

СХЕМОТЕХНИКА



№3
МАРТ
2003

СОФТ

АВТОЭЛЕКТРОНИКА

ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

СВЯЗЬ И СЕТЕВЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

Главный редактор:

Сергей Бирюков

Редакционная коллегия:

Павел Асташкевич
Александр Фрунзе
Виктор Иовчик
Юлия Герасимова

Дизайн и верстка:

Роман Покровский
Ирина Чикина

Отдел распространения:

(095) 777-1215
e-mail: sales@dian.ru
Марина Трофимова
Юрий Царев
Сергей Лукин

Отдел рекламы:

Юлия Суханова

Адрес редакции:

Москва, ул. Обручева,
д. 29, офис 216
тел./факс: (095) 777-1215
Адрес для писем:
121351, Москва,
ул. Ивана Франко, д. 40, стр. 2
www.dian.ru
e-mail: editor@dian.ru

Издатель и учредитель
ООО «ИД Скимен»

Отпечатано: ЗАО «Холдинговая
компания «Блиц-Информ»

Тираж 5 200 экз.

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

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
Цена свободная

Содержание

Измерительная техника

С. Бирюков. Приставка к мультиметру для измерения емкости и индуктивности 2

Источники питания

В. Тушнов. Регулируемый стабилизатор мощности 4

П. Васильев, А. Иванов. Пускорегулирующее устройство плафона освещения салона автомобиля 6

Г. Волович. Многофазные импульсные стабилизаторы напряжения 8

Основы схемотехники

В. Базовкин. Задающий кварцевый генератор на микросхемах CoolRunnerXPLA3 CPLD фирмы Xilinx 13

Г. Петин. Ключевой синхронный детектор 14

Автоэлектроника

А. Бутов. Регулятор частоты вращения низковольтных коллекторных электродвигателей 17

Связь и сетевые технологии

А. Медведев, А. Кисляков. Еще один вариант оптической связи 18

Д. Онышко, М. Липкин. Оптимизация параметров микропроцессорной системы сбора и обработки информации 19

Софт

О. Петраков. Поведенческое моделирование в PSpice 20

К. Петрунько. Программа для работы с датчиком SHT11 24

В. Зотов. Использование шаблонов HDL-редактора при создании описаний цифровых устройств с помощью языка VHDL 25

Электроника в быту

А. Бутов. Автоматизированный ночник на ультраярких светодиодах 28

Н. Заец. Автомат включения освещения 29

Цифровая техника

О. Вальпа. Плата диагностики POST 32

А. Брякин. Отладка устройств на основе микроконтроллера PIC12C508 с помощью PIC16F84A 35

О. Николайчук. Эксперименты с микроконтроллерами фирмы Cugnal: базовая программа для семейства C8051F0xx 37

Мастер КИТ

Г. Ганичев. Активный блок обработки сигнала для сабвуферного канала 42

Справочный листок

О. Николайчук. Современные цифро-аналоговые преобразователи фирмы Maxim 47

Е. Власов. Измерение диаметра обмоточного провода 52

КВ/УКВ

А. Юбков. Сверхмалошумящий транзисторный СВЧ усилитель и исследование его шумовых характеристик 54

Семинары «Макро ТИМ» (с. 7). Обмен опытом. Е. Власов. Сопротивление сетевой проводки (с. 12). Вниманию читателей (с. 23). Наш анонс (с. 55). Подписка-2003 (с. 56).

На нашей обложке: приставка к мультиметру для измерения емкости и индуктивности (см. статью на с. 2).

Приставка к цифровому мультиметру для измерения емкости и индуктивности

Многие радиолюбители и специалисты широко используют в своей практике дешевые и удобные цифровые мультиметры южно-азиатского производства. Приставки к мультиметрам значительно расширяют их возможности. Два таких несложных устройства описаны в статьях [1, 2]. Автор предлагает еще одну приставку для мультиметра M-832.

Схема приставки основана на схеме хорошо зарекомендовавшего себя измерителя RCL [3, 4], повторенно-го многими радиолюбителями. Особенностью приставки является питание от батареи мультиметра и внутреннего источника опорного напряжения 3 В его микросхемы АЦП.

Приставка имеет следующие диапазоны измерений: 200 пФ, мкГн, 2, 20, 200 нФ, мГн, 2, 20 мкФ, Гн. Погрешность измерений $\pm (1\% + 3 \text{ единицы младшего разряда})$ при измерении емкости и $\pm (3\% + 5 \text{ единиц младшего разряда})$ при измерении индуктивности. Приставка потребляет ток менее 10 мА и сохраняет свою точность при снижении напряжения батареи питания до 8 В.

Принцип измерений в описываемой приставке заключается в следующем. Напряжение треугольной формы прикладывается к измеряемой емкости, при этом ток через нее имеет форму меандра и его амплитуда пропорциональна измеряемой емкости. При измерении индуктивности через нее пропускается ток треугольной формы, падение напряжения на индуктивности имеет форму меандра и пропорционально ее величине. Измеряемая емкость и эталонные резисторы подключаются в соответствии с рис. 1, а, а измеряемая индуктивность — по схеме на рис. 1, б.

Для применения с приставкой мультиметр должен быть доработан — из него следует вывести минус батареи питания. Проще всего для этой цели использовать одно из гнезд панельки для подключения проверяемых транзисторов, они, в основном, задублированы. Автор использовал гнездо «С NPN».

