СХЕМОТЕХНИКА

№ 10 (84)
октябрь 2007

И. о. главного редактора

Роман Александров

Редакционная коллегия

Павел Асташкевич
Юлия Герасимова

Дизайн и верстка

Ирина Чикина

Отдел распространения

Марина Трофимова
Сергей Лукин
(495) 775-16-76
e-mail: sales@dian.ru

Отдел рекламы

Юлия Иванова

Адрес редакции:

Москва, Ленинградское ш., д. 18, оф. 342
Для писем: 125047 Москва, а/я 202
«ИД Скимен»
тел./факс: (495) 775-16-76
www.dian.ru
e-mail: editor@dian.ru
editordian@mail.ru

Издатель и учредитель
ООО "ИД Скимен"

Отпечатано в ОАО Ордена Трудового Красного Знамени "Чеховский полиграфический комбинат"
142300 г. Чехов Московской области,
Сайт www.chpk.ru
E-mail: marketing@chpk.ru
Факс 8(49672)6-25-36,
факс 8(496)270-73-59
Отдел продаж услуг многоканальный:
8(499)270-73-59

Тираж 5 200 экз.
Заказ №

Журнал зарегистрирован в Министерстве РФ по делам печати, телерадиовещания и средств массовых коммуникаций
Рег. № ПИ77-5262

Журнал включен в Реферативный журнал и Базы данных ВИНИТИ. Сведения о журнале ежегодно публикуются в международной справочной системе по периодическим и продолжающимся изданиям «Ulrich's Periodicals Directory».

Редакция не несет ответственности за информацию, приведенную в рекламных материалах

За содержание статьи и ее оригинальность несет ответственность автор

Полное или частичное воспроизведение материалов допускается только с разрешения ООО "ИД Скимен"

Информацию о подписке см. на последней странице журнала

Содержание

Искусство схемотехники

И. Зобнин. Новые способы вычислений на микроконтроллерах применительно к топливным расходам 3

Б. Шевкопляс. Повышение надежности асинхронной передачи данных по радиоканалу 4

С. Задорожный. Использование не имеющей затуханий цепи отрицательной обратной связи для расширения динамического диапазона активного двойного балансного смесителя 6

В. Олейник. ЦАП или цифровой потенциометр? Выбор за вами 10

Компоненты

А. Корнев. Новые силовые компоненты Mitsubishi Electric 13

С. Богданов. Новая GPS технология u-blox5 17

Н. Танигучи, Т. Штумпф, А. Скачков, А. Корнев. L-серия IPM: низкие потери, низкие помехи, новое управление 21

А. Зыбайло. Датчики температуры Heraeus 23

???. Системы измерения уровня давления в шинах 28

Софт

С. Лозицкий. Схемотехнические САПР: возможности и проблемы эффективного использования (продолжение полемики) 31

Практика

В. Баранов. Подключение программаторов к плате контроллера 34

Новые книги. А. Фрунзе. «Микроконтроллеры фирмы Philips семейства x51» (**с. 12**). О. Николайчук. «x51-совместимые микроконтроллеры фирмы Silicon Laboratires (Cygnal)» (**с. 30**).

Новые способы вычислений на микроконтроллерах применительно к топливным расходомерам

В статье рассмотрены способы расчета количества топлива, произведенные с помощью микроконтроллера.

В настоящее время в промышленности широко используются устройства, работающие по принципу накопления (интегрирования) какого-либо события во времени. Это может быть, например, расходомер жидкости, который работает, перенося порцию жидкости из входной полости в выходную. При каждом таком переносе электронная схема генерирует импульс, который считает счетчик. Зная объем переносимой порции и число этих переносов, можно посчитать, сколько жидкости перелилось через расходомер. Точность такого расходомера определяется объемом, переносимым им с входа на выход. Понятно, что этот объем должен быть небольшим. Теперь представьте, что переносимый объем расходомера (его еще называют коэффициентом расходомера) равен 497,582 мм, перелить необходимо 6000 литров, при этом результат нужно отобразить с точностью 0,1 литр, а показывать его необходимо в реальном времени. Эти вычисления легко выполняются на персональном компьютере.

Необходимо разработать компактное и максимально дешевое устройство. Для подсчета импульсов лучше использовать микроконтроллер, но слабая математическая поддержка современных микроконтроллеров сводит на нет простоту данного метода. При увеличении разрядности числа результата сложность вычислений возрастает, падает быстродействие, увеличивается объем памяти из-за подключения компилятором математических библиотек и как следствие становится невозможным выполнять задачу счета в фоновом режиме. Кроме того, при падении быстродействия растет риск пропуска импульсов. Дело еще более осложняется, если необходимо по одному входу импульсы суммировать, а по другому вычитать. Это типичная задача подсчета расхода топлива двигателя внутреннего сгорания, когда есть прямая и обратная магистраль. В этом случае устанавливаются два расходомера. По расходомеру прямой магистрали импульсы суммируются, по расходомеру обратной вычитаются. Но у каждого расходомера свой коэффициент, и для точного счета необходимо учитывать их раздельно, а это увеличивает время расчета перелитой жидкости в два раза. При «лобовом» решении этой задачи необходимы алгоритм умножения многобайтных чисел с плавающей точкой со знаком и алгоритм преобразования многобайтного шестнадцатеричного числа в десятичное. Следует отметить, что все вышесказанное относится только к высокоточным расходомерам с точностью 0,5...1 %.

При проектировании расходомера, предназначенного для измерения количества топлива при экипировке тепловозов, удалось реализовать алгоритм прямого суммирования коэффициентов расходомера на каждый импульс, причем суммирование производится в десятичной форме. Для небольших чисел суммирование в десятичной форме проигрывает по быстродействию по сравнению с традиционной формой, но при обработке многобайтного числа вследствие исключения операции умножения и перевода в десятичную форму такой алгоритм для вычислений позволяет использовать дешевый восьмиразрядный микроконтроллер с тактовой частотой 4 МГц. Все вычисления ведутся в целых числах. Результат легко масштабируется, так как для этого необходимо просто показывать полученные цифры, начиная с нужного разряда. Легко решаются проблемы вычислений со знаком и прямого обратного счета.

Команд для работы с десятичными числами у микроконтроллера нет, поэтому весь математический аппарат для этой задачи создавался заново. Вычисления на микроконтроллере производились так, как будто мы суммируем числа в столбик на бумажке, с соответствующими переносами и заемами. При увеличении количества разрядов полученного числа быстродействие алгоритма уменьшается линейно и не зависит от разрядности процессора, в отличие от традиционного алгоритма, где на малых числах он работает быстрее, но при больших числах быстродействие падает очень сильно и нелинейно. Программа микроконтроллера написана на ассемблере. Это дополнительно увеличило скорость работы контроллера. Необходимо также отметить, что погрешность прибора при таком построении электронного блока целиком определяется механикой, т. е. насколько точно расходомер отмеряет и переносит порции жидкости с входа на выход. Для построения особо точных приборов класса 0,05 и выше в программе микроконтроллера можно предусмотреть таблицу коэффициентов расходомера, которые легко варьируются в зависимости от скорости потока или температуры рабочей жидкости.

Существует еще несколько применений указанного алгоритма интегрирования заданной величины, например электронные часы, где в качестве генератора меток времени используется кварцевый резонатор с произвольной частотой. Период генератора используется в качестве коэффициента интегрирования (также, как в расходомере коэффициент расходомера). При этом, изменяя коэффициент интегрирования, можно точно подстраивать ход часов. Кроме того, алгоритм можно применить, например, для подсчета пройденного пути, где в качестве коэффициента интегрирования используется длину окружности колеса, или для перевода показаний фотоимпульсного датчика линейных перемещений, проградуированного в дюймах, в метрические единицы. В качестве коэффициента интегрирования используется минимальная дискрета дюймового датчика, выраженная в метрических единицах.

В результате разработки алгоритма появилась целая серия приборов-расходомеров. Остановимся поподробнее на работе одного из них. Прибор показывает расход рабочей жидкос-

ти, в данном случае моторного топлива в литрах (5 знаков до запятой и 2 знака после запятой). Диапазон интегрирования устройства — ±14 десятичных знаков, при этом на индикаторе показывается 7 знаков. Коэффициент расходомера задается шестью десятичными цифрами. За один оборот расходомер выдает 10 импульсов и перекачивает X см³ (или мл) жидкости, где X — число, характеризующее производительность расходомера.

Пусть расходомер P-XXXX имеет размерность коэффициента расходомера 0,XXXXXX л/имп. и предназначен, например, для нефтебаз с большими объемами перекачиваемого топлива. Соответственно P-XXX имеет размерность коэффициента 0,0XXXXXX л/имп. и предназначен для экипировки (заправки) топливом тепловозов. P-XX имеет размерность коэффициента 0,00XXXXXX л/имп. и предназначен для учета топлива на борту тепловоза и для заправки автомобилей. P-X имеет размерность коэффициента 0,000XXXXXX л/имп. и предназначен для учета расхода топлива на борту автомобиля. Для каждого типа расходомера генерируется свой HEX-файл прошивки. Программа поддерживает два коэффициента расходомера для положительного и отрицательного счета. Для входа в режим записи коэффициентов необходимо, удерживая кнопку «Код вниз» нажать и отпустить кнопку «Сброс». Запись коэффициентов расходомера осуществляется последовательно, сначала для положительного счета, затем для отрицательного при помощи нажатия одной из двух кнопок «Код вниз» или «Код вверх». При выходе из режима записи коэффициента необходимо нажать кнопку «Enter», при этом набранное значение сохраняется в EEPROM контроллера и защищается контрольной суммой. Запись коэффициента «по умолчанию» выполняется так: удерживая кнопку «Enter» нажать и отпустить кнопку «Сброс».

Принципиальная схема расходомера представлена на рис. 1. В качестве контроллера использован PIC16F84 или PIC16F84A фирмы Microchip. Для отображения информации применен буквенно-цифровой однострочный индикатор DV-16100 или любой другой, совместимый с ним. На лицевой панели прибора находится индикатор и кнопка «Сброс показаний расходомера» (она же «код вверх»). Сигналы входной последовательности F1 и F2 образуют перекрывающуюся последовательность импульсов и имеют программную защиту от дребезга и от краевого эффекта.

По порядку следования фронтов импульсов программа определяет направление вращения расходомера. Счет назад необходим для учета так называемых откатов части топлива назад при остановке насоса и закрывании клапанов.

На рисунке не показаны цепи питания и преобразователь вращения расходомера в электрические импульсы. Для удешевления устройства можно кварцевый генератор заменить на RC-генератор и использовать контроллер с однократным программированием. Низкое энергопотребление расходомера позволяет выполнить электронный блок с взрывозащитой или применить батарейное питание.

Для расходомеров типа P-XXX и выше механическую часть можно использовать в качестве гидромотора, на валу которого кроме датчика, формирующего счетные импульсы находится еще маломощный генератор, от которого подзаряжается встроенный литий-ионный аккумулятор. Такое техническое решение открывает возможность построения полностью автономных электронных расходомеров, аналогов известных «ливинских» (расходомер, производимый на заводе в г. Ливны Орловской обл.), только на порядок точнее и надежнее.

При испытании макета расходомера был проведен эксперимент. Последовательность импульсов с механической части расходомера подавалась одновременно на микроконтроллер с описанной выше программой и на персональный компьютер с программой на Delphi, которая рассчитывала перелитую жидкость традиционным способом. Эксперимент позволил выявить несколько ошибок в программе микроконтроллера. После необходимых правок через расходомер было перелито несколько тысяч литров, расхождения в показаниях были в десятых долях литра (и то не всегда), которые были вызваны, видимо, округлением результатов в программе на Delphi или из-за разных способов подсчета результатов. Погрешность работы двух программ друг относительно друга составила менее 0,01 %. Возможно, погрешность была вызвана еще и тем, что программа на Delphi не учитывала откатов топлива назад, которые иногда бывают при остановках насоса. В целом можно сказать, что удалось разработать очень дешевое, прецизионное, универсальное устройство — индикатор для применения в роторных расходомерах с разной производительностью и точностью.

На базе описанного алгоритма были разработаны еще два прибора: бортовой расходомер, предназначенный для регистрации расхода топлива двигателем внутреннего сгорания и заправочный модуль для экипировки тепловозов топливом и маслом, включающий в себя расходомер, электрически управляемый клапан, индикатор и канал связи с персональным компьютером. Описание заправочного модуля выходит за рамки этой статьи, а про бортовой расходомер можно сказать несколько слов. Отличия от предыдущего расходомера заключаются в том, что по входу F1 происходит

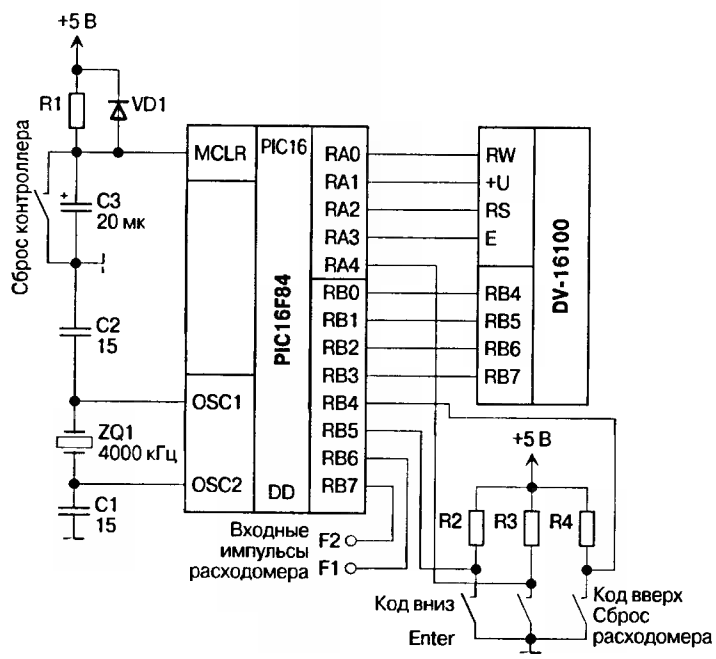


Рис. 1

суммирование, т. е. стоит расходомер прямой магистрали, а по входу F2 происходит вычитание — расходомер обратной магистрали. Контроллер считает разность и выводит ее на индикатор. Входы F1 и F2 в этой программе не защищены от дребезга и от краевого эффекта, эту защиту придется сделать аппаратно. Откат топлива назад здесь также не учитывается. В имени файлов-прошивок для бортовых расходомеров стоит буква «В».

Игорь Зобнин,
г. Москва

ЛИТЕРАТУРА:

1. К. И. Хансуваров. Техника измерения давления, расхода, количества и уровня жидкости, газа и пара. — М.: Издательство стандартов, 1990.

2. Дж. Вебстер. Справочник по измерениям, сенсорам и приборам. http://www.autex.spb.ru/wavelet/books/sensor.htm

3. К. М. Бриндли. Измерительные преобразователи. — М.: Энергоиздат, 1991.

4. В. Л. Григорьев. Программирование однокристальных микропроцессоров. — М.: Энергоатомиздат, 1987.

5. Процедуры для вычислений с фиксированной запятой. http://www.microchip.ru/cdrom/ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/00617.zip

Повышение надежности асинхронной передачи данных по радиоканалу

В статье сравниваются две структуры асинхронной информационной посылки на входе модулятора радиопередатчика или на выходе демодулятора радиоприемника; радиоканал как таковой не рассматривается. Первая структура совпадает с принятой в интерфейсах семейства RS [1, 2]. Ее недостаток — низкая надежность синхронизации из-за джиттера стартового импульса и несбалансированность передаваемых кодов по соотношению числа нулевых и единичных битов. Несбалансированность кодов приводит к появлению постоянной составляющей тока или напряжения в схемах демодуляции, а это, в свою очередь, — к ошибкам в принятых данных из-за непостоянства уровня дискриминации сигнала. Вторая структура [3] формируется из нескольких примыкающих друг к другу элементарных старт-стоповых посылок и лишена указанных недостатков.

Традиционный способ асинхронной передачи данных, применяемый в интерфейсах семейства RS [1, 2] заключается в том, что передатчик по мере необходимости (в этом, собственно, и состоит асинхронность) отправляет в приемник одну или множество информационных посылок. Каждая из них содержит группу битов данных (обычно — байт), окруженную служебными битами — стартовым и стоповым (рис. 1, *а*). По предварительной договоренности в посылку может включаться контрольный разряд, дополняющий число содержащихся в ней единиц до четного или нечетного. Посылки могут разделяться паузами произвольной длины, либо следовать друг за другом вплотную, без пауз.

Приемник, заранее зная номинальную длительность битового интервала, в момент получения отрицательного стартового импульса запускает свои часы и начинает отсчет времени. Данные считываются приемником в моменты, соответствующие центрам битовых интервалов. Синхронизация между приемником и передатчиком переустанавливается всякий раз при получении очередной посылки.

Основные недостатки такого способа передачи данных применительно к зашумленным каналам, к которым относятся многие радиоканалы, перечислены ниже.

Во-первых, джиттер (дрожание фронта) стартового импульса на выходе демодулятора приемника вносит некоторую неопределенность в определение момента пуска часов и, следовательно, вызывает неточность попадания импульсов опроса в центры битовых интервалов. Это усугубляется неизбежной разностью хода часов передатчика и приемника. В результате в моменты считывания битов данных они могут оказаться нестабильными, что вызовет ошибки.

Во-вторых, данные в каждой посылке представлены кодом NRZ [1], который не сбалансирован по числу имеющихся в нем нулевых и единичных битов. Это приводит к появлению постоянной составляющей тока или напряжения в демодуляторе, что при невысоком соотношении «сигнал/шум» приводит к ошибкам в принимаемых данных.

В-третьих, возможна ситуация, при которой в некоторый период посылки следуют вплотную друг к другу. При этом, не зная предыстории, достаточно сложно определить границы между посылками, так как стартовые импульсы «теряются» среди остальных. Если в этот период синхронизация по каким-либо причинам была потеряна, то для ее восстановления требуется значительное время, связанное с ожиданием кода «все нули» или «все единицы» [1] или с набором статистических данных об истории поведения сигнала в каждом битовом интервале. Передача данных (например, кодированного речевого сигнала) в этот период невозможна даже при безошибочном приеме всех битов.

Все отмеченные недостатки устраняются при использовании посылки, представленной на рис. 1, *б*. [3]; ее детализация показана на рис. 1, *в—д*. Сразу отметим, что предлагаемая посылка содержит значительную избыточность — ее длина составляет 70 бит против 10.

Посылка состоит из сигнала битовой синхронизации, сигнала байтовой синхронизации и сигнала данных.

Сигнал битовой синхронизации (рис. 1, *б, в*) представлен тремя байтами вида 1010...10 (первым передается младший разряд). Байты обрамлены битами Старт и Стоп, которые в данном случае не нарушают зако-

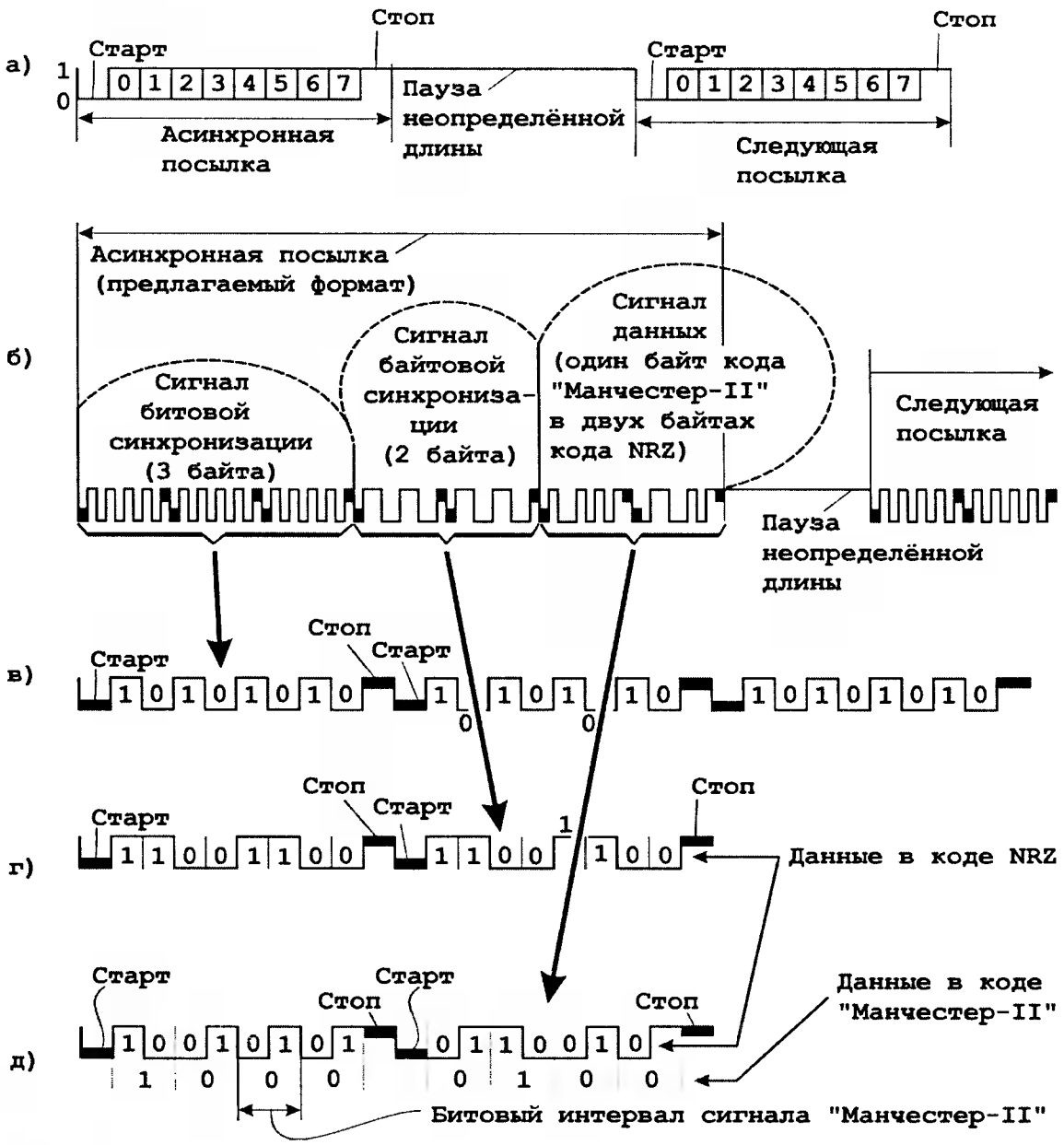


Рис. 1

номерности следования импульсов. Приемник усредняет положения фронтов полученных импульсов и с достаточно высокой точностью определяет положения границ между битовыми интервалами, несмотря на джиттер сигнала и иные мешающие факторы.

Сигнал байтовой синхронизации (рис. 1, *б, г*) представлен двумя байтами вида 11001100 (первым передается младший разряд). Просматривая этот сигнал, приемник продолжает уточнение положений битовых интервалов (набором статистических данных и их усреднением) и одновременно с этим определяет положение битов Старт и Стоп — эти биты теперь хорошо отличимы по длительностям от пар битов данных.

Далее приемник получает сигнал данных (рис. 1, *б, д*). Он представлен двумя NRZ-байтами, каждый из которых содержит лишь четыре бита «полезных» данных в коде «Манчестер-II». Напомним, что код «Манчестер-II» примечателен тем, что в центре каждого битового интервала сигнал изменяет состояние [1]. Положительный фронт сигнала соответствует нулевому биту, отрицательный — единичному. С учетом того, что в данном случае битовый интервал сигнала «Манчестер-II» представлен двумя битовыми интервалами кода NRZ, комбинациям 01 и 10 кода NRZ соответствуют нулевой и единичный биты кода «Манчестер-II». На границах между битовыми интервалами кода «Манчестер-II» сигнал, если это необходимо, изменяет значение, готовясь к отображению очередного бита в середине следующего битового интервала.

При биполярном кодировании каждый битовый интервал кода «Манчестер-II» содержит один положительный и один отрицательный импульс, поэтому постоянная составляющая сигнала данных равна нулю. Сигналы битовой и байтовой синхронизации также содержат равное число положительных и отрицательных импульсов. Поэтому вся асинхронная посылка (рис. 1, *б*) сбалансирована по постоянному току, т. е. ее постоянная составляющая равна нулю.

Сигнал посылки в целом содержит только две логические составляющие: F/2 и F/4, где F — скорость передачи NRZ-битов. Благодаря значительной избыточности, этот сигнал почти полностью предсказуем, разумеется, за исключением его части, содержащей данные. Гарантия изменения сигнала данных в центрах битовых интервалов создает благоприятные условия для дополнительной коррекции хода часов приемника.

Критерием ошибки в любом месте посылки может являться «замораживание» сигнала на одном уровне на время, превышающее четыре битовых интервала кода NRZ (пауза между асинхронными посылками не в счет, поскольку в этот период модулятор передатчика выключен). Если ошибка не затрагивает данные, то она может игнорироваться, так как благодаря высокой избыточности синхронизация, вероятнее всего, не нарушится. В этом случае ошибочные области сигнала просто не принимаются во внимание при усреднении данных о границах между битами и байтами.

В область данных могут вставляться команды, обрамляемые битами Старт и Стоп одинаковой полярности [2]. При снижении интенсивности помех в канале связи область данных асинхронной посылки может автоматически наращиваться в соответствии с протоколом взаимодействия передатчика с приемником.

ЛИТЕРАТУРА:

1. С. М. Сухман, А. В. Бернов, Б. В. Шевкопляс. Синхронизация в телекоммуникационных системах. Анализ инженерных решений. — М.: Эко-Трендз, 2003. Электронная версия книги: http://lit.lib.ru/s/shewkopljas_b_w/.

2. Б. В. Шевкопляс. Особенности управления потоками данных в интерфейсах семейства RS. — Схемотехника, 2004, № 9, с. 34—36, № 10, с. 34—36. Электронная версия статьи: http://lit.lib.ru/s/shewkopljas_b_w/.

3. Пат. США № 7.050.518 B1 http://www.uspto.gov.

Борис Шевкопляс,
г. Москва

Использование не имеющей затуханий цепи отрицательной обратной связи для расширения динамического диапазона активного двойного балансного смесителя

В статье рассмотрен способ применения отрицательной обратной связи (ООС) в активном двойном балансном смесителе. Использование для этой цели не имеющей затуханий трансформаторной цепи обратной связи позволило снизить как интермодуляционные искажения смесителя, так и его шум. Описана общая топология построения цепи ООС, представлены результаты тестирования и сравнительные характеристики полученной схемы смесителя и разработанного ранее активного двойного балансного смесителя с комбинированной последовательно-параллельной (series/shunt) ООС.

С быстрым развитием радиосвязи и последовавшей вслед за этим теснотой в радиоэфире перед разработчиками систем связи встала нелегкая задача по выбору путей и способов расширения динамического диапазона радиочастотных каскадов радиоприемников и одновременного снижения их энергопотребления в портативной аппаратуре. И если для построения малошумящих высокочастотных усилителей с широким динамическим диапазоном уже есть ряд возможных решений, то смеситель в построении радиоприемных систем остается слабым звеном.

