ПАИС в ответ на из-

менившиеся требования обработки аналогового сигнала. Функции АДК поддерживают исходную (первичную) конфигурацию ПАИС и в дальнейшем позволяют настраивать некоторые программируемые параметры аналоговой схемы. При этом топология схемы остаётся неизменной. Одним из примеров может служить настраиваемый фильтр, в котором число и типы ячеек постоянны, а частоту среза, добротность и усиление можно изменять «на лету».

Для каждого конфигурируемого аналогового модуля (КАМ*) существует своя функция, при помощи которой можно управлять ее программируемыми параметрами. Используя режим АДК программного обеспечения AnadigmDesigner®2, можно создать файлы Си-кода, содержащие такие функции. Этот Си-код содержит информацию о компонентах схемы низшего уровня. Функции Си-кода используют эту информацию при создании динамических конфигурационных данных для ПАИС в момент их вызова. Данные, полученные этими функциями для переконфигурирования устройства, добавляются в буфер данных. Функции не переконфигурируют ПАИС напрямую. Они подготавливают данные, необходимые для изменения конфигурации устройства. Когда приходит время для пересылки данных в ПАИС, вызываются API-функции** Си-кода (например, GetReconfigData вызывается для извлечения данных реконфигурации из буфера). Передача данных в ПАИС – это уже задача управляющего процессора.

Ниже будут рассмотрены типичные примеры разработок, иллюстрирующие применение генератора Си-кода для создания АДК. В общем случае последовательность разработки АДК следующая:

1. *Разработка схемы.* На рис. 2 показана схема простого аудиофильтра. Низкие частоты обрабатываются в левом канале, высокие частоты – в правом. Данная схема не является оптимальной с точки зрения компактности и эффективности, но в ней используется ряд стандартных КАМ, что позволяет упростить процесс понимания алгоритма создания схем с АДК.

2. *Выбор генерируемых функций.* После того как завершена разработка

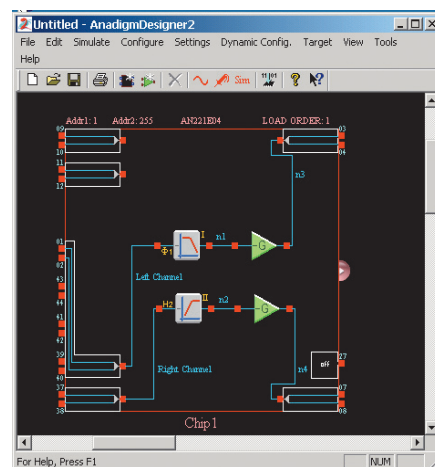


Рис. 2. Схема простого аудиофильтра

схемы, необходимо определить, какие из её частей могут нуждаться в динамическом переконфигурировании. При наличии этой информации каждая из функций, соответствующая КАМ на схеме, должна быть преобразована в Си-код.

3. *Выбор функций КАМ в Си-коде.* В рассматриваемом примере предположим, что необходимо динамически переконфигурировать фильтр высокой частоты (ФВЧ) в правом канале и усилитель мощности в левом канале. По умолчанию полагаем, что функции Си-кода для всех КАМ уже определены. Для того чтобы создать компактный Си-код, необходимо отключить формирование функций для модулей, которые не будут динамически переконфигурированы.

Чтобы вызвать функцию Си-кода какого-либо из КАМ, необходимо щёлкнуть правой кнопкой мыши по изображению КАМ и в появившемся меню выбрать подпункт C code functions или CAM Settings, а затем нажать кнопку C code functions.

Используя один из вышеприведённых методов, откройте окно C Code Functions для усилителя мощности в правом канале. В заголовке окна появится название выбранного элемента КАМ: *GainInv_Right*. Поскольку этот модуль не будет динамически переконфигурироваться, необходимо снять «галочки» со всех предлагаемых функций.

Затем необходимо отключить все функции для фильтра низкой частоты (ФНЧ) левого канала. Можно воспользоваться окном CAM C Code Functions. Для того чтобы открыть

* Аббревиатура CAM, написанная латиницей, означает настраиваемый аналоговый модуль, т.е. – то же, что и КАМ.

** API – Application Program Interface.

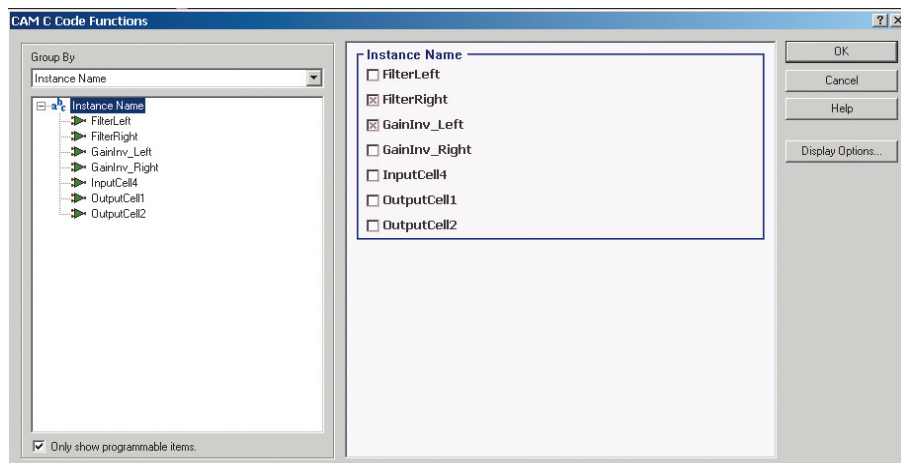


Рис. 3. Представление отключенных функций Си-кода в окне C Code Functions

его, выберите в основном меню ПО AnadigmDesigner®2 пункт *Dynamic Config* → *Algorithmic Method* и щёлкните левой кнопкой мыши по кнопке *CAM Functions...* В этом окне отображены все функции Си-кода каждого КАМ, организованные различными способами.

Если окно открыто в первый раз, в нём отображён список всех доступных типов КАМ на панели выбора в правой части окна. В окне будет видно, что все функции для модуля *ANx21 Standard\GainInv* отключены. Это означает, что для всех экземпляров КАМ данного типа, участвующих в разработке, функции Си-кода не будут созданы.

Обратите внимание, что мультиплексированная входная ячейка (*ADdata\ANx21_INMUX*) имеет функции в Си-коде и они не отключены. Перед нами не стоит задача её программирования, поэтому снимите «галочку» напротив соответствующего указателя для того, чтобы отключить и эти функции.

Следующий шаг – отключение функций для ФНЧ. Пользоваться окном *CAM C Code Functions* при этом нельзя. Если будет снята «галочка» с *ANx21 Standard\FilterBiquad*, то тем самым будут отключены функции Си-кода для всех КАМ данного типа и для ФВЧ в том числе. Для того чтобы отключить создание функций Си-кода для конкретного экземпляра данного типа КАМ, щёлкните по элементу с выпадающим списком *Group by* и выберите из предлагаемого перечня *Instance Name*. На панели выбора справа отобразится список всех экземпляров КАМ, участвующих в разработке. Обратите внимание, что для *GainInv_Right* и *InputCell4* все

функции Си-кода уже отключены. Чтобы отключить все функции для ФНЧ левого канала, снимите «галочку» напротив строки *Filter_Left*.

Теперь все функции Си-кода для *Filter_Right* и для *GainInv_Left* будут созданы. Возможно, в процессе работы ряд функций не понадобится. Чтобы исключить их из Си-кода при создании проекта, необходимо проделать следующую процедуру.

Открыть в левой части окна список всех имеющихся экземпляров КАМ. Для этого необходимо нажать «+» в левом окне. Сначала выберите *Filter_Right*. В правой части окна на панели выбора будут отображены все возможные для данного экземпляра КАМ функции Си-кода. В рассматриваемом нами примере нет необходимости изменять значения конденсатора при помощи Си-кода, так что отключите функцию *SetBQHighPassCaps*. Затем выберите в левой части окна *GainInv_Left*. Отключите функцию *fixed_setGainHold*, сняв «галочку» напротив неё на панели выбора в правой части окна.

Теперь у обоих модулей *Filter_Right* и *GainInv_Left* имеется по одной включенной и по одной выключенной функции Си-кода. Выберите корневую ветку в левой части окна *Instance Name* путём выбора соответствующего пункта в управляющем элементе со списком *Group By*. Обратите внимание, что «галочка» напротив этих двух экземпляров КАМ – серого цвета. Это означает, что некоторые, но не все функции Си-кода для данных экземпляров отключены (рис. 3).

4. *Создание Си-кода*. Рассмотрим процесс создания файлов Си-кода. Предполагается, что все описанные выше шаги уже завершены.

Параметры генерации устанавливаются в окне *C Code Generation Options*, которое может быть открыто одним из нижеприведённых способов:

- выбором подпункта *C Code* → *Generation Options...* основного меню программного обеспечения AnadigmDesigner®2;
- выбором подпункта *C Code* → *Generate* основного меню программного обеспечения AnadigmDesigner®2, а затем нажатием кнопки *Generate Options*.

Закладка General. Рекомендуется не изменять настроек по умолчанию на данной закладке. Во избежание дальнейшей путаницы с именами в любом ранее созданном коде все создаваемые функции и переменные имеют строковый префикс. По умолчанию это строка *an_*. Таким образом, функция *setGainHold* будет создана с именем *an_setGainHold*. AnadigmDesigner®2 поддерживает соответствие стандарту Си американского национального института стандартов (ANSI), обрезая все имена до 31-го символа. Ядро генератора укоротит слишком длинные имена самостоятельно и не допустит конфликта двух одинаковых имен.

Закладка Reconfiguration. При помощи закладки *Reconfiguration* можно управлять памятью, в которой будут сохранены данные для переконфигурирования, динамически создаваемые посредством Си-кода. Как только управляющей программой будет вызвана функция Си-кода, соответствующая какой-либо из КАМ, конфигурационные данные будут добавлены в буфер реконфигурационных данных. В этой закладке как раз и можно управлять размером этого буфера. Поставьте «галочку» напротив *Enable automatic growth* во избежание переполнения буфера.

Закладка Primary Configuration. В этой закладке можно выбрать устройства, которые будут сконфигурированы в самом начале посредством Си-кода. Не снимайте «галочек» напротив наименований устройств.

Закладка Clocks. В этой закладке можно выбрать устройства, которым потребуется динамическое переконфигурирование делителей частоты. Оставьте пока элементы неотмеченными.

5. *Создание файлов Си-кода*. Для того чтобы создать файлы Си-кода, от-

Программируемые аналоговые интегральные схемы (FPAА)



На одном кристалле FPAА содержится:

- Дифференциальные компараторы
- Операционные и инструментальные усилители
- Инструментальные усилители
- Фильтры
- Источники образцового напряжения
- Усилители-ограничители
- Мультиплексор
- Выпрямители с ФНЧ
- Генераторы синусоидального сигнала
- Генераторы периодических сигналов специальной формы
- АЦП последовательного приближения
- Программируемые усилители

Области применения

- Системы сбора данных
- Медицинское оборудование
- Автоэлектроника
- Промышленная автоматика
- Аудиотехника
- Прецизионные измерительные системы и т.п.

ПРЕИМУЩЕСТВА ИСПОЛЬЗОВАНИЯ FPAА

- Продление жизненного цикла изделия
- Упрощение настройки и регулировки
- Повышение надёжности
- Снижение стоимости
- Статическая и динамическая конфигурация структуры
- Однокристалльные системы аналоговой обработки
- Программное изменение характеристик системы
- Автоматически перестраиваемые и адаптируемые схемы

Основные достоинства Anadigm Designer 2

- Удобная среда разработки, интуитивно понятная разработчику
- Отладка схемы в реальном времени
- Цифровой осциллограф, вольтметр, частотомер
- Быстрое программирование ИС через стандартный порт RS232 непосредственно из среды разработки
- Тестирование прошивки непосредственно на кристалле или в системе
- Динамическое перепрограммирование структуры

ANADIGM — ПРОДЛЕНИЕ ЖИЗНЕННОГО ЦИКЛА ВАШИХ ИЗДЕЛИЙ!

Узнайте подробности в компании ПРОСОФТ

Телефон: (495) 234-0636 • Web: www.prochip.ru

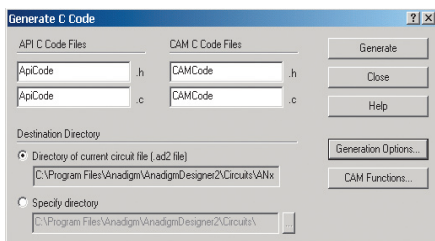


Рис. 4. Диалоговое окно Generate C Code для создания файлов Си-кода

кройте окно Generate C Code. Для этого воспользуйтесь пунктом *C Code* → *Generate* основного меню ПО AnadigmDesigner®2. В этом окне вы можете задать имена файлов, которые будут созданы, а также указать директорию, в которой они будут размещены. Оставьте имена файлов, какими они были предложены по умолчанию, и сохраните их в той же директории, что и файл схемы (рис. 4). Теперь всё готово. Для создания файлов нажмите кнопку Generate. Если в указанной директории уже существуют файлы с указанными именами, то всплывёт окошко с вопросом о подтверждении перезаписи этих файлов. Когда файлы будут созданы, AnadigmDesigner®2 уведомит вас об успешном окончании процесса генерации файлов. После того как функции созданы, можно приступить к программированию с использованием API на Си.

В рамках данной статьи мы не будем подробно рассматривать все основные функции Си-кода и приме-

ры их использования. С этой информацией можно ознакомиться на диске [4].

УПРАВЛЯЕМОЕ ДИНАМИЧЕСКОЕ КОНФИГУРИРОВАНИЕ

Управляемое динамическое конфигурирование – это обеспечение доступа и загрузка предварительно откомпилированных конфигурационных данных управляющим процессором во все подключенные к нему ПАИС. В отличие от АДК, в процессе УДК для создания конфигурационных данных ПАИС Си-код для управляющего процессора не создаётся. Вместо этого в процессе УДК создаются наборы предварительно откомпилированных данных и всего две функции Си-кода, вызываемые для получения доступа к этим данным и для компиляции в управляющей программе.

Если используется АДК, то могут быть настроены только параметры КАМ. При использовании УДК может быть изменена топология схемы. Обновление схемы может служить для настройки некоторого параметра КАМ или же для полного изменения её содержания и внутренних связей.

При выборе подпункта меню Dynamic Configuration → State-driven method... открывается окно выбора. В это окно добавляются разработки, конфигурационные данные которых необходимо откомпилировать. При

помощи элемента управления Complete Chips... разработки могут быть импортированы из текущей сессии посредством элемента управления Transition. Разработки также можно импортировать при помощи ANF Files... в виде существующего конфигурационного файла с расширением *.ANF (рис. 5).

Имя функции при АДК присваивается в соответствии с наименованием ПАИС (например, Chip2). В УДК группировка разработок осуществляется по идентификационному номеру устройства ID (например, ID1). Должна иметься как минимум одна версия полного набора данных для первичной конфигурации каждой ПАИС (в каждом из DeviceID). Для всех остальных устройств с одинаковыми ID будут созданы различные данные. Откомпилированные файлы данных, включающие в себя несколько вариантов структур ПАИС, получаются достаточно компактными.

При нажатии на кнопку Generate открывается диалоговое окно для ввода значений разнообразных параметров, связанных с созданием Си-кода и файла Raw Data для УДК.

Закладка Generation. Аналогично рассмотренному выше диалоговому окну создания Си-кода Generate C Code (см. рис. 4), на закладке Generation также необходимо указать имена файлов и место их расположения (рис. 6).

В файле с расширением *.c будут содержаться массивы констант для первичной конфигурации и данные для переконфигурирования (данные различий), необходимые для всех выбранных устройств, а также функции для осуществления доступа к этим данным.

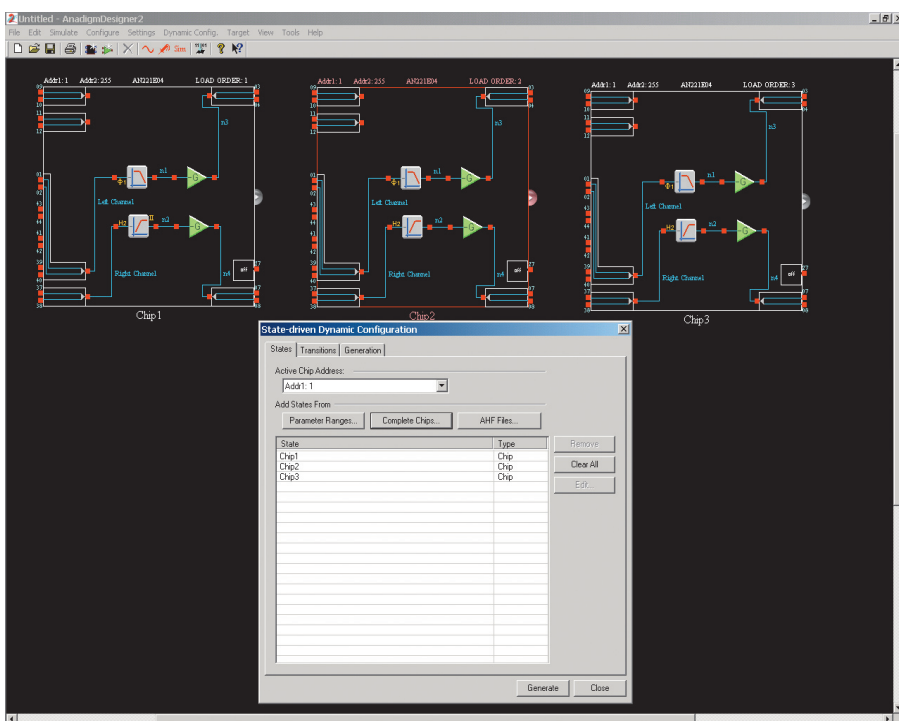


Рис. 5. Окно выбора схем для компиляции проекта

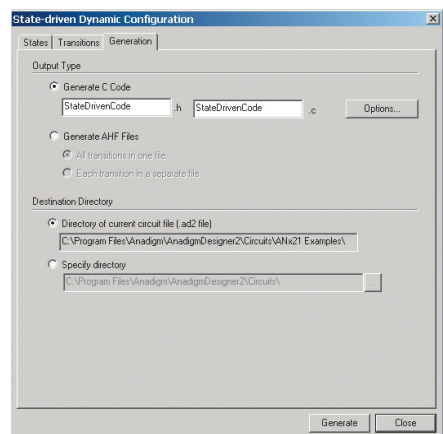


Рис. 6. Диалоговое окно на закладке Generation для выгрузки файлов с расширением *.c, *.h и *.ANF

В файле с расширением *.h содержатся прототипы функций в виде совокупности их описания и определения типов. Этот файл для облегчения понимания снабжён подробными комментариями.

Управляющий процессор вызывает функции для того, чтобы получить доступ к первичной конфигурации, а в последующем к данным переконфигурирования (данным различий).

Для совместимости с версиями программного обеспечения управляющего процессора на каком-либо другом языке, кроме Си (например, на Ассемблере), AnadigmDesigner®2 создаёт файлы данных, содержащие те же наборы данных для первичного конфигурирования и для последующего переконфигурирования (данные различий) в шестнадцатеричном формате ASCII (AHF). Данные могут быть выгружены в один файл (на ПАИС с соответствующим ID) или же в отдельные файлы (рис. 6).

В случае выгрузки данных в один файл создаётся *.txt-файл, содержащий AHF-данные, с именем StateDrivenDevice nnn .txt, где nnn – это номер ID (ID1). В файле содержатся только поля комментариев для разграничения наборов данных и данные в формате AHF.

Если выбрана опция Each transition in a separate file, создаётся поддиректория с именем StateDrivenDevice nnn . Внутри этой директории создаются отдельные *.txt-файлы данных в формате AHF, не содержащие каких-либо комментариев и включающие в себя либо данные для первичного конфигурирования, либо данные для переконфигурирования (данные различий). Имена файлам даются в соответствии с их содержанием. Например, файл (Primary) chip1.txt содержит данные первичной конфигурации для устройства с именем chip1.

СТАТИЧЕСКОЕ КОНФИГУРИРОВАНИЕ ВНЕШНИМ ПРОЦЕССОРОМ

Статическое конфигурирование – это процесс передачи наборов данных первичной конфигурации управляющим процессором в ПАИС после их перезагрузки. Целесообразно применять СК с помощью внешнего управляющего процессора лишь в случаях, когда ПАИС нуждаются в конфигурировании при

первом включении питания или после перезагрузки системы.

Среда AnadigmDesigner®2 поддерживает различные схемы СК путём создания трёх различных форм данных. Две из них (Си-код и Raw Data) были рассмотрены выше для УДК. В случае первой перезагрузки ПАИС обычно используется только часть созданных этим способом данных – часть первичной конфигурации. Третья форма, создаваемая AnadigmDesigner®2, – это файл данных конфигурации.

Все эти различные форматы файлов данных хорошо подходят для СК управляющим процессором в случае, когда используется PROM-программатор. На самом деле формат Raw Data, используемый при УДК, идентичен стандартному формату *.ahf-файла конфигурационных данных.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Мы рассмотрели основные операции, необходимые для создания проекта с динамически изменяемыми параметрами схемы. На практике часто возникают дополнительные нюансы, требующие более глубокого изучения возможностей САПР. Мы рекомендуем в таких случаях использовать техническое описание, входящее в комплект САПР AnadigmDesigner®2, поскольку оно содержит намного больше практической информации, чем «Руководство пользователя» [5]. В любом случае, прежде чем начинать разработку серьезного проекта, лучше потренироваться на простых схемах (например, на схеме, приведённой на рис. 2).

ЛИТЕРАТУРА

1. Полищук А. Программируемые аналоговые ИС Anadigm: весь спектр аналоговой электроники на одном кристалле. Первое знакомство. Современная электроника. 2004. № 2.
2. Полищук А. Программируемые аналоговые ИС Anadigm: структура и принцип построения. Современная электроника. 2005. № 1.
3. Полищук А. Методы загрузки конфигурационных данных в программируемые аналоговые интегральные схемы Anadigm. Современная электроника. 2005. № 4.
4. CD AnadigmDesigner®2 (лицензионный компакт-диск, поставляемый с отладочным комплектом).
5. AnadigmDesigner®2. User Manual. Anadigm, Inc. 2004 (www.anadigm.com).