Схема приставки приведена на рис. 2. Приставку подключают штырями X1—X4 к четырем гнездам мультиметра. Общий провод соединяется с гнездом «COM», при этом на гнезде «Е PNP» мультиметра присутствует напряжение +3 В относительно гнезда «COM», а на «С NPN» — напряжение -6 В относительно того же гнезда и общего провода. Все микросхемы приставки питаются от батареи GB1 непосредственно, т. е. от двуполярного источника +3/-6 В. Мультиметр используется в режиме измерения постоянного напряжения со шкалой 200 мВ.

Задающий генератор прибора собран на элементах DD1.1 и DD1.2 и работает

на частоте 1 МГц. Цепочкой декадных делителей DD2—DD5 эта частота делится до 100 кГц...100 Гц. Искользованные в делителе микросхемы K176IE4 при включении могут делить частоту с неправильным коэффициентом деления, поэтому для их начальной установки применена цепочка C1R1. Сигналы с выходов генератора и микросхем DD2—DD5 через переключатель SA1.1 подаются на микросхему DD6. В ней частота делится на 10, и с выхода Р сигнал в форме меандра с частотой 100 кГц...10 Гц поступает через повторитель на элементах DD1.3, DD7.1, DD7.2 на вход формирователя напряжения треугольной формы. Микросхема DD6 типа K561IE8 имеет внутреннюю цепь коррекции, обеспечивающую правильный коэффициент деления, поэтому подача на него импульса начальной установки не требуется. Повторитель

на ключах микросхемы K561KT3 обладает существенно меньшим выходным сопротивлением по сравнению со стандартными выходами микросхем этой серии, что упрощает подбор входных резисторов формирователя напряжения треугольной формы.

Формирователь собран по схеме интегратора на ОУ DA1. На его неинвертирующий вход подано напряжение +1,5 В с делителя R6R7, а на инвертирующий — меандр амплитудой 3 В с выхода повторителя через один из резисторов R3—R5 ($R_{\text{ИНТ}}$). Сопротивления этих резисторов и емкости конденсаторов C3—C5 ($C_{\text{ИНТ}}$) выбраны так, чтобы амплитуда напряжения треугольной формы составляла 5 В от пика до пика, а наклон «пилы» dU/dt соответствовал значениям, приведенным в табл. 1. Для получения необходимого наклона емкость конденсатора C5 должна быть с точностью до степени десяти кратна напряжению на выходе опорного источника микросхемы АЦП мультиметра (в экземпляре автора — 3,1 В).

Реально размах напряжения на выходе ОУ DA1 несколько меньше 5 В за счет ограничения сверху в выходном каскаде ОУ. В результате вершины импульсов треугольной формы незначительно искажены, что не влияет на точность измерений, поскольку важной является их линейность только в средней части фронта нарастания «пилы».

Напряжение треугольной формы с выхода ОУ DA1 подается на измеряемую

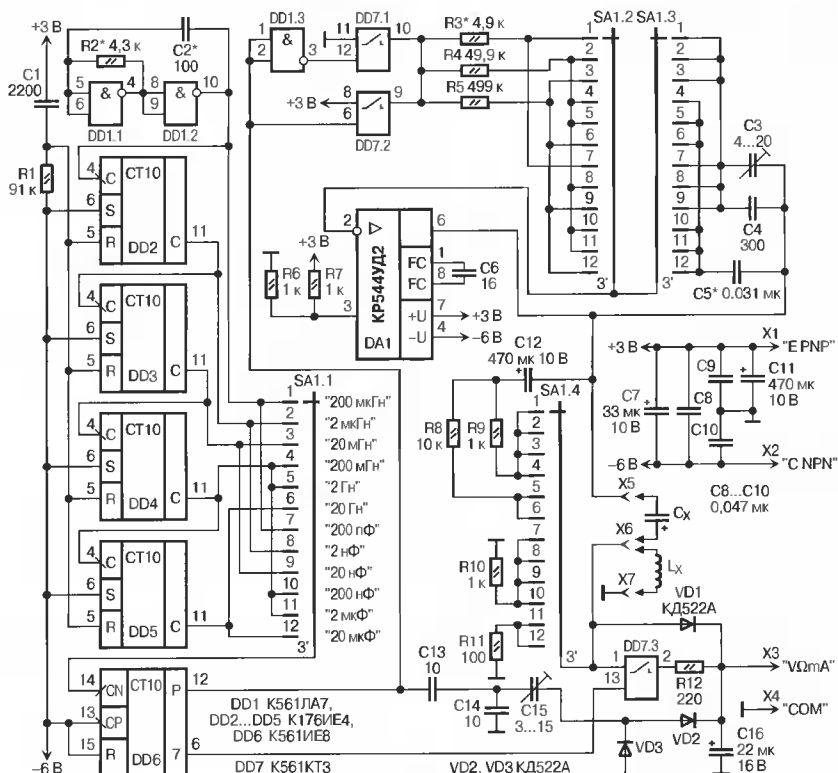


Рис. 2

Таблица 1

Диапазоны	Частота	$R_{\text{ИНТ}}$	$C_{\text{ИНТ}}$	dU/dt	$R_{\text{ЭТ}} (C)$	$R_{\text{ЭТ}} (L)$
200 пФ, 200 мкГн	100 кГц	4,9 кОм	310 пФ	1 В/мкс	1 кОм	1 кОм
2 нФ, 2 мГн	10 кГц	49,9 кОм	310 пФ	100 В/мс	1 кОм	1 кОм
20 нФ, 20 мГн	1 кГц	499 кОм	310 пФ	10 В/мс	1 кОм	1 кОм
200 нФ, 200 мГн	100 Гц	49,9 кОм	0,031 мкФ	1 В/мс	1 кОм	1 кОм
2 мкФ, 2 Гн	100 Гц	49,9 кОм	0,031 мкФ	1 В/мс	100 Ом	10 кОм
20 мкФ, 20 Гн	10 Гц	499 кОм	0,031 мкФ	0,1 В/мс	100 Ом	10 кОм

емкость C_X и эталонные резисторы R10, R11 ($R_{ЭТ}(C)$) или через разделительный конденсатор C12 и эталонные резисторы R8, R9 ($R_{ЭТ}(L)$) на измеряемую индуктивность L_X , в результате чего получается одна из схем, приведенных на рис. 1.