Используемая для линеаризации усилителей малых сигналов топология отрицательной обратной связи была применена и для линеаризации активных двойных балансных смесителей [1—3]. Этот метод позволяет значительно снизить интермодуляционные искажения (IMD), но не улучшает шумовые характеристики смесителя (NF). Впоследствии для расширения динамического диапазона активного двойного балансного смесителя была адаптирована другая топология отрицательной обратной связи, которая позволила улучшить характеристики смесителя как по вносимым интермодуляционным искажениям, так и по шуму. Ниже представлены результаты этой работы.

АКТИВНЫЕ СМЕСИТЕЛИ С КОМБИНИРОВАННОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНО-ПАРАЛЛЕЛЬНОЙ ООС

Активный двойной балансный смеситель, первоначально изобретенный Ховардом Джонсом (Howard Jones) в 1966 г. [4], многократно модифицировался и адаптировался, но проблема улучшения его линейности до сих пор разработчиками не затрагивалась. Применение цепи комбинированной последовательно-параллельной (series/shunt) ООС, построенной по аналогии с транзисторным усилителем, позволило уменьшить интермодуляционные искажения активного двойного балансного смесителя. На рис. 1 представлено базовое построение такого смесителя.

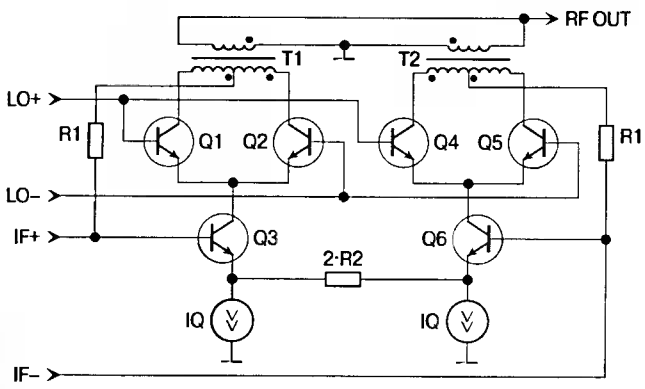


Рис. 1

Транзисторы Q_3 и Q_6 преобразуют входной дифференциальный сигнал промежуточной IF (или радио RF) частоты ω_{IF} в пару дифференциальных токов, которые, в свою очередь, попеременно переключаются двумя дифференциальными транзисторными парами Q_1Q_2 и Q_4Q_5 с частотой, определяемой сигналом гетеродина ω_{LO}. В результате на коллекторах четырех транзисторов Q_1, Q_2, Q_4 и Q_5 появляются сигналы, описываемые соответственно следующими выражениями:

$$U_{Q1}(t) = -A_{IF} \cdot G \times \left[\frac{1}{2} \cdot \cos(\omega_{LO}t - \omega_{IF}t) + \frac{1}{2} \cdot \cos(\omega_{LO}t + \omega_{IF}t)\right], \quad (1)$$

$$U_{Q2}(t) = A_{IF} \cdot G \times \left[\frac{1}{2} \cdot \cos(\omega_{LO}t - \omega_{IF}t) + \frac{1}{2} \cdot \cos(\omega_{LO}t + \omega_{IF}t)\right], \quad (2)$$

$$U_{Q4}(t) = -A_{IF} \cdot G \times \left[\frac{1}{2} \cdot \cos(\omega_{LO}t - \omega_{IF}t) + \frac{1}{2} \cdot \cos(\omega_{LO}t + \omega_{IF}t)\right], \quad (3)$$

$$U_{Q5}(t) = A_{IF} \cdot G \times \left[\frac{1}{2} \cdot \cos(\omega_{LO}t - \omega_{IF}t) + \frac{1}{2} \cdot \cos(\omega_{LO}t + \omega_{IF}t)\right], \quad (4)$$

где A_{IF} — амплитуда входного сигнала промежуточной частоты (IF); ω_{LO} — частота гетеродина (LO); ω_{IF} — частота входного сигнала промежуточной частоты (IF); G — коэффициент усиления «усилителя», определяемый как:

$$G = \sqrt{\frac{R_1}{R_2 + r_e}}. \quad (5)$$

Второе слагаемое в знаменателе выражения (5) представляет собой нелинейное сопротивление эмиттера «усилительных» транзисторов Q_3 и Q_6, которое является первоисточником интермодуляционных искажений в активном двойном балансном смесителе.

В результате совмещения четырех сигналов (1), (2), (3) и (4) с помощью гибридных трансформаторов T_1 и T_2 появляется пара сигналов, поступающих в цепь обратной связи [6, 7]:

$$U_{fb1}(t) = -A_{IF} \cdot G \cdot \cos\omega_{IF}t, \quad (6)$$

$$U_{fb2}(t) = +A_{IF} \cdot G \cdot \cos\omega_{IF}t \quad (7)$$

и выходной сигнал:

$$U_{OUT}(t) = A_{IF} \cdot G \cdot \left[\cos\left(\omega_{LO}t - \omega_{IF}t\right) + \cos\left(\omega_{LO}t + \omega_{IF}t\right)\right]. \quad (8)$$

Гибридные трансформаторы служат также для подавления сигнала гетеродина LO на коллекторах переключающих транзисторов Q_1, Q_2, Q_4 и Q_5, дополнительно улучшая таким образом качественные показатели смесителя по точке компрессии P_{1dB}. Другими представляющими интерес параметрами являются входное и выходное сопротивления, которые при соотношении витков обмоток гибридных трансформаторов 1:1:1 определяются выражениями:

$$R_{in} = R_{out} = 2 \cdot R_L = \sqrt{R_1 \cdot \left(R_2 + r_e\right)}. \quad (9)$$

Этот смеситель относительно прост в изготовлении и настройке. Подобный смеситель, в котором вместо гибридных трансформаторов стоит резисторная цепь [1], имеет заслуживающие внимания качественные показатели [2] и вполне пригоден для использования в MMIC-устройствах (MMIC — Monolithic Microwave Integrated Circuit — монолитная микросхема СВЧ-диапазона, *прим. переводчика*).

Активный двойной балансный смеситель с комбинированной последовательно-параллельной (series-shunt) ООС по такому качественному показателю как уровень интермодуляционных искажений превосходит построенный по традиционной схеме активный двойной балансный смеситель, однако его шумовые свойства оставляют желать лучшего.

АКТИВНЫЙ СМЕСИТЕЛЬ С НЕ ИМЕЮЩЕЙ ЗАТУХАНИЯ ЦЕПЬЮ ООС

В разработке усилителей малых сигналов топология не имеющей затухания цепи ООС стоит особняком как наиболее эффективный и экономичный способ достижения хороших шумовых характеристик и малых интермодуляционных искажений [8—10]. Схема на рис. 2 иллюстрирует, как топология не имеющей затуханий цепи ООС с одним трансформатором, применяемая в транзисторном усилителе высокой частоты, может быть адаптирована к применению в активном двойном балансном смесителе для достижения высоких качественных показателей по шумовым характеристикам и интермодуляции [11]. Здесь дифференциальный сигнал промежуточной IF (или RF) частоты ω_{IF} подается на пару трансформаторов T_3 и T_4, формирующих не имеющую затуханий цепь ООС, создавая в результате пару дифференциальных входных токов:

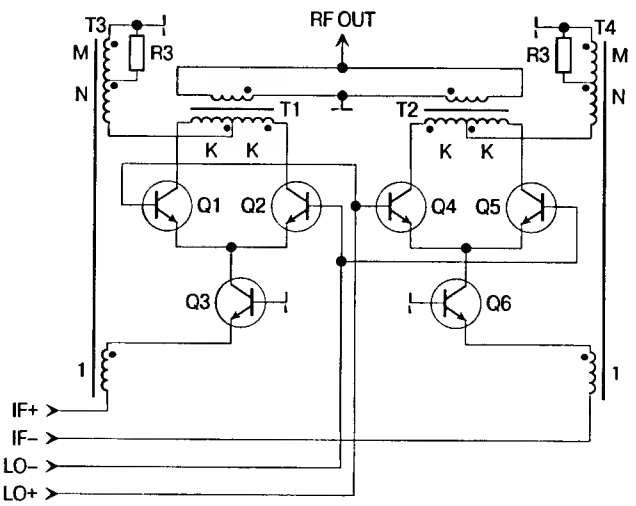


Рис. 2

$$I_{in+}(t) = I_Q + \frac{A_{IF} \cdot \cos\omega_{IF}t}{R_{in}}. \quad (10)$$

$$I_{in-}(t) = I_Q - \frac{A_{IF} \cdot \cos\omega_{IF}t}{R_{in}}. \quad (11)$$

Входное сопротивление определяется следующим образом:

$$R_{in} = \frac{2 \cdot K^2 \cdot R_L \cdot \left(M + N + 1\right)}{M^2 \cdot \left(M + N\right)}, \quad (12)$$

где K — соотношение количества витков обмоток гибридных трансформатров T_1 и T_2; M и N — соотношение количества витков выходных обмоток трансформаторов отрицательной обратной связи T_3 и T_4; R_L — сопротивление нагрузки, подключенной к выходу схемы.

Усиливающие входной сигнал транзисторы Q_3 и Q_6 направляют эти входные токи через дифференциальные коммутирующие транзисторные пары Q_1Q_2 и Q_4Q_5 соответственно. В результате токи коллекторов этих транзисторов можно описать следующими выражениями:

$$I_{C1}(t) = I_{in+} \cdot \frac{1 - \cos\omega_{LO}t}{2} = I_Q \cdot \frac{1 - \cos\omega_{LO}t}{2} + \frac{A_{IF}}{R_{in}} \times$$
$$\times \frac{\cos\omega_{IF}t - \dfrac{\cos\left(\omega_{IF}t - \omega_{LO}t\right) + \cos\left(\omega_{IF}t + \omega_{LO}t\right)}{2}}{2}. \quad (13)$$

$$I_{C2}(t) = I_{in+} \cdot \frac{1 + \cos\omega_{LO}t}{2} = I_Q \cdot \frac{1 + \cos\omega_{LO}t}{2} + \frac{A_{IF}}{R_{in}} \times$$
$$\times \frac{\cos\omega_{IF}t + \dfrac{\cos\left(\omega_{IF}t - \omega_{LO}t\right) + \cos\left(\omega_{IF}t + \omega_{LO}t\right)}{2}}{2}. \quad (14)$$

$$I_{C4}(t) = I_{in-} \cdot \frac{1 - \cos\omega_{LO}t}{2} = I_Q \cdot \frac{1 - \cos\omega_{LO}t}{2} - \frac{A_{IF}}{R_{in}} \times$$
$$\times \frac{\cos\omega_{IF}t + \dfrac{\cos\left(\omega_{IF}t - \omega_{LO}t\right) + \cos\left(\omega_{IF}t + \omega_{LO}t\right)}{2}}{2}. \quad (15)$$

$$I_{C5}(t) = I_{in-} \cdot \frac{1 + \cos\omega_{LO}t}{2} = I_Q \cdot \frac{1 + \cos\omega_{LO}t}{2} - \frac{A_{IF}}{R_{in}} \times$$
$$\times \frac{\cos\omega_{IF}t - \dfrac{\cos\left(\omega_{IF}t - \omega_{LO}t\right) + \cos\left(\omega_{IF}t + \omega_{LO}t\right)}{2}}{2}. \quad (16)$$

Эти две пары дифференциальных токов затем комбинируются с помощью двух гибридных трансформаторов T_1 и T_2, в результате чего получаются выходные ток и напряжение RF (или промежуточной IF) частоты, которые можно соответственно описать следующими выражениями:

$$I_{OUT}(t) = K \cdot \left(I_{C1} - I_{C2}\right) - K \cdot \left(I_{C4} - I_{C5}\right) =$$
$$= 2 \cdot A_{IF} \cdot K^2 \cdot \frac{\cos\left(\omega_{IF}t - \omega_{LO}t\right) + \cos\left(\omega_{IF}t + \omega_{LO}t\right)}{R_{in}}. \quad (17)$$

$$U_{OUT}(t) = I_{OUT} \cdot R_L = 2 \cdot A_{IF} \cdot K^2 \cdot R_L \times$$
$$\times \frac{\cos\left(\omega_{IF}t - \omega_{LO}t\right) + \cos\left(\omega_{IF}t + \omega_{LO}t\right)}{R_{in}}, \quad (18)$$

а также дифференциальная пара токов отрицательной обратной связи:

$$I_{FB1}(t) = I_{C1} + I_{C2} = I_Q + \frac{A_{IF} \cdot \cos\omega_{IF} t}{R_{in}}, \quad (19)$$

$$I_{FB2}(t) = I_{C4} + I_{C5} = I_Q - \frac{A_{IF} \cdot \cos\omega_{IF} t}{R_{in}}, \quad (20)$$

которые затем поступают на выходные обмотки трансформаторов обратной связи T_3 и T_4 соответственно. Таким образом, формируется необходимая для линеаризации смесителя цепь ООС. Номинальное значение согласующего сопротивления R_3 определяется из выражения:

$$R_3 = \frac{2 \cdot K^2 \cdot R_L}{M + N}. \quad (21)$$

Включение этого сопротивления обеспечивает такое исключительно важное качество представленного смесителя, как постоянство его входного сопротивления в широком диапазоне частот входного сигнала.

ИСТОЧНИКИ ИНТЕРМОДУЛЯЦИИ И ШУМА

Построенные по описанным выше схемам смесители, в которых в качестве управляемого источника тока применены схема с общим эмиттером с местной ООС, как в смесителе с комбинированной последовательно-параллельной ООС на рис. 1, либо схема с общей базой, как в смесителе с не имеющей затухания цепью ООС на рис. 2, имеют определенно различные характеристики по интермодуляции и шуму. Во-первых, искажения в управляемом источнике тока, построенном по схеме с общим эмиттером без ООС, уменьшаются с ростом частоты, тогда как искажения в источнике тока по схеме с общей базой с увеличением частоты монотонно растут [12]. Использование управляемого источника тока по схеме с общей базой предпочтительнее в широкополосных узлах, так как его входное сопротивление и коэффициент усиления более постоянны в широком диапазоне частот [12]. А вот его коэффициент шума монотонно растет с увеличением тока смещения и имеет тенденцию превысить значение аналогичного параметра в схеме управляемого источника тока с общим эмиттером.

Если в части управляемого источника тока его коэффициент усиления и мощность шума на выходе постоянны во всем рабочем частотном диапазоне, то управление переключением транзисторов коммутирующих дифференциальных транзисторных пар прямоугольным сигналом гетеродина LO увеличит вносимый источником тока шум в $(\pi/2)^2$ раз, то есть на 3,9 дБм. Это является результатом вносимого прямоугольным сигналом гетеродина LO «шума» на ряде его частотных составляющих вплоть до промежуточной частоты IF. В итоге обобщенная мощность собственных шумов смесителя, по линейной шкале, составит

$$NF = N_D \cdot \left(\frac{\pi}{2}\right)^2 + N_{SW}, \quad (22)$$

где N_{SW} — шум, вносимый коммутирующими дифференциальными парами Q_1Q_2 и Q_4Q_5; N_D — приведенный ко входу шум управляемых источников тока Q_3 и Q_6, состоящий из дробового шума базы транзистора (N_b), дробового шума коллектора (N_c) и теплового шума (N_t) [13, 14]:

$$N_D = 1 + N_b + N_c + N_t. \quad (23)$$

Что касается активного смесителя с комбинированной ООС на рис. 1, то его шум будет скорее всего несколько выше, чем определяемый выражением [22], так как в этой схеме есть дополнительный источник теплового шума — резисторы в цепи отрицательной обратной связи R_1 и R_2.

Шумовые характеристики смесителя с не имеющей затухиния цепью ООС на рис. 2, напротив, более соответствуют выражению [22], так как вклад трансформаторов обратной связи в обобщенный коэффициент шума смесителя NF ничтожно мал. В любом случае, выражение [22] показывает, что даже с очень хорошими малошумящими транзисторами коэффициент шума NF активного двойного балансного смесителя останется высоким.

РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТОВ

Для демонстрации описанных выше двух активных смесителей с комбинированной и трансформаторной ООС были собраны и опробованы две схемы со следующими параметрами:

Транзисторы	CA3102 (Intersil, Harris, RCA)
Смещение	I_Q = 10 мА
	$U_{B3,B6}$ = 2,65 В
	$U_{B1,B2,B4,B5}$ = 5,0 В
	V_{CC} = 12,0 В
Сопротивление на входе и выходе	50 Ом
Сигнал гетеродина	10 МГц, 0 дБм
Сигналы промежуточной частоты	950 кГц и 1100 кГц

Особенности смесителя с комбинированной ООС:

T_1, T_2	MiniCircuits T4-1 (1:1:1)
R_1	330 Ом
R_2	33 Ом

Особенности смесителя с не имеющей потерь трансформаторной цепью ООС:

T_1, T_2	MiniCircuits T4-1 (1:1:1)
T_3, T_4	MiniCircuits T2-613-1 (1:1:2)
R_3	30 Ом

Подача дифференциального входного сигнала промежуточной частоты IF и противофазных сигналов гетеродина LO+ и LO– в обоих случаях осуществлялась при помощи входных трансформаторов типа T4-1, выпускаемых фирмой MiniCircuits. Эти доступные компоненты в коммерческом исполнении были выбраны для того, чтобы обеспечить легкую повторяемость испытываемых схем. Результаты тестирования двух типов смесителей иллюстрируют диаграммы на рис. 3 и 4 и приведены в обобщающей сравнительной табл. 1.

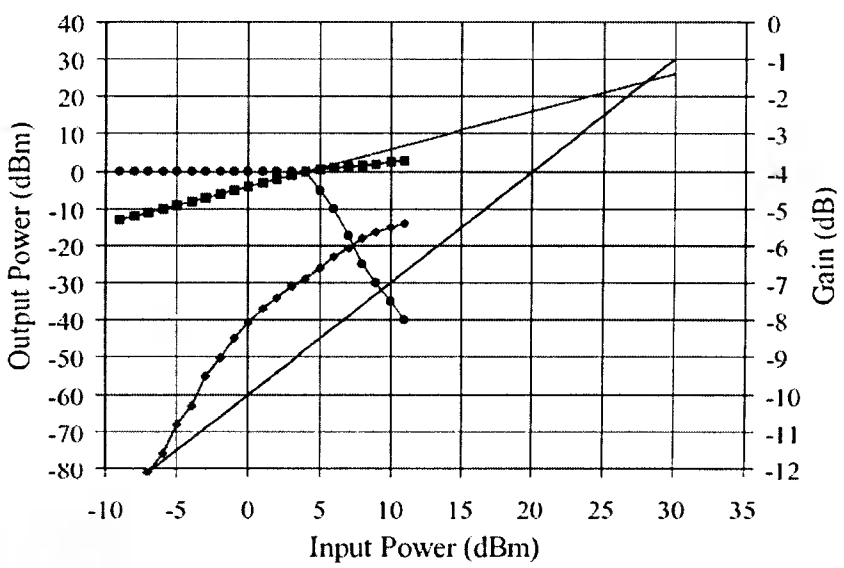


Рис. 3

Активный смеситель с комбинированной последовательно-параллельной ООС показал вполне объяснимую высокую линейность, по этому показателю результаты тестирования, полученные для этой схемы смесителя как в этот раз, так и ранее, вполне согласуются между собой. Для такого построения цепи ООС характерен резко очерченный переход в режим компрессии при увеличении уровня входного сигнала. Уровень продуктов интермодуляции на выходе смесителя в точке компрессии как минимум на 30 дБс ниже уровня полезного сигнала. Нарастание уровня интермодуляционных составляющих на выходе смесителя с ростом уровня входного сигнала начинается раньше, что дает основания сомневаться в способности такой топологии ООС противодействовать компрессии в ее начальной стадии.

Таблица 1

Схема	IIP_3, дБм	P_{1dB}, дБм	Gain (коэффициент усиления), дБ	NF (коэффициент шума), дБ
Смеситель Джильберта Селла («транзисторное дерево»)	+15,75	+4,5	–2,5	11,89
Смеситель с комбинированной последовательно-параллельной (series/shunt) ООС (тип 2)	+28	+4	–4	14,38
Смеситель с не имеющей затуханий (lossless) трансформаторной ООС	+30,3	+3	–6	13,80

Рис. 4 иллюстрирует результаты тестирования смесителя с не имеющей затуханий трансформаторной цепью ООС. По продуктам интермодуляции очевидно улучшение характеристики по меньшей мере на 20 дБ. При этом уровень интермодуляционных составляющих остается как минимум на 30 дБс ниже уровня полезного сигнала даже тогда, когда с увеличением уровня входного сигнала точка компрессии уже пройдена. Кроме того, соответствующее нарастание уровня интермодуляционных составляющих начинается по меньшей мере на 8 дБ позже, да и крутизна этого нарастания существенно меньше, чем в аналогичной точке предыдущего графика.

В общих чертах основные отличия в качественных характеристиках двух типов смесителей вполне очевидны.

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ХАРАКТЕРИСТИК

Качественные характеристики описанных выше схем смесителей, а также характеристики их прототипа — смесителя Джильберта Селла (Gilbert Cell) — сведены в табл. 1 для сравнения. Легко видеть, что смеситель с не имеющей затуханий трансформаторной цепью ООС превосходит смеситель с комбинированной последовательно-параллельной ООС по таким параметрам как точка пересечения по продуктам интермодуляции 3-го порядка (input intercept points — IIP_3) и коэффициенту шума (noise figure — NF). Различие шумовых характеристик трех приведенных схем смесителей вполне согласуется с общепринятой теорией относительно влияния обратной связи на шумовые свойства четырехполюсника [15].

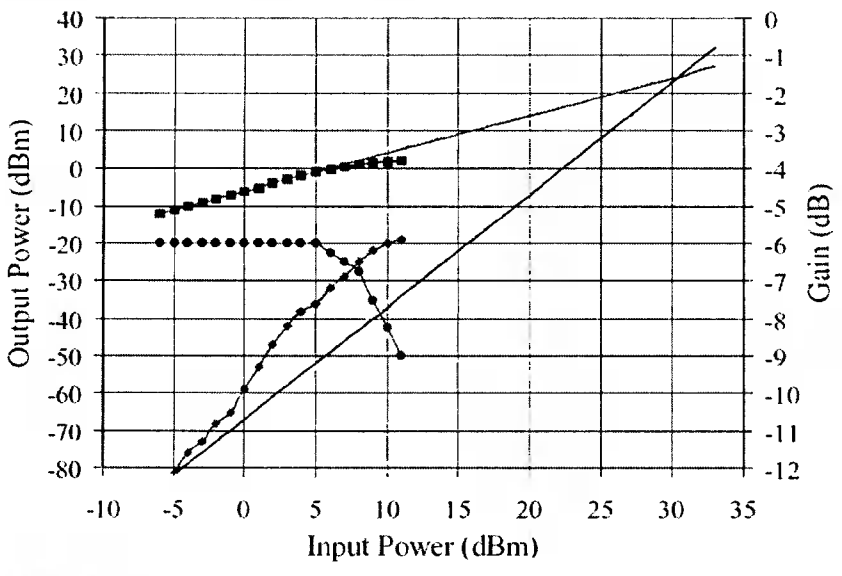


Рис. 4

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Как было показано выше, введением отрицательной обратной связи динамический диапазон активного смесителя может быть расширен, как это широко используется в усилителях малых сигналов. Приведенные здесь результаты тестирования демонстрируют, что смеситель с не имеющей затуханий трансформаторной цепью отрицательной обратной связи имеет лучшие качественные показатели по интермодуляции и шуму, чем описанный ранее смеситель с комбинированной последовательно-параллельной ООС, а также дополнительное расширение динамического диапазона по сравнению с широко распространенным смесителем Джильберта Селла.

Крис Траск,
штат Аризона, США
перевод с английского
Сергей Задорожный,
г. Киев

ЛИТЕРАТУРА:

1. Trask, Chris, «Feedback Technique Improves Active Mixer Performance»; RF Design, September 1997, pp.46—52.

2. Trask, Chris, «A Linearized Active Mixer», Proceeding RF Design 98, San Jose, California, October 1998, pp.13—23.

3. Patent pending.

4. Jones, Howard E., «Dual Output Synchronous Detector Utilizing Transistorized Differential Amplifiers», US Patent 3,241,078, 15 March 1966.

5. Seader, L.Dand J.E. Sterrett, «Unit Transistor Amplifier with Matched Input and Output Impedances», US Patent 3,493,882, 3 February 1970.

6. Sartori, Eugene F., «Hybrid Transformers», IEEE Transactions on Parts, Materials and Packaging, Vol. PMP—4, No.3, September 1968, pp.59—66.

7. Bode, Hendrik W., «Coupling Network», US Patent 2,337,965, 28 December 1943.

8. Norton, David E., and Allen F. Podell, «Transistor Amplifier with Impedance Matching Transformer», US Patent 3,891,934, 24 June 1975.

9. Norton, David E., «High Dynamic Range Transistor Amplifiers Using Lossless Feedback», Proceedings of the 1975 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, pp.438—440.

10. Norton, David E., «High Dynamic Range Transistor Amplifiers with Lossless Feedback», Microwave Journal, May 1976, pp.53—57.

11. Patent pending.

12. Fong, K.L., and R.G. Meyer, «Monolithic RF Active Mixer Design», IEEE Transactions on Circuits and Systems, Vol.46, No.3, March 1999, pp.231—239.

13. Hull, C.D., «Analysis and Optimization of Monolithic RF Downconversion Receivers», Ph.D. dissertation, University of California Berkeley, 1992.

14. Fong, K.L., «Design and Optimization Techniques for Monolithic RF Downconversion Mixers», Ph.D. dissertation, University of California Berkeley, 1997.

15. Lam, V.M.T., C.R. Poole, and P.C.L. Yip, «Exact Noise Figure of a Noisy Two—Port with Feedback», Proceeding of the IEE, Part G, Vol.139, No.4, August 1992, pp.473—476.

ЦАП или цифровой потенциометр? Выбор за вами

Появившиеся в последние годы цифровые потенциометры (ЦП) в определенной степени взяли на себя некоторые функции, ранее являвшиеся прерогативой цифро-аналоговых преобразователей (ЦАП). Что предпочесть при проектировании аппаратуры, ЦАП или ЦП? Какова «сфера деятельности» каждого из них? Решению этих вопросов на примере изделий компании Maxim/Dallas и посвящена предлагаемая статья.

Перед разработчиком часто возникает необходимость создания устройства, управление аналоговым напряжением на выходе которого осуществляется с помощью входного цифрового кода. Ранее альтернативы решению этой проблемы не было: разработчик должен был использовать ЦАП, отличавшиеся точностью, уровнями выходного напряжения, сложностью реализации и другими параметрами. Сейчас наряду с ЦАП появились новые изделия — ЦП, изначально призванные заменить в некоторых случаях потенциометры механического типа. Тем не менее, расширение номенклатуры и параметров ЦП привело к тому, что они все чаще и чаще становятся альтернативой использования ЦАП.