Новости мира

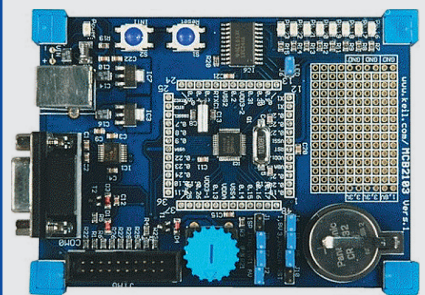
Система разработки ISE WebPACK 8.1i – новая версия!

Фирма Xilinx предлагает на своём сайте для скачивания систему разработки ISE WebPACK теперь в версии 8.1i. Инструмент содержит все функции ISE Foundation с поддержкой для дизайнера Embedded-решений, DSP и решений реального времени. Система предназначена также для семейств элементов Spartan-3E и Virtex-4 FPGA. WebPACK 8.1i включает в себя ISE Simulator для PC- и Linux-платформ, а также расширенный интерфейс пользователя для Linux и Windows.

www.xilinx.com

Оценочная плата MCB2103 для микроконтроллера LPC2103

Фирма Keil разработала оценочную плату MCB2103 для микроконтроллера LPC2103 компании Philips. Наряду с последовательным портом плата имеет порт JTAG, 8 светодиодов, литиевую батарею для независимого от сети питания часов реального времени, а также потенциометр для генерирования аналогового входного напряжения. Плата фирмы Keil, которая может запитываться через порт USB персонального компьютера, имеет Prototyping-область размером 55 × 18 мм, куда разработчик может добавить собственный хард.



Плата MCB2103 в стандартном варианте укомплектована полной оценочной версией PK-ARM Microcontroller Toolchain с uVision IDE, C-компилятором, ассемблером, отладчиком и симулятором MCU. В комплект поставки входят кроме этого несколько программных проектов, которые могут служить в качестве примера для опробования и оценки микроконтроллера. Evaluation Board уже может поставляться по цене 100 US\$ за штуку.

www.keil.com

Высококачественный широкополосный приёмный тракт. Моделирование в среде MATLAB. Оптимизация динамического диапазона и чувствительности

(часть 1)

Владимир Болдырев (Краснодарский край)

В статье рассмотрен один из перспективных вариантов реализации приёмного тракта на основе нетрадиционного полностью дифференциального инструментального измерительного усилителя. Усилитель обладает мегаомным входным сопротивлением при работе с симметричным и несимметричным источником аналоговых сигналов и имеет симметричный выход. Усилитель удобен для стыковки с аналого-цифровым преобразователем с симметричным входом. В среде MATLAB моделируются шумовые свойства, динамический диапазон всего тракта при изменении усиления и вариациях сопротивлений резисторов. Сравниваются результаты моделирования с экспериментальными данными в области частот от нуля до нескольких сотен кГц.

ВВЕДЕНИЕ

Несмотря на разнообразие современных микросхем, при разработке трактов, позволяющих одновременно достичь высоких показателей по нескольким параметрам, разработчика ожидает тернистый путь выбора схемных решений. Статья посвящена вопросам оптимизации и моделирования схемных решений высокочувствительных трактов как с аналого-цифровым преобразователем на выходе, так и без него.

Многолетний опыт автора позволил выявить перспективные решения для достижения наилучших показателей в приёмных трактах. Они экспериментально проверены в области частот до нескольких сотен кГц. Большинство решений может быть использовано также и в мегагерцовом диапазоне с дополнительным учётом специфики высоких частот, поскольку в решениях использованы основополагающие принципы, общие для приёмных трактов.

В статье уделяется внимание вопросам создания трактов:

- высокой защищённости от внешних и внутренних помех;

- высокой развязки между каналами;
- высокой линейности;
- высокой стабильности усиления;
- высокого входного сопротивления;
- широкого диапазона входных напряжений, нередко превышающих напряжение питания микросхем в тракте;
- широкого диапазона изменения усиления;
- предельно малого уровня собственных шумов;
- большого динамического диапазона.

Эта область комплексного проектирования значительно сложнее, чем создание трактов с характеристиками, для которых достаточно рекомендаций, публикуемых разработчиком микросхем.

Постановка задачи

Перечисленные во введении параметры говорят о высокой степени универсальности рассматриваемых трактов, поскольку они могут быть использованы при создании как простых, так и высококачественных (hi-fi и high-end) систем.

Кратко остановимся на технических решениях, позволяющих достичь высокого качества.

Высокая защищённость от внешних и внутренних помех достигается выполнением тракта в *полностью симметричном* варианте, т.е. с симметричным входом, схемой разводки усилителя и выходом. При таких условиях внешние помехи, наводимые на разных участках тракта, имеют одинаковую фазу и амплитуду, причём в симметричном тракте они подавляются как синфазные составляющие (точнее, не усиливаются в нём).

Это особенно важно для плат, работающих в слотах компьютеров под воздействием как мощных шумовых и помеховых полей самого компьютера, так шумовых токов, текущих по сигнальным цепям входных кабелей и их экранам, включая значительные токи между корпусами источника сигнала, компьютера и сетевым заземлением. Без симметричного исполнения эти помехи и шумы могут превысить собственные шумы тракта.

При несимметричном входе и тракте внешние наводимые помехи должны подавляться по уровню дополнительными электромагнитными экранами на плате в зоне аналоговой части трактов, разделением цифровой и аналоговой «земли» на плате (вплоть до гальванической их развязки), высококачественной экранировкой входного кабеля, а также гальванической развязкой источника сигнала от заземления. Лишь при этих условиях можно приблизиться к уровню помех в несколько десятков нановольт в полосе 1 Гц, приведённых к входу тракта. И всё равно, несмотря на все ухищрения, в несимметричном исполнении практически невозможно полностью

избавиться от помех. Исключение составляют тракты с очень низким входным сопротивлением (десятки ом).

Наряду с симметричностью, одним из перспективных решений по частотной селекции помех является формирование полосы тракта и избирательности после аналого-цифрового преобразования. Современные высококачественные широкополосные дельта-сигма АЦП ($\Delta\Sigma$ АЦП) имеют встроенные цифровые фильтры, которые обеспечивают высокую амплитудно-частотную и фазовую равномерность в полосе пропускания и крутой срез до 90 дБ и более вблизи края полосы пропускания при отстройке от частоты среза всего на несколько процентов. Такие фазовые и амплитудно-частотные параметры фильтров с порядком в несколько тысяч единиц недостижимы в аналоговом исполнении. Последующая цифровая фильтрация в процессоре компьютера может позволить сформировать требуемую, в том числе узкую перестраиваемую полосу частот без сложных аналоговых фильтров. При этом в аналоговой части достаточно предусмотреть лишь простой однозвенный антиалиасинговый RC-фильтр, подавляющий помехи в диапазоне десятков мегагерц. Современные 18–24-разрядные $\Delta\Sigma$ АЦП способны обрабатывать полезный сигнал частотой до 2...3 МГц.

Такие решения с $\Delta\Sigma$ АЦП, имеющими к тому же симметричные входы, которые позволяют подавить синфазные помехи, дают возможность предельно упростить приёмный тракт, в котором определяющими становятся параметры входного усилителя.

При использовании коммутаторов или ключей в каналах, например, для переключения усиления, желательно выбирать микросхемы коммутации с управляющими цепями потенциального типа (высокий/низкий потенциал – ключ включен/выключен). Это позволяет применить в цепях управления коммутаторами RC-фильтры с большими ёмкостями и большими сопротивлениями, гарантирующие эффективную развязку от помех дискретных и цифровых цепей управления и от широкополосных помех компьютера.

Важно также, чтобы все вторичные источники питания имели общую синхронизацию и достаточно высокие частоты преобразования, что позволяет избежать помех в трактах от

гармоник этих источников, блуждающих по частоте (удобны, например, 400-кГц DC/DC-преобразователи серий DCR, DCP, DCV фирмы Texas Instruments).

Большая развязка между каналами (более 100 дБ) при многоканальном исполнении достигается при следующих мерах:

- отказ от межканальных коммутаторов на входе тракта (исчезают переходные процессы при коммутации каналов) [1, 2];
- выполнение аналоговой «земли» с зазором между каналами от входа канала до корпуса АЦП (уменьшаются блуждающие межканальные токи по аналоговой «земле»);
- выполнение разводки аналоговых сигнальных цепей и цепей питания таким образом, чтобы эти цепи не пересекали зазоры аналоговой «земли» между каналами (не заходили в область смежных каналов);
- максимально возможное разнесение в пространстве конденсаторов, резисторов и вводов микросхем высокочувствительного входа от аналогичных элементов смежного канала (при необходимости возможно использование экранирующих стенок между каналами в области зазора аналоговой «земли» около входа);
- использование полностью экранированных входных разъёмов, отдельных для каждого из входов (при общем многоконтактном разъёме на входе необходимо подключить контакты вокруг сигнальных цепей на аналоговую «землю» соответствующего канала);
- неиспользование в разных каналах частей микросхемы, размещённых в одном корпусе;
- питание каждого канала от собственного вторичного источника питания (при необходимости).

Тракты с очень низким входными сопротивлениями (десятки ом) также позволяют увеличить развязку, но малое входное сопротивление – существенный недостаток.

Высокая линейность (более 100 дБ) достигается при использовании:

- высококачественных ОУ и коммутаторов, переключающих усиление, с широким допустимым диапазоном напряжений сигнала, вплоть до напряжений, близких к напряжению питания;
- коммутаторов с низкоомными ключами в замкнутом состоянии и

высокоомной нагрузкой внешних цепей, к которым подключен ключ (рекомендации по расчёту линейности даны в [3, 4]);

- грамотного выполненных схем коммутации усиления, когда через ключи коммутатора протекают сигнальные токи предельно малого уровня [5];
- использование АЦП с высокой линейностью (как правило, это 18 – 24-разрядные $\Delta\Sigma$ АЦП с симметричными входами).

Высокая стабильность усиления (на уровне $\pm 0,1$ дБ) достигается при использовании:

- стабильных по температуре и времени пассивных и активных компонентов в трактах, в особенности – генератора опорного напряжения, определяющего масштаб преобразования аналогового сигнала в цифровой в АЦП;
- АЦП с входом от внешнего генератора опорного напряжения;
- высокостабильных источников питания для аналоговой части АЦП, особенно если АЦП не имеет входа для внешнего генератора опорного напряжения.

Высокое входное сопротивление тракта является комплексным параметром, связанным с диапазоном входных напряжений, диапазоном изменения усиления и с выбором схемных решений, обеспечивающих стыковку симметричного/несимметричного источника сигналов с симметричным входом АЦП.

Высокое входное сопротивление само по себе необходимо для того, чтобы источник сигнала не изменял своего выходного напряжения и линейности при подключении приёмного тракта. Это особенно важно при высокоомном источнике сигнала.

Когда диапазон входных напряжений превышает напряжение питания микросхем тракта, необходимо на входе тракта ставить делитель напряжения для снижения уровня сигнала несколько ниже напряжения питания микросхем. Высокоомный делитель чаще всего неприемлем ввиду снижения чувствительности из-за эд.с. шумов Джонсона [6] в резисторах делителя в соответствии с формулой $e^2 = 4kTR(\Delta f)$. Поэтому делитель должен быть составлен из резисторов с сопротивлением значительно меньше 10 кОм (спектральная плотность эд.с. шума резистора 10 кОм состав-

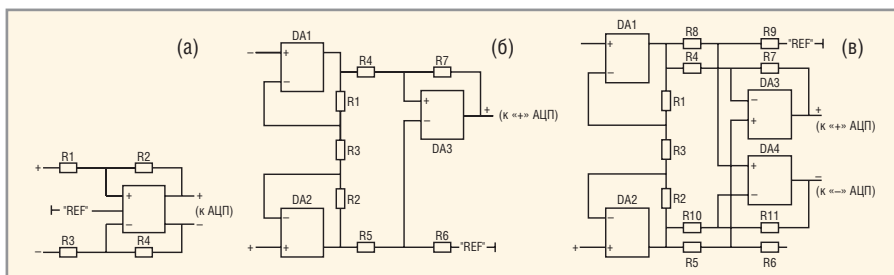


Рис. 1. Схемы усилителей

- а) полностью дифференциальный усилитель [6];
 б) «классический» инструментальный измерительный усилитель [6];
 в) полностью дифференциальный инструментальный измерительный усилитель [8]

ляет около $13 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$, что резко ограничивает чувствительность тракта).

Для того чтобы расширить диапазон напряжения входных сигналов, можно встроить во входной делитель ключи, изменяющие коэффициент передачи делителя. Недостатками такого решения является, с одной стороны, наличие самого делителя, а с другой – некоторое изменение входного сопротивления тракта при смене коэффициента деления входного делителя. Для измерительных прецизионных трактов это весьма нежелательно.

В последние годы в зарубежных разработках всё чаще появляются так называемые полностью дифференциальные усилители [7], у которых имеются два симметричных входа и два симметричных выхода (см. рис. 1а). Важное преимущество этого типа усилителей – в удобстве стыковки его выходов с симметричным входом АЦП. Однако у них есть и большой недостаток: низкое входное сопротивление – порядка килоома и менее, поэтому они непригодны для работы с высокоомными источниками сигнала. Повышение входного сопротивления этих усилителей ведёт к увеличению сопротивлений окружающих резисторов, ответственных за усиление, и, соответственно, к возрастанию шума резисторов и усилителя в целом. Кроме того, при смене усиления изменяется входное сопротивление усилителя.

Наилучшим решением является выполнение входа тракта подобно тому, как это делается в «классической» схеме измерительного (инструментального, по английской терминологии) усилителя [6], где сигнал подаётся на неинвертирующие входы двух ОУ (см. рис. 1б). Благодаря этому входное сопротивление тракта может достигать мегаом и даже гигаом

(в зависимости от типа транзисторов на входах операционных усилителей). При этом необходимо, чтобы входной сигнал не превосходил напряжения питания ОУ.

Предельно малый уровень собственных шумов в тракте также является комплексным параметром, связанным как с динамическим диапазоном тракта, так и с перечисленными выше параметрами.

Исходя из отмеченных выше задач, а также перечисленных конструктивных и схемных решений, усилитель в тракте должен иметь:

- симметричные входы;
- симметричные выходы;
- высокоомный вход;
- предельно малый уровень собственных шумов;
- большой динамический диапазон;
- высокую защищённость от внешних и внутренних помех;
- большую развязку между каналами;
- высокую линейность;
- высокую стабильность усиления;
- широкий диапазон изменения усиления;
- желательно, чтобы усилитель мог работать с источниками сигнала, имеющими несимметричный, а также симметричный выходы без дополнительных перестроек, без существенной потери линейности и чувствительности.

Всем этим параметрам отвечает предлагаемый автором полностью дифференциальный инструментальный измерительный усилитель [8]. Основное отличие предложенного усилителя заключается в наличии второго симметричного выхода (см. рис. 1в), которого нет в известном инструментальном измерительном усилителе (рис. 1б).

Главным преимуществом полностью дифференциального инструментального измерительного усилителя

по сравнению с полностью дифференциальными усилителями является, как уже отмечалось, высокое (более нескольких мегаом) входное сопротивление.

Структура предложенного усилителя позволяет достичь уровня собственных шумов, близких к потенциальным возможностям малошумящих входных транзисторов ОУ, причём при надлежащем выборе низкоомных резисторов во внутренних цепях усилителя вклад шумов самих резисторов и шумов второго каскада может быть достаточно малым по сравнению с шумами входных ОУ.

Можно отметить по крайней мере ещё несколько полезных свойств полностью дифференциального инструментального измерительного усилителя:

- линейность усилителя слабо зависит от типа источника сигнала – симметричного или несимметричного (т.е. достигается высокая универсальность усилителя, не требующая каких-либо перенастроек при смене типа источника сигнала);
- линейность усилителя при надлежащем выборе ОУ может быть достаточно высока (более 100 дБ);
- входное сопротивление усилителя не зависит от изменения усиления в тракте;
- усилитель обладает значительным подавлением синфазных составляющих шумов и помех, что дополнительно к подавлению этих помех самим АЦП позволяет существенно повысить помехозащищённость тракта в целом;
- для реализации усилителя достаточно одного корпуса микросхемы с четырьмя ОУ.

Метод решения

На рисунке 2 показана эквивалентная схема полностью дифференциального инструментального измерительного усилителя с источниками шумов в виде генераторов э.д.с. шума и генераторов шумового тока. Эквивалентная схема соответствует варианту с симметричными входными сигналами.

Разработанная физико-математическая модель содержит не только источники шумов усилителя, но и шумов источника сигнала, а также собственные шумы АЦП, поскольку те и другие вносят существенный, неред-

ко определяющий вклад в результирующий шум тракта.

Опыт работы с высокочувствительными трактами показал, что шумы выходного каскада стандартных генераторов обычно значительно больше шумов малошумящего тракта. Поскольку практические измерения шумов чаще проводятся с генераторами сигналов, в модели предусматривается учёт этих шумов (e_p , e_n).

Шумы генератора могут изменяться при переключении его выходного аттенуатора. При этом выходное сопротивление генератора (R_{g1} , R_{g2}) может оставаться постоянным, и, следовательно, постоянными будут э.д.с. e_{g1} , e_{g2} , которые независимы от e_p , e_n . Такая особенность внешних по отношению к усилителю шумов учитывается в модели.

В модели учитывается также следующее:

- симметричные сигналы когерентны и поэтому на выходе могут вычисляться с использованием обычной операции суммирования;
- некоторые составляющие шумов (например, входные шумы) также когерентны между собой на выходе и также могут вычисляться с использованием обычной операции суммирования;
- суммарный уровень некогерентных составляющих шумов на выходе вычисляется как корень квадратов составляющих.

В результате модель позволяет вычислить на выходе усилителя отношение максимального эффективного значения сигнала к суммарному уровню шумов, т.е. динамический диапазон усилителя. Кроме того, при учёте собственных шумов АЦП и шумов источника сигнала модель позволяет оценить динамический диапазон тракта в целом.

Зная при известном усилении максимальный эффективный входной уровень сигнала и динамический диапазон, можно определить приведённый ко входу собственный уровень шумов тракта. Его называют также *пороговой чувствительностью*, предполагая, что шумы равны минимально различимому «пороговому» уровню сигнала.

Таким образом, модель позволяет определить два важнейших параметра – динамический диапазон и уровень шумов на входе (пороговую чув-

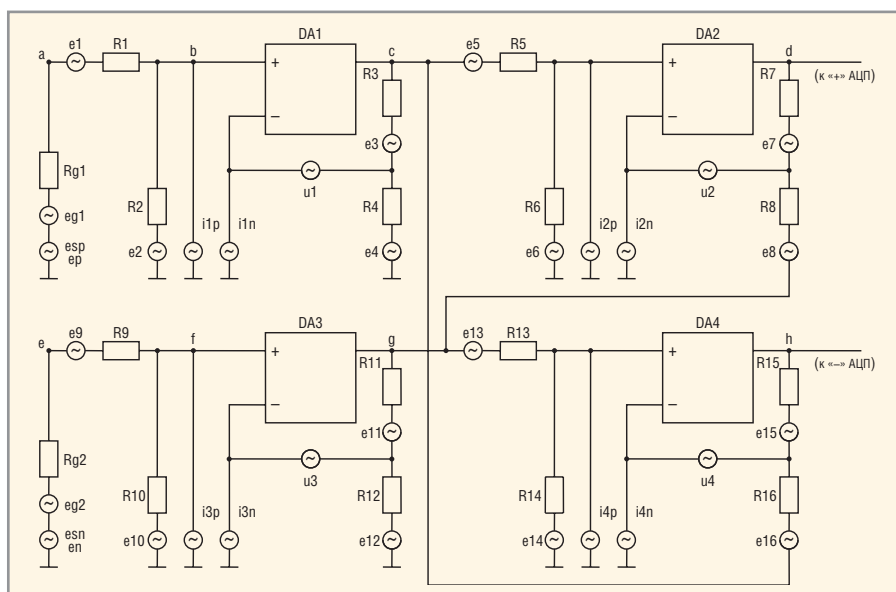


Рис. 2. Эквивалентная схема источников шумов полностью дифференциального инструментального измерительного усилителя

e_p , e_n – спектральная плотность э.д.с. шума на неинвертирующем и инверсном выходах выходного усилителя источника сигнала, $\text{нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$;
 e_{sp} , e_{sn} – эффективное значение э.д.с. сигнала на неинвертирующем и инверсном выходах выходного усилителя источника сигнала, $\text{нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$;
 R_{g1} , R_{g2} – внутреннее выходное сопротивление неинвертирующего и инверсного выходов источника сигнала, Ом ;
 e_{g1} , e_{g2} – спектральная плотность э.д.с. шума внутреннего выходного сопротивления неинвертирующего и инверсного выходов источника сигнала, $\text{В}/\sqrt{\text{Гц}}$;
 $e1 - e16$ – спектральная плотность э.д.с. шума резисторов $R1 \dots R16$, $\text{В}/\sqrt{\text{Гц}}$;
 $i1p - i4p$ – спектральная плотность генераторов шумового тока неинвертирующего входа ОУ DA1 – DA4, $\text{А}/\sqrt{\text{Гц}}$;
 $i1n - i4n$ – спектральная плотность генераторов шумового тока инверсного входа ОУ DA1 – DA4, $\text{А}/\sqrt{\text{Гц}}$;
 $u1 - u4$ – спектральная плотность э.д.с. шума ОУ DA1 – DA4, $\text{В}/\sqrt{\text{Гц}}$;
 a, b, c, d, e, f, g, h – контрольные точки, в которых определяются уровни сигнала и шумов.

ствительность тракта). В среде MATLAB, благодаря матричному представлению данных, модель тракта позволяет по двух-, трёхмерным и гистограммным средствам визуализации судить о зависимости динамического диапазона и приведённого ко входу уровня шумов от коэффициентов усиления каждого из каскадов и выбора резисторов. Кроме того, по двухмерным и трёхмерным гистограммам можно судить о характере изменения и о вкладе каждой из составляющих шумов в тракте.

Такой многоплановый подход позволяет выявить потенциальные возможности тракта без его макетирования, которое, как показывает практика, требует значительных временных, материальных и трудовых затрат. При этом появляется возможность выбора оптимального варианта тракта, по параметрам близкого к наилучшему, без перебора многочисленных вариантов при макетировании.