При измерении емкости напряжение на выходе цепи (рис. 1, а) на эталонных резисторах R10, R11) имеет форму меандра с относительно резким переходом от минуса к плюсу и ступенчатым в обратном направлении. При измерении индуктивности за счет всегда реально существующего активного сопротивления горизонтальные участки напряжения получают наклон (рис. 3, ограничение вершин треугольного напряжения и неидеальность переходов условно не показаны).

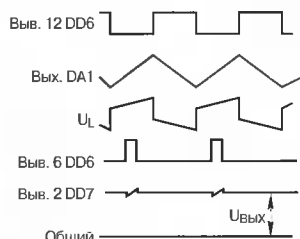


Рис. 3

С резисторов R10, R11 или измеряемой индуктивности сигнал поступает на синхронный выпрямитель, собранный на ключе DD7.3, резисторе R12 и конденсаторе C16. Ключ управляется выходными импульсами счетчика DD6 и открывается на 1/10 периода сигнала в середине положительной полуволны меандра. Конденсатор C16 запоминает напряжение на время разомкнутого состояния ключа, с него сигнал подается на вход мультиметра «VΩmA».

Без диода VD1 прибор обладает не очень удобным свойством — при значительном превышении измеряемой величины установленного диапазона, коротком замыкании контролируемого конденсатора или обрыве индуктивности он может показать некоторое конечное значение. Это происходит из-за того, что пики перегрузки на входе ключа приходятся на моменты, когда ключ закрыт. При установке диода и отсутствии перегрузки амплитуда переменного напряжения на входе ключа DD7.3 не превышает 200 мВ, диод VD1 закрыт. Если перегрузка невелика, она индицируется, как обычно, гашением всех разрядов, кроме старшего. При большой перегрузке пики напряжения через диод VD1 заряжают конденсатор C16 и происходит аналогичная индикация.

Цепь C13—C15VD2VD3 служит для компенсации неидеальности ключа DD7.3. Дело в том, что из-за емкостной связи между управляющей и коммутируемой цепями в момент закрывания

ключа в коммутируемую цепь передается небольшой отрицательный заряд. Это эквивалентно подаче на выход приставки небольшого тока отрицательной полярности, пропорционального частоте. Указанный ток, в основном, компенсируется выходным током этой цепи. К сожалению, компенсацию не удается сделать полной сразу на всех диапазонах, что несколько увеличивает погрешность измерений. В прототипе [3, 4] применена симметричная схема синхронного детектора, и неидеальности ключей компенсируют друг друга.

Резисторы R6 и R7 служат также начальной нагрузкой внутреннего стабилизатора напряжения 3 В микросхемы АЦП мультиметра.

Систематическая погрешность прибора при измерении емкостей, возникающая из-за того, что последовательно с измеряемым конденсатором включен эталонный резистор, ничтожна, поскольку к моменту открытия ключа DD7.3 процесс установления тока через конденсатор полностью заканчивается. При измерении индуктивностей собственное сопротивление катушек индуктивности играет двоякую роль. С одной стороны, оно несколько уменьшает показания прибора, поскольку включено последовательно с резисторами R8 или R9 и уменьшает силу тока треугольной формы, текущего через измеряемую индуктивность. С другой стороны, оно увеличивает показания за счет наклона горизонтальных участков сигнала на измеряемой индуктивности. Указанные эффекты не компенсируют друг друга и заметно снижают точность измерений.

Резисторы R4—R11 следует подобрать с точностью 0,2 %. В описываемой конструкции использовались резисторы типа С2-29В мощностью 0,125 Вт, остальные резисторы — МЛТ. Номиналы резисторов R6, R7 можно выбрать в диапазоне 1...1,5 кОм, они должны быть стабильными и равны друг другу с точностью 0,5 %. Диоды могут быть использованы практически любые маломощные кремниевые.

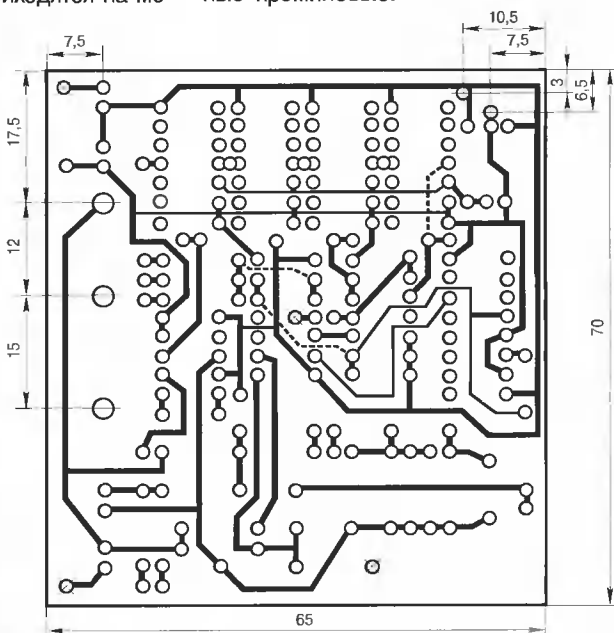


Рис. 4

Микросхемы серии K561 можно заменить на микросхемы серии KP1561, K561IE8 и на K176IE8, а при изменении рисунка печатной платы — на микросхемы серии K564, KP544UD2 — на K544UD2.