ЦП позволяют выполнять цифровое управление выходным аналоговым напряжением, в то время как ЦАП могут регулировать выходные ток, напряжение или оба эти параметра. ЦП имеют три аналоговых вывода: высокий вывод, подключаемый к напряжению с высоким потенциалом, низкий вывод, подключаемый к напряжению с низким потенциалом, а также вывод движка. Эти три вывода соответствуют трем выводам обычного потенциометра. В то же время ЦП оснащены выводами цифрового управления, необходимыми для осуществления регулировки аналогового напряжения на выводе движка (рис. 1).

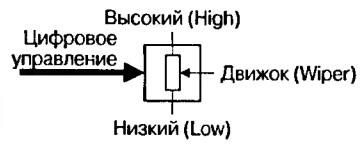


Рис. 1

ЦАП имеет сходную, но не тождественную ЦП структуру. В нем высокий вывод обычно подключается к положительному опорному напряжению, низкий вывод соединяется с общим проводом или отрицательным опорным напряжением, а с выходного вывода (аналога вывода движка в ЦП) получают требуемое аналоговое напряжение (рис. 2).

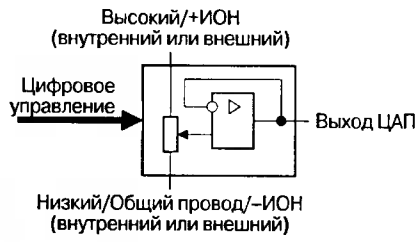


Рис. 2

ЦАП и ЦП имеют несколько существенных отличий. Основное отличие заключается в том, что ЦАП обычно оснащен выходным усилителем или буфером, в то время как ЦП такового не имеет. Подавляющее большинство ЦП, имеющихся в настоящее время на рынке, не могут работать непосредственно на низкоомную нагрузку без использования дополнительного выходного усилителя. Для большинства применений вопрос использования ЦАП или ЦП решается однозначно. Тем не менее, в некоторых случаях его решение не столь очевидно.

ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЦАП

Обычно в состав ЦАП входит резистивная матрица, которая может иметь различную структуру. Один из ее вариантов — со взвешенными резисторами, каждый из которых формирует свой разрядный ток. Выходной ток является суммой токов, сформированных соответствующими резисторами. Недостаток такой схемы — широкий диапазон сопротивлений и их высокая требуемая точность, особенно при большом числе разрядов входного кода. Другой вариант резисторной матрицы — сетка типа R-2R. В этом случае формирование тока, соответствующего данному разряду, осуществляется как за счет последовательных, так и за счет параллельных цепей сопротивлений. В случае использования сетки типа R-2R используются резисторы только двух номиналов.

При выборе того или иного типа ЦАП перед разработчиком аппаратуры встает ряд вопросов, которые требуют решения: тип интерфейса (параллельный или последовательный), разрешение (количество бит входного цифрового сигнала), тип выхода (по напряжению или току), относительная точность, стоимость, занимаемое на плате место и т. п.

Различие ЦАП по типу входного интерфейса позволяет подавать на него входные данные последовательно (один за другим) или одновременно (параллельно). Использование ЦАП с параллельным интерфейсом требует выделения для каждого входного бита информации отдельного вывода микросхемы ЦАП.

Входной интерфейс последовательного типа обычно делится на две категории: трехпроводный (SPI, QSPI, Microwire-совместимый) или двухпроводный (I^2C). Некоторые из трехпроводных интерфейсов имеют дополнительный выход цифровых

данных и называются четырехпроводными. Для простоты четырехпроводные интерфейсы здесь рассматриваются как трехпроводные.

Для применений, где важная скорость обработки сигнала, предпочтение следует отдать ЦАП с параллельным интерфейсом. Там, где во главу угла ставятся стоимость и габаритные размеры ЦАП, предпочтительнее использование последовательных ЦАП с двухпроводным или трехпроводным интерфейсами. Лишь немногие трехпроводные ЦАП могут работать на частотах до 26 МГц, в то время как двухпроводные ЦАП — на частотах до 3,4 МГц.

Еще одним преимуществом ЦАП является его разрешение. ЦАП с наибольшим разрешением (16 и 18 бит) обеспечивают разрешение на уровне нескольких микровольт. Например, 18-разрядный ЦАП при использовании опорного напряжения 2,5 В имеет значение наименьшего значимого разряда, равное 9,54 мкВ. Такое разрешение может быть определяющим для некоторых промышленных применений, например, при управлении роботами. В отличие от ЦАП, максимальное разрешение ЦП составляет 10 бит, что равно 1024 положениям движка на выходе ЦП. Естественно, для высокоточных применений такого разрешения ЦП может быть недостаточно.

Разнообразие выпускаемых ЦАП позволяет найти изделия, имеющие различное количество встроенных преобразователей в одном корпусе. Например, микросхема MAX5733 [1] представляет собой 32-канальный ЦАП с разрешением 16 бит. При этом выпускаемые в настоящее время ЦП имеют не более 6 устройств в одном корпусе. Так, например, микросхема DS3930 содержит в себе 6 ЦП, каждый из которых управляется 8-разрядным входным кодом (256 положений движка). Потенциометры этой микросхемы разделены на две группы по три, причем все ЦП имеют общий низкий вывод. Управление ЦП осуществляется по двухпроводной схеме, а напряжение питания микросхемы варьируется в диапазоне 2,7 ... 5,5 В [2].

ЦАП позволяет обеспечивать на выходе как втекающий, так и вытекающий токи, что предоставляет дополнительные возможности для разработчика электронной аппаратуры. Так, например, каждый канал сдвоенного 10-разрядного ЦАП MAX5547 [3] оснащен усилителем сигнала с p-канальным MOSFET транзистором и позволяет обеспечивать вытекающий ток, равный 3,6 мА. В свою очередь, 10-разрядный ЦАП MAX5550 [4] также имеет на выходе оснащенный p-канальным MOSFET транзистором усилитель сигнала и позволяет обеспечивать втекающий ток, равный уже 30 мА.

Ввиду того, что обычно ЦАП оснащаются выходным усилителем, они чаще всего и стоят больше, чем ЦП. Тем не менее, в сфере производства ЦАП хорошо заметна тенденция улучшения показателей выпускаемых изделий, уменьшения их габаритных размеров, а также снижения цены.

ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ И ПРЕИМУЩЕСТВА ЦП

Как указывалось выше, трехвыводной ЦП представляет собой, в сущности, резистивный делитель фиксированного напряжения, поданного между низким и высоким выводами (рис. 1). ЦП может представлять собой переменное сопротивление в случае использования его в качестве двухвыводного ЦП, когда вывод его движка подсоединен к низкому, либо к высокому выводу, или когда напряжение на низком или высоком выводе не фиксировано. В отличие от ЦАП, ЦП могут работать при подключении высокого вывода к точке с самым высоким потенциалом схемы, а низкого вывода — к точке с самым низким потенциалом.

При выборе того или иного ЦП разработчик также должен решить ряд вопросов: выбор типа характеристики (линейная или логарифмическая), разрешения (количество бит входного цифрового сигнала), отсутствия или наличия энергонезависимой памяти (сохраняется или нет в энергонезависимой памяти ЦП положение его движка после выключения питания схемы), типа интерфейса, стоимость и т. п.

ЦП с линейной передаточной характеристикой более распространены, чем с логарифмической. Все резисторы цепочки резистивного делителя равны между собой, так что приращение шага вызывает линейное изменение выходного напряжения ЦП. Тем не менее, ЦП с логарифмической передаточной характеристикой используются при обработке звука, так как человеческое ухо воспринимает звуковые колебания по логарифмическому закону.

Входной интерфейс ЦП может быть различных типов: I²C или SPI, двухпроводной интерфейс, слегка отличающийся от него трехпроводной интерфейс, а также управление с помощью кнопок (вверх и вниз). К примеру, сдвоенный 32-шаговый логарифмический ЦП MAX5456 имеет простое трехпроводное кнопочное управление (с функцией устранения дребезга контактов) и обеспечивает регулировку громкости и баланса левого и правого каналов в аудио приложениях. Используемая в данном ЦП система SmartWiper позволяет выполнять ускоренное управление указанными функциями с частотой 4 Гц при нажатии на какую-либо кнопку в течение более 1 секунды или с частотой 16 Гц в случае, если указанная кнопка нажата более 4 секунд. Кроме того, указанный ЦП оснащен функцией отключения звука (MUTE), при этом движки ЦП перемещаются в максимальное положение. При отключении функции MUTE движки обоих ЦП автоматически возвращаются в положения, в которых они находились до включения функции. Каждый из ЦП, входящих в состав MAX5456, оснащен функцией плавного (без щелчка) перехода из одного положения в другое. В заключение следует отметить, что сдвоенный ЦП MAX5456 питается от источника питания напряжением 2,7...5,25 В, потребляя в режиме STANDBY ток менее 0,5 мкА, поставляется в 16-выводном корпусе TQFN с максимальными размерами 4,1×4,1×0,80 мм и в партиях более 1000 шт. стоит 1,44 долл. США [5].

ПРИМЕНЕНИЯ, В КОТОРЫХ ВЫБОР ЦАП ИЛИ ЦП НЕ ОЧЕВИДЕН

В большом количестве приложений использование ЦАП не вызывает сомнений. Управление такими устройствами, как робототехнические системы, электродвигатели, датчики и т. п., требует применения ЦАП из-за возможности обеспечения им высокой разрешающей способности. Устройства с высокой скоростью реакции требуют использования высокоскоростных ЦАП с большим разрешением и параллельным интерфейсом на входе.

Цепи обратной связи усилителей — это одна из сфер, где применение ЦП предпочтительней благодаря просто-

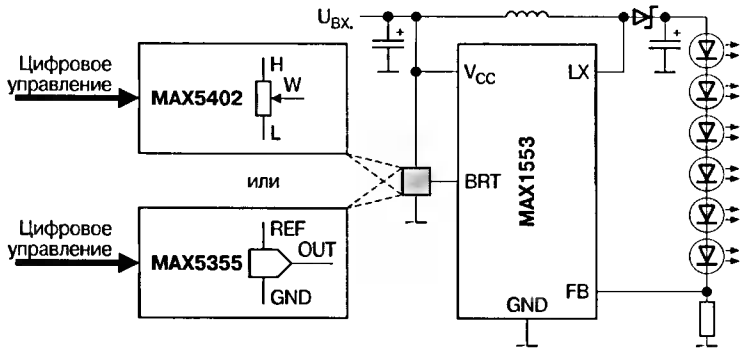


Рис. 3

те управления и линейности ЦП. ЦП с логарифмической передаточной характеристикой более предпочтительны для управления аудио сигналами ЦП, чем ЦАП.

Тем не менее, традиционное разделение сфер применения ЦАП и ЦП в последнее время начинает размываться. На Рис. 3 приведен пример, показывающий, что регулировка яркости драйвера светодиодов MAX1553 [6] может быть выполнена как с помощью ЦП (например, MAX5402 [7]), так и с применением ЦАП (MAX5355 [8]). Яркость светодиодной цепочки зависит от резистора, определяющего напряжение на выводе FB микросхемы, а также от напряжения на входе BRT, которое может быть задано с использованием ЦАП или ЦП.

ЛИТЕРАТУРА:

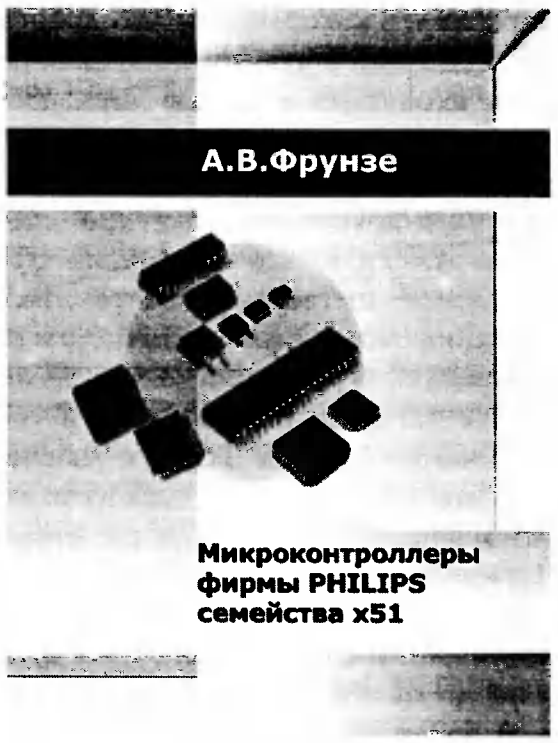
1. http://datasheets.maxim-ic.com/en/ds/MAX5732-MAX5735.pdf.
2. http://datasheets.maxim-ic.com/en/ds/DS3930.pdf.
3. http://datasheets.maxim-ic.com/en/ds/MAX5547.pdf.
4. http://datasheets.maxim-ic.com/en/ds/MAX5550.pdf.
5. http://datasheets.maxim-ic.com/en/ds/MAX5456-MAX5457.pdf.
6. http://datasheets.maxim-ic.com/en/ds/MAX1553-MAX1554.pdf.
7. http://datasheets.maxim-ic.com/en/ds/MAX5402.pdf.
8. http://datasheets.maxim-ic.com/en/ds/MAX5354-MAX5355.pdf.

В. Олейник
г. Королев Моск. обл.

Новые книги

А. В. Фрунзе

МИКРОКОНТРОЛЛЕРЫ ФИРМЫ PHILIPS СЕМЕЙСТВА x51



Издательский дом «Скимен» выпустил первый том книги Александра Фрунзе «Микроконтроллеры фирмы Philips семейства x51». В этой книге приведен подробный обзор всех выпускаемых фирмой Philips микроконтроллеров, дана информация по доступным отечественному пользователю микроконтроллерам семейства x51, изготавливаемым другими ведущими мировыми производителями. В ней приведена самая свежая на момент выпуска сводная таблица по всем выпускаемым Philips микроконтроллерам, а также терминологический словарь. Далее подробно рассматриваются особенности классических микроконтроллеров семейства x51 — система команд (подробно описаны все команды микроконтроллеров с кодами операций, операндами, примерами дей-ствия команд, временем их исполнения) и аппаратные особенности (структура памяти и регистров, арифметическо-логическое устройство, таймеры-счетчики и режимы их работы, система прерываний, стандартный последовательный порт со всеми режимами работы и система управления питанием). Подробно описаны микроконтроллеры с разработанным фирмой Philips оригинальным ядром 80C51+, в том числе микроконтроллеры с флэш-памятью программ, с программируемой матрицей счетчиков, с расширенной памятью программ и данных. Рассмотрены также микроконтроллеры с дополнительными портами ввода/вывода, с аппаратно реализованной шиной I^2C и встроенным аналого-цифровым преобразователем. Вся приведенная информация основана на справочных материалах фирмы Philips.

Книга рассчитана на широкий круг инженерно-технических работников, интересующихся последними достижениями микроконтроллерной техники.

Книга формата A4 имеет мягкую обложку и содержит 336 с.

Вы можете подписаться на эту книгу через редакцию. Стоимость подписки — 260 руб., в эту сумму включена пересылка по России. Пример заполнения квитанции для оплаты через банк см. на стр. 56.

Новые силовые компоненты Mitsubishi Electric

Современные тенденции к миниатюризации даже самых сложных и ответственных участков силового оборудования смещают интерес компаний-производителей в область новых возможностей корпусирования. В последнее время широкую популярность получила технология литьевого прессования, где медная рама выполняет функции как проводника, так и радиатора. Кроме того, такая технология позволяет отказаться от предварительного корпусирования чипов IGBT-транзисторов и драйверов.

НОВЫЙ IGBT-МОДУЛЬ НА НАПРЯЖЕНИЕ 1700 В

Новые модули серии A рассчитаны на рабочее напряжение 1700 В и являются эффективным и недорогим решением для систем управления электродвигателями, блоков бесперебойного питания, сварочных аппаратов и сервоприводов (рис. 1).

Рис. 1. Модуль серии A

В модулях совмещены новаторские достижения последнего времени: технология изготовления кристалла пятого поколения CSTBT (Carrier Stored Trench Bipolar Transistor — биполярный транзистор с накоплением носителей заряда и затвором-канавкой) объединена с LPT-технологией изготовления пластины (Light Punch Through — эпитаксиальная структура, выполненная по технологии «легкого» прокола базы). Результатом стало создание модуля с низким напряжением насыщения (2,2 В при номинальном токе коллектора и температуре перехода 125 °С), малыми потерями на переключение и высокой стойкостью к току короткого замыкания.

В корпусе модуля размещены два IGBT (рис. 2).

Новые IGBT-модули имеют низкую индуктивность выводов (рис. 3).

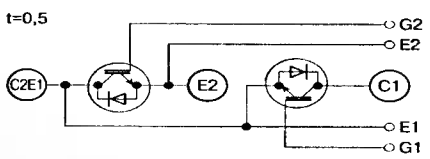


Рис. 2. Схема модуля серии A

По сравнению с аналогичными модулями на 1700 В, представленными на рынке, изолирующая AlN-подложка имеет малое термосопротивление. Благодаря контролируемой

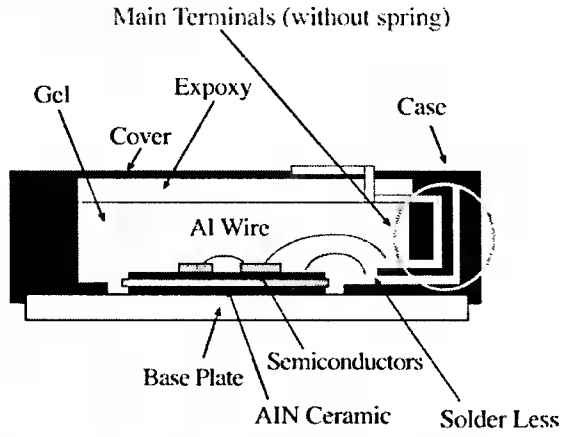


Рис. 3. Конструкция выводов модуля серии A: Gel — гелевое заполнение; Cover — крышка; Expoxy — эпоксидное покрытие; Main terminals — основные соединения (без пружины); Case — корпус; Solder less — без припоя; AIN ceramic — керамическая AlN-подложка; Semicondutors — кристаллы; Base plate — основание

при производстве толщине припоя между основной и AlN-подложкой (рис. 4) модули новой серии отличаются улучшенными параметрами термоциклирования. И, наконец, в результате применения новой технологии крепления кристалла увеличена мощность модулей.

Модули серии A на 1700 В дополняют линейку IGBT-модулей прежней серии, рассчитанной на максимальное напряжение 1200 В, и предназначены для оборудования с линейным напряжением 575 и 690 В. Номинальная токовая нагрузка новых модулей — от 75 до 400 А (табл. 1).

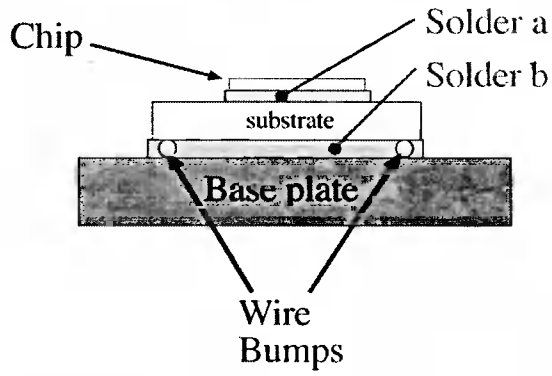


Рис. 4. Способ подключения выводов к кристаллу: Chip — кристалл; Base plate — основание; Solder a — область пайки a; Solder b — область пайки b; Wire bumps — крепление проводников; Substrate — подложка

Модули соответствуют требованиям RoHS (не содержат свинца).

ОДНОКРИСТАЛЬНЫЙ ИНВЕРТОР В КОРПУСЕ ДЛЯ ПОВЕРХНОСТНОГО МОНТАЖА

Еще одна новинка от компании Mitsubishi — однокристальный инвертор мощностью 90 Вт, предназначенный для управления бесколлекторными электродвигателями. До сих пор производители стиральных машин, компрессоров или насосов, т. е. бытовой техники с электроприводом небольшой мощности, воздерживались от применения электронного управления двигателями из-за больших габаритов электронных модулей и их высокой цены. Теперь, используя M81500FP, разработчики могут значительно сократить стоимость и мощность, потребляемую бытовой аппаратурой. Кроме того, техника сможет работать тише.

Новый инвертор нормирован на 500 В/1 А. В его небольшом корпусе объединены схемы управления, питания и защиты (рис. 5). Силовые цепи реализованы на n-канальных IGBT с горизонтальной структурой по 1,3-мкм технологии SOI (Silicon On Insulator — кремний на изоляторе). Схема управления построена по 24 В КМОП-технологии.

Инвертор имеет защиту от низкого напряжения, блокировки, короткого

Таблица 1. Основные параметры IGBT-модулей на напряжение 1700 В

Наименование	Номинальный ток, А	Напряжение изоляции, кВ	Мощность, кВт
CM75DY-34A	785	3,5	0,78
CM100DY-34A	100	3,5	0,96
CM150DY-34A	150	3,5	1,6
CM200DY-34A	200	3,5	1,98
CM300DY-34A	300	3,5	2,9
CM400DY-34A	400	3,5	3,78

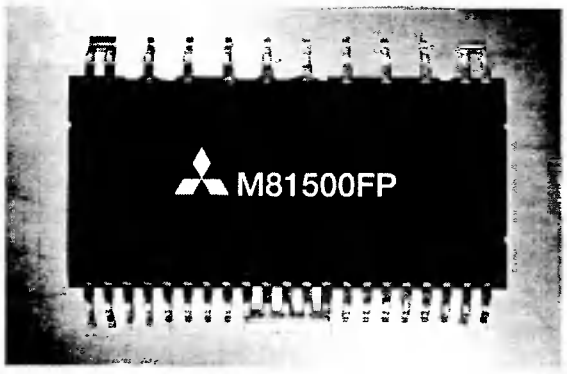


Рис. 5. Корпус инвертора M81500FP

замыкания и повышенной рабочей температуры. При этом защита от короткого замыкания способна отключить питание схемы за 1 мкс.

Для создания готового модуля управления электроприводом на базе M81500FP требуется минимальное число внешних пассивных компонентов: керамический бутстрепный конденсатор, шунтовой резистор типоразмера 1206 и керамический конденсатор для подключения к выводу питания.

Поскольку входы M81500FP совместимы с логикой на 3 и 5 В, инвертор можно напрямую подключать к микроконтроллеру или цифровому сигнальному процессору. Все это позволяет на 55 % уменьшить площадь платы (менее 210 мм^2) по сравнению с дискретными решениями на транзисторах в корпусе DPAK и высоковольтных микросхемах в корпусе SO-8.

Благодаря уникальной технологии корпусирования с высокой теплопроводностью Mitsubishi Electric удалось создать не только самый миниатюрный инвертор мощностью 90 Вт (размером 17,5 × 11,93 мм), но и адаптировать корпус под SMD-монтаж, облегчив и удешевив процесс сборки готовых изделий на автоматизированных линиях.

Знакомству с новой разработкой поможет демонстрационная плата EVBM81500FP (рис. 6) размером всего 59 × 38 мм, на которой уже размещен микроконтроллер (NEC μPD78F0712).

НОВАЯ СЕРИЯ МОДУЛЕЙ NFM НА ЧАСТОТУ 30 КГЦ

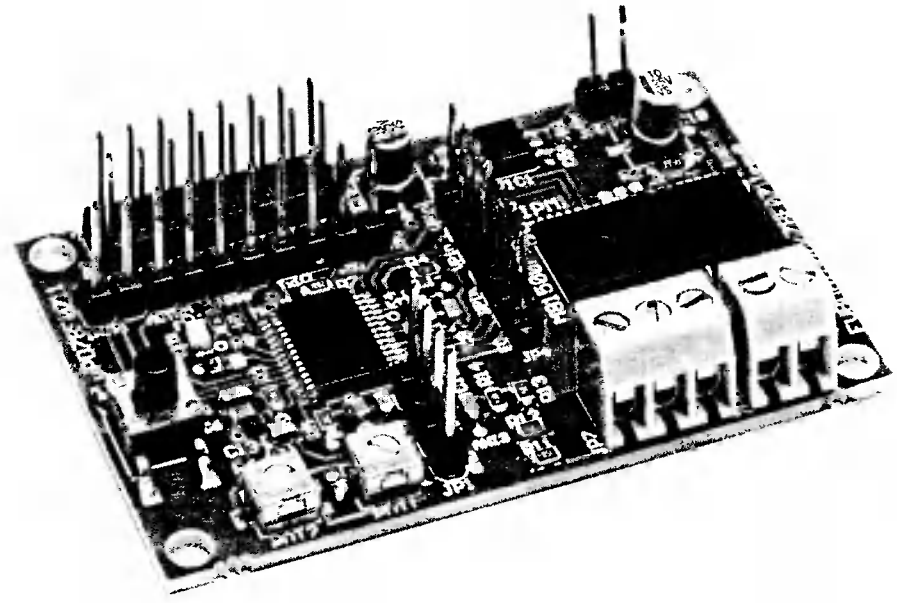


Рис. 6. Макетная плата с инвертором M81500FP и микроконтроллером μPD78F0712

Линейка серии NFM пополнилась новым модулем, рассчитанным на напряжение 1200 В и предназначенным для работы на средних частотах.

Медицинское и сварочное оборудование, индукционные нагреватели и резонансные схемы должны работать с мягким включением и жестким выключением. Скорость выключения у большинства IGBT достаточно мала, поэтому до сих пор они редко использовались в таких устройствах. Однако за счет применения CSTBT-технологии пятого поколения и LPT-технологии изготовления пластин новые модули имеют высокую скорость срабатывания при малом падении напряжения в открытом состоянии.

Номинальные показатели потерь новых модулей почти не отличаются от аналогичных показателей модулей других производителей. Типичное напряжение насыщения не превышает 3 В при номинальном токе коллектора и температуре перехода 125 °C.

Модули с топологией из двух IGBT (рис. 7, *а*) выпускаются на номинальное напряжение 1200 В и ток в диапазоне 100—300 А. Однокристальные модули (рис. 7, *б*) на 1200 В имеют только две модификации на более высокие токи: 400 и 600 А (табл. 2).

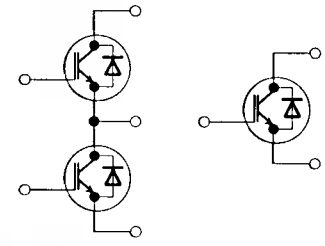


Рис. 7. Схемы модулей NFM

Благодаря использованию стандартного для европейских производителей корпуса (рис. 8) модули серии NFM максимально совместимы и способны легко заменить аналогичные устройства. Все модули соответствуют стандарту RoHS.

ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ МОДУЛИ СЕРИИ L В ПОРТАТИВНЫХ КОРПУСАХ

Ассортимент интеллектуальных модулей (IPM), куда входили модули третьего поколения серий V и S, а также модули четвертого поколения (серии S-DASH), пополнился новинкой — серией модулей L пятого поколения с улучшенными параметрами.