Принципы, положенные в основу расчётов и измерений параметров тракта

Вычисления сигналов в модели выполняются в вольтах, поскольку это удобный и легко измеряемый параметр при наличии широкополосного вольтметра. При измерениях удобно пользоваться вольтметром, показывающим эффективные значения напряжения (например, прецизионным пятиразрядным цифровым мультиметром FLUKE 187 True RMS Multimeter).

Вычисления уровня шумов в модели ведутся в единицах спектральной плотности напряжения $\text{В}/\sqrt{\text{Гц}}$ (другими словами, в вольтах в полосе шириной 1 Гц), что позволяет избежать сложности восприятия результатов, связанных с зависимостью от ширины полосы частот тракта. Это позволяет сравнивать широкополосные и узкополосные тракты по их потенциальным возможностям с оценкой – сколько шумов находится в полосе

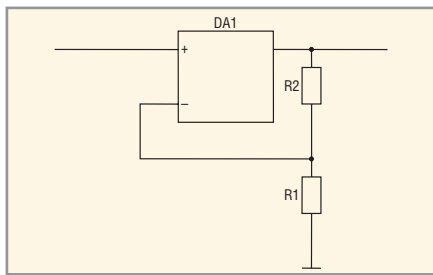


Рис. 3. Неинвертирующий ОУ

шириной 1 Гц. Два тракта с разными полосами частот будут иметь одинаковое качество исполнения, если спектральная плотность напряжения шума, приведённого к их входам, будет одинаковой.

Такой несколько необычный подход позволяет достаточно просто перейти к оценке параметров трактов в заданной полосе частот путём умножения или деления на корень из ширины полосы тракта в герцах.

Например, при ширине полосы тракта 10 кГц:

- пороговая чувствительность в вольтах в полосе частот составляет увеличенную в $\sqrt{10\,000}$ спектральную плотность шумов, приведённых ко входу;
 - динамический диапазон в полосе частот – уменьшенную в $\sqrt{10\,000}$ раз величину динамического диапазона в полосе 1 Гц.
- Реальные измерения шумов в единицах спектральной плотности удобно вести:
- используя спектральное представление выходного сигнала после АЦП и цифрового преобразования Фурье, в котором уровни шумов отсчитываются относительно 1 В и могут быть пересчитаны к полосе 1 Гц;
 - используя стандартные приборы – анализаторы спектра;
 - используя пересчёт к полосе 1 Гц значений эффективного напряжения шума во всей полосе при условии известной и ограниченной фильтрами ширины полосы частот тракта или измерительного канала.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ТРАКТА

Полностью дифференциальный инструментальный измерительный усилитель содержит (см. рис. 1в) две одинаковые линейки, состоящие из первого каскада с двумя ОУ в неинвертирующем включении [9] (см. рис. 3) и второго каскада в виде двух дифференциальных усилителей [7] (см. рис. 4). Поэтому остановимся на основных

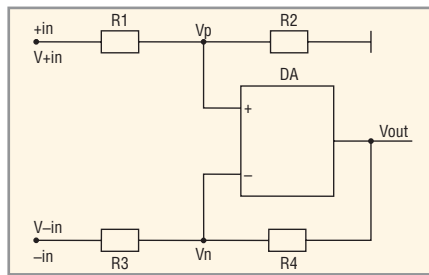


Рис. 4. Дифференциальный усилитель

формулах, справедливых для этих двух типов усилителей, прежде чем перейти к формулам полностью дифференциального инструментального измерительного усилителя.

1. ОУ в неинвертирующем включении

На рисунке 3 показан ОУ в неинвертирующем включении. Коэффициент усиления такого усилителя равен [9]:

$$K = 1 + R2/R1. \quad (1)$$

Входной импеданс такого усилителя, как правило, значительно больше 1 МОм [9], а выходной импеданс равен долям ома.

2. Дифференциальный усилитель

На рисунке 4 показан дифференциальный усилитель [7]. Дифференциальный сигнал между входами (при симметричном входном сигнале) равен:

$$Vid = (V + in) - (V - in) = 2(V + in).$$

Выходной сигнал: $Vout = \alpha(f)(Vp - Vn)$, где $\alpha(f)$ – коэффициент усиления при открытой обратной связи.

$$\text{Сигнал } Vp = (V + in)R2/(R1 + R2).$$

$$\text{Сигнал } Vn = [(V - in)R4/(R3 + R4)] + [Vout R3/(R3 + R4)].$$

Разностный сигнал на входах операционного усилителя:

$$Vp - Vn = [(V + in)R2/(R1 + R2)] - [(V - in)R4/(R3 + R4)] - Vout R3/(R3 + R4).$$

Тогда выходной сигнал:

$$Vout = \alpha(f)\{[(V + in)R2/(R1 + R2)] - [(V - in)R4/(R3 + R4)] - Vout R3/(R3 + R4)\}.$$

Откуда:

$$Vout = \{\alpha(f)[(V + in)R2/(R1 + R2)] - (V - in)R4/(R3 + R4)\} / [1 + \alpha(f)R3/(R3 + R4)].$$

В дифференциальном усилителе $R1 = R3; R2 = R4; V + in = V - in$, кроме то-

го, коэффициент усиления при открытой обратной связи $\alpha(f)$ значительно больше 1.

Поэтому формулу можно упростить:

$$Vout = 2(V + in)R2/R1 = VidR2/R1. \quad (2)$$

То есть выходной сигнал в дифференциальном усилителе равен дифференциальному сигналу на входе, увеличенному на отношение резисторов $R2/R1$.

3. Полностью дифференциальный инструментальный измерительный усилитель

3.1. Вычисление сигнала

Первый каскад, верхняя линейка

Сигнал в точке «а» (см. рис. 2): $Vinp = esp - [espRg1/(Rg1 + R1 + R2)]$, откуда $esp = Vinp(Rg1 + R1 + R2)/(R1 + R2)$.

Сигнал в точке «b»: $Vb = VinpR2/(R1 + R2)$.

Сигнал в точке «с»: $Vc = Vb(1 + R3/R4) = Vinp[R2/(R1 + R2)](1 + R3/R4)$.

Первый каскад, нижняя линейка

Сигнал в точке «е»: $Vinn = esn - [esnRg2/(Rg2 + R9 + R10)]$, откуда $esn = Vinn[Rg2 + R9 + R10]/(R9 + R10)$.

Сигнал в точке «f»: $Vf = VinnR10/(R9 + R10)$.

Сигнал в точке «g»: $Vg = Vf(1 + R11/R12) = Vinn[R10/(R9 + R10)](1 + R11/R12)$.

Первый каскад, верхняя линейка

Сигнал в точке «d»: $Vd = \alpha(f)[VcR6/(R5 + R6) - VgR7/(R7 + R8)] / [1 + \alpha(f)R8/(R7 + R8)]$.

Коэффициент усиления $\alpha(f)$ при открытой обратной связи DA2 значительно больше 1. При этом дифференциальный сигнал на входе $Vin = 2Vinp = -Vinn$.

В полностью дифференциальном инструментальном измерительном усилителе обе линейки должны быть симметричны, т.е.:

$$\begin{aligned} Rg1 &= Rg2; R1 = R9; R2 = R10; R3 = R11; \\ R4 &= R12; R5 = R8 = R12 = R16; \\ R6 &= R7 = R14 = R15. \end{aligned}$$

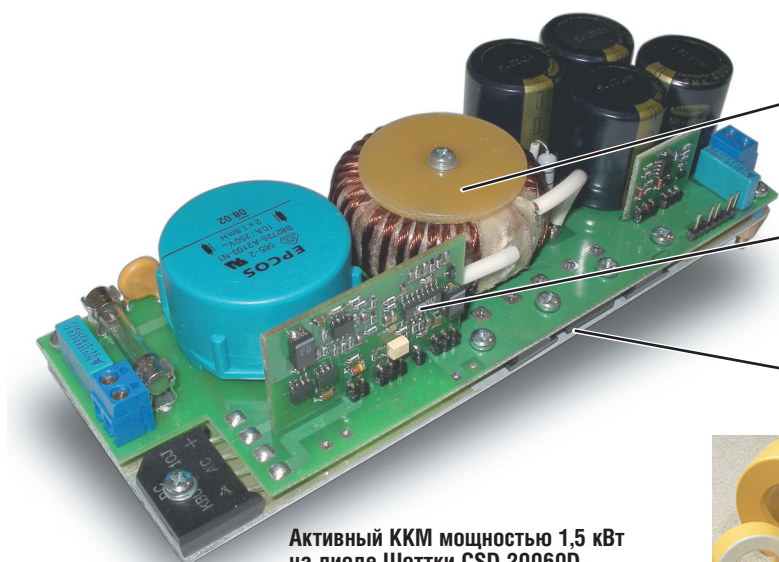
Тогда сигнал в точке «d»: $Vd = Vin[R2/(R1 + R2)](1 + R3/R4)(R6/R5)$.

Первый каскад, нижняя линейка

Аналогично может быть получено выражение для сигнала в точке «h»:

Решения для аналоговой и силовой электроники

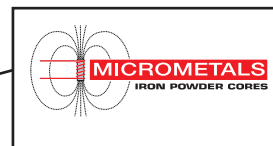
Пример практического применения



Активный ККМ мощностью 1,5 кВт
на диоде Шоттки CSD 20060D



Высокоэффективные
магнитодиэлектрические
сердечники Micrometals
для силовой электроники
и ВЧ-техники



Применение SiC-диодов Шоттки позволяет

- Снизить потери в диоде и ключевом транзисторе в 2 раза
- Уменьшить количество силовых электронных компонентов в 3 раза
- Увеличить надёжность
- Повысить частоту преобразования, снизить массу и габариты
- Получить выигрыш в стоимости и эффективности одновременно

Характеристики высоковольтных диодов Шоттки фирмы Cree

Наименование	CSD04060A CSD04060D CSD04060E	CSD06060A CSD06060D CSD06060G	CSD10060A CSD10060D CSD10060E	CSD20060D	CSD05120A	CSD10120A CSD10120D	CSD20120D
$U_{\text{макс}}$, В	600	600	600	600	1200	1200	1200
$I_{\text{пост}}$, А	4	6	10	20	5	10	20
Типы корпусов	TO252, TO220-2, TO220-3	TO263, TO220-2, TO220-3	TO263, TO220-2, TO220-3	TO247-3	TO220-2	TO220-2, TO247-3	TO247-3

SiC-приборы – уникальность ВАШИХ РАЗРАБОТОК!

Узнайте подробности в компании ПРОСОФТ

Телефон: (495) 234-0636 • Web: www.prochip.ru

ПРОСОФТ – официальный дистрибьютор компании CREE в России и странах СНГ

$$V_b = -V_{in}[R_2/(R_1 + R_2)](1 + R_3/R_4)(R_6/R_5).$$

Сигнал между точками «d» и «h» будет равен: $V_{db} = 2V_{in}[R_2/(R_1 + R_2)](1 + R_3/R_4)(R_6/R_5)$.

Сравнение этой формулы с формулами (1) и (2) показывает, что $(1 + R_3/R_4)$ – это усиление первого каскада, $R_2/(R_1 + R_2)$ – коэффициент передачи входного делителя, а $2(R_6/R_5)$ – коэффициент усиления второго каскада. Множитель 2 перед R_6/R_5 обусловлен наличием второго симметричного выхода.

3.2. Вычисление шумов

Расчёт шумов значительно сложнее, чем расчёт сигналов, поскольку разные источники шумов имеют различную физическую природу и по-разному усиливаются в операционных усилителях. Публикации по природе шумов и по особенностям их учёта весьма обширны. Автор статьи руководствовался преимущественно [6, 7, 10].

При расчёте шумов не учитываются:

- повышение спектральной плотности составляющих низкочастотных шумов ОУ в области ниже 100 Гц, поскольку вклад этих шумов по сравнению с ВЧ-составляющими в широкополосных трактах незначителен (когда анализируется узкополосный НЧ-тракт, учёт этих составляющих необходим);
- постоянная составляющая в тракте;
- шумы из цепей питания, поскольку в качественных ОУ подавление их весьма велико;
- синфазная составляющая и её шумы – по тем же причинам;
- шумы из цепей смещения, необходимого для нормальной работы большинства высококачественных АЦП (шумы в цепях смещения должны быть надлежащим образом отфильтрованы сглаживающими RC-цепочками);
- внешние шумы и помехи, наводимые от компьютера, окружающих плат и цепей заземления (как показывает опыт, в большинстве случаев удаётся почти полностью избавиться от их влияния при соблюдении мер, описанных в разделе «Постановка задачи»).

Спектральная плотность напряжения шумов первого каскада
Шумы в точке «b»:

$$n_b^2 = (ep^2 + eg_1^2 + e_1^2) \left[R_2 / (R_{g1} + R_1 + R_2) \right]^2 + e_2^2 \left[(R_{g1} + R_1) / (R_{g1} + R_1 + R_2) \right]^2 + \dots + [i_1 p (R_{g1} + R_1) R_2 / (R_{g1} + R_1 + R_2)]^2.$$

Шумы в точке «с»:

$$n_c^2 = \left[(ep^2 + 4kTR_{g1} + 4kTR_1) R_2 / (R_{g1} + R_1 + R_2) (1 + R_3 / R_4) \right]^2 + \dots + 4kTR_2 \left[(R_{g1} + R_1) (1 + R_3 / R_4) / (R_{g1} + R_1 + R_2) \right]^2 + \dots + [i_1 p (R_{g1} + R_1) R_2 (1 + R_3 / R_4) / (R_{g1} + R_1 + R_2)]^2 + [u_1 (1 + R_3 / R_4)]^2 + 4kTR_3 + \dots + 4kTR_4 (R_3 / R_4)^2 + [i_1 n R_3 R_4 / (R_3 + R_4)]^2.$$

Здесь и далее k – постоянная Больцмана ($k = 1,38 \times 10^{-23}$ Вт/Гц К), T – температура резисторов ($T = 293^\circ\text{К}$).

Шумы в точке «d» от точки «с»: $n_{dc} = n_c R_6 / R_5$.

Шумы в точке «d» от точки «g»: $n_{dg} = n_g R_7 / R_8 = n_c R_6 / R_5$ (с учётом симметрии линейек).

Шумы в точке «h» от точки «с»: $n_{hc} = n_c R_{14} / R_{13} = n_c R_6 / R_5$ (с учётом симметрии линейек).

Шумы в точке «h» от точки «g»: $n_{hg} = n_g R_{14} / R_{13} = n_c R_6 / R_5$ (с учётом симметрии линейек).

Шумы между точками «d» и «h» от точки «с»: $n_{dbc} = n_{dc} + n_{hc} = 2n_c R_6 / R_5$ (с учётом коррелированности этих составляющих шумов между собой и симметрии линейек).

Шумы между точками «d» и «h» от точки «g»: $n_{dbg} = n_{dg} + n_{hg} = 2n_c R_6 / R_5$ (с учётом коррелированности этих составляющих шумов между собой и симметрии линейек).

Шумы между точками «d» и «h» от точек «с» и «g»:

$$n_{dbcg}^2 = n_{dbc}^2 + n_{dbg}^2 = (2n_c R_6 / R_5)^2 + (2n_c R_6 / R_5)^2 = 8(n_c R_6 / R_5)^2$$

(с учётом некоррелированности этих составляющих шумов между собой и симметрии линейек).

Спектральная плотность напряжения шумов второго каскада

Шумы в точке «d» от DA2 и резисторов R5 – R8:

$$n_{2d}^2 = 4kTR_5 \left[R_6 (1 + R_7 / R_8) / (R_5 + R_6) \right]^2 + 4kTR_6 \left[R_5 (1 + R_7 / R_8) / (R_5 + R_6) \right]^2 + \dots + [i \times 2p R_5 R_6 (1 + R_7 / R_8) / (R_5 + R_6)]^2 + [i \times 2n R_7 R_8 / (R_7 + R_8)]^2 + [u \times 2(1 + R_7 / R_8)]^2 + \dots + 4kTR_7 + 4kTR_8 (R_7 / R_8)^2 = 8kTR_5 (R_5 / R_6)^2 + 8kTR_6 + (i \times 2p R_6)^2 + \dots + [i \times 2n R_5 R_6 / (R_5 + R_6)]^2 + [u \times 2(1 + R_6 / R_5)]^2.$$

Шумы в точке «h» от DA4 и резисторов R13 – R16: $n_{4b} = n_{2d}$ (с учётом симметрии линейек).

Шумы между точками «d» и «h» от DA2, DA4 и резисторов R5 – R8, R13 – R16:

$$n_{24db}^2 = n_{2d}^2 + n_{4b}^2 = 2n_{2d}^2 = 16kTR_5 (R_6 / R_5)^2 + 16kTR_6 + 2(i \times 2p R_6)^2 + \dots + 2[i \times 2n R_5 R_6 / (R_5 + R_6 + R_6)]^2 + 2[u \times 2(1 + R_6 / R_5)]^2$$

(с учётом некоррелированности этих составляющих шумов между собой и симметрии линейек).

Шумы между точками «d» и «h» от точек «с» и «g», а также от DA2, DA4 и резисторов R5 – R8, R13 – R16 (с учётом некоррелированности этих составляющих шумов между собой и симметрии линейек):

$$n_{db}^2 = n_{24db}^2 + n_{dbcg}^2 = 16kTR_5 (R_6 / R_5)^2 + 16kTR_6 + 2(i \times 2p R_6)^2 + \dots + 2[i \times 2n R_5 R_6 / (R_5 + R_6)]^2 + 2[u \times 2(1 + R_6 / R_5)]^2 + \dots + 8\{ep[R_2 / (R_{g1} + R_1 + R_2)](1 + R_3 / R_4)(R_6 / R_5)\}^2 + \dots + 32kTR_{g1} \left\{ [R_2 / (R_{g1} + R_1 + R_2)](1 + R_3 / R_4)(R_6 / R_5) \right\}^2 + \dots + 32kTR_1 \left\{ [R_2 / (R_{g1} + R_1 + R_2)](1 + R_3 / R_4)(R_6 / R_5) \right\}^2 + \dots$$

$$\begin{aligned}
& + R3/R4)(R6/R5)\}^2 + \dots + \\
& + 32kTR2 \left\{ \left[(Rg1 + R1)/(Rg1 + R1 + \right. \right. \\
& \left. \left. + R2) \right] (1 + R3/R4)(R6/R5) \right\}^2 + \dots \\
& + 8 \left\{ i1pR2 \left[(Rg1 + R1)/(Rg1 + R1 + \right. \right. \\
& \left. \left. + R2) \right] (1 + R3/R4)(R6/R5) \right\}^2 + \dots \\
& + 8 \left\{ i1(1 + R3/R4)(R6/R5) \right\}^2 + \\
& + 32kTR3(R6/R5)^2 + \\
& + 32kTR4(R3/R4)^2(R6/R5)^2 + \dots \\
& + 8 \left\{ i1n \left[(R3R4/(R3 + R4)) \right] (R6/R5) \right\}^2.
\end{aligned}$$

Спектральная плотность напряжения собственных шумов АЦП, приведённых ко входу АЦП

Как правило, изготовитель АЦП указывает в технических характеристиках величину динамического диапазона АЦП D_{adc} в заданной полосе частот F .

Например, для CS5361 фирмы Cirrus Logic оговорены минимальное (105 дБ) и типичное (111 дБ) значения динамического диапазона в полосе 48 кГц (в режиме Double Speed Mode). При этом под динамическим диапазоном понимается отношение эффективного значения максимально допустимого (full-scale) полезного сигнала V_{adc} к эффективному значению суммы всех спектральных шумовых составляющих в полосе сигнала.

Исходя из этого определения, спектральная плотность напряжения собственного шума АЦП, приведённая к входу АЦП, будет равна:

$$n_{adc} = V_{adc} / (10^{D_{adc}/20} \sqrt{F})$$

в единицах В/ $\sqrt{\text{Гц}}$.

3.3. Вычисление отношения сигнал/шум на выходе усилителя и тракта в целом

Отношение сигнал/шум без шумов самого АЦП, где шум берётся в полосе 1 Гц, вычисляется по формуле: $sn = V_{db}/n_{db}$ или в децибелах – как $20\lg(sn)$. Это отношение сигнал/шум является, по сути дела, динамическим диапазоном усилителя, приведённым к полосе 1 Гц, без учёта шумов АЦП.

Отношение сигнал/шум с шумами самого АЦП, где шум берётся в полосе 1 Гц, вычисляется по формуле:

$$sn_{adc} = V_{db} / \sqrt{(n_{db}^2 + n_{adc}^2)}$$

или в децибелах – как $20\lg(sn_{adc})$. Это отношение сигнал/шум также является, по сути дела, динамическим диапазоном тракта, приведённым к полосе 1 Гц, с учётом шумов АЦП.

3.4. Вычисление шума, приведённого ко входу усилителя и тракта в целом

Если известно эффективное значение максимально допустимого (full-scale) полезного сигнала V_{in} на входе тракта, то приведённый ко входу тракта шум в полосе 1 Гц определяется как $n_{in} = V_{in}/sn$ (шум на входе усилителя без учёта шумов АЦП), или $n_{in_{adc}} = V_{in}/sn_{adc}$ (шум на входе тракта с учётом шумов АЦП) в единицах В/ $\sqrt{\text{Гц}}$.

Окончание следует.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гарманов А.В. Требования к источникам сигналов АЦП с входным динамическим коммутатором каналов в многоканальном режиме. Памятка пользователю. Москва: L-Card, 2005.
2. Гарманов А.В. Оценка межканального прохождения в АЦП с входным динамическим коммутатором каналов. Москва: L-Card, 2003.
3. Wynn J. Ron Modulation in CMOS Switches and Multiplexers; What It Is and How to Predict its Effect on Signal Distortion. Application Note AN-251. Analog Devices.).
4. Minimizing Total Harmonic Distortion Contributed by Analog Switches in Audio Systems. MAXIM Dallas Semiconductor. February, 2001.
5. Buxton J. Programmable gain amplifiers. System application guide. Analog Devices, Inc. G1829-10-9/93.
6. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники: Том 2. Пер. с англ. 4-е изд., перераб. и доп. М.: Мир, 1993.
7. Karki J. Fully-Differential Amplifiers. Application Report SLOA054D. January 2002. Texas Instruments.
8. Болдырев В.А. Предварительный усилитель для аналого-цифрового преобразователя. Регистрационный номер 2005126530. Патентообладатель «Научно-производственная компания «Информационные системы и компьютерные технологии»» (ООО «Компания ИНКОМТЕХ»).
9. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники: Том 1. Пер. с англ. 4-е изд., перераб. и доп. М.: Мир, 1993.
10. System application guide. Analog Devices, Inc. G1829-10-9/93.