Конденсатор C4 следует подобрать с ТКЕ не хуже M75, остальные керамические конденсаторы могут иметь больший ТКЕ, в основном применены KM-5 и KM-6. Конденсатор C5 должен быть термостабильным, например K73-9, K73-17. Оксидные конденсаторы — импортные аналоги K50-35, подстроечные C3 и C15 — КТ4-216.

Все детали приставки смонтированы на печатной плате размерами 65x70 мм из двусторонне фольгированного стеклотекстолита толщиной 1,5 мм. На рис. 4 приведен рисунок проводников, на рис. 5 — расстановка элементов приставки. При изготовлении платы следует обратить внимание на то, что, если печатный проводник проходит между выводами микросхемы, одна или две контактные площадки в этом месте отсутствуют. На стороне элементов фольга платы сохранена за исключением мест установки штырей X1—X3, X5, X6 и выполняет роль общего провода. Вокруг отверстий для этих штырей выполнены контактные площадки, изолированные от общего провода вытравленным кольцом. Монтажные отверстия со стороны установки элементов раззенкованы сверлом большего диаметра кроме отверстий, помеченных крестиками и служащих для подключения выводов C10, C11 и C16 к общему проводу. Места пайки выводов элементов к фольге общего провода, а также перемычки для подключения к нему вывода 11 DD7 помечены на рис. 4 и 5 также крестиками.

Переключатель SA1 (ПГ2-8-12П4Н) установлен над микросхемами DD1, DD7, DA1 на кронштейне, изготовленном из латуни толщиной 1 мм. Переключатель снабжен ручкой-барабаном, на гранях которой выгравированы пределы измерений.

Для подключения приставки к мультиметру на плате гайками закреплены два

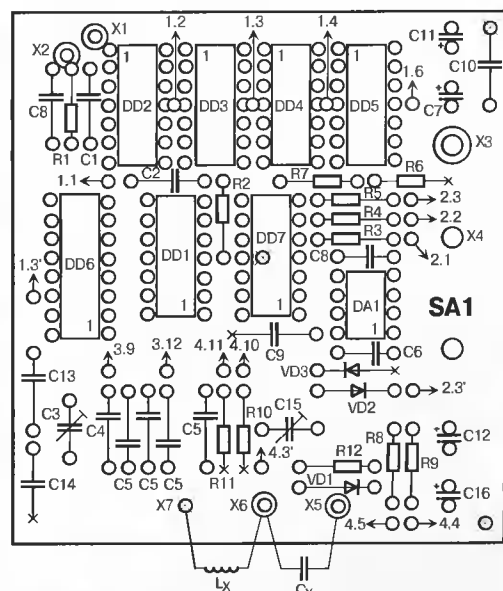


Рис. 5

разрезных штыря диаметром 4 мм от сетевой вилки, один из штырей использован еще и для крепления кронштейна переключателя. В качестве X1 и X2 впаиваются латунные штырьки диаметром 0,8 мм, а для подключения измеряемых индуктивностей и конденсаторов — гнезда от разъемов 2PM под штыри диаметром 1 мм. Фотография приставки приведена на первой странице обложки.

Приставку целесообразно собирать и настраивать в следующем порядке. Вначале на плату следует установить все детали, за исключением кронштейна с переключателем. Подать напряжение питания и подбором элементов R2 и C2 установить частоту генератора на элементах DD1.1 и DD1.2 равной 1 МГц с точностью не хуже 2 %. Частоту удобно контролировать на выходах счетчиков DD2—DD5. По осциллографу можно подогнать частоту генератора, добиваясь неподвижного изображения импульсов 100 Гц с выхода микросхемы DD5 при синхронизации развертки осциллографа от сети.

Установить кронштейн с переключателем SA1 и произвести весь проводной монтаж. Адреса у отверстий для пайки проводов на рис. 5 указывают, к какой секции переключателя SA1 (перед точкой) и к какому контакту секции (после точки)

идет провод от этого отверстия. Подобрать конденсатор, емкость которого известна с точностью не хуже 0,2...0,5 % и с номиналом 0,15...0,19 мкФ, и вставить его в гнезда X5 и X6. На диапазоне 200 нФ подбором конденсатора C5 добиться показаний мультиметра, соответствующих емкости конденсатора. Для облегчения этой операции на плате выполнено несколько пар контактных площадок, позволяющих установить несколько конденсаторов параллельно. Термостабильными должны быть только конденсаторы, вносящие основной вклад в емкость C5, например 0,022 мкФ + 8200 пФ.

Вывод 9 секции переключателя SA1.4 следует отключить от резистора R10 и подключить к резистору R11. Подстроить конденсатор C3 так, чтобы показания при измерении эталонной емкости на диапазонах 200 нФ и 20 нФ (он превратился в 200 нФ) совпадали. Восстановить подключение вывода 9 переключателя. На пределе 200 пФ подстроечным конденсатором C15 добиться минимальных показаний мультиметра. Установив эталонный конденсатор емкостью 150...190 пФ в качестве измеряемого подобрать сопротивление резистора R3 для получения максимальной точности показаний на этом пределе.