Основная область применений новых модулей — системы управления электродвигателями (инверторы 220 В/440 В AC и сервоприводы), источники бесперебойного питания. Разработчиками серии L были учтены повышенные требования к мощности,

Таблица 2. Линейка модулей серии NFM

Наименование	Максимальные параметры				Электрические характеристики									Обратный диод	Температурные характеристики		
	U_{ces}, В	I_c, А	$U_{ce(нас)}$, В (T_j = 25°C)		C_{ies}, нФ	C_{oes}, нФ	C_{res}, нФ	Максимальное время переключения				U_f, В	Q_{rr}, мкКл	t_{rr}, нс	IGBT $R_{th(j-c)}$, °C/Вт	Диод $R_{th(j-c)}$, °C/Вт	$R_{th(c-f)}$, °C/Вт
			Тип	Макс				$T_{d(on)}$, нс	t_r, нс	$t_{d(off)}$, нс	t_f, нс						
CM100DC-24NFM	1200	100	3	4,5	16	1,3	0,3	100	50	250	200	3	6	120	0,186	0,28	0,02
CM150DC-24NFM	1200	150	3	4,5	24	2,0	0,5	150	80	400	200	3,3	7	130	0,130	0,28	0,02
CM200DC-24NFM	1200	200	3	4,5	32	2,7	0,6	300	80	500	200	3	12	170	0,093	0,14	0,02
CM300DC-24NFM	1200	300	3	4,5	47	4,0	0,9	300	80	500	200	3,3	14	180	0,066	0,14	0,02
CM400HC-24NFM	1200	400	3	4,5	63	5,3	1,2	300	100	500	200	3	13	500	0,046	0,07	0,02
CM600HC-24NFM	1200	600	3	4,5	95	8,0	1,8	400	120	700	200	3,3	28	210	0,034	0,07	0,02

Рис. 8. Корпус модулей NFM

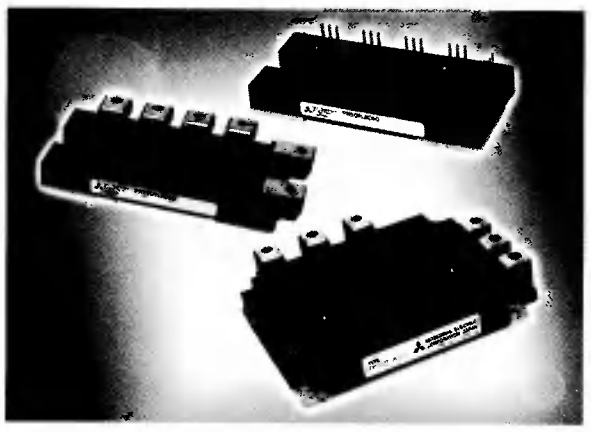


Рис. 9. Корпус модулей серии L

малым потерям. Корпус модулей сделан компактным (на 32 % меньше по сравнению с предыдущим поколением), а подключение — более удобным (рис. 9). Модули не содержат вредных для окружающей среды материалов.

В модуль встроены драйверы затвора и схема защиты, которая измеряет параметры сигнал непосредственно на кристалле IGBT, гарантируя высокую скорость срабатывания. Предусмотрена защита от короткого замыкания, перегрева и понижения напряжения. Сигнал ошибки выводится на отдельный контакт. Имеется также температурный датчик, расположенный непосредственно на кристалле транзистора.

Технология изготовления кристаллов CSTBT позволила максимально снизить напряжение насыщения $V_{ce(sat)}$ до 1,5 В для модулей на 600 В и до 1,9 В — для модулей на 1200 В (при температуре перехода 125 °С).

Благодаря новой монолитной микросхеме драйвера удалось также сократить мощность рассеяния и наводки путем управления скоростью включения силовых ключей. Кроме того, увеличен номинальный ток разрыва цепи.

Интеллектуальные модули серии L рассчитаны на ток в диапазоне 50—500 А при напряжении 600 В и на ток 25—450 А при 1200 В. Модули «7-в-1» имеют номинальные параметры 300 А/600 В и 150 А/1200 В (табл. 3–5).

НОВОЕ СЕМЕЙСТВО CIB-МОДУЛЕЙ НА НАПРЯЖЕНИЕ 600 И 1200 В

CIB-модули (Converter, Inverter, Brake — преобразователь, инвертор, тормозной транзистор), созданные в 1994 г. для управления приводами мощностью до 3,7 кВт, сегодня широко распространены благодаря низким показателям суммарных потерь и высокой надежности в эксплуатации. Однако рынок требует все более компактных устройств, с меньшими потерями и себестоимостью производства.

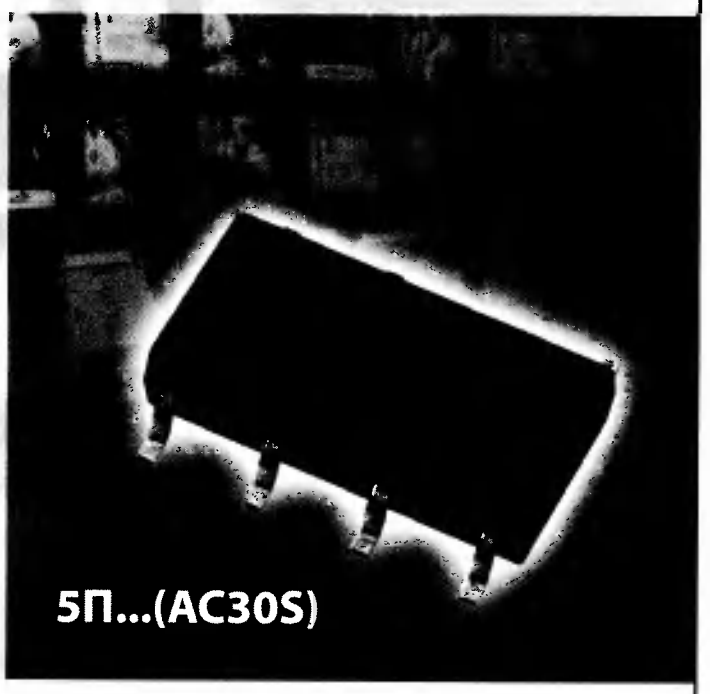
Чтобы решить поставленные задачи (компактность, низкие потери и высокая надежность), специалисты компании Mitsubishi Electric использовали не только современную технологию изготовления кристаллов (CSTBT), но и технологию литьевых форм, которая была успешно внедрена еще 5 лет назад в производстве интеллектуальных силовых модулей. Результатом дальнейшего усовершенствования технологии литьевых форм стали новые CIB-модули, рас-

muRata
MAXIM DALLAS
Infineon
EPCOS
Honeywell
SICK
VISHAY
BOURNS
MITSUBISHI ELECTRIC
Tyco Electronics
Panasonic
DATA VISION
Kingbright
CRYDOM
IOR

Новый взгляд на старые вещи:
SOP замена DIP оптореле

ПРОТОН

• 1 канал (SOP-4), 2 канала (SOP-8)
• полная замена оптореле серий КР293 и К449
• коммутируемое напряжение 60/200/400 В
• выходной ток 60…350 А AC/DC
• напряжение изоляции 1500 В
• замена реле KAQY, KAQW (Cosmo), CPC (Clare)
• бессвинцовая технология



www.platan.ru
ПЛАТАН

• Москва, ул. Ивана Франко, д. 40, стр. 2
Тел. (495) 97 000 99 E-mail: platan@aha.ru
• Москва, 1-й Щемиловский пер., д. 16, стр. 2
Тел. (495) 744 70 70 E-mail: platan@platan.ru

Таблица 3. Модули серии L на 600 В

Схема	Выводы	Ток коллектора, А					
		50	75	100	150	200	300
3-фазный инвертор	Винты	PM50CLA060	PM75CLA060	PM100CLA060	PM150CLA060	PM200CLA060	PM300CLA060
	Штыревые	PM50CLB060	PM75CLB060	—	—	—	—
3-фазный инвертор с тормозным транзистором	Винты	PM50RLA060	PM75RLA060	PM100RLA060	PM150RLA060	PM200RLA060	PM300RLA060
	Штыревые	PM50RLB060	PM75RLB060	—	—	—	—

Таблица 4. Модули серии L на 1200 В

Схема	Терминалы	Ток коллектора, А				
		25	50	75	100	150
3-фазный инвертор	Винты	PM25CLA120	PM50CLA120	PM75CLA120	PM100CLA120	PM150CLA120
	Штыревые	PM25CLB120	PM50CLB120	PM75CLB120	—	—
3-фазный инвертор с тормозным транзистором	Винты	PM25RLA120	PM50RLA120	PM75RLA120	PM100RLA120	PM150RLA120
	Штыревые	PM25RLB120	PM75RLB120	PM75RLB120	—	—

Таблица 5. Параметры модулей серии L

Наименование	Напряжение к–э, В	Номинальный ток коллектора, А	Рассеиваемая мощность (коллектор), Вт	Напряжение насыщения, В	Прямое напряжение диода, В
PM100CLA060	600	100	462	1,5	2,2
PM100CLA120	1200	100	781	1,8	2,5
PM100RLA060	600	100	462	1,5	2,2
PM100RLA120	1200	100	781	1,8	2,5
PM150CLA060	600	150	625	1,5	2,2
PM150CLA120	1200	150	1041	1,8	2,5
PM150RLA060	600	150	625	1,5	2,2
PM150RLA120	1200	150	1041	1,8	2,5
PM200CLA060	600	200	781	1,5	2,2
PM200CLA120	1200	200	1041	1,9	2,8
PM200RLA060	600	200	781	1,5	2,2
PM25CLA120	1200	25	150	1,8	2,5
PM25CLB120	1200	25	150	1,8	2,5
PM25RLA120	1200	25	150	1,8	2,5
PM25RLB120	1200	25	150	1,8	2,5
PM300CLA060	600	300	1041	1,5	2,2
PM300CLA120	1200	300	1562	1,9	2,8
PM300RLA060	600	300	1041	1,5	2,2
PM450CLA060	600	450	1041	1,8	2,6
PM450CLA120	1200	450	2500	1,9	2,8
PM50CLA060	600	50	131	1,5	2,2
PM50CLA120	1200	50	480	1,8	2,5
PM50CLB060	600	50	131	1,5	2,2
PM50CLB120	1200	50	480	1,8	2,5
PM50RLA060	600	50	131	1,5	2,2
PM50RLA120	1200	50	480	1,8	2,5
PM50RLB060	600	50	131	1,5	2,2
PM50RLB120	1200	50	480	1,8	2,5
PM600CLA060	600	600	1785	1,8	2,6
PM75CLA060	600	75	390	1,5	2,2
PM75CLA120	1200	75	595	1,8	2,5
PM75CLB060	600	75	390	1,5	2,2
PM75CLB120	1200	75	595	1,8	2,5
PM75RLA060	600	75	390	1,5	2,2
PM75RLA120	1200	75	595	1,8	2,5
PM75RLB060	600	75	390	1,5	2,2
PM75RLB120	1200	75	595	1,8	2,5

Все указанные модули имеют напряжение изоляции 2,5 кВ

считанные на напряжение 600 В и ток 20—30 А, и модули на 1200 В и ток 10—25 А, а также специализированные высоковольтные микросхемы управления HVIC.

Новые модули предназначены для управления электроприводами общего промышленного назначения мощностью до 5,5 кВт. Компактная конструкция корпуса (на 50 % меньше места на плате, чем прежние устройства), низкое термосопротивление (на 20 % ниже, чем у других модулей аналогичной мощности) при сохранении хорошей электрической изоляции и радиаторы специальной формы полностью удовлетворяют международным стандартам безопасности UL508 и IEC664-1 (рис. 10). Как и многие современные силовые компоненты, модули имеют полный набор функций защиты.

CIB-модули содержат трехфазный входной выпрямитель, трехфазный

Рис. 10. Корпус CIB-модулей

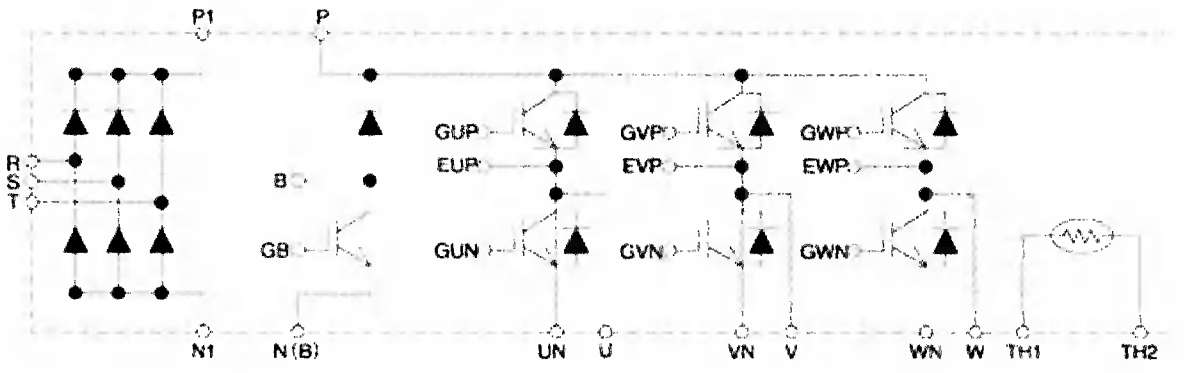


Рис. 11. Схема CIB-модулей с тормозным транзистором

инвертор, тормозной транзистор и термистор для измерения температуры основной подложки (рис. 11). Модули имеют топологию с открытым эмиттером (табл. 6).

Специально разработанная высоковольтная микросхема (1200 В) с двухсторонней схемой преобразования напряжения имеет отдельные выводы для включения, выключения и удерживания IGBT в закрытом состоянии. Такая микросхема служит для развязки между контроллером и CIB-модулем.

Для тестирования модулей выпускаются демонстрационные платы.

Таблица 6. Основные параметры CIB-модулей

Наименование	Номинальное напряжение, В/ток, А	Мощность электропривода, кВт/рабочее напряжение, В AC
CP10TD1-24A	1200/10	1,5/440
CP15TD1-24A	1200/15	2,2/440
CP25TD1-24A	1200/25	3,7/440
CP20TD1-12A	600/20	1,5/220
CP30TD1-12A	600/30	2,2/220

Корнев Андрей
г. Москва

Новая GPS технология u-blox 5

На страницах технических журналов уже неоднократно рассматривались компоненты для систем GPS компании u-blox, лидера на рынке электронных компонентов для систем ГНСС [1, 2, 3]. Эти модели обладали отличным сочетанием параметров для систем GPS того времени, и получили заслуженное признание и популярность во всем мире среди фирм, занимающихся разработкой и производством спутниковых систем навигации. Компания u-blox активно развивает инновационные решения в своей продукции и постоянно совершенствует линейку. В этой статье пойдет речь о новых компонентах для GPS/GALILEO компании u-blox: новых микросхемах и модулях серии LEA-5x.

Новое поколение компонентов u-blox 5 базируется на GPS-чипсетах UBX-G5010 и UBX-G5000. Новое семейство микросхем u-blox 5 относится к компонентам последнего поколения микросхем для GPS компании u-blox и задает новые пределы параметров, уровня интеграции и стоимостной эффективности. Выделенный движок обнаружения с 1 миллионом эффективных корреляторов позволяет осуществлять захват спутника всего за 1 с. Рассчитанные координаты местоположения также отображаются в течение 1 с. Входные цепи приемной части существенно переработаны и теперь чуствительность приемника достигает –160 дБм. Необходимо также подчеркнуть наличие подсистем энергосбережения, которые активизируются сразу после захвата спутника и функционируют в течение всего времени сопровождения. Подсистема энергосбережения также управляет режимами работы встроенного DC/DC конвертера, оптимизируя таким образом энергопотребление приемника и позволяя использовать один источник напряжения питания, без дополнительных преобразователей напряжения на плате. Средняя рассеиваемая мощность составляет примерно 50 мВт, что обеспечивает длительный срок работы от одного заряда батарей. Микросхема baseband-контроллера UBX-G5000 позволяет простыми средствами осуществлять обновление встроенного микропрограммного обеспечения и загружать его во внешнюю память Flash EPROM. Чипсет также поддерживает систему GALILEO; возможность принимать и обрабатывать сигналы со спутников системы позиционирования GALILEO обеспечивает большую гибкость приемника и позволяет добиться существенно большей зоны покрытия приема. Кроме того, это также позволяет увеличить надежность и добиться более высокой точности определения координат местоположения объекта. Нельзя не отметить наличие уникального механизма определения и подавления преднамеренных помех, которые автоматически отфильтровываются от полезного сигнала. Упрощенная структурная схема чипсета приведена на рис. 1.

Кратко перечислю основные отличительные особенности нового GPS-чипсета:

- GPS-движок с массовым параллелизмом;
- 50 каналов;
- более 1 миллиона корреляторов;
- оптимизирован по стоимости и массогабаритным характеристикам;
- миниатюрный корпус;
- минимальное количество требуемых «обвязочных» компонентов;
- не требуется использования отдельного внешнего малошумящего усилителя между антенной и микросхемой и Flash EPROM;
- функция SuperSense улучшает параметры приема внутри помещения;
- высокая чувствительность обнаружения, повторного определения и сопровождения: -160 дБм;

- крайне низкая рассеиваемая мощность: менее 50 мВт;
- длительная автономная работа от одного заряда батарей;
- готов к использованию с системой GALILEO.

Краткая сводка основных параметров чипсета:

- 32-канальный движок обнаружения;
- 18-канальный движок сопровождения;
- поддержка A-GPS и Autonomous GPS;
- поддержка AssistNow Online и Offline;
- поддержка протоколов: RRLP, RRC, OMA/SUPL и некоторые проприетраные протоколы;
- широкий диапазон частоты генератора тактовых сигналов;
- кварцевый резонатор: частота 19—26 МГц;
- термостабилизированный кварцевый резонатор: частота 19—40 МГц;
- поддерживаются все опорные частоты, используемые в сотовых телефонах;
- имеется встроенный управляемый DC/DC конвертер, обеспечивающий различные режимы энергосбережения при использовании одиночного источника питания;
- поддержка SBAS: WAAS, EGNOS и MSAS;
- встроенные интерфейсы USB, два интерфейса UART, SPI и DDC;
- совместим с директивами RoHS (безвыводной корпус).

МОДУЛИ СЕРИИ LEA-5X — НОВЫЕ GPS/GALILEO-МОДУЛИ

Фирма U-blox будет выпускать новые разработки, как в новых типах корпусах, так и во всех старых корпусах (TIM, LEA, NEO) при этом, как правило, совместимы по выводам. Это позволит разработчикам приборов сэкономить силы и средства при переходе с одной технологии GPS на другую.

Один из первых модулей который будет выпускаться по новой технологии — модуль LEA-5H.

LEA-5H представляет собой модуль, который задает новый стандарт в технологии приемников систем глобальной спутниковой навигации. В основе модуля – уникальный 50-канальный чип u-blox 5. Модуль обеспечивает отличное сочетание характеристик и в то же время обладает компактными размерами и невысокую стоимость. Выделенный 32-канальный движок обнаружения с эффективным числом корреляторов 1 млн совместим с массивными параллельными поисками в пространстве время/частота. Это делает время первого определения (TTFF — Time To First Fix) менее 1 с, при этом высокая степень интеграции модуля обеспечивает чувствительность определения и сопровождения –160 дБ. Захваченные спутники начинают отрабатываться более экономичным с точки зрения энергопотребления движком сопровождения. Такой алгоритм позволяет движку GPS/GALILEO одновременно сопровождать до 16 спутников при одновременном поиске других новых.

Продвинутый механизм чипа для подавления помех и инновационная архитектура высокочастотной части обеспечивает высокий уровень устойчивости к различным помехам, давая максимально высокие характеристики для систем GPS/GALILEO. Модуль LEA-5H является последователем очень успешной серии модулей LEA-4 и имеет размер всего 17×22,4 мм. Для более скоростного обмена данными и большей гибкости модуль LEA-5H имеет интерфейс USB. Встроенная энергонезависимая Flash EPROM обеспечивает необходимую память для хранения пользовательских настроек конфигурации и позволяет в будущем осуществлять обновление микропрограммного обеспечения (например, для обработки сигналов GALILEO, когда подсистема GALILEO активирована).

Ниже перечислены основные отличительные особенности модуля LEA-5H:

- время первого определения < 1 с;
- высокая чувствительность (технология SuperSense) –160 дБм;
- низкая рассеиваемая мощность;
- способность работать как с сигналами системы GPS, так и GALILEO;
- A-GPS: поддерживается технология u-blox AssistNow;
- поддерживается SBAS (EGNOS, WAAS);
- высокая устойчивость к воздействию помех;
- последовательные коммуникации: традиционный UART и современный USB;
- малые массогабаритные параметры;
- невысокая стоимость.

На рис. 2 приведена структурная схема GPS/GALILEO модуля LEA-5H.

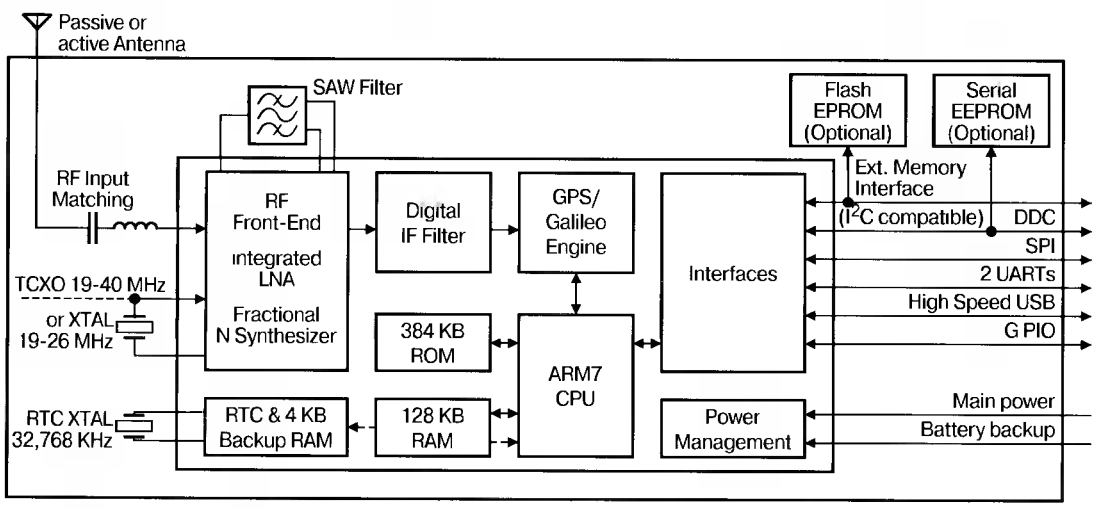


Рис. 1. Структурная схема чипсета u-blox 5

Поддержка A-GPS

Получение вспомогательной информации такой, как, например, эфемериды, альманах, приблизительная последнее местоположение, время и статус спутника, а также необязательных сигналов синхронизации времени значительно снижают время первого определения и улучшают чувствительность обнаружения. Все модули серии LEA-5x поддерживают функцию u-blox AssistNow.

Поддержка GALILEO

Чип u-blox 5, который лежит в основе серии модулей LEA-5x, представляет собой ГНСС чип, который способен принимать и следить за сигналами систем GPS и GALILEO одновременно, расширяя таким образом точность и зону покрытия. Когда становятся доступными сигналы GALILEO-L1, приемная часть чипа u-blox 5 может принимать и обрабатывать их затем простым обновлением. Возможности принимать и сопровождать сигналы спутников системы GALILEO в результате позволяют добиться существенного расширения зоны покрытия, повысить надежность и существенно увеличить точность определения местоположения объекта.

Поддерживаемые протоколы

Серия модулей LEA-5x имеет по одному интерфейсу USB 2.0 и стандар-

тный последовательный интерфейс UART. Оба интерфейса поддерживают различные протоколы обмена данными (табл. 1).

За более подробной информацией об особенностях использования тех или иных протоколов обращайтесь к технической документации на сайте производителя.

АНТЕННЫ

Конструкция модулей серии LEA-5x проектировалась с таким расчетом, чтобы могли использоваться как пассивные, так и активные антенны. Антенный супервизор, который определяет тип подключенной антенной, встроен во все модули серии. Кроме того, в активном состоянии GPS приемник может определять короткое замыкание для активных антенн при помощи проверки уровня напряжения смещения. При обнаружении короткого замыкания приемник немедленно отключает напряжение смещения. На антенном входе V_ANT требуется последовательный резистор. Сообщения UBX и NMEA обеспечивают информирование об условиях питания антенны. При помощи использования дополнительной внешней схемы может быть легко реализована проверка определения разомкнутой цепи, что имеет место быть при неподключенной антенне. Краткая сводка параметров антенн для новой серии модулей LEA-5x приведена в табл. 2.

Наиболее важные технические характеристики модулей LEA-5x сведены в табл. 3.

Вся линейка новых модулей u-blox 5 подразделяется на две категории: модули для мобильных терминалов GPS и модули для применения в автомобильных приложениях. Выпускаются модули размерами 12×16 мм (модели NEO-5A и NEO-5S в вариантах исполнения для автомобильных и обычных применений), 17×22 мм (модули LEA-5A, LEA-5S и 25×25 мм (модули TIM-5H). Как и раньше, в линейке присутствуют как модели с памятью ROM (более дешевые) (все типоразмеры), так и программируемые модули (последние два типоразмера, модули LEA-5H и TIM-5H). Сводная таблица модулей u-blox 5 приведена в табл. 4.

Как видно, новые модули дают еще большую свободу пользователям приборов на их основе, упрощают работу инженеров-разработчиков и обладают совокупностью непревзойденных параметров, начиная от быстрого времени первого определения и кончая весьма высокой чувствительнос-

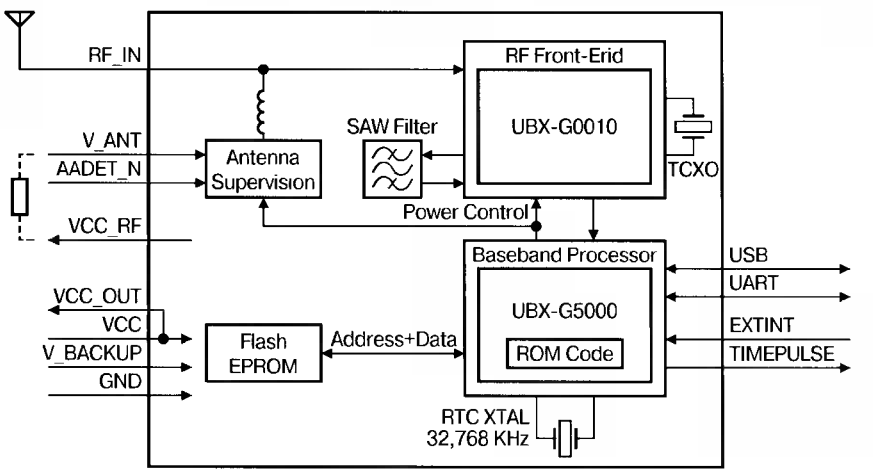


Рис. 2. Структурная схема модуля LEA-5H

Таблица 1. Типы поддерживаемых модулями серии LEA-5x протоколов

Протокол	Тип
NMEA	Ввод/вывод, ASCII, 0183, 2.3 (совместим с 3.0)
UBX	Ввод/вывод, бинарный проприетарный протокол u-blox
RTCM	Ввод сообщения 1, 2, 3, 9

тью приемника. В заключение статьи приведу краткий перечень основных отличий модулей новой серии от их более ранних «братьев» — модулей серии LEA-4x. Эта информация будет крайне полезной для тех, кто ранее уже сталкивался с модулями серии LEA-4x и теперь собирается перейти на использование модулей LEA-5x.