Новости мира

Уличные фонари с точками доступа Wi-Fi питаются от солнечных батарей

В Европе тестируют уличные фонари на солнечных батареях с интегрированными точками доступа Wi-Fi. В основе фонаря лежит солнечная батарея, накапливающая энергию днём, а с наступлением ночи отдающая её лампе. Wi-Fi-точки доступа получают питание от неё же, хотя работают вне зависимости от времени суток.

Шотландский университет, создавший необычные фонари, недавно приступил к их тестированию. Разработкой фонарей занимаются студенты и преподаватели университета. Повсеместная установка автономного солнечного питания фонарей значительно снизит электропотребление города. Тем более что отсутствие подведённых силовых линий упростит установку фонарного столба и точки доступа. На основе данного симбиоза появляется перспектива стремительного развития беспроводных сетей связи. Кстати, в некоторых южных штатах США светофоры небольших перекрёстков питаются за счёт солнечной энергии, при этом размер солнечного элемента 20×40 см.

России данная перспектива не светит, особенно её северной части, где зимой яркого солнца практически не бывает.

www.wireless.ru

Новый OLED-дисплей

Фирма OSRAM Opto Semiconductors расширила линейку своих графических OLED-дисплеев с диагональю 2,7 дюйма, разрешением 128×64 пикселей и ресурсом 55 000 часов.

Графический дисплей Pictiva обладает очень широким углом обзора (180°), контрастностью 2000 : 1, хорошим быстродействием и тонким профилем. Он также обеспечивает превосходную удобочитаемость и отображение графики и текста. В режиме ожидания дисплей потребляет 0,05 Вт. Диапазон рабочих температур $-30...+70^\circ\text{C}$.

Согласно пресс-релизу, цена на новый дисплей сравнима с ценами на LCD-экраны и составляет \$19,5 за шт. при закупке 1000 шт.

www.e7e.ru

Схемы, методики и сценарии тестирования SPICE-совместимых макромоделей операционных усилителей

(часть 1)

Сергей Лозицкий (г. Брянск)

В статье рассмотрены схемы, методики и сценарии тестирования макромоделей (ММ) операционных усилителей (ОУ) средствами САПР OrCAD. Результаты рассмотренных примеров тестирования показывают, что, к сожалению, достаточно часто параметры ММ ОУ не соответствуют паспортным данным реальных ОУ. Поэтому тщательное и всестороннее тестирование макромоделей ОУ является единственной гарантией исключения ошибок при моделировании прикладных операционных схем. На примерах показано, что выявленные в процессе тестирования недостатки ММ ОУ во многих случаях могут быть устранены корректировкой (как правило, незначительной) описания макромодели. Статья ориентирована на специалистов, занимающихся практической разработкой автоматики, электроники, измерительной техники.

Данная статья логически завершает начатое в цикле статей [1], обсуждение проблем и особенностей моделирования ОУ средствами САПР OrCAD.

Макромодель – всегда упрощение, поэтому она в принципе не может абсолютно точно воспроизвести всё многообразие свойств реального ОУ. К ММ ОУ предъявляются требования точности, экономичности и универсальности. Эти требования противоречивы. Так, например, повышение точности и универсальности ММ достигается за счёт усложнения схемы замещения ОУ [1], что при прочих равных условиях увеличивает машинное время её анализа, т.е. делает ММ менее экономичной.

Точность ММ ОУ – количественная оценка степени совпадения результатов тестирования ММ ОУ средствами САПР с результатами тестирования реального ОУ с помощью измерительного оборудования. Следует заметить, что техническая документация а ОУ (Datasheet) – это ни что иное, как протокол результатов аппаратного тестирования параметров ОУ данного типа, часто дополненный описанием его специфических особенностей и рекомендациями по применению.

Важно понимать, что один и тот же параметр ММ ОУ может оказаться крайне важным (доминирующим) в одной ситуации использования ММ и второстепенным (или даже абсолютно не важным) в другой. Рассмотрим два примера.

Пример 1. ММ используется для моделирования ОУ, входящего в состав усилителя сигнала термопары, постоянная времени (показатель, характеризующий тепловую инерционность) которой равна 100 с. Очевидно, что в этом случае важно, чтобы ММ точно моделировала входные статические параметры реального ОУ, и в первую очередь – напряжение смещения и его температурный дрейф (доминирующие параметры). Точность моделирования частотных и динамических параметров (частоты единичного усиления, максимальной скорости изменения выходного напряжения и т.д.) ОУ в данном случае не имеет существенного значения.

Пример 2. ММ моделирует ОУ, входящий в состав драйвера высокоскоростной линии связи на витой паре проводов. В этом случае важно, чтобы ММ точно моделировала динамические параметры (в первую очередь – максимальную скорость изменения

выходного напряжения) и выходное сопротивление ОУ, а к точности моделирования статических параметров ОУ предъявляются весьма умеренные требования.

Если в анализируемой схеме расхождение поведения реального ОУ и его ММ невелико и устраивает разработчика, то говорят, что ММ адекватна оригиналу. Адекватность ММ ОУ – это воспроизведение макромоделью с необходимой точностью и полнотой всех свойств реального ОУ, существенных для моделирования данной прикладной схемы. Важно понимать, что понятие адекватности ММ ОУ не имеет смысла в отрыве от специфики задачи, решаемой моделируемым ОУ в прикладной схеме.

Из сказанного следует, что вывод о степени соответствия макромодели ММ ОУ и реального ОУ может быть сделан только на основании результатов сравнительного анализа их параметров. Таким образом, разработчику аналоговой РЭА, использующему схемотехнические САПР, знание параметров и особенностей ММ ОУ необходимо в такой же степени, как и знание параметров реальных ОУ. Параметры реальных ОУ приводятся в технической документации (Datasheet), которая доступна на сайтах фирм-изготовителей. К сожалению, найти сведения о параметрах и особенностях ММ ОУ в доступных источниках информации удаётся далеко не всегда. Впрочем, этому имеется объяснение: в настоящее время в мире выпускается огромное количество различных типов ОУ, а их номенклатура стремительно (практически ежедневно) расширяется и обновляется. Из сказанного следует, что пользователь САПР должен уметь оперативно получать объективную информацию о параметрах ММ ОУ самостоятельно. В принципе у поль-

зователя САПР имеется две возможности получить информацию о параметрах ММ ОУ:

- анализируя схему замещения ОУ;
- тестируя параметры ММ ОУ средствами САПР.

Каждый из этих способов имеет свои преимущества и недостатки. Достоинства анализа схемы замещения ОУ [1] заключаются в том, что его результаты позволяют разработчику:

- понять принципы и особенности работы схемы ММ;
- определить перечень моделируемых параметров реального ОУ;
- оценить погрешности моделирования отдельных параметров ОУ;
- осознанно изменять (корректировать) величины параметров ММ ОУ;
- модифицировать схему замещения ОУ с целью расширения номенклатуры моделируемых параметров.

Однако использование аналитических методов для получения численных величин параметров ММ ОУ (паспортизации ММ ОУ) крайне непродуктивно, поскольку сопряжено с громоздкими расчётными процедурами, при выполнении которых велика вероятность совершения ошибки. Возникает закономерный вопрос: разумно ли заниматься «ручным» анализом схемы замещения ОУ, имея в своём распоряжении подсистему схемотехнического моделирования современной САПР? Ответ на этот вопрос очевиден – конечно, неразумно. Тестирование ММ ОУ средствами САПР позволяет не только получить с наименьшими затратами числовые величины её параметров, но, кроме того, построить графики зависимостей параметров ММ ОУ от различных влияющих факторов, которые наглядно сопоставимы с графиками, приводимыми в Data-sheet.

Принципиально важным является то обстоятельство, что в процессе тестирования ММ ОУ нас не интересует внутреннее устройство схемы замещения – ОУ рассматривается как «чёрный ящик» с пятью внешними выводами. Тестирование ММ ОУ – это процесс получения информации о её параметрах и характеристиках по результатам анализа средствами САПР напряжений на *внешних* выводах схемы замещения ОУ и токов, протекающих через эти выводы.

Номенклатура моделируемых параметров ОУ и точность их моделирования зависит от следующих факторов:

- конфигурации схемы замещения ОУ (ММ Бойля и её модификации, МРЗ ММ, ММ упрощённого транзисторного уровня, оригинальные фирменные ММ и т.д.);
- правильности (оптимальности) параметров (номиналов резисторов и конденсаторов, токов и/или напряжений источников и т.п.) компонентов схемы замещения ОУ.

Ограничения перечня и точности моделируемых параметров ОУ, обусловленные конфигурацией схемы используемой ММ, достаточно детально рассмотрены в [1]. Результаты тестирования большого количества ММ ОУ показывают, что, к сожалению, случаи задания разработчиками ММ неоптимальных величин параметров (атрибутов) компонентов схемы замещения являются далеко не единичными. Однако если схема ММ ОУ известна и пользователь знает принципы её работы, то устранение недостатков ММ, являющихся следствием ошибки, допущенной разработчиком ММ, обычно не вызывает затруднений. Ниже приведён ряд примеров доработок схем замещения ОУ, позволяющих устранить отдельные недостатки ММ, которые обусловлены как несовершенством конфигурации схемы замещения ОУ, так и неправильным заданием числовых параметров компонентов схемы ММ.

Будем использовать следующие обозначения параметров ММ ОУ:

- A_{VCM} – модуль коэффициента усиления синфазного сигнала;
- A_{VD} – модуль коэффициента усиления дифференциального сигнала;
- A_{VDO} – коэффициент усиления дифференциального сигнала на постоянном токе;
- C_{CM} – синфазная составляющая входной ёмкости;
- C_D – дифференциальная составляющая входной ёмкости;
- $CMRR$ – модуль коэффициента подавления синфазного сигнала;
- F_T – частота единичного усиления ММ ОУ;
- GBP – величина произведения «усиление \times частота»: $A_{VD}(F) \times F$;
- I_{BI} – входной ток инвертирующего входа ММ ОУ;

- I_{BN} – входной ток неинвертирующего входа ММ ОУ;
- $I_B = 0,5(I_{BN} + I_{BI})$ – средний входной ток ММ ОУ;
- $I_{OS} = I_{BN} - I_{BI}$ – разность входных токов I_{BI} и I_{BN} ;
- $I_{OUT \lim \rightarrow}$ – максимальная величина вытекающего выходного тока ММ ОУ;
- $I_{OUT \lim \leftarrow}$ – максимальная величина втекающего выходного тока ММ ОУ;
- I_Q – ток потребления при отсутствии нагрузки выхода ММ ОУ (в режиме холостого хода выхода);
- I_{SP} – ток потребления от источника положительного напряжения питания;
- I_{SM} – ток потребления от источника отрицательного напряжения питания;
- $OvSh$ – относительная величина, в %, максимального выброса переходной характеристики ММ ОУ в заданной схемной конфигурации;
- P_M – запас устойчивости по фазе ММ ОУ, охваченного 100-% ОС (включенного по схеме неинвертирующего повторителя напряжения);
- P_{MGN} – запас устойчивости по фазе ММ ОУ, охваченного ОС такой глубины, при которой его коэффициент усиления шума [2] равен заданной величине G_N ;
- $R_{IN D}$ – дифференциальное входное сопротивление ММ ОУ на постоянном токе;
- $R_{IN CM}$ – синфазное входное сопротивление ММ ОУ на постоянном токе;
- $S_{R\uparrow}$ – максимальная скорость нарастания выходного напряжения;
- $S_{R\downarrow}$ – максимальная скорость спада выходного напряжения;
- TCV_{OS} – температурный коэффициент напряжения смещения;
- TCI_B – температурный коэффициент входного тока ММ ОУ;
- TCI_{OS} – температурный коэффициент разности входных токов ММ ОУ;
- t_{ss} – время установления переходной характеристики ММ ОУ в заданной схемной конфигурации с точностью δ [%];
- $V_{CM \min}, V_{CM \max}$ – границы диапазона изменения синфазного напряжения ММ ОУ, в котором гарантируется заданная величина коэффициента подавления синфазного сигнала;

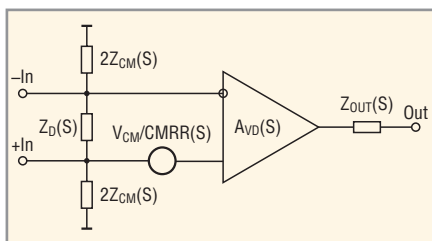


Рис. 1. Функциональная схема линейризованной схемы замещения ОУ

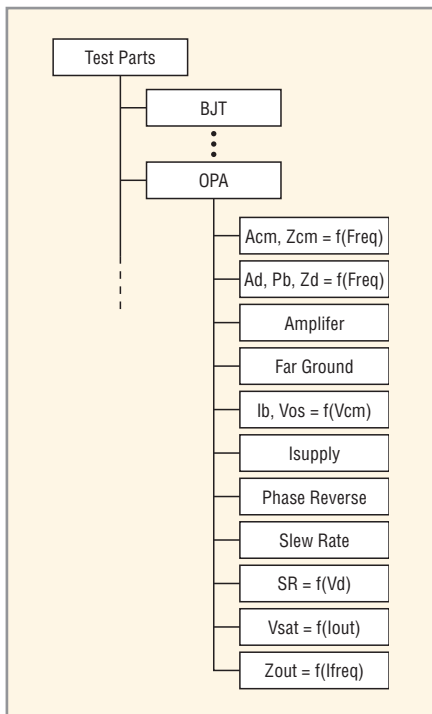


Рис. 2. Пример организации файловой структуры

- V_{OS} – напряжение смещения входа ММ ОУ;
- $V_{SAT\ M}$ – напряжение насыщения выхода ММ ОУ относительно отрицательного напряжения V_{SM} питания;
- $V_{SAT\ P}$ – напряжение насыщения выхода ММ ОУ относительно положительного напряжения V_{SP} питания;
- $Z_{IN\ CM}$ – модуль синфазной составляющей входного сопротивления;
- $Z_{IN\ D}$ – модуль дифференциальной составляющей входного сопротивления;
- Z_{OUT} – модуль выходного сопротивления.

Условные обозначения величин, определяющих условия тестирования ММ ОУ:

- C_L – ёмкость нагрузки тестируемой ММ ОУ;
- G_N – коэффициент усиления шума [2] схемы тестирования;
- R_L – активное сопротивление нагрузки тестируемой ММ ОУ;

- I_{OUT} – выходной ток ММ ОУ;
- $TEMP$ – температура окружающей среды (моделируемой схемы);
- V_{CM} – уровень синфазного напряжения на входах ММ ОУ;
- V_D – уровень дифференциального входного напряжения (разность напряжений неинвертирующего и инвертирующего входов ММ ОУ);
- V_S – размах питающих напряжений V_{SP} и V_{SM} : $V_S = V_{SP} - V_{SM}$.

Теперь уместно кратко напомнить об особенностях тестирования ОУ в различных режимах анализа. На постоянном токе (режим DC Sweep, Bias Point Detail) и во временной области (режим Transient) анализируется нелинейная схема замещения ОУ. Результаты анализа нелинейной схемы замещения ОУ существенно зависят от уровня входного испытательного сигнала. Свойства нелинейной схемы ММ ОУ определяются большим количеством параметров и графических зависимостей. В частотной области (в режиме AC Sweep) анализируется линейризованная схема ММ ОУ, которая существенно проще полной (нелинейной) схемы замещения ОУ. Функциональная схема линейризованной ММ ОУ изображена на рис. 1.

Поведение ММ ОУ в частотной области не зависит от уровней входных сигналов и полностью характеризуется следующим набором параметров:

- $A_{VD}(S)$ – коэффициент усиления дифференциального входного сигнала;
- $CMRR(S)$ – коэффициент подавления синфазного входного сигнала;
- $Z_D(S)$ – дифференциальная составляющая входного сопротивления;
- $Z_{CM}(S)$ – синфазная составляющая входного сопротивления;
- $Z_{OUT}(S)$ – выходное сопротивление.

Ниже показано, что для получения достаточно полной информации о параметрах тестируемой ММ необходимо проанализировать её поведение в одиннадцати различных схемах включения и вывести на экран Probe несколько десятков графиков. Это требует значительного времени. Практика показала, что для минимизации затрат времени на тестирование ММ ОУ необходимо выполнять следующие рекомендации.

Все файлы, относящиеся к каждой из схем тестирования, необходимо хранить в отдельных папках, имею-

щих содержательные имена. Фрагмент структуры «файлового хозяйства» автора изображен на рис. 2.

При выводе результатов анализа схемы тестирования в наглядной графической форме много времени затрачивается на задание конфигурации (атрибутов) экрана Probe: количества окон (Plots) и Y-осей в каждом из них, выражений (Trace Expressions), определяющих трассы вывода, масштабов (линейный или логарифмический) осей и т.п. Для того чтобы эту трудоёмкую процедуру не осуществлять всякий раз при тестировании каждой новой ММ ОУ, атрибуты экрана Probe для каждого из режимов анализа (DC Sweep, AC Sweep, Transient) необходимо сохранить при помощи команды Display Control [3, 4]. Для сохранения текущей конфигурации экрана необходимо:

- последовательно выбрать опции меню Window и Display Control...;
- в строке New Name открывшегося окна Display Control набрать имя сохраняемой конфигурации экрана Probe (используйте содержательные имена сохраняемых конфигураций экрана, например, Bode Plot Avd and Phase Margin);
- последовательно щёлкнуть указателем мыши на кнопках Save и Close.

После выполнения указанных действий окно Display Control закрывается, а атрибуты экрана Probe автоматически записываются в файл с именем текущей схемы и расширением prb. Для восстановления сохранённой конфигурации экрана достаточно:

- последовательно выбрать опции меню Window и Display Control...;
- из списка доступных конфигураций экрана, индицируемых на вкладке Displays, выбрать имя ранее сохранённой конфигурации (имя выбранной конфигурации дублируется в строке New Name) и щёлкнуть указателем мыши по кнопке Restore.

После выполнения указанных действий окно Display Control закрывается, и на восстановленный экран Probe выводятся результаты последнего моделирования тестируемой схемы.

Для получения численных величин параметров тестируемой ММ ОУ часто требуется точно позиционировать (устанавливать) электронные

курсоры Probe в точки трассы с заданными величинами X- или Y-координаты. С помощью мыши и клавиатуры точно установить курсор в точку с заданными координатами обычно не удаётся. Точное позиционирование курсора осуществляйте с помощью команд поиска (Search Commands) точки трассы, отвечающей определённым условиям [3, 4]. Для точной установки первого курсора в точку графика с заданной X-координатой необходимо:

- нажатием клавиши Home установить первый курсор в самую левую точку видимой на экране части графика;
- набрать комбинацию «горячих» клавишей Ctrl+Shift+S или курсором мыши щёлкнуть на иконке с изображением бинокля;
- в открывшемся окне Search Command набрать команду «SXV (численное_значение_X)»;
- выбором в окне Search Command опции Cursor To Move 1 указать, что должен позиционироваться первый курсор, и щёлкнуть указателем мыши на кнопке ОК или нажать клавишу Enter.

После выполнения указанных действий первый курсор перемещается в точку графика с заданной величиной X-координаты. Процедура позиционирования курсора в точку трассы с заданной величиной Y-координаты осуществляется аналогично с той лишь разницей, что вместо команды поиска «SXV (численное_значение_X)» необходимо использовать команду «SLE (численное_значение_Y)». Полный перечень, синтаксис и особенности использования Search Command детально рассмотрены в [3].

В процессе тестирования ММ ОУ часто требуется перемещать (переключать) курсор с одной трассы экрана Probe на другую без изменения его X-координаты. В дальнейшем для выполнения указания «переключить курсор с трассы А на трассу В» используйте следующие комбинации «горячих» клавиш Probe:

- переключение первого курсора на предыдущую (следующую) трассу: Ctrl + ← (Ctrl + →);
- переключение второго курсора на предыдущую (следующую) трассу: Ctrl + Shift + ← (Ctrl + Shift + →).

Практика показала, что выполнение рассмотренных рекомендаций

позволяет существенно ускорить процесс тестирования ММ ОУ.

Наибольших затрат времени требует многовариантный анализ схемы тестирования. Время анализа, разумеется, зависит от производительности компьютера. Указанное ниже суммарное машинное время (величина переменной Total Job Time, которая выводится в последней строке OUT-файла) анализа некоторых схем тестирования получено на компьютере AMD Athlon(tm) XP 2000+; 1,66 ГГц; 256 Мб ОЗУ.

Токи потребления I_Q , I_{SP} , I_{SM}

Схема тестирования, изображённая на рис. 3, позволяет получить зависимость статической составляющей I_Q тока потребления ММ ОУ от размаха V_S питающих напряжений V_{SP} , V_{SM} , а также дать ответы на следующие вопросы:

- моделирует ли ММ ОУ динамику токов потребления I_{SP} , I_{SM} ?
- корректно ли ММ ОУ моделирует токи потребления I_{SP} , I_{SM} в случае ограничения выходного напряжения ОУ?

Зависимость I_Q от V_S (см. рис. 4) строится по результатам анализа схемы рис. 3 в режиме DC Sweep. Диапазон свипирования глобального параметра V_S необходимо выбирать с учётом допустимого диапазона изменения питающего напряжения ОУ конкретного типа. На дисплей выводится трасса: $-I(VS3)$.