В режиме измерения индуктивностей в случае использования точных резисторов прибор настройки не требует.

Приставку можно использовать в качестве генератора треугольных импульсов с частотой 10 Гц...100 кГц, снимая их с гнезд X5 и X7. Импульсы имеют размах примерно от +1,5 до -3 В.

При измерении емкости полярных конденсаторов плюс конденсатора следует подключать к гнезду X6, минус — к X5.

Сергей Бирюков,
editor@dian.ru

Литература:

1. С. Бирюков. Приставка к мультиметру для измерения температуры. — Радио, 2002, № 1, с. 54, 55.
2. С. Бирюков. Приставка к мультиметру для измерения емкости конденсаторов. — Радио, 2002, № 2, с. 29, 30.
3. С. Бирюков. Цифровой измеритель RCL. — Радио, 1996, № 3, с. 38—41, № 7, с. 62, 1997, № 7, с. 32, 1998, № 5, с. 63, 2001, № 5, с. 44.
4. С. Бирюков. Устройства на микросхемах. Цифровые измерительные приборы, источники питания, любительские конструкции. — М.: Символ-Р, 1998.

ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

Регулируемый стабилизатор мощности

Важной задачей при разработке фазовых регуляторов мощности является стабилизация выходного напряжения. В литературе практически не описано конструкций регуляторов, стабилизирующих эффективное значение выходного напряжения. Автор статьи хочет восполнить этот пробел.

Нередко при конструировании регуляторов мощности переменного напряжения возникает необходимость в стабилизации мощности на нагрузке. Подобные устройства широко применяются для управления температурой таких нагревательных элементов, как ТЭНы и галогенные лампы. Однако, если для управления первыми ввиду их инерционности могут использоваться регуляторы, работающие по принципу пропуска определенного числа периодов [1], то для вторых они практически непригодны, так как при их работе будет наблюдаться значительное мигание ламп. Наименее простым и эффективным решением в этом случае может стать применение фазовых регуляторов мощности. Для построения фазового регулятора мощности достаточно всего лишь одной микросхемы, например KP1182ПМ1 [2], и еще нескольких деталей. Сложнее здесь обстоит дело со стабилизацией мощности при колебаниях сетевого напряжения. Дело в том, что форма выходного напряжения в таких регуляторах сильно отличается от синусоидальной, а для

поддержания стабильной мощности на нагрузке необходимо, чтобы среднеквадратичное значение напряжения на выходе также оставалось постоянным.

На практике реализовать схему преобразователя среднеквадратичного значения в постоянное, обеспечивающего достаточно высокую точность, можно только на нескольких ОУ. Стабилизация мощности в схеме фазового регулятора, рассмотренного ниже, осуществлена на основе одного из таких преобразователей, подробное описание принципа его работы можно найти в [3]. Очевидно, что в данном случае для эффективной стабилизации выходное напряжение должно быть установлено ниже номинального сетевого на 5...10 %. Так, например, при установленном выходном напряжении 200 В изменение входного от 215 до 276 В практически не скажется на выходном. Если же напряжение в сети снизится до 210 В, выходное (при установленном 200 В) уже уменьшится на 1...2 В, эффективность стабилизации несколько снизится. Однако на практике включаемые в качестве нагрузки таких

регуляторов нагревательные элементы редко используются на максимальную мощность, поэтому диапазон регулирования от 0 до 200 В вполне достаточен. Разумеется, его можно расширить и до номинального сетевого напряжения, но в этом случае при увеличении задаваемого выходного напряжения свыше 200 В эффективность стабилизации будет снижаться (если, конечно, не принять дополнительных мер по увеличению питающего напряжения, например, с помощью повышающего трансформатора).

Работа регулируемого стабилизатора мощности, схема которого изображена на рис. 1, происходит так. Контролируемое на нагрузке, например лампе HL1, напряжение через контакт 5 разъема XS1 поступает на резистивный делитель R3R4. Этот делитель уменьшает уровень сигнала до значения, необходимого для согласования с входом преобразователя напряжения в эффективное значение, построенном на микросхеме DA1 K1401УД2А. Далее этот сигнал через резистор R5 поступает на инвертирующий вход ОУ DA1.1. Данный узел благодаря элементам VD1, R6, VD2, R7, включенным в цепь отрицательной обратной связи, выполняет функцию двухполупериодного выпрямления и выделяет абсолютную величину входного напряжения [4].

Среднеквадратичный преобразователь выполнен на ОУ DA1.2 и DA1.3. Если ОУ считать идеальными, а постоянную времени C5R12 выбрать значительно больше периода сигнала, постоянное напряжение на выходе преобразователя будет