Отличия в конструкции и применении новых модулей серии LEA-5x от своих предшественников — модулей серии LEA-4x:

1. В новых модулях серии LEA-5x диапазон допустимого напряжения питания больше и составляет от 2,7 до 3,6 В. Допустимый диапазон напряжения питания модулей серии LEA-4x более узкий: от 2,7 до 3,3 В.

2. Уровень напряжения питания батареи V_bat теперь может находиться в диапазоне от 1,3 до 4,8 В, что лучше, чем в модуле LEA-4x (в котором этот диапазон составляет от 1,5 до 3,6 В). Преимущество большого диапазона напряжения модуля LEA-5H в том, что теперь этот вывод может быть напрямую подключена к литиевой батарее, без использования дополнительных «обвязочных компонентов».

3. Максимально допустимое усиление используемых активных антенн составляет примерно 30 дБ, что меньше значения этого параметра 50 дБ в модуле LEA-4x. Хотя предел довольно низок, это не является проблемой, поскольку коэффициент усиления типовой активной антенны составляет 27 дБ. С учетом потерь в кабеле (ориентировочно 7 дБ) к антенному входу приемника доходит примерно 20 дБ, поэтому предел в 30 дБ не является значимым ограничением.

4. Цоколевка наиболее важных выводов модуля LEA-5H полностью идентична цоколевке соответствующих выводов прибора LEA-4x (например, сохранилось расположение входа радиочастотного сигнала, GND, Vcc, RxD1, TxD1, USB и некоторых других; полный перечень уточняйте в технической документации на модуль).

5. Второй последовательный порт UART, который был в модулях LEA-4x, теперь недоступен и будет также отсутствовать в модулях LEA-5S и LEA-5A.

6. Вывод VDDIO (задание уровня напряжения для штырьков ввода/вывода модуля LEA-4x) больше недоступен. Уровень напряжения для штырьков ввода/вывода теперь всегда равен напряжению питания Vcc. В модуле LEA-5H это вывод не подключен, поэтому обратная совместимость по этому критерию не сохранена.

7. Старый вывод 1,8 В VDD18OUT теперь называется VCC_OUT и имеет другое значение напряжения (Vcc). Это едва ли может стать проблемой, поскольку выход был обычно не подключен, а даже если и был подсоединен, то использовался для подключения подтягивающих резисторов. Vcc будет будет работать как обычно.

8. В модуле LEA-5H нет вывода RESET_N. В модуле LEA-5H этот вывод не подключен. Отсюда следует, что модуль LEA-5H будет нормально работать в конструкциях, разработанных для модулей LEA-4x. Разработчики, которые в прошлых конструкциях использовали этот вывод, будут сбрасывать модуль LEA-5H при помощи отправки команды сброса через последовательный интерфейс.

9. Вход EXT_INT1 модулейLEA-4H и LEA-4P больше недоступен в модулях LEA-4S, -4M и -4A.

Образцы модулей LEA-5H будут доступны для заказа уже в третьем квартале 2007 г. Любую дополнительную информацию по новому поколению микросхем для GPS u-blox 5 и о модулях новой серии LEA-5x можно получить на сайте производителя [4].

Таблица 2. Параметры антенны для модулей серии LEA-5H

Параметр		Значения
Тип Антенны	Пассивная или активная	
Рекомендованные параметры для активных антенн	Минимальный коэффициент усиления: Максимальный коэффициент шума Максимальное усиление	15—20 дБ (чтобы компенсировать потери в кабеле снижения) 1,5 дБ 30 дБ

Таблица 3. Основные параметры GPS/GALILEO модулей серии LEA-5x

Параметр	Значения	
Тип приемника		50 каналов GPS L1 частота, C/A Код Galileo Open Service L1 частота
Время первого определения		Open Sky Indoor
	Холодный старт (автономно)	<29 с
	Горячий старт (автономно)	<1 с 10 с
	Вспомогательные старты	<1 с 10 с
	повторного определения	<1 с 10 с
Чувствительность	Сопровождение и навигация	–160 дБм
	Обнаружение и повторное	–160 дБм
	обнаружение	–145 дБм
	Холодный старт (автономно)	
Точность определения горизонтальных координат	Автономная работы	< 2,5 м
	DGPS / SBAS	< 2., м
Допустимые динамические нагрузки		≤ 4 g
Допустимые условия использования	Максимальная скорость	515 м/s (1000 knots)

Таблица 4. Структура линейки GPS-модулей u-blox 5

Form Factor	Architecture	u-blox 5T Mobile Terminal GPS		u-blox 5A Automotive GPS	
		Standard	SuperSense	Standard	SuperSense
GPS Modules 12 x 16 mm	ROM-Based	NEO-5A	NEO-5S	NEO-5A	NEO-5S
GPS Modules 17 x 22 mm	ROM-Based	LEA-5A	LEA-5S	LEA-5A	LEA-5S
	Programmable		LEA-5H		LEA-5H
GPS Modules 25 x 25 mm	ROM-Based				
	Programmable		TIM-5H		TIM-5H

ЛИТЕРАТУРА

1. Владимир Федоров. GPS-модули компании μBlox // Беспроводные технологии. 2005. №1.

2. Александр Маханьков. GPS: основные термины и определения // Беспроводные технологии. 2006. №1.

3. Роман Александров. Новое семейство GPS-модулей Antaris 4 производства компании uBlox // Компоненты и технологии. 2006. №6.

4. Сайт компании u-blox (www.u-blox.com

Сергей Богданов
г. Москва

L-серия IPM: низкие потери, низкие помехи, новое управление

Новейшая разработка Mitsubishi Electric Corporation — L-серия интеллектуальных силовых модулей (IPM) — отличается новым меньшим размером корпуса, имеет низкие потери благодаря применению 5-го поколения IGBT кристаллов (CSTBT) и низкие помехи благодаря новой разработанной схеме управления.

ТЕХНОЛОГИЯ КРИСТАЛЛОВ

Для уменьшения потерь в L-серии используется биполярный транзистор с trench-затвором («канавочным») с накоплением носителей заряда (CSTBT) 5-го поколения IGBT в новой схеме IPM. CSTBT — это технологически прогрессивный силовой кристалл, обеспечивающий компромисс между низким прямым падением напряжения и динамическими потерями IGBT на выключение.

Для снижения помех при выключении обратного диода новый IPM модуль использует ту же технологию управления временем жизни заряда, что и 4-е поколение IPM.

Использование этих технологически прогрессивных силовых кристаллов в сочетании с новым способом управления, описанным ниже, и образует 5-е поколение IPM, отличающееся значительным снижением потерь и помех.

ТЕХНОЛОГИЯ СХЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

Снижение потерь на переключение часто связано с ростом электромагнитных помех, и наоборот, снижение электромагнитных помех означает рост потерь на переключение. Метод управления IGBT был пересмотрен, и в результате были разработаны новые интегральные схемы управления

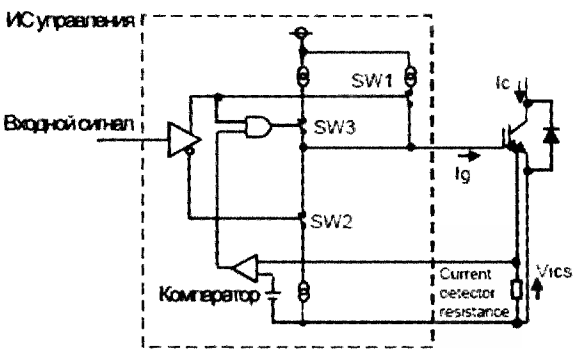


Рис. 1. Схема управления для 5-го поколения IPM

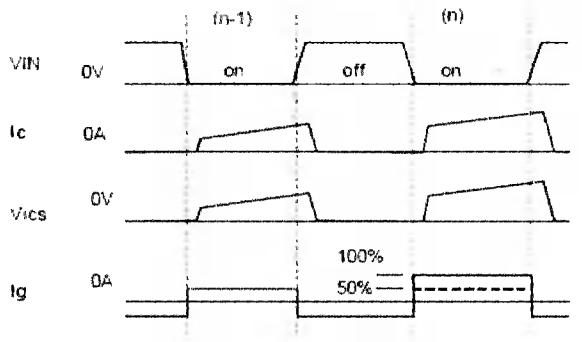


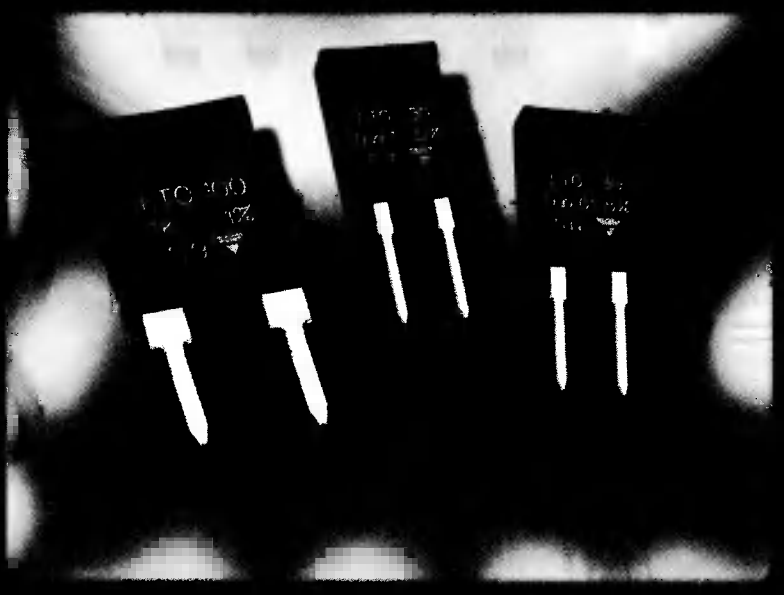
Рис. 2. Временная диаграмма работы схемы управления

с целью обеспечить 5-му поколению IPM наилучшие характеристики в этих двух областях.

В стандартной технологии управляющей схемы, применявшейся вплоть до 4-го поколения S-DASH IPM, параметры, определяющие скорость пе-

maxim
DALLAS
Infineon
EPCOS
Honeywell
SICK
VISHAY
BOURNS
MITSUBISHI ELECTRIC
Tyco Electronics
Panasonic
Kingbright
CRYDOM
IOR

Силовые резисторы в корпусах TO-220 и TO-247 VISHAY



- оптимизированная технология производства толстопленочных резисторов
- стандартизированные промышленные корпуса TO-220, TO-247
- толщина корпуса 3.2 мм
- высокая мощность рассеяния на единицу объема корпуса
- широкий ряд номинальных сопротивлений: от 0.01 Ом до 1 МОм
- малая индуктивность (менее 0.1 мкГн)
- прямой монтаж на радиатор

www.platan.ru
ПЛАТАН
• Москва, ул. Ивана Франко, д. 40, стр. 2
Тел. (495) 97 000 99 E-mail: platan@aha.ru
• Москва, 1-й Щемиловский пер., д. 16, стр. 2
Тел. (495) 744 70 70 E-mail: platan@platan.ru

реключения (выходное напряжение драйвера, сопротивление затвора Rg) не могли быть изменены. Поэтому, устанавливая скорость переключения так, чтобы уменьшить электромагнитные помехи, увеличивали динамические потери инвертора.

В цепях нового силового модуля скорость переключения может меняться между двумя уровнями тока коллектора IGBT. На рис. 3 пред-

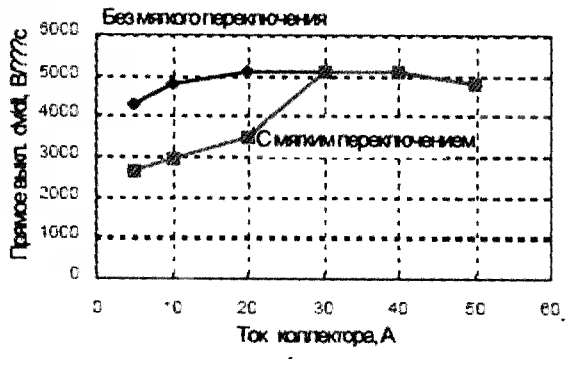


Рис. 3. Зависимость dv/dt от тока коллектора при выключении обратного диода

ставлена блок-диаграмма схемы управления 5-го поколения IPM, а рис. 4 — временная диаграмма для

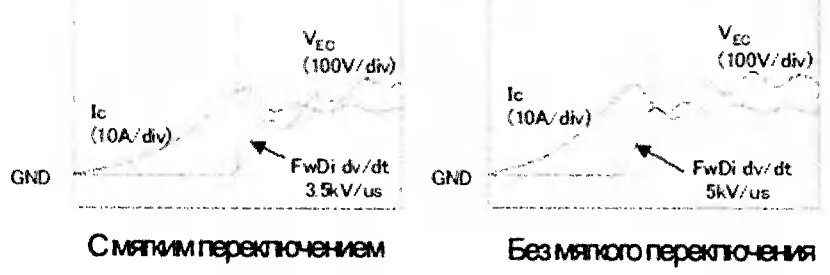


Рис. 4. Зависимость dv/dt от тока коллектора при выключении обратного диода

схемы управления. На рисунке управляющий входной сигнал обозначен Vin, ток коллектора — Ic, напряжение детектора коллекторного тока — Vics и ток затвора Ig. Если ток коллектора Ic меньше порогового тока компаратора, IGBT включается только единственным источником тока (SW1:ON, SW3:OFF), однако когда ток коллектора Ic больше порогового тока компаратора, IGBT включается двумя источниками тока SW1 и SW3.

В результате напряжение затвора возрастает в области малого коллекторного тока более плавно, вследствие чего происходит «мягкое» включение и появляется возможность снижения электромагнитных помех, уменьшая dv/dt при выключении обратного диода. С другой стороны, в сильноточной области переключение происходит с обычной скоростью, делая возможным снижение потерь.

Рис. 5 иллюстрирует зависимость dv/dt от тока коллектора с и без «мягкого» включения. В области малого коллекторного тока «мягкое» включение существенно уменьшит dv/dt при выключении обратного диода.

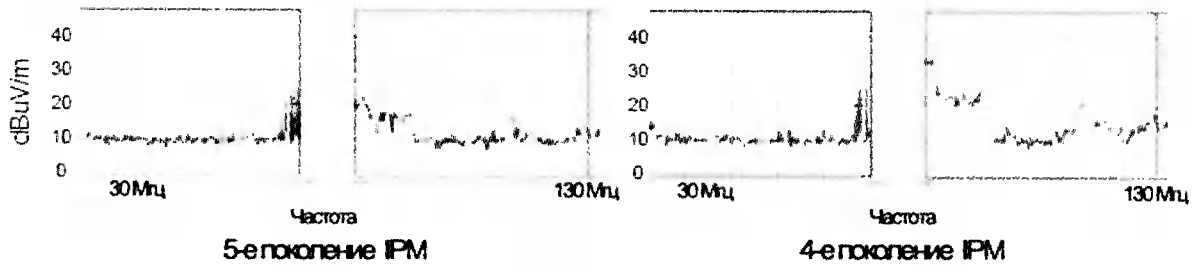


Рис. 5. Сравнение электромагнитных помех в IPM на 50 А/600 В (одно деление оси времени равно 50 нс)

На рис. 6 показана траектория Vec при выключении обратного диода с использованием «мягкого» переключения и без него. При токах меньше 50 % номинального тока достигается уменьшение dv/dt при выключении IGBT. На рис. 7 представлены результаты измерения помех радиочастотного диапазона, когда работает электродвигатель с IPM 4-го поколения, и с IPM модулем 5-го поколения. Условия: Vcc = 300 В, частота переключения равна 4 кГц, выходной ток равен 17 А (rms), мертвое время составляет 5 мкс. В новых модулях эти помехи сокращены примерно на 10 дБ. Описанный выше подход предлагает оригинальный метод для управляющей схемы, который уменьшает как помехи, так и потери в новом модуле.

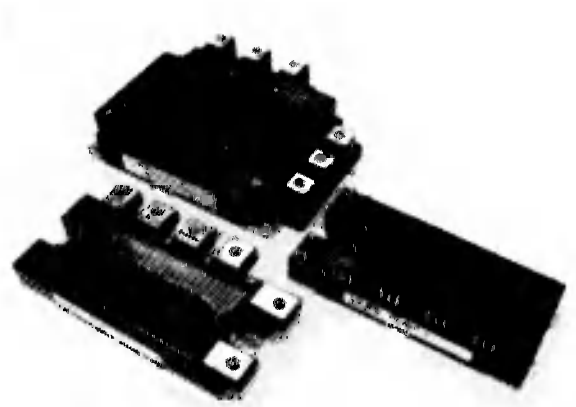


Рис. 6. L-серия 5-го поколения IPM

ТЕХНОЛОГИЯ КОРПУСИРОВАНИЯ

Было разработано три новых типа корпуса для 5-го поколения IPM. Эти корпусы показаны на рис. 6 и 7.

Модули номиналом 50~300 А/600 В и 25~150 А/1200 В выпускаются в двух корпусах с силовыми контактами на болтах (А и С на рис. 7). Выбор, предлагаемый потребителям, расширен серией изделий в корпусе со штырьковыми силовыми контактами для номиналов 50~75 А/600 В и 25~75 А/1200 В (тип В на рис. 7).

Корпус пятого поколения на 32 % меньше корпуса модулей 4-го поколения (S-DASH серия) в отношении площади монтажной поверхности для модулей на 50~150 А/600 В и 50~75 А/1200 В (типы А и В на рис. 6). Уменьшение размера и веса модулей достигнуто благодаря оптимизации топологии кристаллов и размещения электродов.

Для корпусов модулей на 200~300 А/600 В и 100~150 А/1200 В (тип С на рис. 6) положение силовых и управляющих контактов такое же, как в 4-м поколении серии S-DASH, при этом размер подложки уменьшен и сохранена совместимость по геометрии креплений с предыдущим поколением модулей.

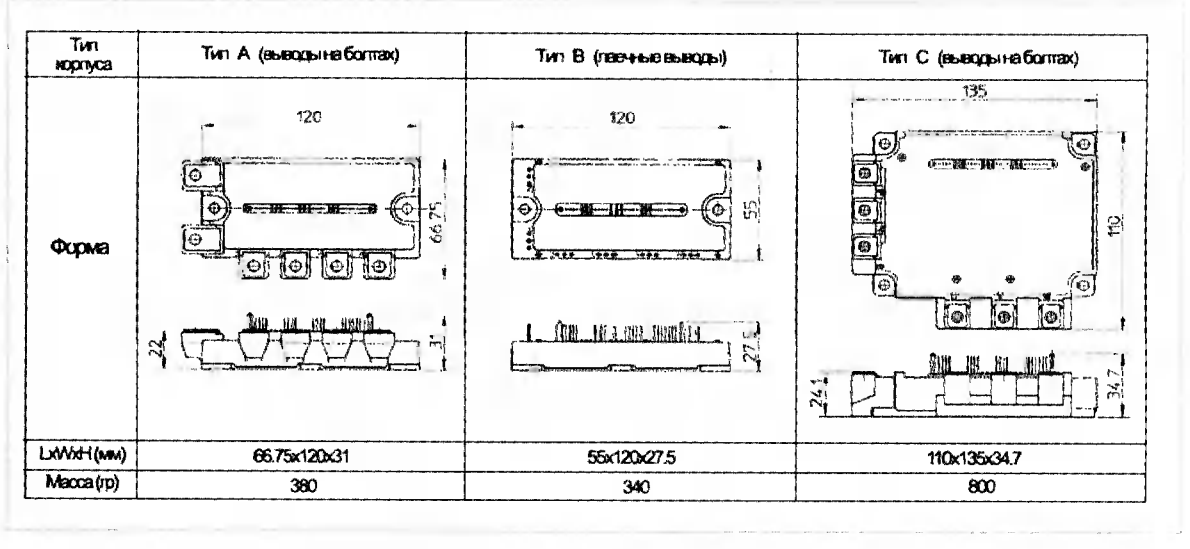


Рис. 7. Размеры корпусов IPM модулей 5-го поколения

Таблица 1. Линейка 5-го поколения IPM модулей

Доступные варианты			Номинальный ток Ic, и потери модуля				Тип корпуса
Мощность двигателя, кВт	Номер модели	Номинальное напряжение, В	При преобразовании,		При торможении		
3,75	PM50RLA060	600	50 A	131 Вт	30A	103 Вт	A
	PM50RLB060						B
5,5/7,5	PM75RLA060		75 A	390 Вт	50A	297 Вт	A
	PM75RLB060						B
11	PM100RLA060		100 A	462 Вт	50A	297 Вт	A
15/18,5	PM150RLA060		150 A	625 Вт	75A	390 Вт	A
22	PM200RLA060		200 A	781 Вт	100A	462 Вт	C
30	PM300RLA060		300 A	1041 Вт	150A	625 Вт	C
3,7	PM25RLA120	1200	25 A	150 Вт	15A	130 Вт	A
	PM25RLB120						B
5,5/7,5	PM50RLA120		50 A	480 Вт	25A	347 Вт	A
	PM50RLB120						B
11/15	PM75RLA120		75 A	595 Вт	40A	446 Вт	A
	PM75RLB120						B
16/18,5	PM100RLA120		100 A	781 Вт	50A	480 Вт	C
30	PM150RLA120		150 A	1041 Вт	75A	595 Вт	C

Таким образом, в отношении улучшения ранее непримиримых параметров, а также общей производительности и технологии корпусирования, обеспечивающей сокращение размеров корпуса и совместимость с предыдущим поколением, новые IPM модули 5-го поколения способствуют повышению производительности силового оборудования (табл. 1).

Нобутаке Танигучи,
Такахиро Иноуе,
Ойген Штумпф,
Андрей Скачков,
Андрей Корнев,
г. Москва

Датчики температуры Heraeus

В статье описаны технические характеристики новых датчиков температуры производства компании Heraeus.

Компания Heraeus Sensor Techology (Германия) хорошо известна на рынке датчиков температуры. Она специализируется на выпуске тонкопленочные платиновые датчики, которые можно условно разделить на следующие группы

- выводные датчики температуры общего применения;
- безвыводные (SMD) датчики температуры общего применения;
- корпусированные датчики температуры для автомобильного применения;
- датчики температуры специального назначения. На диапазон более 1000 °C и менее –100 °C.

К преимуществам датчиков на основе платины относятся:

- высокая точность;
- долгий срок службы;
- долговременная стабильность параметров;
- линейность характеристики во всем рабочем диапазоне.

В основном платиновые датчики температуры используются в следующих областях промышленности:

- системы промышленной автоматики;
- автомобильная электроника (исключая отечественную, где массово используются устаревшие и деградирующие, но дешевые термисторы);
- системы вентиляции и кондиционирования;
- пищевая и фармацевтическая промышленность;
- нефтехимия и органический синтез;
- медицина;
- метеорология;
- бытовая техника (плиты, стиральные машины, кондиционеры и т. д.);
- авиация.

Тонкопленочные датчики изготавливаются методом вакуумного напыления платины на подложку из Al2O3 с последующей фотолитографией по полученной пленке. Термочувствительные дорожки представляют собой протяженный плоский меандр. Таким образом, электроды и термочувствительные дорожки состоят из одного и того же материала и не имеют дополнительных переходных контактов. После создания рисунка на контактные площадки наносится припойный материал, остальная площадь пассивируется окислом SiO2. Область контактных площадок дополнительно пассивируется стекло-керамической отверждаемой пастой.

Конструкция датчика зависит от его целевого назначения. Технологические допуски при изготовлении не превышают 3 микрон. Схематическая конструкция чувствительного элемента датчика представлена на рис. 1.

Платиновые термосопротивления для своего функционирования требуют, чтобы по ним был пропущен измерительный ток. Ток I, текущий по активному сопротивлению величины R, в соответствии с законом Ома производит выделение мощности, равное

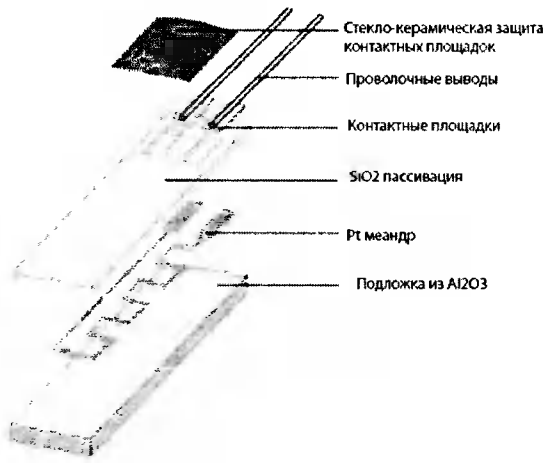


Рис. 1 Схематическая конструкция чувствительного элемента датчика Heraeus

$$P = I^2R.$$

Изменение температуры при этом составляет:

$$\Delta t = P \cdot S,$$

где S — коэффициент само нагрева в K/mW. Для каждого типа датчиков он имеет свою величину и зависит от конструкции и материала датчика.

Для того, чтобы эта мощность не приводила к заметному увеличению температуры, она не должна превышать мощность рассеяния, которую может передать во внешнюю среду термовыделяющая часть датчика. В руководствах по применению указывается максимальная величина измерительного тока. Общие рекомендации таковы приведены в табл. 1.

Следующим важным параметром датчика считается время ответа на изменение температуры. В связи с тем, что существует тепловая инерция датчик, прогревается не мгновенно, а с некоторой задержкой, которая зависит от перепада температур и конструкции. Время ответа также зависит от теплового потока, который может обеспечить внешняя среда. В руководствах приводятся времена ответа для изменения температуры на уровне 50 и 90 % изменения от допустимого диапазона. Они называются $t_{0,5}$ и $t_{0,9}$ и различаются для воды и потока воздуха в пределах 0,4 или 2,0 м/с. Если конкретные условия применения отличаются от приведенных в таблице, время ответа можно пересчитать по методике, приведенной в руководстве VDI/VDE 3522.

Таблица 1

Величина сопротивления, Ом	Максимальный измерительный ток, мА
100 Ом	1
500 Ом	0,7
1000 Ом	0,3
2000 Ом	0,25
10000 Ом	0,1

У датчиков на основе платиновых термосопротивлений практически отсутствует термоэлектрический эффект, поэтому применять дополнительные меры по его компенсации нет необходимости. Поскольку платиновые термосопротивления фактически являются твердотельными, допустимые воздействия на них мало отличаются от аналогичных параметров для микросхем. Что позволяет устанавливать их в конструкцию совместно.

Допустимая вибрация составляет 40 g в диапазоне от 10 до 2 кГц. Сопротивление ударным нагрузкам — 100 g при 8 мс полу синусном воздействии. Общие электрические характеристики выглядят приведены в табл. 2.