В Datasheet [www.analog.com] на ОУ AD712 указывается, что при напряжении питания ± 15 В типовая величина статического тока потребления (Quiescent Current) равна 5 мА. В одном корпусе ИМС AD712 размещено два усилителя (Dual OPA), и в этой связи возникает вопрос: в Datasheet указан ток потребления одного ОУ или суммарный? К счастью, развеять возникшие сомнения нетрудно, поскольку из Datasheet следует, что ИМС AD711, AD712 и AD713 составляют одно семейство и различаются количеством ОУ, размещённых на кристалле (соответственно один, два и четыре ОУ). Из Datasheet на ИМС AD711 и AD713 следует, что при $V_S = \pm 15$ В токи потребления $I_{QAD711} = 2,5$ мА и $I_{QAD713} = 10$ мА. Теперь совершенно очевидно, что в Datasheet рассмотренного семейства ИМС указан суммарный ток потребления

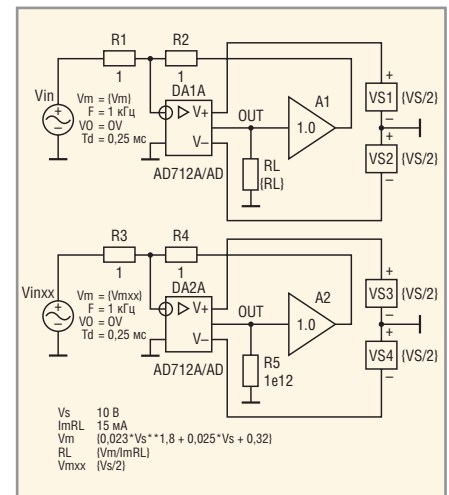


Рис. 3. Схема тестирования токов потребления ММ ОУ

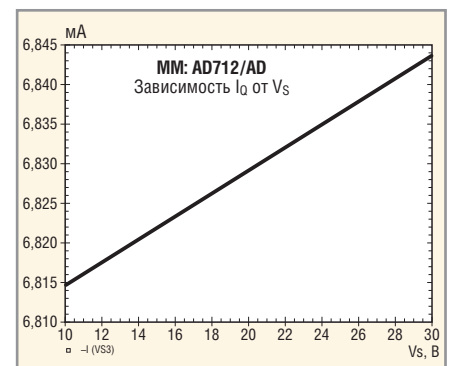


Рис. 4. Зависимость статического тока потребления ММ AD712/AD от размаха питающих напряжений

всех ОУ. Также совершенно очевидно, что ММ AD712/AD должна моделировать ток, потребляемый только одним ОУ, т.е. при $V_S = \pm 15$ В ток потребления ММ в идеальном случае должен быть равным 2,5 мА. Значительное расхождение результатов тестирования ММ с Datasheet является следствием ошибки, допущенной разработчиком ММ. К счастью, эту ошибку легко исправить. Анализ схемы ММ показал, что точная калибровка желаемой величины тока I_Q осуществляется с помощью источника постоянного тока ISY, включенного между шинами питания. Найдите в описании ММ AD712/AD строку

ISY 99 50 -95E-3

и откорректируйте её следующим образом:

ISY 99 50 -97.544E-3
;My correction. Old Value=-95E-3

Протестируйте доработанную ММ, чтобы убедиться в том, что при

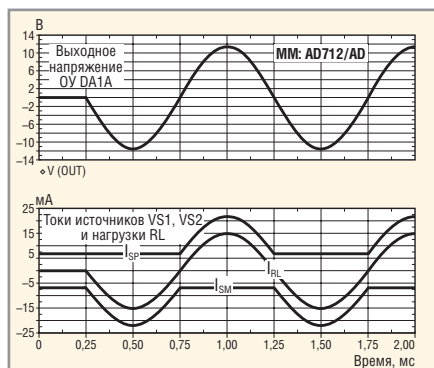


Рис. 5. Пример корректного моделирования MM ОУ динамики тока потребления

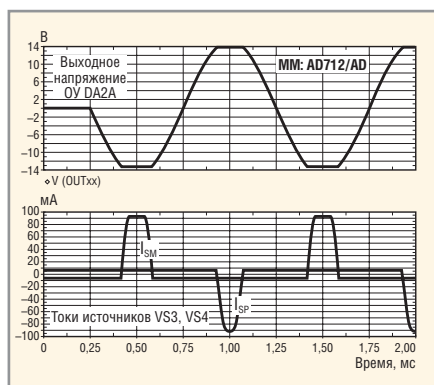


Рис. 6. Пример некорректного моделирования MM ОУ тока потребления при ограничении выходного напряжения

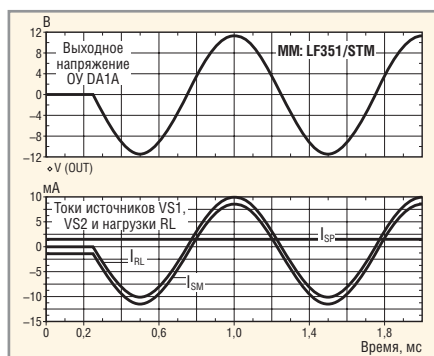


Рис. 7. Пример некорректного моделирования MM ОУ динамики тока потребления

$V_S = 10$ В и $V_S = 30$ В она потребляет токи, равные соответственно 2,47 и 2,50 мА.

Определить факт моделирования динамики тока потребления позво-

Таблица 1. Зависимость амплитуды сигнала источника V_{in} от размаха питающих напряжений

Размах питающих напряжений V_S , В	Амплитуда V_m входного сигнала, В	Разность напряжений V_{sp} и V_m , В
3,0	0,56	0,94
5,0	0,86	1,64
10	2,02	2,98
30	11,55	3,45

ляют графики токов I_{SP} , I_{SM} (см. рис. 5), построенные по результатам анализа схемы рис. 3 в режиме Transient. На дисплей выводятся трассы: $-I(VS1)$, $I(VS2)$ и $I(R3)$. Для большей наглядности и исключения неконтролируемого ограничения выходного напряжения ОУ DA1A на верхнем графике рис. 5 выводится трасса $V(OUT)$ выходного напряжения этого ОУ.

В [1] отмечается, что некоторые MM неправильно моделируют токи потребления в том случае, когда ОУ работает в режиме ограничения выходного напряжения. Выявить указанный недостаток тестируемой MM позволяют временные диаграммы выходного напряжения (трасса $V(OUTxx)$) ОУ DA2A и токов его потребления (трассы $-I(VS3)$, $I(VS4)$), изображённые на рис. 6.

На временных диаграммах (см. рис. 6) хорошо видно, что весьма значительные всплески токов потребления I_{SP} , I_{SM} MM AD712/AD имеют только на тех временных интервалах, когда происходит ограничение соответствующей полуволны выходного напряжения ОУ DA2A. Обратите внимание на то, что при ограничении выходного напряжения ОУ DA2A ток соответствующего источника питания $VS3$, $VS4$ меняет знак (изменяет своё обычное направление). Совершенно очевидно, что токи потребления реального ОУ в принципе не могут изменять свои направления. Итак, результаты анализа показывают, что MM AD712/AD некорректно моделирует токи потребления в случае ограничения выходного напряжения ОУ. Причины возникновения этого недостатка, присущего целому ряду MM, а также варианты доработки схем замещения ОУ, устраняющие этот недостаток, рассмотрены в статье [1].

Питающие напряжения и максимальные токи нагрузки современных ОУ изменяются в достаточно широких пределах, и поэтому целесообразно задавать их величины с помощью параметров V_S (размах питающих напряжений) и I_{mRL} (амплитуда тока нагрузки). При этом величины амплитуды V_m напряжения источника V_{in} входного сигнала и сопротивления R_L нагрузки рассчитываются автоматически по формулам, определённым с помощью директивы PARAMS. Для ряда

наиболее часто используемых напряжений питания в табл. 1 указаны величины амплитуды V_m входного синусоидального сигнала, автоматически получаемые в результате расчёта по формуле.

При тестировании MM Rail-to-Rail ОУ в режиме холостого хода выхода для достижения уверенного ограничения выходного сигнала необходимо величину амплитуды источника сигнала V_{inxx} увеличить на 1...2 В, то есть задать величину его атрибута V_m , например, следующим образом:

$$V_m = \{V_{mxx} + 1.5\}.$$

Если протестировать в схеме рис. 3 классическую MM Бойля, например ОРА130/BB (burr_brn.lib), то можно убедиться, что токи её потребления не зависят от тока I_{RL} , протекающего через нагрузку. Примером некорректного моделирования динамики токов потребления являются MM ОУ фирмы STMicroelectronics [www.st.com]. Сказанное наглядно иллюстрируют временные диаграммы (см. рис. 7), полученные в результате тестирования MM LF351/STM.

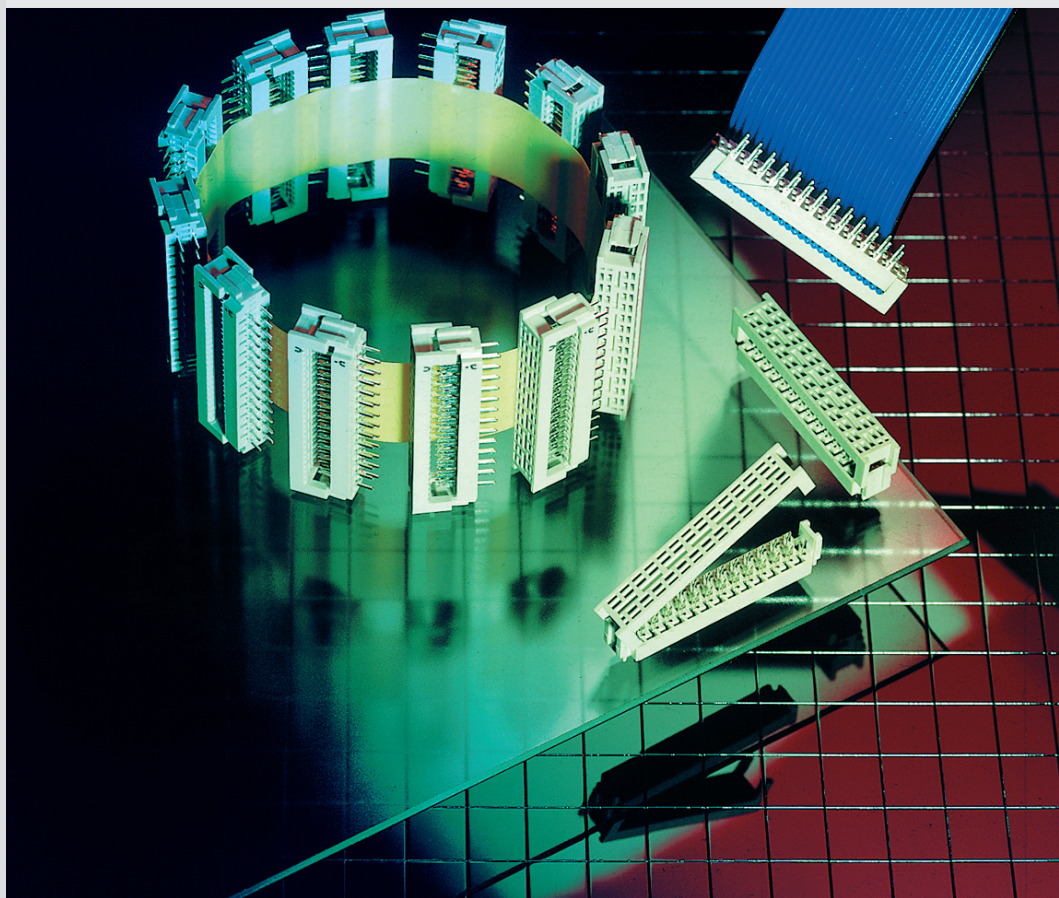
Из рис. 7 следует, что ток I_{SP} , протекающий через источник VS_1 положительного напряжения питания, не зависит от тока I_{RL} нагрузки, а ток I_{SM} источника VS_2 отрицательного напряжения питания является переменным (!), что, конечно же, не соответствует действительности.

Продолжение следует.

ЛИТЕРАТУРА

1. Лоцицкий С. Эволюция SPICE-совместимых макромоделей операционных усилителей. Современная электроника. 2005. №№ 4–6.
2. Лоцицкий С. Методы анализа операционных схем в частотной области. Схемотехника. 2004. №№ 7 – 12; 2005. №№ 1 – 5.
3. Разевиг В.Д. Система сквозного проектирования электронных устройств DesignLab. М.: Солон, 1999.
4. Разевиг В.Д. Система проектирования OrCAD 9.2. М.: Солон, 2001.
5. Достал И. Операционные усилители: Пер. с англ. М.: Мир, 1982.
6. Jung W. LT1056 Improved JFET Op Amp Macromodel SLEWS Asymmetrically. Design Note DN43. Linear Technology Corporation, January 1991.

Соединители и электротехнические компоненты



B BULGIN

CONEC

Switchcraft

Grayhill

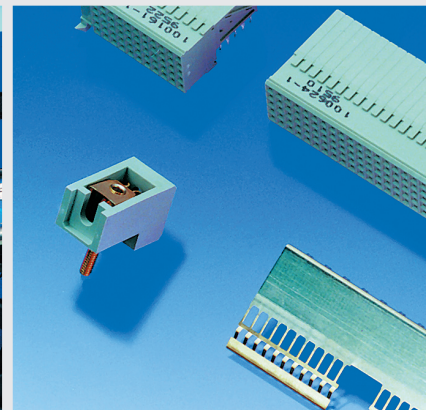
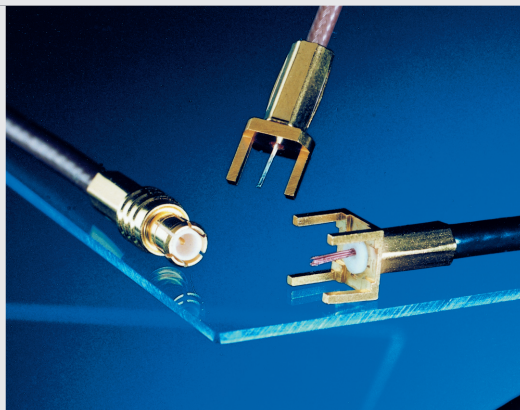
OMRON

tyco **AMP**
Electronics



Безупречный контакт в любых условиях!

- Весь ассортимент разъёмов и компонентов коммутации от мировых производителей
- Электромеханические и твердотельные реле от компании Omron
- Технические консультации
- Комплексные поставки
- Создание склада для постоянных клиентов



ProSOFT®

ПРОСОФТ — АКТИВНЫЙ КОМПОНЕНТ ВАШЕГО БИЗНЕСА

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

Сердечники из распылённого железа в импульсных источниках питания

(часть 2)

Печатается с разрешения журнала CHIP NEWS Украина (<http://chipnews.com.ua>)

Джим Кокс (Великобритания)

Перевод Артёма Терейковского

В продолжении статьи (начало см. СЗ № 1, 2006) описываются магнитные свойства различных марок распылённого железа фирмы Micrometals и особенности использования сердечников из распылённого железа в сглаживающих дросселях, сетевых фильтрах и индуктивных элементах резонансных преобразователей.

Специально для дросселей с высокими частотами пульсаций были разработаны два новых материала: -18 и -52. В табл. 8 приведены сравнительные характеристики различных материалов (смесей).

Смесь -52 при такой же, как у материала -26, проницаемости имеет на частотах выше 100 кГц при той же цене. Смесь -18 имеет более высокую проницаемость, чем -8, такой же уровень потерь и меньшую стоимость.

При разработке дросселей с повышенной переменной составляющей индукции следует учитывать не только возрастающий уровень потерь, но и влияние переменной составляющей на индуктивность. На рис. 8 показана зависимость изменения начальной проницаемости различных материалов от амплитудного значения магнитной индукции (B_{pk}). Последняя

определяется по формуле: $B_{pk} = E_{rms} \times 10^8 / 4,44ANf$, где B_{pk} вычисляется в гауссах, E_{rms} – действующее напряжение, В, A – площадь сечения сердечника, см², N – число витков, f – частота переключения, Гц.

При повышении уровня постоянной и переменной составляющих их влияние взаимно компенсируется. Этот эффект на примере материала -26 показан на рис. 9 при разных уровнях пульсации. В то время как возрастание постоянной составляющей магнитной индукции в сердечнике вызывает уменьшение магнитной проницаемости, увеличение переменной составляющей способствует увеличению проницаемости. Это означает, что дроссели, работающие при повышенной переменной составляющей, должны иметь меньшее количество витков, чем получается при расчёте, учитывающем только постоянный ток в обмотке.

Возьмём те же исходные данные, что и в предыдущем примере – индуктивность дросселя 30 мкГн, ток в обмотке 10 А. На этот раз дроссель будет работать при напряжении 12,7 В на частоте 100 кГц, скважность 50%. Определим характеристики дросселя при использовании кольца Т106 из разных смесей. В каждом случае количество витков определяется по кривым зависимостей накапливаемой энергии. Поскольку эти зависимости определены при постоянном токе в обмотке, при наличии переменной составляющей результаты будут отличаться.

Индуктивность дросселя определена при напряжении 12,7 В на частоте 100 кГц и при постоянном токе 10 А. Это позволяет оценить изменение индуктивности дросселя для каждого из материалов. Потери в меди (I^2R) и сердечнике, зависящие от амплитудного значения магнитной индукции (B_{pk}), представлены в табл. 9. Во всех случаях индуктивность дросселя при 10 А постоянного тока в обмотке превысила 30 мкГн. Материалы -18 и -8 обеспечивают минимальные совокупные потери, но являются наиболее дорогими (см. табл. 1). Смесь -52 по уровню потерь занимает следующее место, но стоит она значительно дешевле.

Материалы с более высокой начальной проницаемостью, такие как -26 и -52, имеют наибольшую амплитудную нелинейность проницаемости при изменении рабочего тока от нуля до максимального значения. При таком «качании» дроссель обладает большей проводимостью при малых токах, чем в случае, если бы это «качание» отсутствовало. Для устройств, работающих в широком диапазоне токов нагрузок, может быть необходимо увеличение индуктивности при очень малых токах в 10...20 раз от номинального значения при максимальной нагрузке.

Этого можно добиться, используя гибридный сердечник, составленный из ферритового кольца с высокой начальной проницаемостью и кольца из

Таблица 8. Сравнительные характеристики потерь материалов

Материал, № смеси	Сравнительные характеристики потерь, мВт/см ³						Проницаемость при постоянном токе	
	60 Гц	1 кГц	10 кГц	50 кГц	100 кГц	500 кГц	$H_{DC} = 62,83 \text{ А/см}$	
	0,5 мТл	0,15 мТл	50 мТл	22,5 мТл	14 мТл	5 мТл	% μ_0	$\mu_{\text{эффективное}}$
-2	19*	32*	32*	28	19	12	100	10
-8	45	64	59	50	35	28	91	31,9
-14	19*	32*	32*	29	21	17	100	14
-18	48	72	70	63	46	37	74	40,7
-26	32	60	75	89	83	139	51	38,3
-30	37	80	120	149	129	129	91	20
-34	29	61	87	100	82	78	84	27,7
-35	33	71	109	137	119	123	84	27,7
-38	31	57	72	99	103	217	51	43,4
-40	29	62	93	130	127	223	62	37,2
-45	26	49	60	69	61	92	46	46
-52	30	56	68	72	58	63	59	44,3

распылённого железа. Феррит обеспечивает высокую индуктивность, необходимую при малых токах, а распылённое железо обеспечивает накопление необходимого количества энергии при больших токах нагрузки. Характеристика насыщения постоянным током гибридных сердечников из композиций -267 и -275 приведена на рис. 10, на котором показана зависимость степени насыщения гибридного сердечника от постоянного тока. Напряжённость постоянного магнитного поля H (Э) определяется по формуле: $H = 0,4\pi NI/L$, где N – число витков, I – постоянный ток в обмотке, L – средняя длина магнитного пути в см.

Композиция -267 состоит из 33% феррита силовой марки, аналогичной N67 (N87) фирмы Epcos, с проницаемостью 2300 и 67% распылённого железа марки -52 с проницаемостью 75. Соответственно, композиция -275 состоит из 25% феррита и 75% распылённого железа.

В дросселе традиционного корректора коэффициента мощности (ККМ) на основе повышающего преобразователя непрерывно меняется ток смещения основной частоты (50 или 60 Гц) и ток высокочастотного переключения преобразователя. Сочетание этих факторов делает расчёт дросселей ККМ более сложной задачей, чем расчёт типичного дросселя с постоянным подмагничиванием. Оценка потерь такого дросселя рассмотрена выше. В общем случае рекомендуется рассматривать ток смещения как постоянный ток подмагничивания. Такой подход позволит использовать традиционную методику расчёта.

Фильтры для сетей 50/60 Гц

На входе традиционных импульсных источников питания устанавливаются фильтры синфазных и дифференциальных высокочастотных помех. Синфазная помеха возникает симметрично между общим проводом схемы и «нулём» и «фазой» входного сетевого напряжения. Дифференциальная помеха наводится между «нулём» и «фазой».

Синфазная помеха подавляется включением конденсаторов между общим проводом схемы и входными клеммами сетевого напряжения. По соображениям безопасности ёмкость этих конденсаторов ограничивается относительно малыми значениями, поэтому для эффективного подавления синфазных помех дроссели входных фильтров должны иметь достаточ-

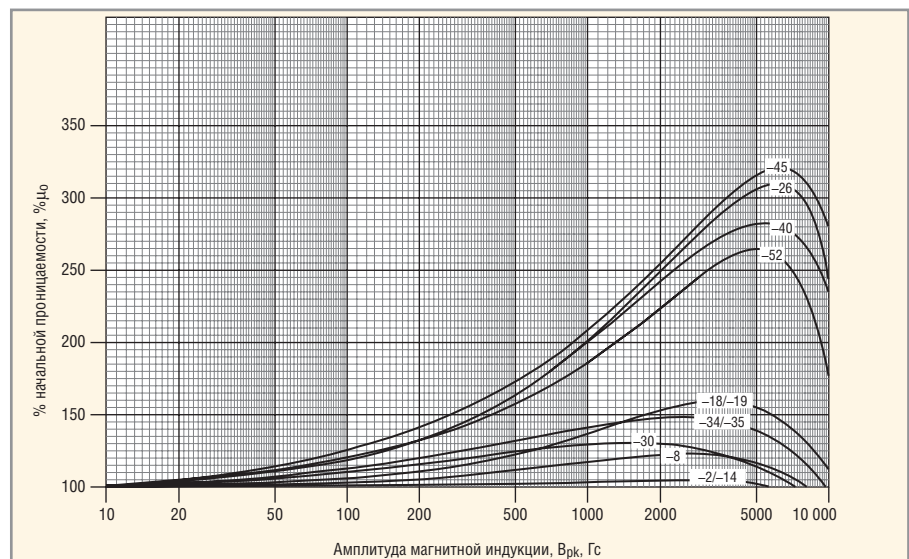


Рис. 8. Зависимость начальной проницаемости материалов от амплитудного значения магнитной индукции

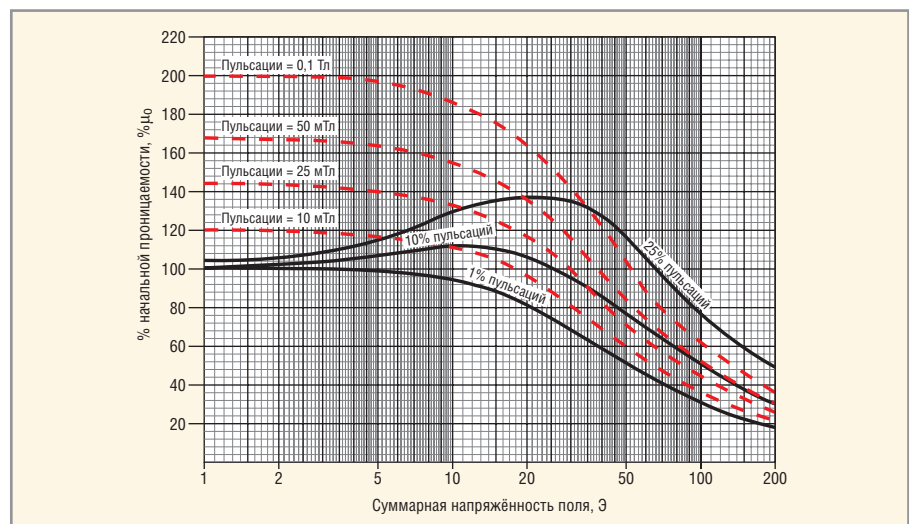


Рис. 9. Зависимость начальной проницаемости от суммарной напряженности магнитного поля

но большую индуктивность, обычно не менее 1 мГн. Традиционно такие дроссели имеют две симметричные обмотки (см. рис. 11), намотанные на ферритовый сердечник с проницаемостью не менее 5000. Магнитная индукция, создаваемая током основной частоты (50 или 60 Гц) в каждой из обмоток, взаимно компенсируется, таким образом, кольцо не насыщается. Магнитные ма-

териалы с меньшей проницаемостью, такие как распылённое железо, также применимы, но увеличение размеров колец для размещения необходимого числа витков делает их использование малопривлекательным.