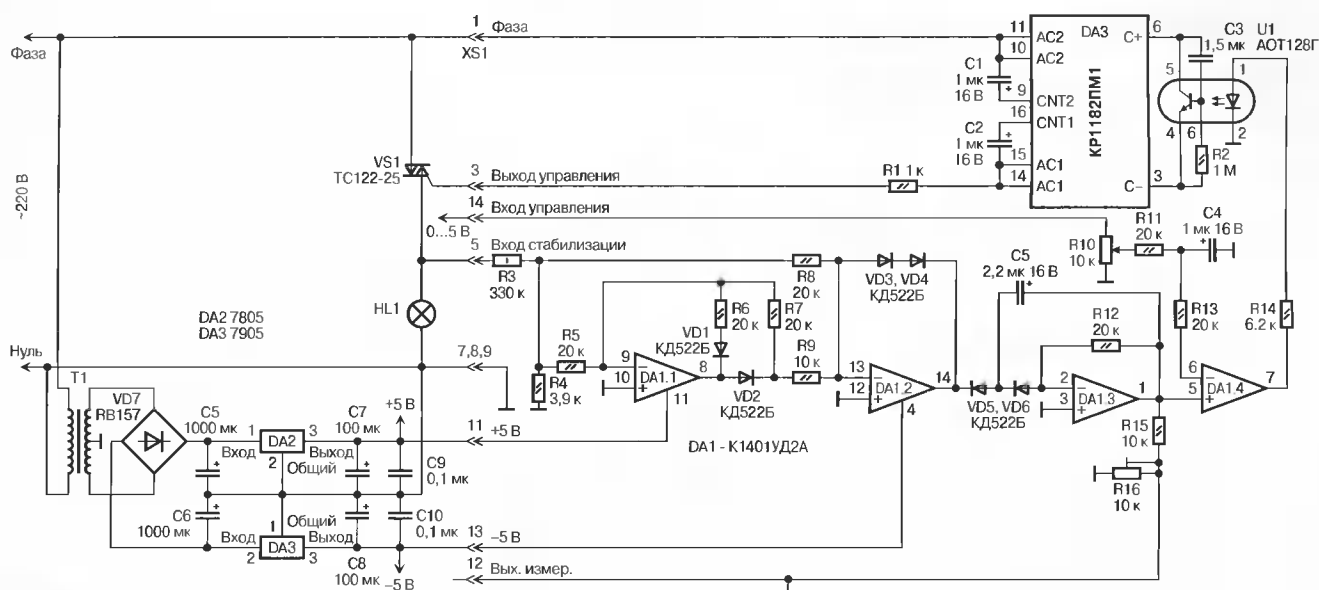


Рис. 1

точно соответствовать среднеквадратичному значению входного напряжения в масштабе, определяемом соотношением резисторов R12 и R9.

С выхода ОУ DA1.3 преобразованное напряжение поступает на прямой вход ОУ DA1.4, последний выполняет функцию сравнения измеренного напряжения с опорным, подаваемым через цепочку R10R11C4R13 на его инвертирующий вход с вывода 14 разъема XS1.

Для измерения среднеквадратичного значения напряжения в устройстве используется цифровой вольтметр на микросхеме DD2 KP572PB2A, описание принципа ее работы можно найти в [5]. Через резистивный делитель R15R16 измеряемое напряжение с выхода преобразователя поступает на измерительный вход этой микросхемы, а также на контакт 12 разъема XS1, к которому может подключаться внешний вольтметр.

Подстроечный резистор R10 служит для установки требуемого диапазона регулирования мощности в нагрузке при подаче управляющего напряжения 0...5 В, например, с внешнего блока управления или же просто с переменного резистора, включенного между цепью +5 В и общим проводом. Конденсатор C4 сглаживает пульсации по входу управления. С выхода ОУ DA1.4 напряжение поступает на светодиод оптрона U1, управляющего микросхемой фазового регулятора мощности DA3 KP1182ПМ1. Согласно паспортным данным она может работать в диапазоне питающих напряжений от 80 до 276 В. Выходной сигнал микросхемы DA3 через токоограничительный резистор R1 и контакт 3 разъема XS1 поступает на управляющий электрод симистора VS1, позволяющего увеличить значение максимального тока в нагрузке до 25 А. Если выходы микросхемы KP1182ПМ1 включить между управляющими электродами двух встречно-параллельно соединенных тиристоров Т-142-63, можно регулировать ток до 126 А. Элементы R2, C3 включены в базовую цепь оптрона U1 для обеспечения плавного увеличения мощности на нагрузке при включении питания, а также для устранения влияния на

работу схемы стабилизации мелких скачков напряжения и помех.

В устройстве использованы постоянные резисторы МЛТ, подстроечные СП5-2В, оксидные конденсаторы К50-35 или их малогабаритные зарубежные аналоги, C3, C9, C10 — керамические, например КМ-6. Вместо отечественной микросхемы ОУ K1401UD2A можно использовать ее зарубежный аналог LM324, однако у нее другая разводка выводов питания.

Правильно собранное устройство практически не требует наладки, необходимо лишь подстроечным резистором R16 установить правильные показания цифрового вольтметра при максимальном выходном напряжении. Требуемый диапазон регулировки выходного напряжения стабилизатора мощности задают подстроечным резистором R10.

Вячеслав Тушнов,
profesor@lep.lg.ua

Литература:

1. Л. Ридико. Алгоритм Брезенхема в тиристорных регуляторах мощности. — Схемотехника, 2000, № 2, с. 2—4, 2001, № 1, с. 6.
2. И. Кольцов. Микросхема фазового регулятора KP1182ПМ1. — Схемотехника, 2001, № 10, с. 50—53.
3. Н. Сухов. Среднеквадратичный милливольтметр. — Радио, 1981, № 11, с. 53—55.
4. В. С. Гутников. Интегральная электроника в измерительных устройствах. — Л.: Энергоатомиздат, 1988.
5. С. А. Бирюков. Устройства на микросхемах. Цифровые измерительные приборы, источники питания, логические конструкции. — М.: Символ-Р, 1998.