Таблица 2

Характеристика	Номинал
Индуктивность, мкГн	<1
Емкость, пФ	От 1 до 6
Сопротивление изоляции, МОм	>10 при 20 °С >1 при 500 °С
Стойкость к пробою, В	>1000 при 20 °С > 25 при 500 °С

Двуокись алюминия, на которую напылена платина — материал хрупкий, поэтому сосредоточенные механические воздействия могут привести к его разрушению и выходу датчика из строя. Это необходимо учитывать при монтаже и эксплуатации прибора.

Одними из основных характеристик датчиков являются воспроизводимость характеристик и класс точности. Датчики Heraeus имеют два основных классов точности — A и B — и два дополнительных — 2B и 1/3DIN, которые изготавливаются в меньших количествах. Ниже приводятся формулы расчета погрешности для разных классов точности.

Класс B: $\Delta t = \pm(0{,}3\ °C + 0{,}005\ |t|)$

Класс A: $\Delta t = \pm(0{,}15\ °C + 0{,}002\ |t|)$

Класс 1/3 DIN: $\Delta t = \pm 1/3\ (0{,}3\ °C + 0{,}005\ |t|)$,

Класс 2B: $\Delta t = \pm 2(0{,}3\ °C + 0{,}005\ |t|)$

Данные соотношения хорошо иллюстрируются графиком на рис. 2.

Та же зависимость для наиболее используемых классов A и B приведена в табл. 3.

Платиновые тонкопленочные датчики также могут подразделяться на группы точности с максимальным значением Δt = 0,1 K в диапазоне 0...+100 °C.

Для приложений, требующих более высокой чувствительности, производятся специальные датчики.

Также производятся датчики на расширенные диапазоны температур. Производственную линейку можно представить следующим образом:

- проводные платиновые датчики температуры:
- датчики сверхнизкой температуры (–196...+500 °C);
- низкотемпературные датчики (–50...+400 °C);
- датчики измерения средних температур (–70...+600 °C);
- высокотемпературные датчики (–70...+1000 °C);

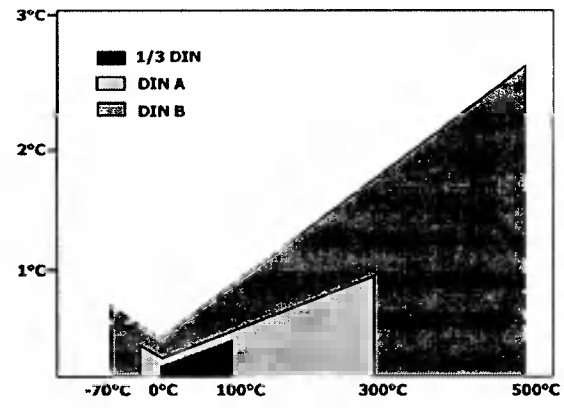


Рис. 2. Зависимость погрешности от температуры для разных классов точности

Таблица 3

Температура, °C	Класс A		Класс B	
	°C	Ом	°C	Ом
–200	±0,55	±0,24	±1,3	±0,56
–100	±0,35	±0,14	±0,8	±0,2
0	±0,15	±0,06	±0,3	±0,12
100	±0,35	±0,13	±0,8	±0,30
200	±0,55	±0,20	±1,3	±0,48
300	±0,75	±0,27	±1,8	±0,64
400	±0,95	±0,33	±2,3	±0,79
500	±1,15	±0,38	±2,8	±0,93
600	±1,35	±0,43	±3,3	±1,06
650	±1,45	±0,46	±3,6	±1,13
700			±3,8	±1,17
800			±4,3	±1,28
850			±4,6	±1,34

- датчики температуры для поверхностного монтажа;
- датчики температуры для автомобильной электроники.

ПРОВОДНЫЕ ДАТЧИКИ

Датчики сверхнизкой температуры (–196...+500 °C)

Датчики температуры серии C являются тонкопленочными платиновыми резистивными элементами, имеющими широкий рабочий диапазон от –196 до +500 °C. Они отличаются высокой стабильностью параметров в течение всего срока службы и стойкостью к чрезмерным температурным нагрузкам. Корпус датчиков позволяет выдерживать механические нагрузки до 100 g. Рабочие характеристики датчиков серии C соответствуют стандарту DIN EN 60751 (IEC 751) и не имеют гистерезиса. Они наиболее пригодны для использования в авиакосмической, химической промышленности и установках по производству электроэнергии и тепла, а также в аналитическом оборудовании.

В табл. 4 представлены основные характеристики датчиков температуры этой серии.

Низкотемпературные датчики (–50...+400 °C)

Серия L низкотемпературных платиновых термосопротивлений предназначена для широкого применения, где существенными являются требования длительной стабильной работы, взаимозаменяемость и точность измерений во всем рабочем диапазоне температур. Стабильность сопротивления составляет 0,04 % после 1000 часов эксплуатации при температуре +400 °C.

Датчики этого типа применяются в автомобильной промышленности, бытовой техники, устройства контроля и вентиляции воздуха, при контроле расхода энергии, медицинском и индустриальном оборудовании.

Основные технические характеристики приведены в табл. 5.

Датчики измерения средних температур (–70...+600 °C)

Платиновые резистивные датчики имеют широкий круг применений и отличаются высокой стабильностью рабочих параметров, взаимозаменяемостью без дополнительной калибровки и точностью измерений во всем диапазоне температур. Стабильность выходного сопротивления составляет 0,04 % после 1000 часов эксплуатации при температуре +500 °C. Датчики выдерживают механическую нагрузку до 100 g.

Таблица 4

Серия	Сопротивление, Ом	Темп. коэффициент	Размеры, мм			Диапазон температуры измерения, °C
			длина	ширина	высота	
C 220	100	3850	2,3	1,9	1	–196...150
C 416	100	3850	3,9	1,5	1,0	–196...500
C 420	1000	3850	3,9	1,9	1	–196...150

Таблица 5

Серия	Сопротивление, Ом	Темп. коэффициент	Размеры, мм			Диапазон температуры измерения, °C
			длина	ширина	высота	
L 220	100	3850	2,3	1,9	1	–50...+400
L 220 P	100	3850	2	2,3	1,4	–50...+400
L 410 ax	100	3850	3,7	0,9	1	–50...+400
L 416	100	3850	3,9	1,5	1	–50...+400
L 420	100/500/1000	3850	3,9	1,9	1	–50...+400
L 1020	100/500/1000	3850	9,5	1,9	1	–50...+400

Возможные области применения: автомобильная промышленность, бытовая техника, системы вентиляции, кондиционирования и обогрева воздуха, контроль расхода энергии, медицинское и индустриальное оборудование.

Датчики температуры соответствуют стандарту DIN EN 60751 (IEC 751). Основные технические характеристики приведены в табл. 6.

Высокотемпературные датчики (–70...+1000 °C)

Датчики для измерения высоких температур имеют стабильность и точность выходного сигнала во всем рабочем диапазоне. Дополнительным преимуществом датчиков является их компактный дизайн. Терморезистивные датчики высоких температур используются для специальных приложений, в бытовой технике, в системах высокотемпературного нагрева и в других технологических процессах.

Датчики, содержащие в маркировке A, предназначены для автоэлектроники.

В табл. 7 приведены характеристики датчиков этой серии.

Датчики температуры для поверхностного монтажа

Датчики температуры в корпусах для поверхностного монтажа предназначены для автоматических линий сборки и представляют собой наиболее массовую продукцию. Датчики в корпусе SOT 223 могут быть использованы, например, в целях обеспечения температурной компенсации схемы, располагаясь непосредственно на плате рядом с источником тепловыделения. SMD-корпус имеет на-

Таблица 6

Серия	Сопротивление, Ом	Темп. коэффициент	Размеры, мм			Диапазон температуры измерения, °C
			длина	ширина	высота	
M 213	100/1000	3850	1,7	1,2	0,9	–70...+500
M 219	100/1000	3750	2,1	1,9	0,9	–70...+500
M 220	100	3850	2,3	1,9	0,9	–70...+500
M 222	100/500/1000	3850	2,3	2,1	0,9	–70...+500
M 310	100/1000	3850	3,0	1,0	0,9	–70...+500
M 410 ax*	100	3850	3,7	0,9	0,9	–70...+500
M 416	100	3850	3,9	1,5	0,9	–70...+500
M 422	100/500/1000	3850/3750	3,9	2,1	0,9	–70...+500
M 622	1000/2000	3850	5,9	2,1	0,9	–70...+500
M 622	10000	3850	5,9	2,1	0,9	–70...+500
M 1020	100/500/1000	3850	9,5	1,9	0,9	–70...+500
MH 220	100	3850	2,3	1,9	0,9	–70...+600
MH 410 ax*	100	3850	3,7	0,9	0,9	–70...+600
MH 416	100	3850	3,9	1,5	0,9	–70...+600
MH 420	100/500/1000	3850	4	2	1,3	–70...+600
MH 1020	100/500/1000	3850	9,5	1,9	0,9	–70...+600
M 220 DBS*	100/1000	3850	2,3	1,9	0,9	–70...+500
M 420 DBS*	100/1000	3850	3,9	1,9	0,9	–70...+500
M 420 DBW*	100/1000	3850	3,9	1,9	0,9	–70...+500

* DBS — Direct Bonding Strip (плоские выводы прямоугольной формы).
DBW — Direct Bonding Wire (прямые проволочные выводы).
ax — аксиальные выводы.

именьшую тепловую инерцию, что делает датчики в таком исполнении наиболее пригодными для производства термочувствительных устройств различного назначения. Датчики температуры в корпусах TO 92 предназначены для общего применения при использовании выводного монтажа.

В табл. 8 приведены основные технические характеристики датчиков.

Датчики температуры для автомобильной электроники

Датчики температуры для автомобильной электроники представляют собой законченные изделия, созданные по спецификации производителей автомобильной техники и предназначеные для измерения температуры технологических жидкостей, воздуха и поверхностей в автомобиле. Они имеют конструкцию, зависящую от их назначения и требований заказчика. Датчики Heraeus применяют практически все европейские производители автомобилей.

В табл. 9 приведены технические характеристики датчиков этой серии.

СРАВНЕНИЕ ДАТЧИКОВ ТЕМПЕРАТУРЫ

Способность выдерживать высокие температурные нагрузки, устойчивость к химическим воздействиям, биологическая инертность и высокая стабильность делают платину уникальным материалом для терморезистивных измерительных элементов, нагревателей и электродов. В связи с особыми свойствами платины, температурные резисторы номиналом 1, 2 и 10 кОм имеют ряд преимуществ по сравнению с традиционными полупроводниковыми датчиками (KTY) и термисторами (NTC):

- высокая точность;
- низкий дрейф параметров;
- долгий срок службы;
- высокая линейность выходных характеристик;
- стандартизация характеристик гарантирует взаимозаменяемость датчиков;
- малое время отклика;
- высокая стойкость к температурным перегрузкам;
- широкий диапазон измеряемых температур (–196...1000°C).

Электрическое сопротивление платиновых терморезисторов зависит от длины токопроводящей дорожки. Выпускается два типа датчиков: базовые элементы и специализированные датчики по спецификации заказчика.

Таблица 7

Серия	Сопротивление, Ом	Темп. коэффициент	Размеры, мм			Диапазон температуры измерения, °C
			длина	ширина	высота	
HL 220	100/1000	3850	2,3	1,9	0,9	–70...+750
HL 220 DBS*	1000	3850	2,3	1,9	0,9	–70...+750
HL 420	1000	3850	4,0	1,9	0,8	–70...+750
HD 421	100	3850	3,9	2,2	1,2	–70...+850
HDA 421	200	3770	3,9	2,2	1,2	–70...+850
HDA 2421	200	3770	24,0	2	1,2	–70...+850
HA 421	200	3770	3,9	2,2	1,2	–70...+1000
HA 2421	200	3770	24	2	1,2	–70...+1000

* DBS — Direct Bonding Strip (плоские выводы прямоугольной формы).

Таблица 8

Серия	Сопротивление, Ом	Темп. коэффициент	Размеры, мм			Диапазон температуры измерения, °C
			длина	длина	длина	
SMD 0603	1000	3850	1,6	0,85	0,45	–50…+150
SMD 0805	100 / 1000	3850	2,2	1,35	0,52	–50...+150
SMD 0805	10000	3850	2,15	1,35	0,5	–50...+150
SMD 1206	100/1000	3850	3,25	1,65	0,6	–50...+150
SOT 223	1000	3850	7	3,5	1,7	–50...+150
TO 92	100 / 1000	3850	4,2	4,1	2,6	–50...+150

Таблица 9

Серия	Сопротивление, Ом	Темп. коэффициент	Размеры, мм			Диапазон температуры измерения, °C
			длина	ширина	высота	
HT-Tip HDA	200	3770	62	5,4	5,4	–70…850
HT-Tip HA	200	3770	62	5,4	5,4	–70…1000
MP HT-Tip HDA	200	3770	120	4,5	4,5	–70…850
MP HT-Tip HA	200	3770	120	4,5	4,5	–70…1000
Microbridge	100 / 200	3850	на заказ			–40…500
W-CTS 100	100	3770	см. документацию			–40…750
W-CTS 200	200	3770	см. документацию			–40…750
W-CTS 200 tipped end	200	3770	см. документацию			–40…750

Сравнительная характеристика NTC термисторов, полупроводниковых датчиков, термопар и платиновых терморезисторов приведена в табл. 10.

На рис. 3 приведена графическая зависимость сопротивления от температуры для NTC (красная кривая), для платиновых терморезисторов (синяя кривая) и полупроводниковых датчиков (зеленая кривая). Из рисунка видно, что измерение отрицательных температур с помощью NTC проблематично. Для корректного отражения зависимости полупроводникового датчика необходимо применение сложного математического пересчета. Данная зависимость не отражает временной дрейф параметров и точность преобразования температуры в сопротивление. При нанесении этих значений линии NTC и полупроводникового датчика увеличат свою толщину минимум в пять раз, что делает невозможным применение датчиков такого типа для точного измерения температуры.

Строго говоря зависимость сопротивления от температуры для платинового терморезистора выражается полиномиальной формулой:

$$RT = Ro\ (1 + \alpha t + \beta t2),$$

где RT — измеренное сопротивление, Ro — номинальное сопротивление при 0 °C (фактически это номинал датчика в Ом), α и β — константы, которые равны

$$\alpha = 3{,}9083 \times 10^{-3}\ °C^{-1},$$

$$\beta = -5{,}775 \times 10^{-7}\ °C^{2}.$$

Константа β пренебрежимо мала, поэтому для большинства применений можно принять, что сопротивление датчика линейно зависит от температуры. В реальных датчиках в связи с особенностями конструкции и технологии действительный коэффициент наклона кривой не совпадает с теоретическим и составляет от 0,003750/°C до 0,003500/°C. Действительный коэффициент измеряется на этапе разбраковки и указывается в документации.

Таблица 10

Металлооксидные NTC термисторы	Полупроводниковые KTY датчики	Термопары	Платиновые терморезисторы на керамической подложке
Диапазон температуры измерения –100…300 °C, некоторые модели до 500 °C	Диапазон температуры измерения –55…300 °C	Диапазон температуры измерения –200…1800 °C	Диапазон температуры измерения –196…1000 °C
Нелинейные выходные характеристики Отсутствие их международных стандартов	Более линейные характеристики, чем у термисторов NTC, погрешность не менее 0,6 °C	Наличие международного стандарта типов термопар	Высокая линейность характеристик, установленная стандартом DIN EN 60751
Диапазон измерений зависит от типа термистора, стандартный диапазон 200 K	Диапазон измерений 200 K, стандарт –55…+150 °C	Диапазон измерений –40…1700 °C (зависит от типа термопары), требуется компенсация холодного спая	Диапазон измерений стандартный: –70…+500 °C, высокий –40…1000 °C
Дрейф сопротивления: 0.35% через 100 ч при температуре 150°C	Дрейф сопротивления: 0.45% через 1250 ч при температуре 150°C	Зависит от строения термопары	Дрейф сопротивления: 0,04 % через 1000 ч при температуре 500 °C
Точность сопротивления ± 1 %, ±0,2 °C в узком диапазоне температур	Точность сопротивления ± 5 %, максимальная точность ±0,5 %	Точность соответствует классу 2 и зависит от типа термопары	Точность соответствует DIN EN 60751, класс B: ± 0,21 % при +100 °C ± 0,33 % при +500 °C
Высокая чувствительность для узких температурных диапазонов, значительное изменение сопротивления на градус Кельвина, чем у платиновых и полупроводниковых датчиков	Высокая чувствительность, около 15 ohm/K	Диапазон чувствительности от мкВ/К до мВ/К, зависит от типа термопары	Чувствительность стабильна во всем диапазоне температур, напр., менее 4 Ом/К для датчика 1000 Ом
Эпоксидная или стеклянная изоляция; в корпусах DO-35, SMD модели, для автоматической сборки	Стеклянный корпус, SMD и DO-35 корпуса	Термопары с неограниченной изоляцией, голые проводники	Базовые элементы с проводами, SMD, SOT223 и TO92 корпуса

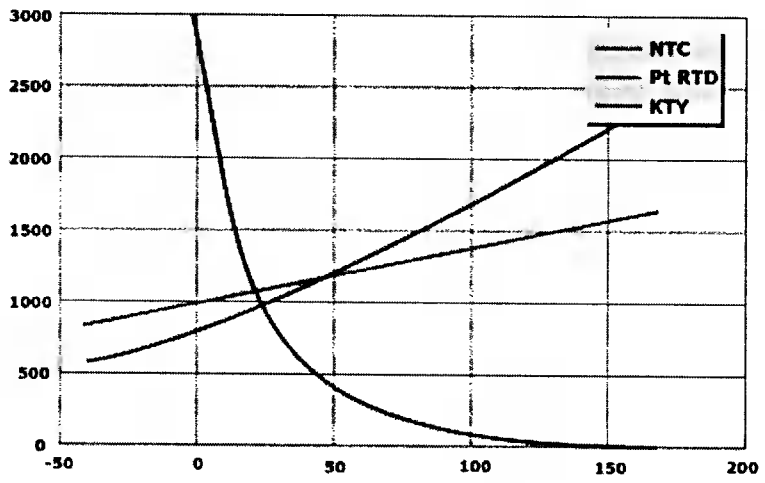


Рис. 3. Графическая зависимость сопротивления от температуры для NTC (красная кривая), платиновых терморезисторов (синяя кривая) и полупроводниковых датчиков (зеленая кривая)

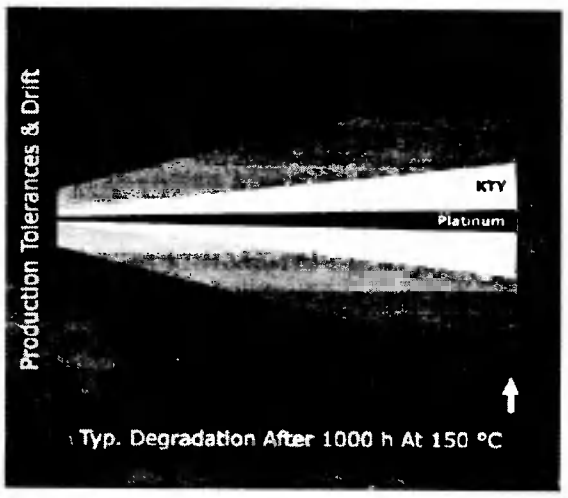


Рис. 4. Зависимость точности преобразования температуры в сопротивление после наработки 1000 ч при температуре 150 °C для Pt, NTCи полупроводникового датчика

Следующим серьезным преимуществом платиновых термосопротивлений перед NTC и полупроводниковыми датчиками является стабильность параметров при наработке. Ниже приведена зависимость точности преобразования температуры в сопротивление после наработки 1000 часов при температуре 150 °C для Pt, NTCи полупроводникового датчика (рис. 4). Видно, что наиболее значительно точность уходит у NTC, затем у полупроводникового датчика и наименьшей деградации подвержен Pt датчик.

На временную стабильность и точность Pt датчиков отрицательно влияют термоудары и химические агенты, которые могут изменить поверхностные характеристики Pt и нарушить надежность контактирования меандра и выводов. В зависимости от режима использования изменение параметров в течении 5 лет при температуре 200 °C обычно не превышает 0,04 %. Заводские испытания проводятся при наработке 250, 500 и 1000 часов в рабочем режиме. В определенных случаях возможно проводить оценку стабильности параметров по спецификации заказчика.

В отношении Pt датчиков температуры необходимо заметить, что поскольку при подаче на датчик переменного сигнала невысокой частоты и амплитуды, при которой протекающий ток не превышает номинальный, датчик ведет себя как чисто активное сопротивление. Поэтому в целях экономии энергии аккумуляторов (при бортовом применении) на датчик можно подавать не непрерывный токовый сигнал, а меандр известной скважности. С дальнейшим пересчетом показаний на постоянный ток.

Линейка датчиков была бы не полной без упоминания о несколько специфичном продукте. Это микро нагреватель на основе Pt термосопротивления WH1020. Любой из Pt датчиков может излучать тепло при превышении измерительного тока выше номинального. Но данный продукт предназначен для использования только в качестве нагревателя. WH1020 представляет собой подложку 9,5×2 ×0,3 мм с Pt нагревателем сопротивлением 6,8 Ом, который менее чем за 0,3 с током 2 А нагревается до 200 °C. Нагреватель работоспособен в диапазоне температур –40… +500 °C. Температурный коэффициент изменения сопротивления не превышает 3850 ppm/K.

Александр Зыбайло,
г. Москва

Материалы для статьи взяты с сайта
http://www.heraeus-sensor-nite.com/

Системы измерения уровня давления в шинах

В последнее время, в связи с принятием Калифорнией закона о необходимости оснащения всех вновь выпускаемых машин системами автоматического контроля давления в шинах, а также благодаря бурному проникновению электроники в автомобилестроение, все большее количество автопроизводителей начали оснащать свои машины подобными устройствами. Кроме соображений безопасности установка мониторов давления стимулируется и тем, что уменьшение эксплуатационного давления в колесе на 10 % приводит к уменьшению сроков службы резины от 15 до 30 %. При этом стоимость такого устройства как дополнительной опции при покупке машины в автосалоне зачастую превышает стоимость установки системы ABS, что с технической точки зрения вообще-то является нонсенсом и показывает, сколь невелика доля производственных затрат в конечной цене автомобиля.

Отвечая на запросы автопроизводителей, многие крупные производители компонентов выпустили на рынок как законченные комплекты, так и специализированные изделия для подобных применений.

Часть производителей по каким-то причинам комплекты выпускать не стала, но не оставила данную товарную нишу без внимания. Очевидно, что проблему считывания показаний датчика давления с вращающегося колеса можно решить несколькими способами, но применительно к серийному автомобилю, когда надежность (т. е. минимальный набор компонентов), низкие эксплуатационные издержки (применение необслуживаемых устройств), дешевизна и малые габариты (высоко интегрированные системы на твердом теле, преимущественно на кремнии), заставили многих разработчиков остановиться практически на одинаковых решениях.

Ряд фирм производит комплекты для передачи данных от колесных датчиков к центральному процессору. Например, решение Philips семейства P2SC — контроллер PCH7970.

Некоторые производители интегрируют датчик в состав целого измерительного комплекса в одном корпусе, например, Infineon. В одном корпусе SP12T собраны датчики давления, температуры и измеритель напряжения питания. Кроме того, в прибор добавлен еще и акселерометр.

Фирма Freescale (производитель компонентов, ранее выпускавшихся под брендом Motorolla) выпустила комплект, состоящий из датчика давления, имеющего цифровой вывод данных, передатчика на частоту 43 МГц и приемника на эту же частоту. При этом приемник может быть использован и в системе бесключевого доступа (Keyless) для удешевления системы.

Microchip предлагает завершенное схемотехническое решение, в основе которого лежит блок датчиков и контроллера управления rfPIC12F675 (семейство rfPIC™).

В систему контроля давления в шинах входят:

- система датчиков, которая традиционно состоит из пяти датчиков и микроконтроллера с передатчиком rfPIC12F675. Четыре датчика устанавливаются на колеса и пятый — на запасное колесо. Каждый датчик имеет свой идентификационный номер в системе управления. Информация измерений передается в виде радиочастотного сигнала на приемник;
- РЧ-модуль приемника, который принимает информацию, передаваемую датчиками каждой шины. Может быть одновременно использован в системе бесключевого доступа (рабочая частота 315 МГц);
- низкочастотное командное устройство, посылающее команды на выполнение различных задач блоку датчиков посредством ASK модулированных сигналов с частотой 125 кГц. Рабочее расстояние прибора не превышает 1 м;
- блок управления, который инициирует работу всей системы, конвертирует полученные данные измерений и передает их общей системе управления;
- камера шины.

Как это не раз бывало в истории техники, компонент, созданный для одной отрасли, как нельзя лучше подходил для другой, со сходными задачами. В данном случае это касается датчиков давления с цифровым выходом результатов измерения. Правда, все-таки следует заметить, что задача измерения давления воздуха в шинах сама по себе не вызвала появление миниатюрных датчиков с цифровым выходом, а только создала предпосылки для их массового применения, а значит сделала их дешевыми и доступными и обратила на них внимание разработчиков. Тем более что датчики давления для автомобильных применений, например MPXY8000, имеют экстремальную конструкцию, в которой решение стоящих задач произведено за счет ущемления одних функций в угоду другим (например, произведено снижение точности на краях характеристики за счет миниатюризации корпуса и удешевления схемы обработки).

Датчик MPXY80000 представляет собой интегральный термокомпенсированный и калиброванный датчик давления, совмещенный с датчиком температуры.

Он выпускается в двух модификациях: MPXY80020 на точное измерение давления в диапазоне от 2,2 до 4,0 атм (легковые машины) и MPXY80040 на точное измерение давления в диапазоне от 4,4 до 8,0 атм (грузовые и специальные машины).

MPXY80020 работоспособен в диапазоне давлений от 50 до 600 кПа, но за пределами порога точного измерения его погрешность составляет ±25 кПа. Для давления, большего 450 кПа, ошибка составляет 4—5 %, что для оценочных измерений вполне приемлемо, однако для давлений меньше 250 кПа, ошибка может достигать 50 %. Точность также сильно зависит от температуры и напряжения питания.

Рекомендованное напряжение питания составляет 3 В постоянного тока, диапазон рабочих температур от –40 до 125 °С. Потребляемый ток зависит от характера производимой операции, но не превышает 1,8 мА, что позволяет использовать для питания датчика малогабаритные источники с большим сроком службы.

Внешний вид датчика показан на рис. 1, цоколевка его выводов — на рис. 2.

Схема выходного интерфейса позволяет получать данные о темпера-

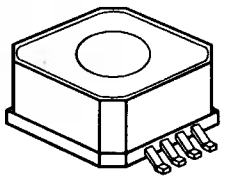


Рис. 1. Внешний вид датчика MPXY80000

туре и давлении в цифровой форме. Датчик имеет встроенный генератор на 5,4 кГц и фиксированный дели-

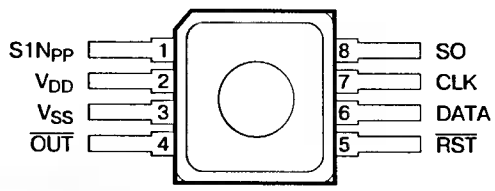


Рис. 2. Цоколевка выводов датчика MPXY80000

тель на 14. Сигнал после делителя поступает на внешний вывод OUT (вывод 4) каждые 3 с и может быть использован для организации обмена данными с внешним устройством.