Напротив, дроссели фильтров дифференциальных помех не должны насыщаться при значительной магнитной индукции, создаваемой потребля-

Таблица 9. Характеристика насыщения постоянным током

Материал, № смеси	Витки, $d = 1,29$ мм	L , мкГн, 0 АДС	L , мкГн, 10 АДС	$B_{рк}$, мТл	Потери		
					в меди	в сердечнике	суммарные
-8	27	34,8	30,6	17,8	1,6	0,24	1,84
-18	24	45,2	33,4	20,1	1,42	0,34	1,76
-26	25	77,3	38,3	19,3	1,48	0,73	2,21
-28	34	39,2	33,3	14,2	2,02	0,75	2,77
-33	31	45	35,3	15,5	1,84	0,75	2,59
-40	24	63	39,7	20,1	1,42	1,01	2,43
-52	23	68,8	42,3	20,9	1,36	0,51	1,87

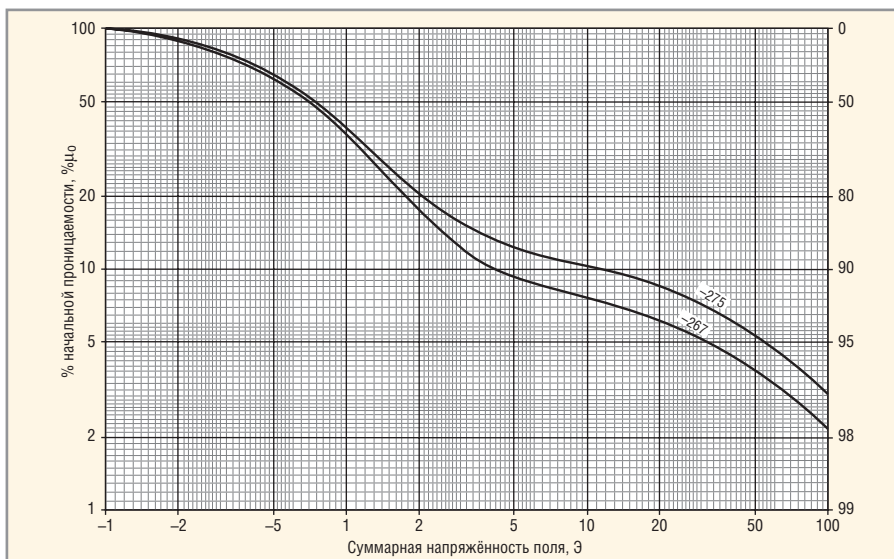


Рис. 10. Зависимость начальной проницаемости от напряженности постоянного магнитного поля

емым от сети током 50/60 Гц, и эффективно подавлять высокочастотные помехи. Распылённое железо наилучшим образом отвечает этим требованиям.

Для сердечников из распылённого железа характерно явление магнотострикции. Это означает, что под воздействием магнитного поля геометрические размеры сердечника незначительно изменяются. В устройствах, работающих на частотах более 20 кГц, магнотострикцией можно пренебречь. Дроссели, работающие на частоте 50/60 Гц, могут «жужжать» достаточно заметно, особенно если в них использованы Е-образные сердечники.

Магнотострикция зависит также от формы тока в обмотке и амплитуды индукции магнитного потока в сердечнике дросселя.

Из кривой зависимости увеличения проницаемости от амплитудного значения магнитной индукции переменного тока (см. рис. 11) следует, что индукция насыщения распылённого железа превышает 1 Тл (10 000 Гс) и достигает максимального значения 1,4 Тл (14 000 Гс). Очевидно, что материалы с высокой начальной проницаемостью, например -26, имеют более значительную амплитудную нелинейность магнитной проницаемости.

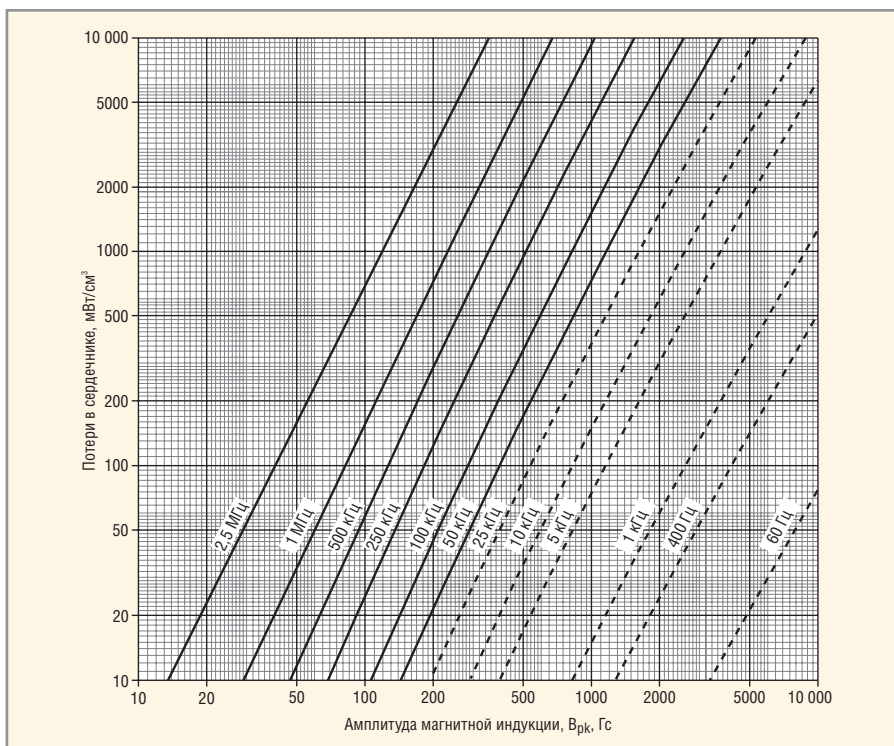


Рис. 12. Зависимость потерь в сердечнике от амплитудного значения магнитной индукции и частоты переменного поля

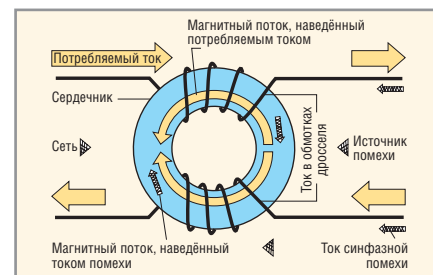


Рис. 11. Распределение магнитных потоков в сердечнике дросселя с токовой компенсацией

Из показанной на рис. 3 зависимости потерь для смеси -52 следует, что на частоте 60 Гц этот материал может функционировать при значительном размахе переменной магнитной индукции без возникновения избыточных потерь. На высоких частотах потери материала -52 значительно возрастают и снижают добротность дросселя. Такая особенность способствует лучшему подавлению нежелательных ВЧ-сигналов.

Кривые, отражающие способность сердечников накапливать энергию на частоте 60 Гц, получены как результат поведения материала при различных значениях амплитудной магнитной индукции (рис. 11). При этом неясно, как изменяется проницаемость материала вследствие слабой высокочастотной помехи. Консервативная методика расчёта предлагает считать ток основной частоты 50/60 Гц постоянным током.

ИНДУКТИВНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ РЕЗОНАНСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Другим применением накопительных дросселей являются преобразователи напряжения резонансного типа. Чтобы ограничить потери в сердечнике на приемлемом уровне, необходимо минимизировать индукцию в сердечнике. При использовании материалов с меньшей начальной проницаемостью число витков обмотки увеличится, так что при том же токе в обмотке генерируется меньшая магнитная индукция.

Одним из методов снижения эффективной проницаемости и уменьшения магнитной индукции в сердечнике является введение локального воздушного зазора. На частотах свыше 100 кГц потери из-за краевого искажения поля в зазоре резко возрастают и могут вызвать существенный локальный перегрев. Во многих случаях потери в зазоре могут превышать потери в сердечнике.

В течение многих лет сердечники из распылённого железа используются в

источниках питания с высокой удельной мощностью, работающих на частотах от 500 кГц до нескольких мегагерц. Одним из материалов, всё чаще используемых в преобразователях резонансного типа, является смесь -2. Этот материал имеет проницаемость около 10, что позволяет работать с низкой индукцией в сердечнике без возникновения зон локального перегрева. При таких высоких рабочих частотах для минимизации потерь в меди весьма существенным является использование лицендрата. На рис. 12 показана зависимость потерь в сердечнике от амплитудного значения магнитной индукции для материала (смеси) -2 на частотах до 2,5 МГц (зависимости потерь на низких частотах экстраполированы из значений, полученных на высоких частотах). На основе этой информации получены зависимости, приведённые на рис. 13. Этот график показывает максимальное действующее значение переменного тока в обмотке как функцию индуктивности на частоте 1 МГц при допустимом повышении температуры вследствие потерь в сердечнике на 25°C.

Если смесь -2 предназначена для резонансных цепей на частотах свыше

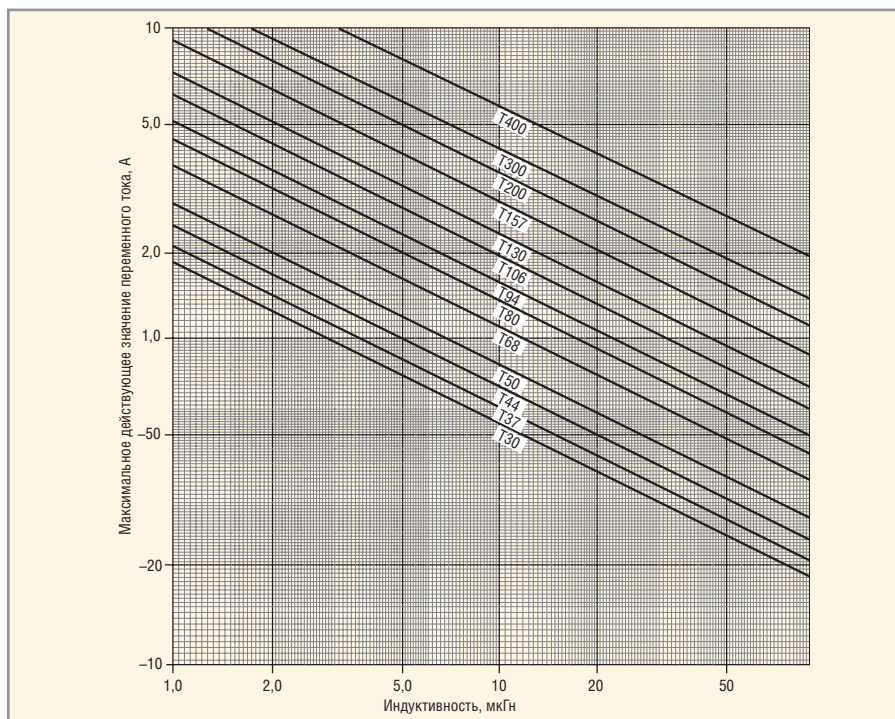


Рис. 13. Зависимость действующего значения тока в обмотке от индуктивности ($f = 1$ МГц, $\Delta T = 25^\circ\text{C}$)

20 кГц, смесь -30 используется для низкочастотных дросселей переменного тока в источниках бесперебойного питания большой мощности, работающих на частотах 1...5 кГц. Этот матери-

ал обеспечивает хороший компромисс между начальной проницаемостью, уровнем потерь, характеристиками насыщения и ценой сердечника.

Продолжение следует.

Магнитодieleктрики MICROMETALS

Снижение габаритов и потерь энергии



Высокоэффективные магнитодieleктрические сердечники Micrometals для силовой электроники и ВЧ-техники

Micrometals наносит на свои изделия запатентованную цветовую маркировку в качестве защиты от подделок. Оригинальная продукция Micrometals в компании ПРОСОФТ



ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ И ДОСТОИНСТВА

- Большая номенклатура типоразмеров – от 3,4 мм до 165 мм
- Токоизолирующее полимерное покрытие до 3 слоёв
- Тороидальные, Ш- и U-образные, трубчатые, низкопрофильные сердечники, стержни, шайбы, бусины и др.
- Силовые магнитопроводы до 5 МГц
- ВЧ-сердечники для частот от 0,01 до 500 МГц
- Рабочая температура до 2000°C
- Высокая стабильность параметров

Применение сердечников MICROMETALS позволяет:

- Снизить стоимость индуктивных компонентов в 3...5 раз
- Снизить потери на 30...50% по сравнению с ферритами
- Оптимально распределить потери между сердечником и обмоткой
- Повысить надёжность аппаратуры
- Оптимизировать конструкцию и уменьшить габариты индуктивных компонентов

PROSOFT®

ПРОСОФТ — АКТИВНЫЙ КОМПОНЕНТ ВАШЕГО БИЗНЕСА

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

Дмитрий Чекунов (г. Ижевск)

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ «МАЛЫХ» ТОЧЕК ДЛЯ РАСШИРЕНИЯ ФУНКЦИЙ ЯДРА

Файл system.asm. В подпрограмме initSystem добавим общее разрешение прерываний IBN:

```

        anl exif,#0EFh
        _MOVX_R_ IBNIRQ
; считали регистр прерываний IBN

```



Далее сохраним его значения для анализа:

```
mov b,a
jnb b.0,isrIbn_1
```

Директивами IFDEF и ENDIF ограничиваем блок команд, который будет включен в текст программы только в том случае, если имеется метка `ibnEp0In`, то есть нами написан соответствующий обработчик прерывания IBN:

```
IFDEF ibnEp0In
    _MOVX_R IBNIE
    jnb acc.0,isrIbn_1
    lcall ibnEp0In
```

Для контроля обнаруженных обработчиков добавляем следующее сообщение:

```
$WARNING(MESSAGE: found
IBN for EP0IN)
ENDIF
isrIbn_1:
    jnb b.1,isrIbn_2
```

Ограничительные директивы используем для всех возможных точек:

```
IFDEF ibnEp1In
    _MOVX_R IBNIE
    jnb acc.1,isrIbn_2
    lcall ibnEp1In
    $WARNING(MESSAGE: found
IBN for EP1IN)
ENDIF
isrIbn_2:
    . . .
isrIbn_6:
```

В конце очищаем все запросы и глобальный запрос IBN в регистре NAKIRQ:

```
_MOVX_W IBNIRQ,b
_MOVX_W NAKIRQ,#1
```

Использование директив позволяет легко добавить обработчик прерывания IBN для любой точки. Если же какой-либо обработчик в тексте отсутствует, то соответствующий ему блок команд не будет включен в программу, что приведёт к уменьшению её размера.

Файл var.asm. Введём программные переменные для работы с шиной I²C:

```
i2cWrAdrHi:    DS    1
i2cWrAdrLo:    DS    1
i2cRdAdrHi:    DS    1
i2cRdAdrLo:    DS    1
; двухбайтные счётчики адреса
; для операций записи и чтения соответственно
```

Поскольку любая операция на шине I²C начинается с передачи нескольких байтов служебной информации, то выделим для такого заголовка буфер, в котором будем указывать параметры, необходимые для выполнения той или иной операции. Буфер будет использоваться операциями чтения и записи с разделением по времени:

```
i2cHead:       DS    5
i2cWrDev        EQU    i2cHead
; обращение к устройству для записи
i2cAdrHi        EQU    i2cHead+1
i2cAdrLo        EQU    i2cHead+2
; старший и младший байты адреса
; соответственно
```

Следующие два байта имеют разное назначение для операций записи и чтения, что обусловлено необходимостью указания размера буфера записываемых данных и подачи дополнительной команды в подпрограмме чтения:

```
i2cWrPage       EQU    i2cHead+3
; размер записываемого буфера
i2cWrPtr        EQU    i2cHead+4
; указатель на буфер для записи
i2cRdDev        EQU    i2cHead+3
; обращение к устройству для чтения
```

Длина страницы для чтения не указывается, поскольку она всегда равна 64 байтам (размер буфера EP1INBUF).

```
i2cRdPtr        EQU    i2cHead+4
; указатель на буфер для чтения
i2cData:        DS    1
; временные данные, передаваемые
; непосредственно на шину I2C
i2cDeal:        DS    1
; эта переменная хранит количество
; байт в промежуточном буфере
i2cCnt:         DS    1
; локальный счетчик байт
; используется при взаимодействии
; с шиной
```

В битовой области выделим флаги для контроля ошибок:

```
flagAckI2c:     DBIT    1
; ответ микросхемы на шине I2C:
flagErrI2c:     DBIT    1
; конфликт на шине I2C.
```

Данные в операциях записи и чтения будут размещаться в промежуточном буфере, который выделим в верхней части внутреннего ОЗУ микроконтроллера:

```
ISEG    AT    0C0h
bufEp1:    DS    64
```

Файл ep1in.asm. В функции `initFuncEp1In` устанавливаем счётчик адреса чтения в 0 и разрешаем прерывание IBN:

```
mov i2cRdAdrHi,#0
mov i2cRdAdrLo,#0
mov dptr,#IBNIE
movx a,@dptr
setb acc.1
movx @dptr,a
```

В функции `haltFuncEp1In` (деактивация точки) запрещаем прерывание IBN:

```
mov dptr,#IBNIE
movx a,@dptr
clr acc.1
movx @dptr,a
```

Создадим подпрограмму обслуживания запроса IBN – `ibnEp1In` (соответствующий блок команд в обработчике прерывания IBN будет включен автоматически). Алгоритм для неё представлен на рис. 13. Рассмотрим его подробнее. На первом этапе сохраняем регистры в стек. Далее счётчик байтов, считанных из микросхемы, сбросим в 0. Прежде чем приступить к чтению данных, проверяем счётчик адреса чтения на достижение максимального адреса AT24C128. Если адрес достигнут, то данных для чтения больше нет, о чём следует сообщить хосту. В этом случае мы записываем в регистр EP1INBC значение 0, и хост получит пустой пакет данных. Если данные для чтения ещё имеются, то формируем заголовок служебной информации для микросхемы I²C и вызываем подпрограмму чтения страницы данных из EEPROM. Далее анализируем результат завершения чтения, и если на шине I²C возникла ошибка, то установим STALL для точки EP1IN (ошибка при работе

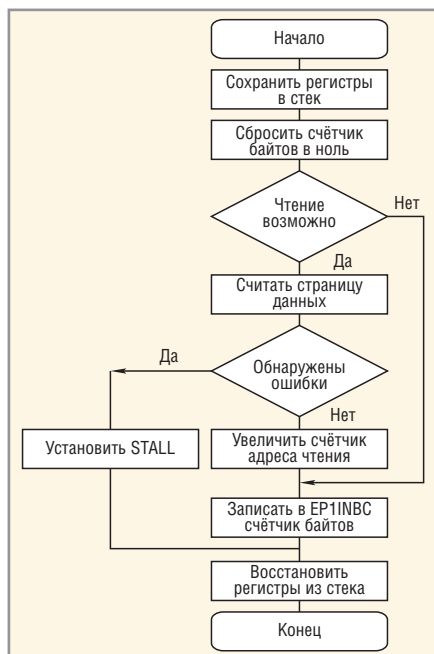


Рис. 13. Алгоритм обслуживания прерывания IBN для EP1IN

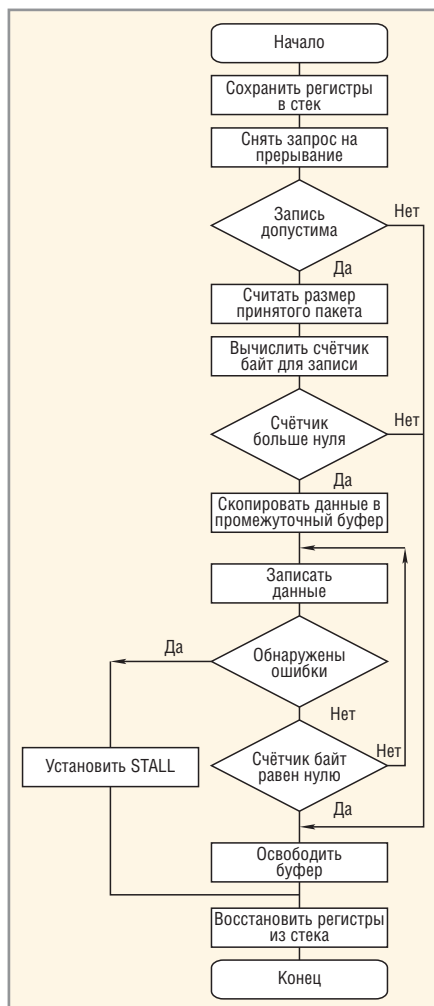


Рис. 14. Алгоритм обслуживания прерывания EP1OUT

с EEPROM). При успешном завершении чтения копируем данные из промежуточного буфера в буфер EP1INBUF и увеличиваем счётчик ад-

реса. Завершаем обслуживание точки EP1IN записью размера считанной страницы в регистр EP1INBC. В завершение восстанавливаем регистры. Подпрограмму чтения данных из EEPROM напишем позднее, а пока сделаем для нее «заглушку». На этом работу с точкой EP1IN закончим.