От редакции. Для точной работы преобразователя среднеквадратичного (эффективного) значения переменного напряжения в постоянное необходимо согласование параметров диодов VD3—VD6 и равенство их температур, поэтому целесообразно установить на их место диодную сборку, например КДС523В, либо, что еще лучше, использовать в качестве диодов транзисторы интегральной микросхемы серии KP198НТ в диодном включении. Диод с характеристиками, наиболее близкими к идеальным, получается из транзистора при соединении его базы и коллектора.

Пускорегулирующее устройство плафона освещения салона автомобиля

Устройство предназначено для комплектации автомобильных плафонов освещения с компактными люминесцентными лампами КЛУ9/ТБЦ производства ОАО «Лисма-ВНИИИС», г. Саранск, устанавливаемых внутри салона автомобиля с номинальным напряжением бортовой сети 12 В.

Устройство обеспечивает предварительный разогрев катодов лампы в течение 0,7...1,5 с после подачи напряжения питания, зажигание лампы и стабилизацию режима работы. Если лампа не зажглась или погасла вследствие неисправности в цепи лампы, устройство переключается в режим блокировки: лампа обесточивается, потребляемый ток от источника питания не превышает 0,05 А. Устройство обеспечивает зажигание и горение люминесцентной лампы при напряжении питания от 8 до 16 В и температуре окружающей среды от -45 до +65 °С. Оно переключается в режим блокировки при возникновении в процессе эксплуатации следующих аварийных режимов работы: удаление лампы при поданном напряжении, обрыв катода, дезактивация катода. При работе в комплекте с открытой лампой освещенность на расстоянии 0,5 м от светового центра лампы в направлении нормали к плоскости расположения трубок лампы составляет не менее 200 лк при номинальном напряжении питания. Отношение максимального значения освещенности к минимальному при изменении напряжения питания от 10 до 15 В — не более 1,2. Мягкий режим зажигания лампы обеспечивает сохранение светотехнических характеристик после наработки 20 тысяч циклов «включено/выключено». Мощность, потребляемая устройством от бортовой сети, не превышает 12 Вт.

Принципиальная схема пускорегулирующего устройства с подключенной люминесцентной лампой изображена на рис. 1. Задающим генератором, управляющим силовым ключом VT4, является интегратор, включающий транзистор VT1, интегрирующую цепочку R11—R13C7, источник опорного напряжения $U_{оп}$ на диодах VD5, VD6, источник напря-

жения смещения $U_{см}$ на резисторе R14 и датчик тока на резисторах R17—R20. При подаче напряжения питания U_n открывается транзистор VT5 и происходит подогрев катодов лампы однополярными импульсами (рис. 2, а). Время предварительного подогрева задается цепочкой R4C8. После срабатывания триггера Шмитта DD1.4 и закрытия транзистора VT5 напряжение на стоке VT4 будет ограничиваться встроенным защитным стабилитроном на уровне ≈ 120 В, при этом на вторичной обмотке трансформатора T1 индуцируется высоковольтный импульс ≈ 600 В (рис. 2, б). При пробое газоразрядного промежутка между катодами лампы возникает электрический разряд, после чего люминесцентная лампа становится подобной омическому сопротивлению $R_{нар}$, величина которого остается практически постоянной в течение всего периода колебаний. Если

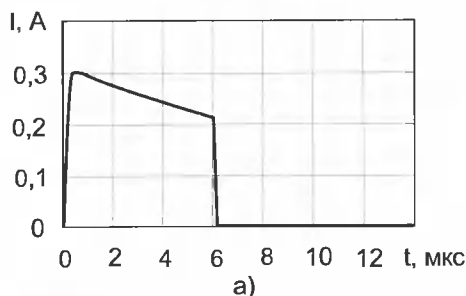


Рис. 2

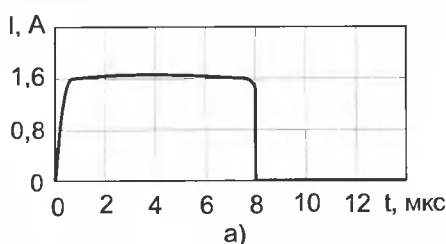


Рис. 3

лампа не зажглась, высоковольтные импульсы со стока транзистора VT4 через конденсатор C6 поступают на делитель напряжения R6R7 и через диод VD4 заряжают конденсатор C5. Через время порядка 0,1 с переключается триггер Шмитта DD1.2, ток через диод VD5 прекращается, транзисторы VT1 и VT4 последовательно закрываются, пускорегулирующее устройство переходит в режим блокировки, и потребляемый от источника питания ток ограничивается на уровне единиц миллиампер. Возобновить работу устройства можно после отключения его от источника питания на несколько секунд для разрядки конденсатора C5.

В режиме горения лампы пускорегулирующее устройство работает следующим образом. В течение первого полупериода напряжение на выходе триггера DD1.3 высокое и транзистор VT4 включен. Через первичную обмотку трансформатора T1, транзистор VT4 и измерительные резисторы R17—R20 протекает ток I, равный сумме индуктивного тока первичной обмотки и тока, трансформируемого во вторичную обмотку (рис. 3, а), при этом напряжение на выходе интегратора U_i возрастает (рис. 3, б). В конце первого полупериода U_i достигает порога переключения триггера DD1.3, транзистор VT4 закрывается, и ток I прекращается. Во втором полупериоде накопленная в трансформаторе T1 энергия индуцирует ток в