Появление низкого уровня на этом выводе происходит и в режиме низкого потребления, когда остальные выводы находятся в высоко импедансном состоянии. Это можно использовать для контроля работоспособности датчика без считывания с него информации.

На выводе RST сигнал активируется каждые 52 мин и совпадает по переднему фронту с очередным сигналом OUT. Это может быть использовано в качестве резервного сброса внешнего контроллера. Активный уровень сигналов — низкий.

В зависимости от уровней напряжения на выводах S0 (вывод 8) и S1 (вывод 1) датчик может находиться в одном из четырех состояний: ожидание с низким потреблением, измерение температуры, измерение давления и вывод результатов. Зависимость состояния прибора от состояния управляющих выводов проиллюстрирована в табл. 1

Логическая и цифровая земли в датчике связаны и выведены на вывод Vss (вывод 3), что требует установки дополнительного конденсатора емкостью 0,1 мкФ по питанию.

Вывод данных измерений производится на выводе OUT в двоичном формате, начиная со старшего бита. Действительное значение устанавливается по переднему фронту сигнала на линии CLK. Весовые коэффициенты битов данных соответствуют стандартному пересчету двоичного исчисления в десятеричное с учетом того, что данные выдаются в восьми битном коде.

Таблица 1. Зависимость состояния MPXY80000 от состояния управляющих выводов S0 (вывод 8) и S1 (вывод 1)

S1	S0	Operating Mode	Circuitry Powered				Serial Data Counter
			Pressure Measure System	Temp Measure System	A/D Output Comp.	LFO Oscill.	
0	0	Standby/Reset	OFF	OFF	OFF	ON	ACTIVE
0	1	Measure Pressure	ON	OFF	OFF	ON	RESET
1	0	Measure Temperature	OFF	ON	OFF	ON	RESET
1	1	Output Read	OFF	OFF	ON	ON	ACTIVE

Блок схема соединения датчика и микроконтроллера представлена на рис. 3.

Датчик SP12T SensoNor (Infineon) ближе всего по конструкции к рассмотренному датчику MPXY80040 и отличается от него габаритами корпуса, диапазоном измеряемого давления и типом интерфейса.

SP12T имеет диапазон измерения 50—1400 кПа и предназначен для использования в составе комплексов измерения давления в колесах большегрузных автомобилей. Рекомендованное напряжение питания лежит в диапазоне от 2,1 до 3,6 В в режиме измерения и от 1,8 до 5,5 В в других режимах. Диапазон рабочих температур от –40 до 125 °С. Ошибка измерения давления в диапазоне рабочих температур не превышает ±68 кПа, разрешение — 2,97 кПа. Разрешение канала измерения температуры составляет 1 °С. Время измерения — 1,5 мс.

Результат, полученный при измерении температуры, пересчитывается в действительный по формуле, приведенной ниже.

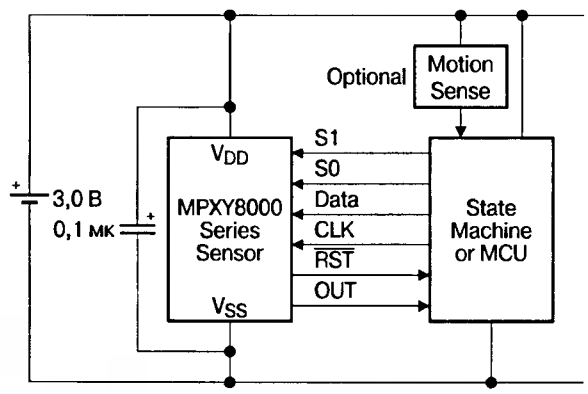


Рис. 3. Блок-схема соединения датчика и микроконтроллера

$$\Delta T_{corr} = -0{,}92 + 0{,}0004 \cdot T_{SP12T} + \\ + 0{,}0002 \cdot T_{SP12T}^2,$$

где Tsp12t — измеренная температура, ΔT_{corr}— поправка.

Измерение напряжения питания ведется в диапазоне от 1,8 до 3,6 В с разрешением 0,0184 В, время измерения составляет 17 мс.

Передача данных ведется посредством SPI интерфейса с максимальной частотой до 500 кГц. Схема интерфейса внутри датчика представлена в полнофункциональном варианте. Временные диаграммы обмена представлены на рис. 4. Более подробно о функционировании интерфейса подобного типа можно посмотреть в специальной литературе.

Поскольку SPI интерфейс имеет значительно большие возможности, чем I²C и другие одно- и двухпроводные системы, то количество команд, которые может выполнять SP12T довольно значительное. Кроме команд самого интерфейса датчик выполняет:

- команду непосредственного измерения давления;
- две команды считывания данных величины компенсации давления (старший и младший байты);
- две команды считывания данных давления (старший и младший байты);
- команду непосредственного измерения температуры;
- команду считывания данных величины компенсации температуры;
- команду измерения напряжения питания;
- команды считывания величины компенсации напряжения питания.

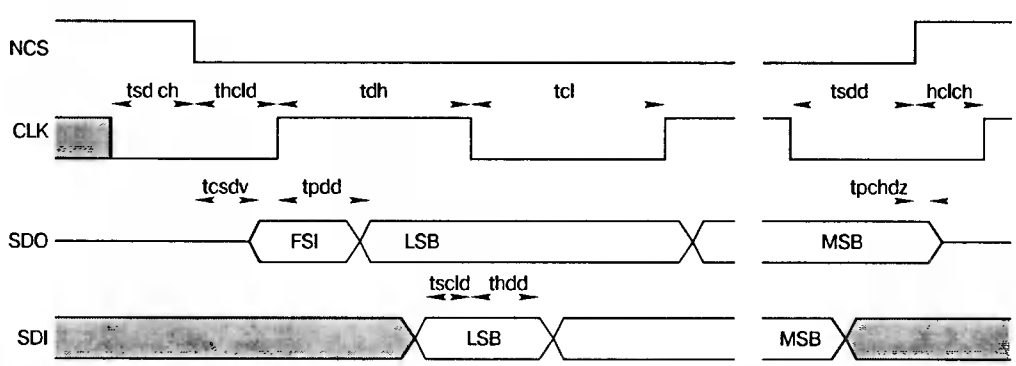


Рис. 4. Временные диаграммы обмена датчика SP12T

Измеренное давление в кПа получают умножением величины, полученной при выполнении команды «считывания данных давления» на разрешение (2,97 кПа).

Величину температуры в градусах Цельсия получают вычитанием числа 50 из величины, полученной при выполнении команды «считывания данных величины компенсации». Полученная при считывании величина (до вычитания) лежит в пределах 10—175, что соответствует температуре –40...125 °С. Если полученная величина лежит вне пределов 10—175, то это указывает на превышение допустимой ошибки и измерение дает неправильный результат.

Величину напряжения питания в вольтах получают умножением величины, определенной при выполнении команды «считывания данных величины компенсации напряжения питания», на 0,0184 и прибавлением числа 1,73.

Датчик может переходить в режим малого энергопотребления. В таком состоянии его потребление не превышает 19,5 мкА и 3 В при 120 °С. При более низких температурах ток значительно падает.

Для обеспечения точной идентификации датчиков, работающих в одной системе, каждый прибор имеет трехбайтный регистр, в котором прошит уникальный номер. Этот номер может быть считан специальной командой.

Внешний вид корпуса представлен на рис. 5, цоколевка выводов — на рис. 6.

Назначение выводов:

1 (NCS) — выбор кристалла (CS), активный низкий;

2 (SDO) — вывод данных;

3 (SCLK) — вход стробирования данных;

4 (SDI) — запись данных;

5 (VPP) — служебный вывод, не соединять;

6 (VDD) — питание датчика;

7—12 (VSS) — земля и служебные выводы, должны быть соединены с землей;

13 (RESET) — выход сигнала сброса;

14 (WAKE UP) — выход сигнала восстановления после режима малого потребления.

Роль систем контроля давления в шинах (TMPS) трудно переоценить. Применение подобных датчиков осуществляет контроль над степенью накачки шины, что предотвращает глиссирование колес автомобиля, сокращает тормозной путь и увеличивает срок службы шин. Как известно, стоимость шин для грузоподъемного и грузового транспорта составляет большую часть эксплуатационных затрат. Таким образом, использование датчиков позволяет снизить затраты на обслуживание и сократить расход топлива.

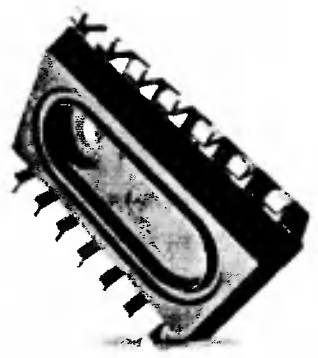


Рис. 5. Внешний вид датчика SP12T

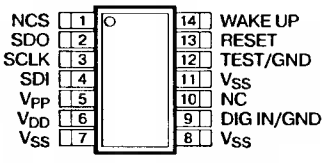


Рис. 6. Цоколевка выводов датчика SP12T

Аналитики прогнозируют, что к 2007 г. рынок подобных датчиков вырастет почти в 4 раза и составит около 40000 шт., системы TPMS будут установлены в каждом третьем грузовике.

Производители считают технологию выпуска датчиков контроля давления в шинах настолько перспективной, что к 2008 г. планируется разработать новые программные решения для изготовления подобных датчиков без батарейного питания.

Александр Зыбайло
г. Москва

Предлагаем организациям и физическим лицам оформить подписку на книгу
«X51-СОВМЕСТИМЫЕ МИКРОКОНТРОЛЛЕРЫ ФИРМЫ SILICON LABORATIRES (CYGNAL)»
Автор О. И. Николайчук, обложка мягкая, 640 стр.

Второе расширенное издание настоящей книги предназначено для ознакомления читателей с полным спектром x51-совместимых микроконтроллеров, выпускаемых в настоящее время фирмой SiLabs, которая объединилась с фирмой Cygnal.

В книге подробно рассмотрены архитектура, состав периферийных подсистем, структура регистров и особенности применения высокоинтегрированных систем обработки данных x51-совместимых микроконтроллеров со смешанной аналоговой и цифровой архитектурой, включающих высокопроизводительное микроконтроллерное ядро CIP-51, построенное по конвейерному принципу. Благодаря этому многие семейства микроконтроллеров фирмы SiLabs развивают пиковую производительность 25 MIPS, а одно из семейств — 50 и даже 100 MIPS, что является наивысшим результатом по производительности среди микроконтроллеров в мире. Это уникальное микроконтроллерное ядро оснащено не менее мощными аналого-цифровыми и цифро-аналоговыми узлами, расширенной цифровой периферией, включающей интерфейсы UART, SMBus (I²C), SPI, CAN, USB, мощными подсистемами памяти и прерываний, а также усовершенствованными средствами внутрисистемного программирования и отладки. Таким образом, современные микроконтроллеры фирмы SiLabs (Cygnal) являются не только самыми высокопроизводительными, но и самыми мощными по составу аналоговой и цифровой периферии.

Во второе издание дополнительно введена информация о четырех новых семействах, которые появились с момента первого издания книги. Кроме того, исправлены некоторые неточности, допущенные в первом издании.

Книга рассчитана на широкий круг инженерно-технических работников, а также студентов и аспирантов, интересующихся последними достижениями современной микроконтроллерной техники.

Стоимость подписки через редакцию на книгу — 250 руб., в эту стоимость включена стоимость пересылки по России.

Пример заполнения квитанции для оплаты через банк см. на стр. 56.

Продолжение. Начало — № 2/2007

Схемотехнические САПР: возможности и проблемы эффективного использования (продолжение полемики)

МОДЕЛИ КОМПОНЕНТОВ: ПРОБЛЕМЫ И ПУТИ ИХ РЕШЕНИЯ

Цитата из [3]: «При разработке и расчете схемы в голове инженера формируется модель разрабатываемого устройства, которая, как и все модели, несет в себе ряд допущений и упрощений. Когда же мы реализуем устройство в "железе", мы видим отличия реальности от идеи». Процитированный фрагмент весьма образно, но, в общем, верно отражает суть «ручного» процесса разработки схем. Однако сразу возникает вопрос: модель какой сложности может сформироваться или, если так можно выразится, поместиться в голове инженера? Возникают и другие вопросы. Насколько обоснованы упрощения и допущения, использованные при формировании модели? Как эти упрощения и допущения влияют на точность анализа («умозрительного моделирования») схемы или, говоря другими словами, какие предельные величины могут иметь показатели, характеризующие отличия реальности от идеи? Если оставить эти вопросы без ответов, то результат разработки схемы будет непредсказуемым.

Любой схемотехник, в ответ на вопрос: «как зависит коэффициент передачи неинвертирующего усилителя (рис. 45) от сопротивления резисторов R_F и R_G?», не задумываясь, уверенно напишет формулу:

$$K = 1 + \frac{R_F}{R_G}. \qquad (30)$$

Однако в ответ на ваше восклицание: «Отлично, я запаяю в схему усилителя резистор R_F с номиналом 1 МОм, а резистор R_G с номиналом 1 Ом и, в результате, получу коэффициент усиления, равный миллиону плюс единица!», схемотехник уже не так уверенно скажет что-то в том духе, что скорее всего вы не получите такой коэффициент усиления, поскольку большинство современных ОУ имеют меньшую величину коэффициента усиления даже при разомкнутой цепи обратной связи. Еще он, вероятно, скажет, что в результате усиления напряжения смещения ОУ его выход окажется в состоянии насыщения даже при нулевом напряжении на входе схемы. Если вы проявите настойчивость и скажете: «Хорошо, я ограничусь расчетной величиной коэффициента усиления 100, используя резисторы R_G = 10 Ом и R_F = 990 Ом. В документации на ОУ сказано, что он на постоянном токе характеризуется следующими параметрами: коэффициент усиления дифференциального сигнала A_{VD} = 10000, дифференциальная составляющая входного сопротивления $R_{IN\,D}$ = 1 МОм, синфазная составляющая входного сопротивления $R_{IN\,CM}$ = 10 МОм, выходное сопротивление R_{OUT} = 100 Ом, коэффициент ослабления синфазного сигнала CMRR = 1000. Сопротивление нагрузки усилителя равно 500 Ом. Насколько в этом случае фактическая величина коэффициента усиления схемы на постоянном токе будет отличаться от величины, рассчитанной по формуле (30)?». Теперь схемотехник скажет, что на обдумывание ответа на вопрос, сформулированного таким образом, ему потребуется некоторое время. Если он не является пользователем САПР, то велика вероятность того, что вы вообще не дождетесь точного ответа на свой, казалось бы, несложный вопрос. Автору с помощью модели, которая «формируется в его голове», получить ответ на этот вопрос не удалось.

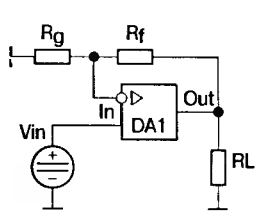


Рис. 45

Когда схемотехник без тени сомнения писал формулу (30), то он имел в виду модель идеального ОУ (ИдОУ). ИдОУ не имеет ни одного конечного параметра — все его параметры либо равны нулю, либо бесконечности. Эквивалентная схема ИдОУ представляет собой источник напряжения, управляемый напряжением (ИНУН) с бесконечным коэффициентом передачи, один из выходных зажимов которого соединен с общей точкой схемы (рис. 46).

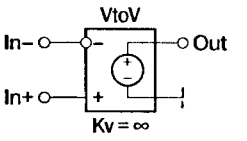


Рис. 46

Операционная схема (ОПС), в которой используется модель ИдОУ, имеет две важные особенности:

- напряжение между входными зажимами ИНУН тождественно равно нулю;
- передаточная функция ОПС определяется исключительно параметрами компонентов цепи ОС.

Эти особенности существенно упрощают анализ ОПС, а в случае резистивной цепи ОС (рис. 45) делают его тривиальным. Реальный ОУ характеризуется целым набором параметров, имеющих конечные величины, которые в той или иной степени влияют на передаточную функцию ОПС. Степень отличия передаточных функций T_{ID} и T одной и той же ОПС, реализованной на идеальном и реальном ОУ, принято характеризовать коэффициентом ошибки T_{ERR} [22, 7]:

$$T = T_{ID}\,T_{ERR}. \qquad (31)$$

Результаты попыток автора аналитическими методами получить выражения, определяющие коэффициенты T_{ERR} для схемы на рис. 45 при учете различного количества параметров реального ОУ, представлены в табл. 11.

Следует заметить, что влияние CMRR на параметры ОПС может быть учтено только с точностью до знака, который с равной вероятностью принимает любое из двух возможных значений. При анализе «худшего случая» необходимо принимать во внимание две величины выражения (32), соответствующие различным знакам CMRR.

Таблица 11

Параметры ОУ, имеющие конечные величины	Выражение, определяющее множитель ошибки T_{ERR} для схемы на рис. 45
—	1
CMRR	$\frac{0,5 \mp CMRR}{0,5 \pm CMRR} \approx 1 \mp \frac{1}{CMRR}$ (32)
A_{VD}	$\frac{1}{1+\frac{T_{ID}}{A_{VD}}}$ (33)
A_{VD}, $R_{IN\,D}$	$\frac{1}{1+\frac{1+R_F/R_{IN\,D}+R_F/R_G}{A_{VD}}}$ (34)
A_{VD}, R_{OUT}	$\frac{1}{1+\left(1+\frac{R_{OUT}}{R_L}\right)\frac{T_{ID}}{A_{VD}}+\frac{R_{OUT}}{R_G A_{VD}}}$ (35)
A_{VD}, $R_{IN\,D}$, $R_{IN\,CM}$	Выражение (34) с заменой R_G на $\frac{2R_G R_{IN\,CM}}{R_G+2R_{IN\,CM}}$
A_{VD}, R_{OUT}, $R_{IN\,CM}$	Выражение (35) с заменой R_G на $\frac{2R_G R_{IN\,CM}}{R_G+2R_{IN\,CM}}$

Вывести точные выражения, позволяющие учесть совокупное влияние четырех и тем более пяти факторов на величину T_{ERR}, не удалось. В чем заключается суть возникших трудностей? Чтобы получить выражение, определяющее множитель ошибки T_{ERR} ОПС (рис. 45), необходимо решить следующие задачи:

- нарисовать новую схему ОПС, в которой ОУ представлен схемой замещения, учитывающей его конечные параметры;
- осуществить анализ полученной схемы аналитическими методами.

Практика показывает, что разработчики охотнее и эффективнее решают первую из этих задач, а при решении второй задачи возникают серьезные трудности, которые детально обсуждались выше. Очевидно, что для учета конечной величины усиления ОУ достаточно в схеме замещения ИдОУ (рис. 46) задать величину коэффициента Kv передачи ИНУН, равной величине A_{VD}. Если в преобразованной схеме между входными зажимами In+ и In– включить резистор с сопротивлением $R_{IN\,D}$, то новая схема модели ОУ будет учитывать уже два конечных параметра ОУ — A_{VD} и $R_{IN\,D}$. Для учета выходного сопротивления ОУ достаточно включить резистор с сопротивлением R_{OUT} в разрыв проводника, соединяющего выход ИНУН с зажимом Out. Чтобы учесть конечную величину коэффициента ослабления синфазного сигнала ОУ, необходимо в разрыв проводника, соединяющего зажим In+ с входом ИНУН, включить зависимый источник напряжения, напряжение которого определяется выражением:

$$E_{CMRR} = \frac{V_{CM}}{CMRR} = \frac{0,5\left[V(In+)+V(In-)\right]}{CMRR}. \quad (36)$$

Полная линейная схема замещения ОУ (схема ММ ОУ), учитывающая все статические погрешности реального ОУ, изображена на рис. 47, а ее описание на входном языке PSpice приведено в табл. 12.

Эта модель кроме пяти перечисленных выше параметров ОУ, влияющих на величину коэффициента передачи ОПС (мультипликативные факторы погрешности ОПС), дополнительно учитывает средний входной ток Ib, разность входных токов Ios и напряжение Vos смещения ОУ. Параметры ОУ Ib, Ios и Vos не влияют на величину коэффициента передачи линейных ОПС, однако являются причинами аддитивной погрешности ОПС (смещения «нуля» на выходе ОПС).

Итак, можно констатировать, что разработка схемы ММ ОУ не вызвала каких-либо затруднений. Трудности возникают при «ручном» анализе

Таблица 12

```
* Linear Static Model OPA
*
.subckt OPA_LinStat In+ In- Outparams:
+Avd=1e5 Vos=0 Ib=100nA Ios=30nA
+Rout=50 Rd=10Meg Rcm=100Meg
CMRRdB=90dB
*
Ibm  In-      0{Ib-0.5*Ios}
Ibp  In+      0{Ib+0.5*Ios}
*
Rcmm   0    In-{2*Rcm}
Rcmp   0    In+{2*Rcm}
Rd   In-    In+{Rd}
*
Eos_cmrr      P In+          value=
+{Vos-0.5*(V(In+)+V(In-))/10**
(0.05*CMRRdB)}
E_Avd 1 0value={(V(P)-V(In-))*Avd}
*
Rout   1    Out{Rout}
.ends OPA_LinStat
*$
```

ОПС, в которой ОУ представлен рассмотренной схемой замещения. Автору не удалось осуществить полный аналитический анализ ОПС (рис. 45), в которой ОУ представлен моделью (рис. 47), по уже хорошо известной причине — он «утонул» в громоздких математических выкладках. Следует особо подчеркнуть, что даже те скромные результаты, которые удалось получить аналитически (см. табл. 11), применимы только к схеме неинвертирующего усилителя. Если рассмотренную модель ОУ использовать в другой ОПС (например, в инвертирующем усилителе), то кропотливый и трудоемкий «ручной» анализ этой ОПС необходимо осуществлять заново.

Важно понимать, что если схемотехник не является пользователем САПР, то он просто вынужден ограничивать сложность моделей (схем замещения) реальных компонентов, используемых в прикладной схеме, на таком уровне (обычно весьма низком), при котором анализ прикладной схемы может быть осуществлен аналитическими методами. Ограничение сложности моделей является вполне осознанным решением разработчика, продиктованным

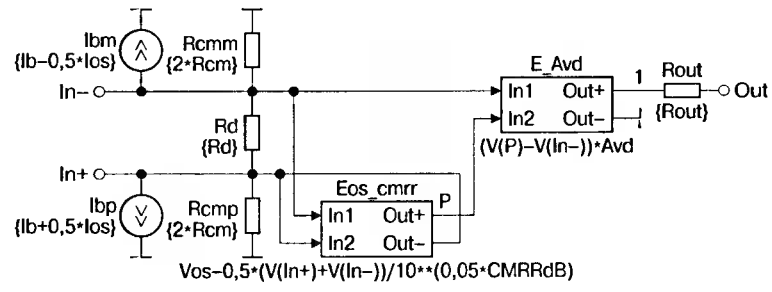


Рис. 47

трудностями «ручного» анализа схем. Если же схемотехник является пользователем САПР, он может позволить себе роскошь использовать схемы замещения компонентов практически любой сложности, которые учитывают не только основные, но и более «тонкие» свойства (параметры) реальных компонентов. Очевидно, что в этом случае результирующая модель прикладной схемы оказывается существенно более сложной и, соответственно, более точной (достоверной). Сказанное позволяет сделать следующий важный вывод: в общем случае точность (достоверность) PSpice-моделей реальных устройств существенно выше точности моделей, используемых при традиционных «ручных» методах анализа.

Автор [2] задает эмоциональный вопрос: «Зачем вообще проводить компьютерное моделирование, если его результатам нельзя полностью доверять, а требуется их проверка на физическом макете?». А зачем мы вообще садимся в самолет (автомобиль, поезд, пароход), не имея полной гарантии в том, что мы благополучно долетим (доедем, доплывем) до места назначения? Разумно ли при наличии возможности выбора — воспользоваться услугами авиакомпании «Ретро», самолет которой с вероятностью 0,9999 благополучно долетит до места назначения за 12 часов, или же воспользоваться услугами авиакомпании «САПР», самолет который успешно долетит до места назначения с вероятностью 0,999999 за 30 минут, — отдавать предпочтение первой компании? Из имеющихся альтернатив разумно выбрать лучшую. САПР является далеко не идеальным инструментом разработки схем, однако это самый совершенный, из имеющихся на сегодняшний день, инструментов.

Однако пора вернуться к вопросу о том, насколько фактический коэффициент передачи схемы на рис. 45 отличается от величины, рассчитанной по формуле (30), внятного ответа на который мы пока так и не получили. Схема тестирования неинвертирующего усилителя (рис. 45), в которой ОУ представлен ММ OPA_LinStat, изображена на рис. 48.

Результаты анализа схемы, полученные при учете различного количества параметров ММ ОУ сведены в табл. 13. Величины влияющих факторов (реальных параметров ММ ОУ) выделены жирным шрифтом, а «идеальные» параметры ММ ОУ имеют либо чрезвычайно большие величины (10^{24}, 500 дБ), либо исчезающее малые (10^{-24}).

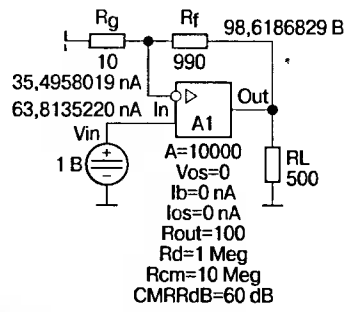


Рис. 48

Анализ данных табл. 11 и 13 позволяет сделать следующие выводы:

- при AVD — ∞ влияние конечных величин Rout и Rd на величину TERR ОПС полностью подавляется действием ООС;
- степень влияния CMRR на коэффициент погрешности TERR ОПС не зависит от глубины ООС (от величин AVD и TID);
- влияние Rcm на величину TERR обусловлено шунтированием резистора Rg ОПС сопротивлением 2Rcm модели ОУ;
- наибольшее влияние на величину TERR ОПС оказывает конечная величина AVD. Вторым по значимости влияющим фактором является коэффициент CMRRdB ослабления синфазного сигнала;
- в худшем случае отличие фактической величины коэффициента Т передачи ОПС от расчетной величины TID составляет -1,381 %.

Итак, результаты PSpice-анализа позволили не только ответить на конкретный вопрос, но и сделать полезные обобщения и выводы. Но и это еще не все. Важное достоинство ММ OPA_LinStat заключается в том, что все ее параметры имеют предельно понятный физический смысл, легко доступны через атрибуты графического символа ОУ и могут оперативно изменяться в процессе анализа (в том числе и многовариантного) операционных схем. Указанные достоинства ММ позволяют выводить на экран PROBE наглядные графики чрезвычайно полезных для практики зависимостей.

На рис. 49 изображено семейство кривых коэффициента ошибки T_{ERR} схемы усилителя (рис. 48), полученное при вариации коэффициента усиления ММ ОУ (атрибута А) в диапазоне значений от 100 тысяч до 1 миллиона и трех фиксированных значениях параметра CMRRdB.