Перейдём к точке EP1OUT, которая используется для записи данных в микросхему AT24C128. В логике работы точек с направлением OUT нет никаких хитростей, поэтому сразу приступаем к редактированию файла.

Файл ep1out.asm. В функции initFuncEp1Out сбрасываем счётчик адреса для записи в 0 и разрешаем прерывание EP1OUT:

```

mov i2cWrAdrHi,#0
mov i2cWrAdrLo,#0
mov dptr,#EPIE
movx a,@dptr
setb acc.3
movx @dptr,a
  
```

В функции haltEp1Out всего лишь запрещаем прерывание:

```

mov dptr,#EPIE
movx a,@dptr
clr acc.3
movx @dptr,a
  
```

Завершаем «оживление» точки EP1OUT написанием обработчика прерывания isrEp1Out. Алгоритм данного обработчика представлен на рис. 14. Начинаем работу с сохранения регистров в стек и снятия запроса на прерывание (здесь, в отличие от IBN, прерывание индивидуальное). Далее проверяем счётчик адреса записи на превышение адресного пространства AT24C128. Если адрес записи больше допустимого, то переходим на освобождение буфера. В противном случае считываем размер принятого пакета и вычисляем допустимое количество байтов для записи. Если счётчик байтов равен нулю – освобождаем буфер EP1OUTBUF, иначе – копируем данные для записи в промежуточный буфер bufEp1. Перед тем как вызвать подпрограмму записи, формируем заголовок со служебной информацией. После каждой операции записи необходимо проверять отсутствие ошибок на шине I²C. При возникновении ошибки устанавливаем STALL

для точки EP1OUT, сообщая хосту об отказе микросхемы EEPROM. Если же ошибок нет, то пересчитываем оставшееся количество байтов и повторяем запись, пока счётчик байтов больше нуля. Когда все допустимые данные будут записаны, освобождаем буфер EP1OUTBUF. Завершаем обработчик восстановлением регистров из стека. Подпрограммы страничной и побайтной записи данных в AT24C128 пока оформим в виде «заглушек»; мы напишем их после знакомства с модулем I²C.

Файл util.asm. Для манипуляций с адресными счётчиками чтения и записи, а также для вычислений допустимого для записи количества байтов потребуются функции сложения и вычитания слова и байта. Первая подпрограмма – byte2AddByte1 – будет суммировать слово и байт, вторая – byte2SubByte1 – будет вычитать байт из слова.

Для копирования данных из промежуточного буфера в буфер внешнего ОЗУ добавим подпрограмму movInto2Ext.

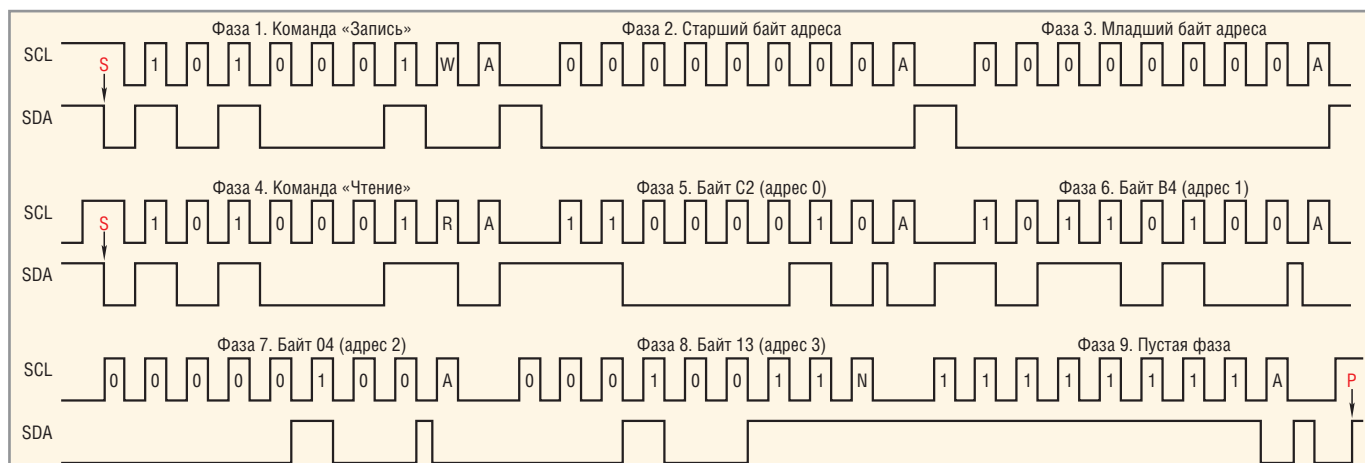
Модуль I²C

Встроенный в FX2LP модуль I²C освобождает программистов от рутинных операций на физическом уровне шины I²C. Все передающие и принимающие действия реализованы в модуле аппаратно. Кроме того, модуль I²C может функционировать на одной из двух возможных скоростей обмена (100 или 400 кГц), устанавливаемых программно.

Ресурсы FX2LP для управления модулем I²C

Для взаимодействия с модулем I²C в МК семейства FX2LP имеется три регистра:

- I2CS – регистр управления и статуса:
 - бит DONE (D0) – признак завершения передачи/приёма байта на шине I²C. При обращении к регистру I2DAT бит DONE аппаратно сбрасывается в 0 и устанавливается в 1 только после окончания действия. Данный бит является одним из источников прерывания модуля I²C;
 - бит ACK (D1) – признак готовности абонента на шине. Бит ACK актуален только в операциях записи. На каждом девятом такте линии SCL инверсное значение с

Рис. 15. I²C-транзакция

- линии SDA копируется в бит ACK, что позволяет делать выводы о готовности абонента. Значение 0 соответствует ответу NAK, 1 – ACK;
- бит BERR (D2) – признак конфликта на шине I²C (наличие двух ведущих устройств). BERR аппаратно сбрасывается в 0 при обращении к I2DAT. В случае обнаружения конфликта работа модуля I²C прекращается до появления события «СТОП»;
 - биты ID1, ID0 (D4, D3) – идентификаторы наличия загрузочной микросхемы на шине I²C, обнаруженной в момент запуска FX2LP. Соответствие типа микросхемы состоянию битов показано в табл. 3;
 - бит LASTRD (D5) – сигнал завершения пакетного чтения. Значение данного бита передаётся на шину I²C на девятом такте SCL, сигнализируя о продолжении или завершении пакетного чтения;
 - бит STOP (D6) – требование формирования события «СТОП» на шине. Для активизации требования необходимо установить бит в 1. Модуль I²C сформирует событие «СТОП» сразу после завершения такта ACK и сбросит бит STOP в 0;
 - бит START (D7) – требование формирования события «СТАРТ» на шине. Данное требование будет выполнено перед следующей передачей данных на шину. После формирования события бит будет аппаратно сброшен в 0;
 - I2DAT – регистр данных. При обращении к регистру модуль I²C аппаратно формирует последователь-

ность необходимых сигналов на шине I²C;

- I2CTL – регистр настройки шины:
 - с помощью бита 400KHZ (D0) производится выбор тактовой частоты модуля I²C. Если бит сброшен в 0, то обмен осуществляется на частоте примерно 100 кГц;
 - бит STOPIE (D1) – флаг разрешения ещё одного источника прерывания модуля I²C. Если STOPIE установлен в 1, то событие «СТОП» является таким же источником прерывания, как и бит DONE.

Управление модулем I²C

Наличие аппаратной поддержки протокола I²C в МК упрощает работу программиста. Однако при переходе от «ручного» управления линиями SCL, SDA к автоматизированному (модуль I²C) следует познакомиться с логикой работы аппаратного модуля.

На рис. 15 представлена операция чтения четырёх байт, начиная с адреса 0, из микросхемы AT24C128, имеющей адрес 1. Рассмотрим последовательность действий, необходимых для осуществления этой операции:

- Установим бит START в регистре I2CS;
- Сформируем байт команды – A2h (тип микросхемы + адрес микросхемы + команда на запись). Запишем байт в регистр I2DAT;

Модуль I²C начинает выполнять фазу 1 (см. рис. 15), где формирует событие «СТАРТ» и передаёт байт данных. На девятом такте модуль I²C сохраняет состояние шины SDA (ответ микросхемы) в бит ACK в инверсном виде.

- Контролируем состояние бита DONE в регистре I2CS и ждем его установки. Проверяем состояние бита ACK, чтобы оценить готовность AT24C128;

- Записываем старший байт адреса – 00 в регистр I2DAT;

Модуль I²C формирует фазу 2, но на этот раз события «СТАРТ» нет, поскольку бит START был аппаратно сброшен в предыдущей фазе.

- Контролируем состояние бита DONE (I2CS) и ждём завершения транзакции;

- Запишем младший байт адреса – 00 в регистр I2DAT;

- Контролируем завершение операции по состоянию бита DONE;

Действия, соответствующие пп. 6 и 7, показаны в фазе 3 (рис. 15). После завершения этой фазы внутренний счётчик AT24C128 примет значение 0. Теперь переходим к чтению данных.

- Установим бит START в регистре I2CS;

- Сформируем байт команды – A3h (тип микросхемы + адрес микросхемы + команда на чтение). Запишем байт в регистр I2DAT;

Модуль I²C формирует последовательность, начинающуюся с события «СТАРТ», – фаза 4.

- Ждём завершения транзакции (DONE);

Таблица 3. Идентификаторы загрузочной микросхемы на шине I²C

ID1	ID0	Микросхема I ² C
0	0	Нет микросхемы
0	1	Микросхема с однобайтной адресацией
1	0	Микросхема с двухбайтной адресацией
1	1	Не используется

11. Выполняем чтение из регистра I2DAT;

Операция чтения заставляет модуль сформировать последовательность импульсов и принять данные (фаза 5). Однако сама операция чтения не ждёт завершения транзакции и получает из I2DAT случайные данные. Достоверные же данные окажутся в I2DAT только после установки DONE, где их и можно будет забрать в следующий раз.

12. Ждём завершения транзакции (DONE);

13. Выполняем чтение из регистра I2DAT. Получаем байт со значением C2h из ячейки с адресом 0;

В это время на шине I²C выполняет следующая транзакция (фаза 6) – идёт чтение байта из ячейки с адресом 1.

14. Контролируем DONE – ждём завершения транзакции;

15. Следующее чтение из регистра I2DAT. Получаем байт со значением B4h из ячейки с адресом 1;

16. Ждём окончания транзакции (DONE);

Транзакция, соответствующая фазе 7, завершена. Мы уже считали два байта, и третий байт находится в I2DAT. Поскольку мы решили считать всего 4 байта, то необходимо сообщить об этом микросхеме AT24C128.

17. Установим бит LASTRD в регистре I2CS;

18. Выполняем следующее чтение из регистра I2DAT. Получаем байт со значением 04 из ячейки с адресом 2;

В это время модуль I²C выполняет транзакцию, в которой на девятом такте SCL будет установлен признак конца пакетного чтения – фаза 8.

19. Ждём окончания транзакции (DONE);

20. Выполняем последнее чтение из I2DAT – получаем байт 13h из ячейки с адресом 3;

Модуль I²C генерирует последовательность сигналов SCL, но AT24C128 уже не отвечает – фаза 9.

21. Установим требование STOP.

Событие «СТОП» формируется модулем I²C сразу после такта подтверждения в фазе 9.

Итак, считываемые данные доходят от модуля I²C с задержкой на одну транзакцию, а для завершения транзакции необходимо установить бит

LASTRD за одну транзакцию до реального завершения обмена.

Разработка функций обслуживания микросхемы I²C

Добавим в проект два новых файла. В одном из них будут описаны константы используемой микросхемы, а в другом функции для работы с шиной I²C.

Редактируем файл *config.asm*:

```
$INCLUDE(at24c128.asm)
$INCLUDE(i2c.asm)
```

Файл *at24c128.asm*. Здесь укажем специфические параметры, присущие микросхеме AT24C128:

```
SIZE_PAGE_I2C EQU 64
; размер записываемой страницы;
SIZE_MEMORY_I2CEQU 4000h
; объём памяти микросхемы;
WORD_WRITE_I2C EQU 0A0h
; команда "запись" без указания
адреса микросхемы;
WORD_READ_I2C EQU 0A1h
; команда "чтение" без указания
адреса микросхемы.
```

Использование файла с константами позволяет легко выполнить адаптацию программы в случае изменения аппаратной части. Например, если в нашем ядре будет применена другая микросхема EEPROM, то достаточно заменить файл *at24c128.asm* на файл с параметрами, соответствующими используемой микросхеме, и изменения в коде программы вносить не потребуется.

Теперь перейдём к подпрограммам работы с шиной I²C. У каждого программиста, работавшего с шиной I²C, наверняка имеются отлаженные подпрограммы чтения и записи данных. Как правило, эти подпрограммы реализуют алгоритмы пакетной записи или чтения данных, не манипулируя сигналами шины. Для управления линиями SCL и SDA на физическом уровне используются короткие подпрограммы, позволяющие скрыть рутинные переключения тактовых сигналов, анализ и опрос шины данных. Набор подпрограмм обычно включает в себя:

- *outs* – формирует событие «СТАРТ», передаёт байт данных и сохраняет ответ подчинённой микросхемы;

- *out* – передаёт байт данных и сохраняет ответ подчинённой микросхемы;

- *in* – принимает байт данных;

- *next* – формирует ACK (9-й такт в 0), сообщая подчинённой микросхеме о продолжении пакетного чтения;

- *down* – формирует NACK (9-й такт в 1), сообщая подчинённой микросхеме о завершении пакетного чтения;

- *stop* – формирует событие «СТОП».

Файл *i2c.asm*. Начнём редактирование с создания подпрограмм физического управления шиной.

Действия подпрограмм *outs* и *out* во многом схожи, различие состоит лишь в том, что *outs* предварительно формирует событие «СТАРТ». Поэтому напомним подпрограмму *outs* и в ней создадим лишь вход для подпрограммы *out*:

```
outs: mov a,#80h
; устанавливаем данные для события "старт"
mov dptr,#I2CS
movx @dptr,a
```

Формирование события «СТАРТ» подготовили, далее следует передача данных, то есть здесь начинается подпрограмма *out*:

```
out: mov a,i2cData
; загружаем данные
mov dptr,#I2DAT
movx @dptr,a
; передали данные
```

Контролируем завершение транзакции – ждём установки бита DONE:

```
mov dptr,#I2CS
o_1: movx a,@dptr
jnb acc.0,o_1
```

Сохраняем возможные ошибки на шине I²C для последующего анализа:

```
mov c,acc.1
mov flagAckI2c,c
; сохраняем бит ACK
mov c,acc.2
mov flagErrI2c,c
; сохраняем бит BERR
ret
```

Теперь перейдём к подпрограмме *in*. Из практических исследований

помним, что чтение из регистра данных I2DAT формирует служебные сигналы для приёма байта, но сам байт становится доступен лишь при следующем обращении к регистру. Поэтому чтение начинается с контроля завершения транзакции на шине I²C – бит DONE установлен в 1:

```
in:    mov dptr,#I2CS
i_1:   movx a,@dptr
       jnb acc.0,i_1
```

Сохраняем бит BERR для дальнейшего анализа (бит ACK при чтении не является ответом подчиненной микросхемы):

```
mov c,acc.2
mov flagErrI2c,c
; сохраняем бит BERR
```

Считываем данные, которые были получены в предыдущей фазе чтения:

```
mov dptr,#I2DAT
movx a,@dptr
ret
```

Практически в подпрограмме next нет необходимости. Однажды установленный бит LASTRD будет аппаратно сброшен в 0 после завершения приёма очередного байта. Однако наличие данной функции обеспечит совместимость подпрограмм высокого уровня и нового набора подпрограмм физического управления шиной:

```
next:   clr a
        mov dptr,#I2CS
        movx @dptr,a
        ret
```

Подпрограмма down для FX2LP является более актуальной. Помним, что данную команду необходимо подавать за одну фазу до реального завершения чтения:

```
down:   mov a,#20h
        mov dptr,#I2CS
        movx @dptr,a
        ret
```

Формирование события «СТОП» происходит после выдачи девятого такта любой транзакции. Признаком завершения операции является со-

стояние бита STOP, равное нулю. Сброс данного бита происходит аппаратно:

```
stop:   mov a,#40h
; загрузили флаг STOP
        mov dptr,#I2CS
; загрузили адрес контрольного
        регистра
        movx @dptr,a
; записали данные
```

Ждём аппаратного сброса бита STOP:

```
s_1:    movx a,@dptr
        jb acc.6,s_1
; ждём события "стоп"
        ret
```

Итак, подпрограммы физического управления шиной написаны. Осталось разработать подпрограммы высокого уровня, где будет происходить обмен данными и сохранение ошибок.

Для точки EP1IN потребуется написать подпрограмму страничного чтения данных. В этой подпрограмме необходимо реализовать:

- чтение данных с заданного адреса, хранящегося в счётчике адреса чтения (i2cRdAdrHi, i2cRdAdrLo);
- контроль наличия микросхемы при записи начального адреса чтения в EEPROM.

Входным параметром для подпрограммы будет указатель на буфер заголовка со служебной информацией следующего формата:

- командное слово записи;
- 2 байта – адрес ячейки;
- командное слово чтения;
- указатель на приёмник данных в промежуточном буфере.

Попробуйте написать данную подпрограмму самостоятельно.

Мы же перейдём к записи данных в EEPROM, поскольку такая функция будет востребована уже в ближайшем будущем. Здесь нам предстоит написать две подпрограммы. Одна – для записи байта, другая – для записи страницы данных.

Как известно, микросхемы I²C поддерживают страничную запись данных. Допустимый размер страницы для записи зависит от микросхемы. Так, например, для AT24C128 и AT24C256 допустимый размер составляет 64 байта, для

AT24C64 – 32 байта. Запись неполной страницы в микросхему может привести к сохранению данных во временном буфере и переход к ожиданию его полного заполнения. Для того чтобы исключить подобную ситуацию, будем осуществлять побайтную запись, если остаток данных меньше размера страницы.

Итак, подпрограмма записи одного байта – writeByteI2c. Для данной подпрограммы входным параметром является указатель_ptrSrc, указывающий на буфер заголовка со служебной информацией следующего формата:

- командное слово;
- 2 байта – адрес ячейки;
- байт данных для записи.

Подпрограмма writeByteI2c будет выглядеть следующим образом:

```
writeByteI2c:
        mov i2cData,@_ptrSrc
; любые данные, физически
; передаваемые на шину I2C,
; записываем в переменную i2cData
        mov i2cCnt,#10
; устанавливаем счётчик
; обращений к микросхеме равным 10
wBI2c_2:
        lcall outs
; посылаем событие "старт" и
; командное слово
        jb flagAckI2c,wBI2c_1
; если микросхема готова, то
; переходим на продолжение записи,
; иначе повторяем запрос
        lcall stop
        djnz i2cCnt,wBI2c_2
        sjmp wBI2c_3
```

Если в течение десяти запросов не был получен ответ ACK, то завершаем операцию записи с ошибкой:

```
wBI2c_1:
        mov i2cCnt,#3
; устанавливаем новое значение
; для счётчика, теперь нам оста-
; лось записать двухбайтный адрес
; ячейки и байт данных - счётчик
; равен 3
wBI2c_4:
        inc _ptrSrc
        mov i2cData,@_ptrSrc
        lcall out
; посылаем адрес и данные
        djnz i2cCnt,wBI2c_4
        lcall stop
; посылаем событие "стоп"
```

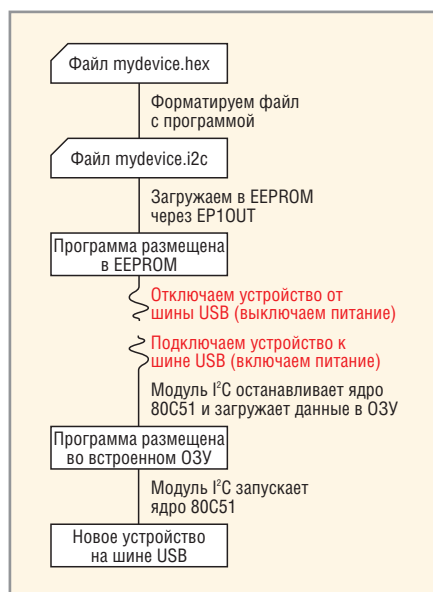


Рис. 16. Загрузка исполняемого кода через I2C

```
wBI2c_3:
    ret
```

Подпрограмма страничной записи – writePageI2c. Входным параметром также является указатель _ptrSrc, указывающий на буфер заголовка, однако формат служебной информации немного отличается:

- командное слово;
- 2 байта – начальный адрес записи;
- размер записываемой страницы;
- указатель на начало данных в промежуточном буфере.

Подпрограмма страничной записи немногим отличается от предыдущей подпрограммы, поэтому здесь её рассматривать не будем.

Итак, мы разработали подпрограммы записи в микросхему EEPROM. Данные подпрограммы совместно с подпрограммами обслуживания «малых» точек МК реализуют функцию обновления встраиваемого программного обеспечения.

Таблица 4. Формат загрузочной записи C0h

Адрес в EEPROM	Значение
0	C0h
1	Младший байт VID
2	Старший байт VID
3	Младший байт PID
4	Старший байт PID
5	Младший байт DID
6	Старший байт DID
7	Конфигурационный байт

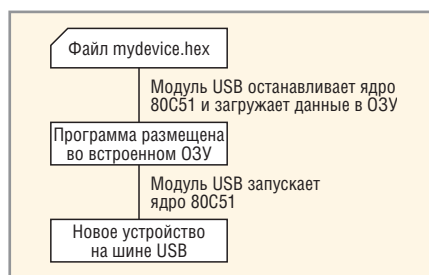


Рис. 17. Загрузка исполняемого кода через USB

СОЗДАНИЕ САМОСТОЯТЕЛЬНОГО УСТРОЙСТВА

Подготовка загрузочной программы

Поскольку в схеме нашего ядра имеется микросхема для хранения встраиваемого программного обеспечения, а в проекте реализована поддержка записи в названную микросхему, то мы имеем возможность перевести ядро в разряд самостоятельных устройств. В таком случае наше ядро при подключении к шине USB будет сразу определяться как разработанное нами устройство, а не как EZ-USB FX2LP. Для этого нам всего лишь необходимо закодировать исполняемую программу определённым образом и записать её в загрузочную микросхему (AT24C128), как показано в верхней части рис. 16.