Кривые на рис. 49 позволяют разработчику в полной мере, что называется, прочувствовать характер зависимости ошибки ОПС от величин доминирующих влияющих факторов и обоснованно выбрать такой тип ОУ, который гарантированно обеспечивает реализацию коэффициента передачи ОПС с заданной точностью и при этом имеет минимальную стоимость. Не являющиеся пользователями САПР схемотехники, руководствуясь результатами «грубых» оценочных расчетов и не желая рисковать, часто выбирают ОУ с чрезмерно большим «запасом прочности», что приводит к необоснованному увеличению издержек производства разработанного устройства.

Таблица 13

A	Rout	Rd	Rcm	CMRRdB, дБ	Учитываемые параметры ММ	T_{ERR}
1e24	1e-24	1e24	1e24	500	—	1,000'000'0
10000	1e-24	1e24	1e24	500	A	0,990'099'0
1e24	**100**	1e24	1e24	500	Rout	1,000'000'0
1e24	1e-24	**1 МОм**	1e24	500	Rd	1,000'000'0
1e24	1e-24	1e24	**10 МОм**	500	Rcm	1,000'000'5
1e24	1e-24	1e24	1e24	**60**	CMRRdB	0,999'000'5 1,001'000'5
10000	**100**	1e24	1e24	500	A, Rout	0,987'166'8
10000	**100**	**1 МОм**	1e24	500	A, Rout, Rd	0,987'166'7
10000	**100**	**1 МОм**	**10 МОм**	500	A, Rout, Rd,Rcm	0,987'167'1
10000	**100**	**1 МоМ**	**10 МОм**	**60**	A, Rout, Rd, Rcm, CMRRdB	0,986'186'8 0,988'148'5

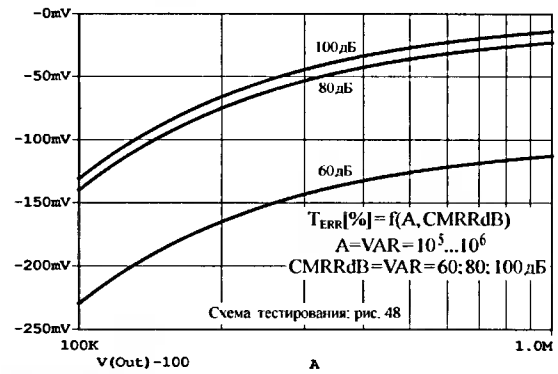


Рис. 49

Окончание следует

Сергей Лозицкий
г. Брянск

Подключение программаторов к плате контроллера

В статье описаны способы изготовления разъемов.

Для подключения программатора на плату контроллера обычно устанавливают разъемы серии BH. Например, 10-контактный разъем BH-10 используется многими разработчиками для программирования микроконтроллеров, требующих лишь шести линий для соединения с программатором. При габаритах 20×9×14 мм такой разъем занимает много места на плате, а при преимущественном использовании SMD лишь его высотой может определяться высота платы (14 мм, включая выступающие вниз штырьки).

Если перепрограммирование контроллера при эксплуатации маловероятно, для подключения программатора можно использовать этот же разъем с распаянными на его контакты проводниками во фторопластовой изоляции (МГТФ). Преимущества провода МГТФ — малая толщина, изоляция, не плавящаяся паяльником, повышенная стойкость к изгибам. Пайку надо выполнять короткими касаниями, желательно с отводом тепла от штырька разъема, поскольку после нагрева штырек может менее плотно удерживаться пластмассой корпуса.

Для того, чтобы провод не обламывался около разъема, после пайки на штырьки разъема с припаянными проводниками нужно плотно натянуть изолирующие трубки (кембрик), а также надеть один-два отрезка трубки на все провода вместе, подтянув один из них ближе к разъему. Проводники можно пометить разноцветными отрезками изолирующих трубок, например, по аналогии с общепринятой цветовой маркировкой радиоэлементов: проводник от контакта 1 разъема — черной трубкой, проводник от контакта 2 — коричневой, от контакта 3 — красной и т. д.

Перед распайкой проводников на плату желательно продеть их через крепежное отверстие или привязать нитью к плате (рис. 1), это предохранит их от обламывания. К сожалению, такое подключение требует пайки.

Альтернативное решение — организация одностороннего или двустороннего торцевого разъема на краю платы. Такие разъемы применяются на платах расширения персональных компьютеров.

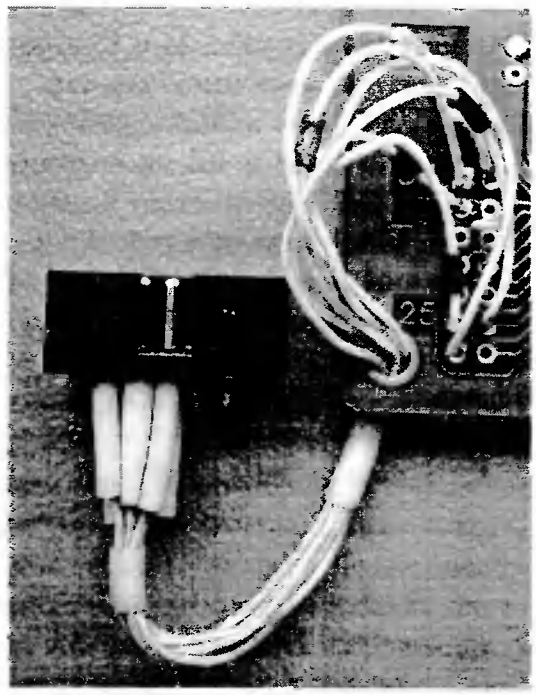


Рис. 1

На рис. 2 представлен фрагмент одной стороны печатной платы с торцевым разъемом, по три контакта с каждой стороны. Слева и справа от группы контактов — пазы, позволяющие точно позиционировать ответный разъем, подключаемый к плате. Для ответного разъема можно использовать часть разъема PCI или ISA, используемых на материнских платах персональных компьютеров. Шаг между контактами использовавшихся ранее разъемов ISA составляет 2,54 мм, шаг между контактами разъема PCI — 1,27 мм. Если отрезать фрагмент от края разъема, на нем останется пластиковая перемычка, которая должна входить в паз на плате. В этом случае лучше ограничиться одним пазом.

Разъемы PCI и ISA предусматривают установку платы толщиной 1,5 мм. Если взять их негде или нужно использовать платы толщиной 1 мм, можно изготовить разъем из розетки для микросхем в DIP-корпусах. На рис. 3 справа показана обычная 16-контактная розетка, слева — розетка, допускающая установку микросхем с разным расстоянием между рядами выводов. Такие розетки встречаются на старых материнских платах персональных компьютеров.

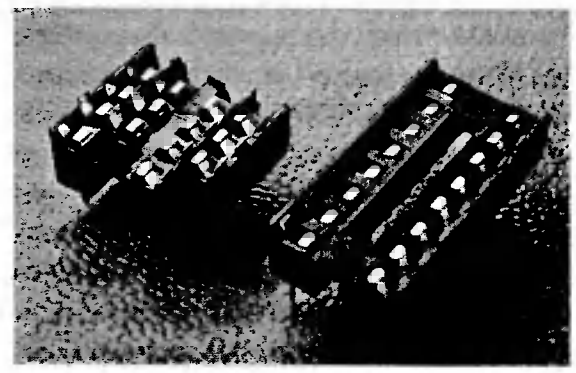


Рис. 3

Вторая розетка предпочтительнее, так как требует меньше доработок. Для двустороннего разъема достаточно удалить пластмассу между рядами контактов, как показано на рис. 4.

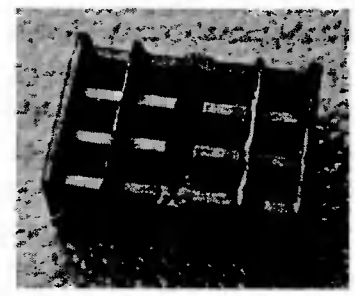


Рис. 4

В домашних условиях для этого в удаляемой части можно сделать несколько близко расположенных отверстий сверлом диаметром 1 мм, контролируя глубину погружения сверла. Остатки пластмассы удаляются бокорезами и резаком.

В получившийся 6-контактный разъем (рис. 5) заправлена капроновая нить, облегчающая снятие разъема.

К недостаткам использования торцевого разъема для подключения

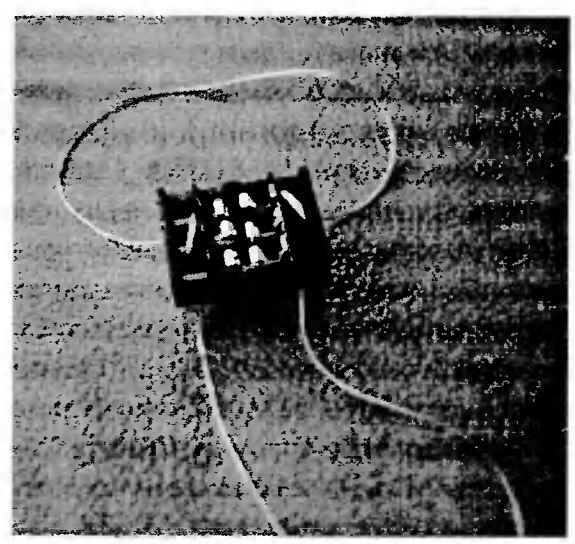


Рис. 5

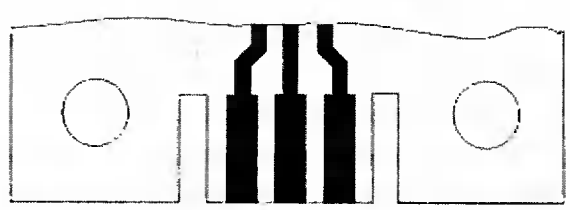


Рис. 2

программатора можно отнести необходимость пазов, прорезание которых на макетной плате занимает время, а также вывод контактов на край платы. Кроме того, плата может быть установлена в корпус, габариты которого не позволят подсоединиться к разъему, расположенному на торце платы без ее извлечения. Эту проблему можно решить, используя один ряд 16-контактного разъема (рис. 3). Пластмассу можно сточить надфилем так, чтобы при прикладывании разъема к плате пружинные контакты касались ответных контактов на плате. При этом контакты не обязательно должны располагаться на торце платы. В качестве направляющих по краям разъема можно вплавить пару металлических штырьков или скобу из проволоки, охватывающую разъем, а на плате сделать в соответствующих местах отверстия для того, чтобы обеспечить совмещение контактов. На плате под группу из шести контактов и два направляющих отверстия понадобится площадка примерно в 20 × 3 мм.

Более трудоемким в изготовлении, но удобным в эксплуатации представляется адаптер, изображенный слева на рис. 6.

Рис. 6

Справа расположен разъем BH-10, обычно устанавливаемый на плате. Именно к нему подключается разъем IDC-10, закрепленный на шлейфе программатора, подключаемого к LPT-порту компьютера. По двум проводникам, также подпаянным к разъему BH-10 и заканчивающимся штырьками, может подаваться напряжение питания как на программатор, так и на программируемый микроконтроллер.

Интерес представляет самодельный разъем, расположенный справа. Он просто прижимается пальцами к контактным площадкам, расположенным на плате программируемого контроллера. Каждый штырек этого разъема снабжен пружинкой, которая обеспечивает надежный контакт при прижиме (рис. 7).

Конструкцию разъема поясняет чертеж, изображенный на рис. 8.

Рис. 7

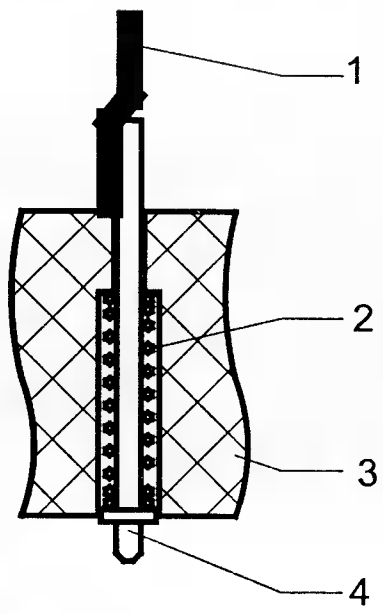


Рис. 8

Изготовить корпус (3) такого разъема можно из бруска гетинакса или стеклотекстолита, понадобятся также штырьки (4) и пружинки (2). Проводник (1) припаивается к штырьку, удерживая его вместе со слегка сжатой пружиной внутри корпуса. Удобно использовать штырьки с ободком, удерживающим пружинку снизу (рис. 8).

Если нет возможности приобрести штырьки, их можно изготовить, например, доработав штырьки от разъема 2РМ (на рис. 9 справа показан штырек от названого разъема, слева — такой же штырек после обработки). Обработку можно выполнить, зажав штырек в сверлильном станке. Включив станок, отпилите надфилем с треугольным сечением лишнюю часть штырька, затем плоским надфилем уменьшите толщину части штырька ниже ободка и скруглите нижняя часть штырька. Штырек не должен проваливаться в отверстие контактной площадки на плате программируемого микроконтроллера, но должен фиксироваться в этом отверстии, слегка погружаясь в него. Поэтому при изготовлении разъема нужно представлять, какого диаметра отверстия для подключения программатора вы собираетесь использовать на плате контроллера.

Рис. 9

Пружинку, надеваемую на штырек, можно свить из стальной гитарной струны диаметром 0,08 дюйма (рис. 10).

Рис. 10

Удобнее свивать пружину на сверле, диаметр которого равен диаметру штырька, зажать струну со сверлом можно в миниатюрном патроне, используемом для сверления плат (рис. 11).

Пружину лучше навивать виток к витку, а после навивки и обрезки растянуть так, чтобы она оказалась на 3 мм короче части штырька, расположенной выше ободка (рис. 10). Чтобы пружина получилась мягче, нужно сделать больше витков.

Гетинаксовую или текстолитовую заготовку нужно тщательно разметить и просверлить, иначе штырьки окажутся наклоненными или не будут попадать на контактные площадки платы. Заготовка выбирается с ровными поверхностями, а ее размер должен быть достаточно большим, чтобы при сверлении она плотно прилегала к столу сверлильного станка. Обрезка и обтачивание

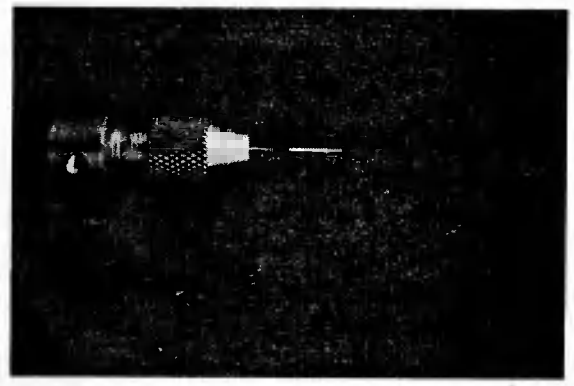


Рис. 11

заготовки выполняется по окончании сверления.

Разметка с использованием миллиметровки или отпечатка на бумаге и кернера дает плохой результат. Для разметки удобно привинтить к заготовке готовую промышленную плату или плату, выполненную с использованием принтера, и через отверстия привинченной платы просверлить отверстия в заготовке. Отверстия на плате, конечно, должны быть расположены так же, как на плате программируемого контроллера.

Первый проход в заготовке выполняется сверлом, диаметр которого равен диаметру штырька. После сверления проверьте, свободно ли вставляется и двигается штырек в отверстии, при необходимости выполните сквозной проход сверлом чуть большего диаметра. Затем отверстие нужно рассверлить на глубину, меньшую на пару миллиметров, чем толщина заготовки, сверлом большего диаметра. Диаметр сверла выбирается так, чтобы в отверстие входили штырек с пружинкой и ободком. По окончании работы штырьки вынимаются, а заготовка опиливается ножовкой и обтачивается напильником. На штырек надевается пружинка, и он вставляются в корпус (рис. 12).

Рис. 12

Рис. 13

Следует поджать штырьком пружинку так, чтобы ободок до половины вошел в корпус, а затем припаять к штырьку сверху проводник впритык к корпусу (рис. 8). Эту операцию удобнее делать вдвоем. Можно также

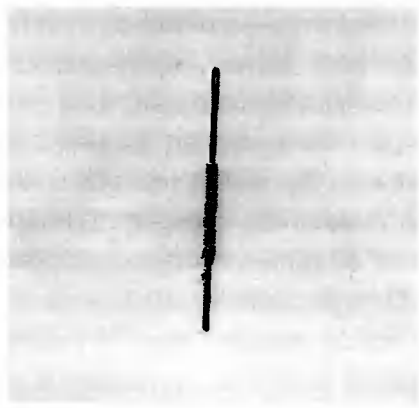


Рис. 14

использовать небольшие тиски или струбцину, зажав в них корпус разъема, вставив штырек с пружиной и опустив тиски на стол (рис. 13). Между корпусом и столом можно проложить прокладку, толщина которой будет определять погружение штырька в корпус.

На штырек с припаянным проводником надевается изолирующая трубка. Штырьки можно заменить швейными иглами, а вместо ободка достаточно посадить на иглу немного припоя, в который будет упираться пружина, как в ободок штырька (рис. 14). Для пайки стальной иголки понадобится ортофосфорная кислота.

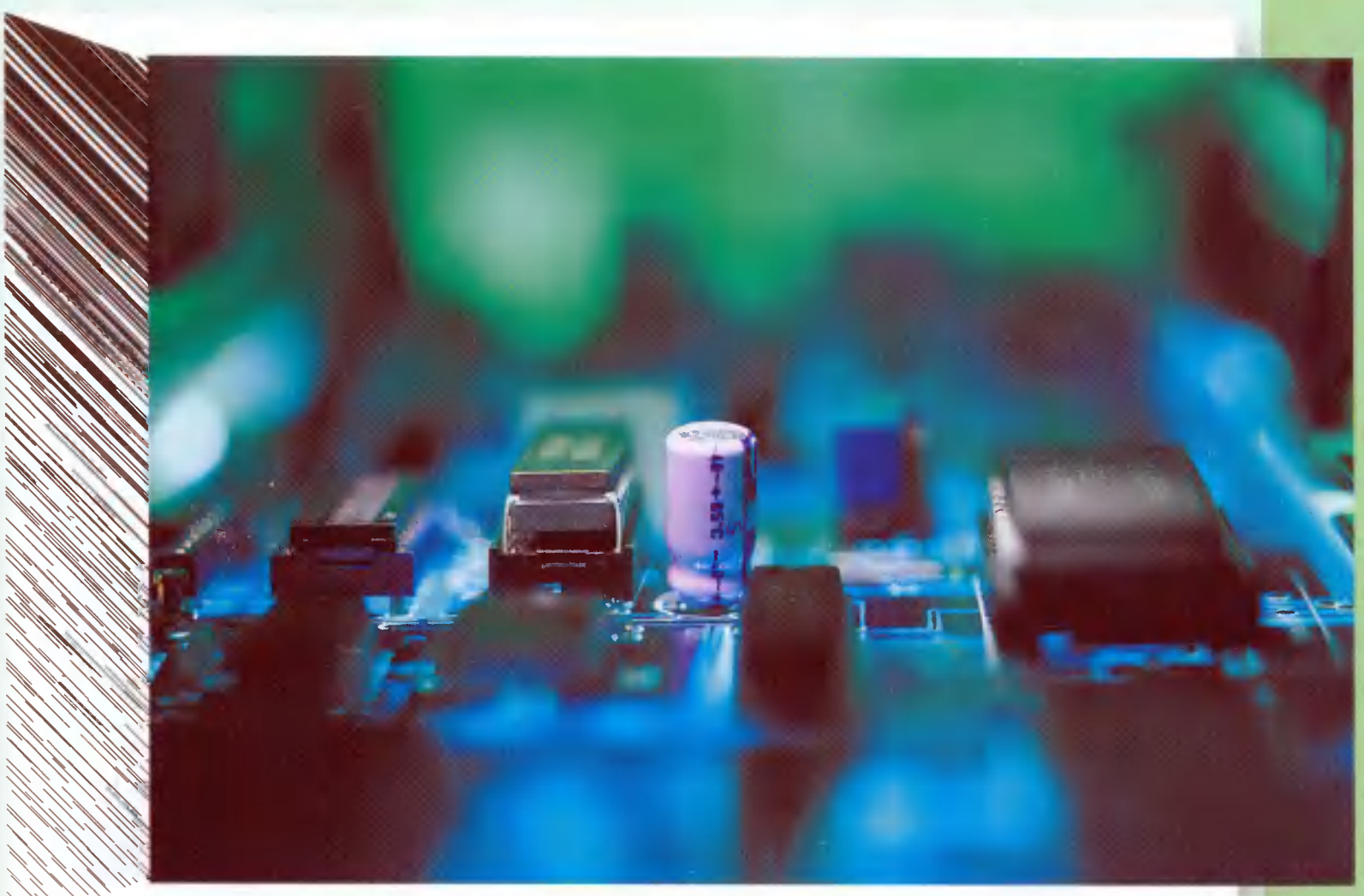
Вадим Баранов,
г. Харьков, Украина.

ЖУРНАЛ «СХЕМОТЕХНИКА» ВЫ МОЖЕТЕ ПРИОБРЕСТИ В ГОРОДАХ:

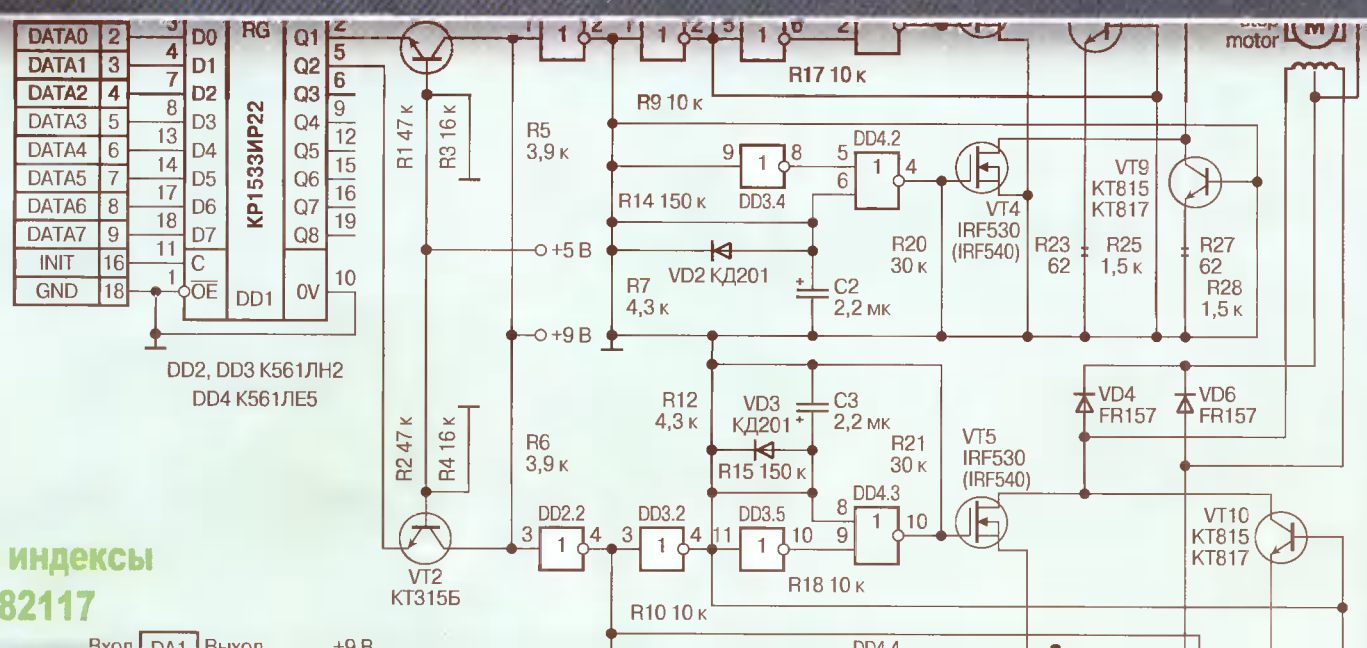
МОСКВА
Редакция журнала — Ленинградское шоссе, 18, оф. 342, тел/факс (7+495) 775-1676, 150-8702;
Митинский радиорынок — место 1L1; место льготной торговли №42;
Аргуссофт Компани — Пр. Мира, 95 (ст.м. Алексеевская);
магазин «Чип и Дип» — ул. Беговая, 2 (ст. м. Беговая);
магазин «Чип и Дип» — «Платан» — ул. Ивана Франко, 40, стр.2 (ст.м. Молодежная);
магазин «Чип и Дип» — ул. Гиляровского, 39 (Проспект Мира);
КТЦ-МК — Новослободская ул., 62, кор. 12;
магазин «Кварц» — ул. Буженинова, 16 (ст.м. Преображенская площадь).
САНКТ-ПЕТЕРБУРГ
Редакция журнала «Компоненты и Технологии» — ул. Садовая, 122, тел: (812) 327-0515;
Каменноостровский пр-т, 26-28, эт. 3, оф. 3, тел: (812) 438-1538;
«Микроника» — Новочеркасский пр-т, 51;
«Наука и Техника» — nit@mail.wplus.net;
магазин «Чип и Дип» — Кронверкский пр., 73.
ВОРОНЕЖ —
магазин «Чип и Дип» — Кольцовская ул., 38; Рынок «Труд».
ЕКАТЕРИНБУРГ — «Аверон Мед» — Чкалова ул., 3.
ИЖЕВСК — «Радио-офис» — ул. С. Ковалевской, 16; магазин «Радио-1» — ул. Коммунаров, 230; магазин «Радио-2» — Широкий пер., 16; магазин «Радио-3» — ул. 40 лет Победы, 52А.
ЙОШКАР-ОЛА — инфоцентр «Моби-Эл», ул. Палантая, 77.
КАЗАНЬ — Чеховский рынок; Агентство «Коммерсант-Курьер» (курьерская доставка каталогу «Альп»)
НИЖНИЙ НОВГОРОД — радиорынок.
ОРЕЛ — магазин «На Бульваре» — бул. Победы, 1.
ОМСК — магазин «Голубой Огонек», магазин «Сокол», магазин «Версаль», магазин «Музыкальные товары», магазин «Заозерный».
ПЕНЗА — Пензенский ЦНТИ — ул. Ульяновская, 1
РОСТОВ-НА-ДОНУ — радиорынок, «Электронный мир» — Буденновский пр-т, 68, оф. 127.
САМАРА — «Мир Электроники» — ул. Ерошевского, 3А, оф. 436;
ТЮМЕНЬ — магазин «Саша» — ул. Тульская, 11.
ТОМСК — ООО «Интертех» — пр. Ленина, 30А, офис 111.
ЧЕЛЯБИНСК — «Техлит» — ул. Цвиллинга, д.64, корп.1.
ЯРОСЛАВЛЬ — «Чип и Дип» — г. Ярославль, пр. Ленина, 8а.

СХЕМОТЕХНИКА

№10
октябрь
2007



Карта flash-памяти PC Card
Согласование антенных усилителей с фидером снижения
Полупроводниковый диод в среде MICROCAP
Генераторы на элементах КМОП
Автомат для освещения дома и подъезда



подписные индексы
80724 , 82117

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