Форматы загрузочных записей

Модуль I2C, имеющийся в FX2LP, после прохождения внешнего сигнала RESET ищет в загрузочной микросхеме запись одного из двух рассмотренных ниже форматов.

Формат «C0h». Запись данного вида предназначена для установки определённых значений идентификаторам VID, PID, DID, с которыми FX2LP будет работать до отключения питания. Формат записи показан в табл. 4. Первый байт – идентификатор C0h. Далее по два байта занимают идентификаторы VID, PID, и DID. Завершает запись конфигурационный байт, назначение которого рассмотрим позднее.

Обнаружив такую запись, модуль I2C загружает и сохраняет идентификаторы для модуля USB. Ядро 80C51 остаётся выключенным, а модуль USB самостоятельно регистрируется на шине с установленными идентификаторами. Далее, по сценарию фирмы Cypress, должна последовать за-

грузка исполняемого кода через USB (см. рис. 17).

Формат «C2h». Запись такого вида предназначена для загрузки исполняемого кода через интерфейс I2C. Формат записи показан в табл. 5. Идентификатор записи (первый байт) имеет значение C2h. Последующие семь байт имеют назначение, аналогичное соответствующим байтам записи формата C0h. Далее следуют пакеты исполняемого кода. Каждый пакет имеет заголовок, в котором указан размер пакета (первые два байта) и начальный адрес в ОЗУ FX2LP (следующие два байта), с которого будут загружены данные. Далее следует исполняемый код. Максимальный размер пакета составляет 1023 байта, поэтому вся программа разбивается на несколько пакетов. За последним пакетом следует служебная запись вида «80h 01h E6h 00h 00h». Обнаружив эту запись, модуль I2C запускает ядро 80C51, и ядро начинает выполнять загруженную программу.

После загрузки записи вида «C2h» модуль I2C аппаратно устанавливает бит RENUM (регистр USBCS) в 1, что приводит к отключению аппаратного обслуживания стандартных требований модулем USB. В этом случае стандартные требования должна обслуживать программа пользователя или следует программно сбросить RENUM в 0.

Конфигурационный байт, находящийся в обеих записях на седьмой позиции, позволяет управлять подключением к шине USB и выбрать скорость обмена на шине I2C. Так, если бит D0 (400KHZ) будет установлен в 1, то тактовая частота на шине I2C составит 400 кГц. Бит D6 (DISCON) определяет подключение модуля USB к шине. В нашем случае D6 должен быть установлен в 1, тогда на момент загрузки кода из AT24C128 модуль USB будет отключен от шины. Подключение к шине произойдет программно после запуска ядра 80C51.

Инструменты для кодирования исполняемого кода

В дополнительном материале к статье имеется программа hex2i2c. Данная программа транслирует файл hex в файл с расширением i2c. Полученный файл представляет собой запись вида «C2h», в которой изначально модуль USB отключен, а быстроедействие

Таблица 5. Формат загрузочной записи C2h

Адрес в EEPROM	Значение
0	C2h
1	Младший байт VID
2	Старший байт VID
3	Младший байт PID
4	Старший байт PID
5	Младший байт DID
6	Старший байт DID
7	Конфигурационный байт
8	Старший байт размера блока данных
9	Младший байт размера блока данных
10	Старший байт адреса загружаемой области в FX2
11	Младший байт адреса загружаемой области в FX2
12	Первый байт блока данных
...	...
...	Последний байт блока данных
N	Старший байт размера блока данных
N+1	Младший байт размера блока данных
N+2	Старший байт адреса загружаемой области в FX2
N+3	Младший байт адреса загружаемой области в FX2
N+4	Первый байт блока данных
...	...
...	Последний байт блока данных
K	80h
K+1	1
K+2	E6h
K+3	0
K+4	0

модуля I²C оставлено по умолчанию – 100 кГц.

В Интернете можно найти универсальную программу кодирования от фирмы Cypress. Программа называется hex2bix и позволяет создавать записи любого формата для всех микроконтроллеров фирмы Cypress.

Кодирование рабочей программы

Подготовка к созданию самостоятельного устройства начинается с кодирования программы (см. рис. 16). Выполним трансляцию исполняемого кода командой hex2i2c mydevice.hex, в результате чего получим файл mydevice.i2c, представляющий собой запись формата C2h, готовый для записи в загрузочную микросхему.

Запись загрузочной программы

Для выполнения всех дальнейших действий необходимо, чтобы ядро уже функционировало по программе mydevice.hex.

Теперь запускаем программу CyConsole и переходим на закладку Other Endpt Xfers. Выбираем точку 0x01 (OUT), в поле Bytes of data вводим число, равное размеру файла mydevice.i2c или превышающее его, и нажимаем кнопку <File Transfer>. В диалоговом окне указываем подготовленный файл (mydevice.i2c) и нажимаем <Ok> – начинается передача данных в точку EP1OUT. Обработчик точки записывает принятые данные в микросхему AT24C128. После завершения записи можно на-

звать наше ядро самостоятельным устройством.

Ядро – самостоятельное устройство

Отключим кабель USB и подключим его вновь. События начинают развиваться, как показано в нижней части рис. 16. После завершения сигнала RESET модуль I²C удерживает ядро 80C51 в выключенном состоянии и начинает поиск загрузочной микросхемы и записи в ней. При обнаружении записи «C2h» модуль загружает исполняемый код по заданному адресу в ОЗУ и запускает ядро 80C51. Далее происходит программное подключение устройства к шине USB, и мы можем видеть признаки его обнаружения операционной системой.

На этом развитие нашего ядра закончено, теперь на его базе возможна разработка более сложных устройств.

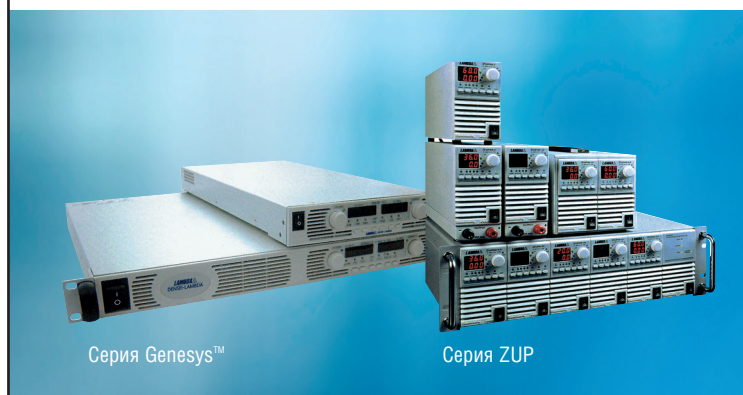
ЛИТЕРАТУРА

1. Чекунов Д. Стандартные требования USB. Современная электроника. 2004. № 2.
2. Чекунов Д. Разработка аппаратно-программного ядра USB-устройства. Современная электроника. 2005. № 5, 6.
3. Чекунов Д. EZ-USB FX2LP – универсальное USB-решение. Современная электроника. 2005. № 4.
4. EZ-USB FX2 Technical Reference Manual. www.cypress.com
5. Чекунов Д. Знакомство с USB. Современная электроника. 2004. № 1.



NEMIC LAMBDA
Leading Power

Программируемые источники питания – МОЩЬ и ИНТЕЛЛЕКТ



Серия Genesys™

Серия ZUP

Серия ZUP (Zero-Up)

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

Серия Genesys™

Наивысшее значение удельной мощности в конструктиве 1U!

- Выходная мощность 750/1500 Вт
- Встроенный интерфейс RS-232/485 (GPIB IEEE488/488.2 SCPI по заказу)
- Выходные напряжения до 600 В, ток нагрузки до 200 А
- Конфигурирование посредством внешнего напряжения/тока и ПО
- Драйверы LabView и LabWindows
- Монтаж в конструктив высотой 1U

Применения ZUP и Genesys™

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

ProSOFT®

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

СЕМИНАР ФИРМЫ RADIUSGROUP В САНКТ-ПЕТЕРБУРГЕ

7 декабря в Санкт-Петербурге состоялся однодневный семинар «Совершенные технические решения Liebert – HIROSS для защиты критичного электронного оборудования от перебоев электропитания», основной темой которого стало представление актуальных технологических решений по обеспечению бесперебойного электропитания. Организатор семинара, IT-холдинг RadiusGroup, пригласил на мероприятие заказчиков и партнёров, с которыми представительство компании работает в Северо-Западном регионе, руководителей предприятий и подразделений.

На семинар собрались представители крупнейших промышленных и финансовых организаций Санкт-Петербурга. Всего на мероприятии присутствовали сотрудники более 100 компаний и государственных ведомств, заинтересованных в получении самой актуальной информации о новинках электротехнического рынка.

Как сообщили представители компании-организатора, основной задачей мероприятия было подробно и наглядно рассказать участникам семинара обо всём спектре возможностей и конструктивных преимуществ ИБП и прецизионных кондиционеров, выпущенных под маркой Liebert. Не менее важной задачей было представление самого холдинга RadiusGroup, который только в 2004 г. начал активно работать в Северо-Западном регионе РФ.

На семинаре выступали ведущие технические специалисты Департамента энергетического оборудования RadiusGroup, топ-менеджеры сервисного центра, представители петербургского отделения концерна Emerson.

Участникам семинара были представлены развёрнутые доклады, касающиеся классификации ИБП Liebert, а также подробная информация о новых технологических разработках (в частности, ИБП на платформе NX),

интерактивных и онлайн-источников питания последнего поколения. Отдельной темой выступления стала история и перспективы работы концерна Emerson в России, поддержка конечных пользователей и системных интеграторов, использующих в своих проектах оборудование, произведённое под брендом Liebert.

Особое внимание на семинаре было уделено масштабной программе постпродажной поддержки заказчиков, разработанной и реализованной в сервисном центре RadiusGroup. Сегодня для потребителей становится особенно актуальной проблема квалифицированного обслуживания сложного энергетического оборудования. RadiusGroup предлагает решение проблемы в виде аутсорсинга специалистов, «горячей линии» дистанционного консультирования и краткосрочных курсов повышения квалификации, которые проводятся непосредственно для компаний-заказчиков.

Новости мира News of the World Новости мира

Белковые пружины амортизируют наномашинны

Учёные из университета Дюка и медицинского института Говарда Хьюджеса обнаружили высокие эластичные свойства у белкового компонента, входящего в состав большинства протеинов, и предлагают использовать этот компонент в качестве микроскопического амортизатора или «клапанной пружины» для наномеханизмов.

Упругие свойства необычных белковых компонентов, так называемых анкириновых повторов, представляют большой интерес для биологов. Изучение свойств этих структур поможет понять, как живые организмы, включая и организм человека, реагируют на физические воздействия на клеточном уровне. Учёных в первую очередь привлекает возможность использования анкириновых повторов в качестве основы для создания биологических эластичных наноструктур и наноматериалов с изначальной способностью к самовосстановлению.

«Эластичные свойства присущи многим известным протеинам, но анкириновые повторы можно сравнить со стальными пружинами - настолько быстро они принимают исходную форму», — сообщает Пётр Маржалек (Piotr Marszałek), профессор механики и материаловедения из университета Дюка. «В процессе сжатия нанопружины генерируют силу, что тоже наблюдается впервые у

белковых компонентов», — комментирует Ванн Беннетт (Vann Bennett), профессор клеточной биологии из университета Дюка.

Согласно результатам исследований, анкириновые повторы состоят из tandemных модулей приблизительно 33 аминокислот. Их атомная структура очень необычна и представляет собой короткие антипараллельные альфа-витки, которые сами собираются в спирали. Учёные полагают, что благодаря такой структуре анкириновые повторы могут быстро восстанавливаться после растяжения. Альфа-витки — это обычные протеиновые структуры, состоящие из одной цепочки аминокислот, стабилизированной водородными связями.

Различные по длине анкириновые повторы обнаружены более чем в 400 протеинах человеческого организма. Они содержатся в клетках волос внутреннего уха, где играют важную роль в преобразовании акустических сигналов в электрические. Анкириновые белки также регулируют ионный обмен в мембране сердечной мышцы. В 2004 г. группа учёных под руководством проф. Беннетта обнаружила связь мутаций гена протеина анкирин-Б с наследственной сердечной аритмией, которая может привести к внезапной смерти. «Все процессы, происходящие внутри организмов, требуют усилий, и клетки должны были приспособиться к этому. Возможно, назначение анкири-

новых «пружины» — преобразовывать механические сигналы в биохимические» — предполагает проф. Беннетт.

Результаты исследований анкириновой структуры из 12 повторов позволили учёным предположить, что структуры из 24 и более повторов ведут себя как пружины. Проф. Маржалек и его коллеги исследовали процессы растяжения и сжатия анкириновых повторов с помощью атомного силового микроскопа и выяснили, что эти молекулы обладают линейной эластичностью, которую пока не удалось выявить у других протеинов, — сообщает Physorg. Напряжённость нанопружины росла прямо пропорционально степени растяжения, тогда как у других протеинов эта зависимость является нелинейной, что лучше согласуется с поведением полимеров. Кроме того, нанопружины могли восстанавливать свою первоначальную форму после неполного растяжения и не обнаруживали никаких признаков «износа» после многократных циклов растяжения-сжатия.

В настоящее время учёные работают над выяснением природы необычных свойств анкириновых повторов и их роли в анкириновых протеинах, а также исследуют более длинные «пружины» с целью анализа их эластичных свойств.

www.cnews.ru

Санкт-Петербург, Ленэкспо,
Павильон 5

14-17 марта 2006

ElectronExpo

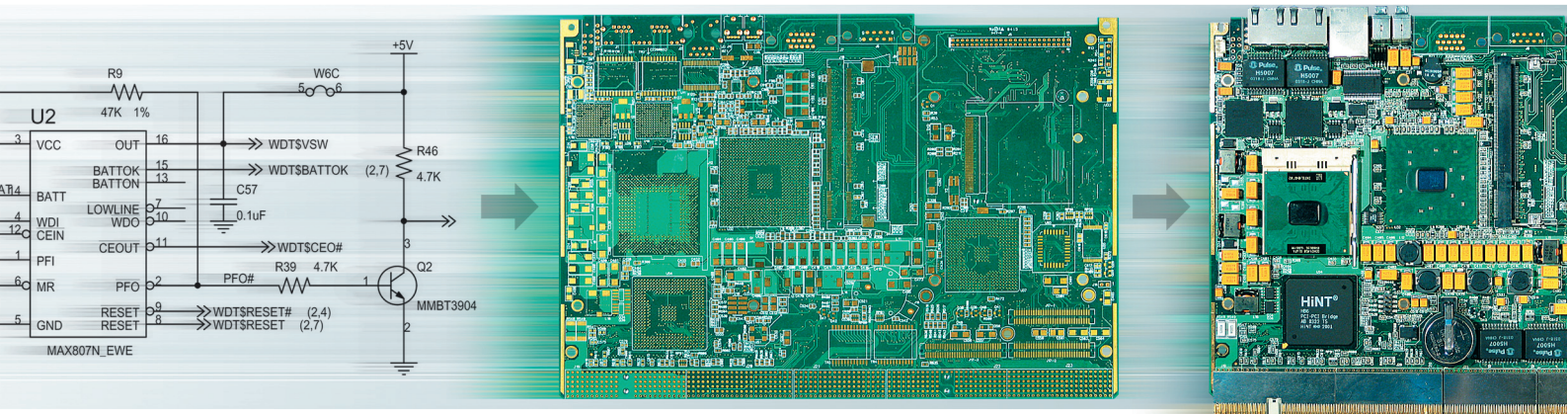
идеальный контакт

Второй форум для профессиональных
разработчиков, производителей
и поставщиков электронной
аппаратуры и компонентов.

Ориентирован
на промышленный рынок
Северо-Западного
региона России!



Мы делаем идеальные контакты возможными!
www.electronexpo.ru



ТЕХНОЛОГИИ МЕНЯЮТСЯ – *доверие остается*

Fasteko – ведущий контрактный производитель электроники в России и СНГ.

Производственные ресурсы компании по квалификации персонала и составу оборудования стоят в ряду лучших европейских производств.

В активе компании прочные и эффективные отношения с признанными лидерами в области электронных компонентов, печатных плат и оборудования.

Компания предоставляет своим клиентам полный комплекс работ и услуг, осуществляя законченный цикл электронного производства.

Fasteko – мир передовых технологий, современных разработок, ответственных решений, заслуженно пользующихся доверием клиентов.

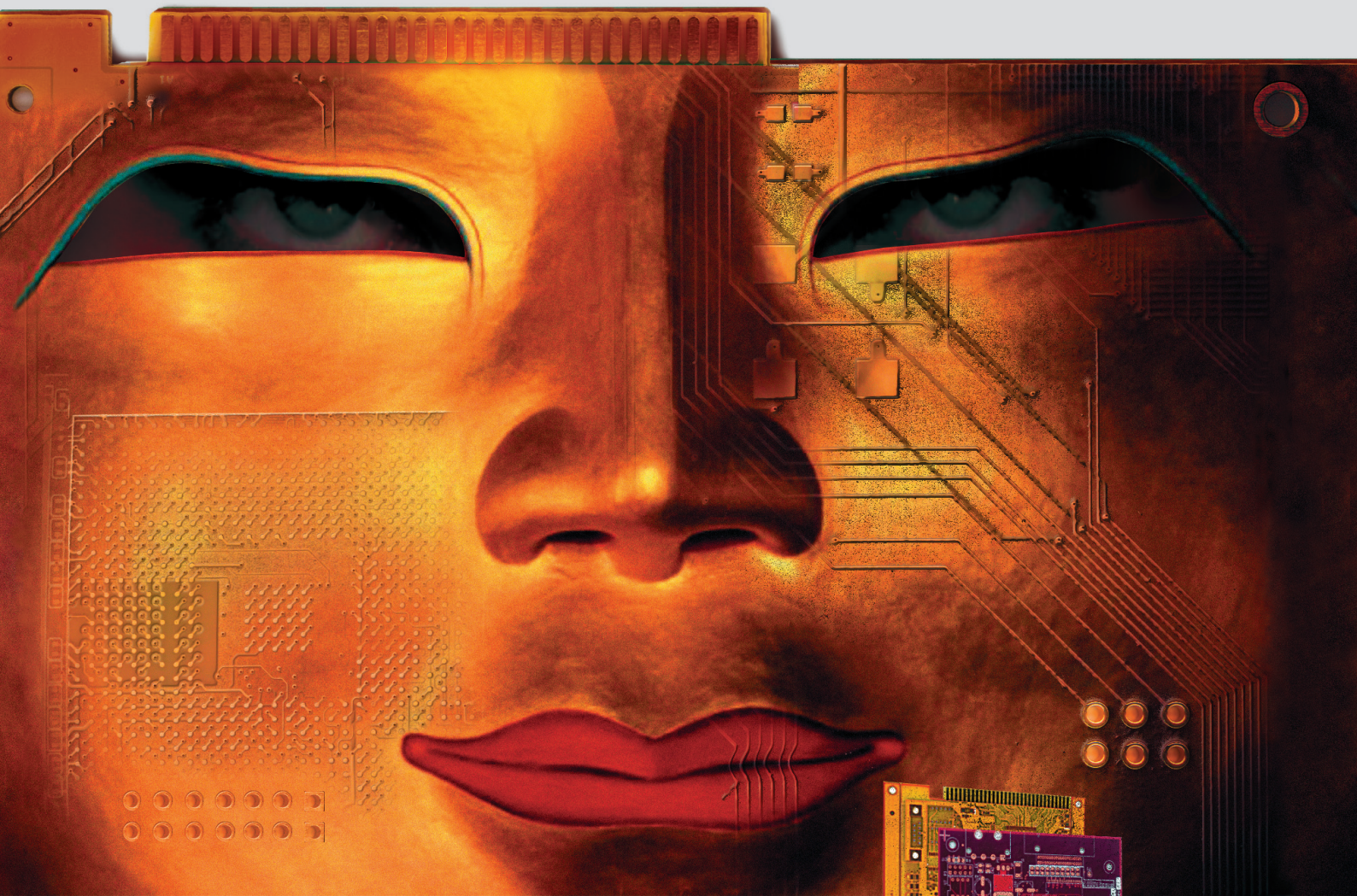
мир электроники Fasteko



ПРОИЗВОДСТВО ЭЛЕКТРОНИКИ



Маски, подчёркивающие достоинства!



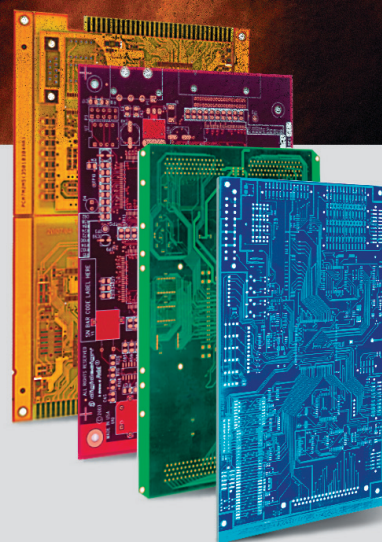
Печатные платы заводов SEP — это мировой уровень, отвечающий всем необходимым параметрам

Сервис

- оперативное решение Ваших запросов в течение 24 часов
- своевременная доставка от шести дней
- адаптация топологии под автоматический монтаж
- техническая поддержка

Технологии

- односторонние и двусторонние платы
- многослойные платы
- гибкие и гибко-жесткие печатные платы
- платы с контролем импеданса
- платы с глухими и скрытыми переходными отверстиями
- платы с серебряными переходными отверстиями
- платы с лазерной сверловкой
- платы с металлическим основанием
- СВЧ-платы (фторопласт, тефлон)
- платы большой толщины



Телефон: (495) 739-0775
Факс: (495) 739-0776
E-mail: product@fasteko.ru

Компания Фастеко — Генеральный поставщик продукции заводов SEP (Южная Корея) на территории России и стран СНГ



www.sepco.ru



www.fasteko.ru