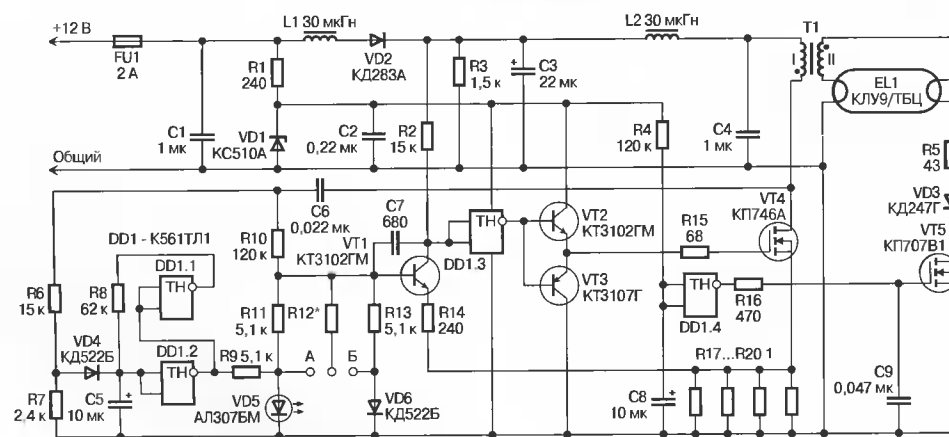
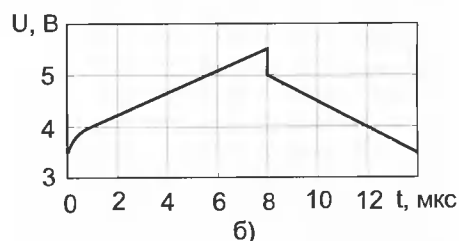
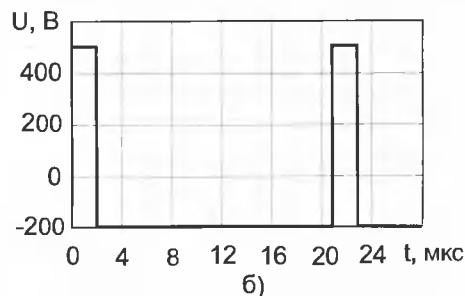


Рис. 1

лампе обратного направления. Средняя величина тока первичной обмотки трансформатора, а следовательно и мощность P_n , выделяемая на люминесцентной лампе, определяется значением опорного напряжения $U_{оп}$, регулируемого путем подключения подбора резистора R12 к точке А для увеличения P_n , к точке Б — для ее уменьшения. Резистор R2 обеспечивает линейную зависимость напряжения смещения $U_{см}$ на резисторе R14 от величины напряжения питания U_n , что позволяет стабилизировать потребляемую мощность $P_{потр}$. Параметры устройства рассчитаны таким образом, что потребляемая мощность $P_{потр}$ достигает номинального значения при $U_{ном} = 12$ В. В табл. 1

представлены результаты измерения электрических и светотехнических параметров при работе пускорегулирующего устройства с различными образцами ламп КЛУ9/ТБЦ.

Оптимальный коэффициент трансформации Т1, выполненного на феррите Б18 М1500МН3:

$$K_{тр} = N_2/N_1 = U_{нагр}/U_{ном},$$

где $U_{нагр} \approx 60$ В. Благодаря достаточно большой индуктивности первичной обмотки трансформатора $L_1 \approx 120$ мкГн длительности первого и второго полупериодов тока лампы практически равны, а его форма близка к прямоугольной знакопеременной с одинаковыми амплитудами в обоих полупериодах. При отклонении напряжения питания U_n от $U_{ном}$ длительности полупериодов тока лампы,

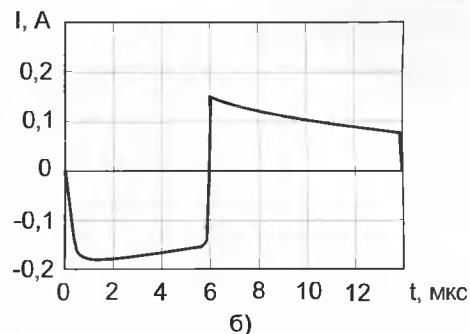
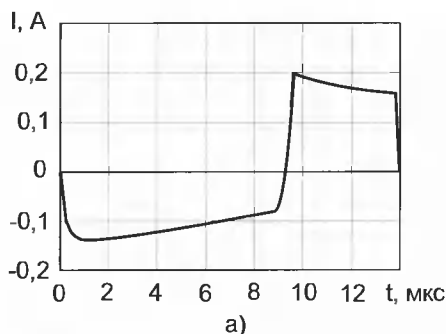


Рис. 4

а также амплитуды полупериодов начнут различаться. Например, при уменьшении напряжения питания снижается ток нагрузки в течение первого полупериода, одновременно увеличивается его длительность и накапливаемая в индуктив-

ности энергия, что приводит к увеличению тока лампы во втором полупериоде и уменьшению его длительности. В результате средняя за период потребляемая мощность $P_{потр}$ сохраняется, а частота колебаний изменяется незначительно. На рис. 4, а и б показаны осциллограммы тока лампы при напряжении питания 10 и 15 В соответственно.

Частота работы пускорегулирующего устройства путем подбора конденсатора С7 устанавливается ≈ 70 кГц, что позволяет уложиться в требования по электромагнитной совместимости, предъявляемые к компонентам системы электрооборудования автомобиля. Резистор R10 подает на вход интегратора дополнительный переменный ток с целью увеличения частоты переключения в режиме поджига лампы. Управляющая часть устройства питается от стабилизатора напряжения, выполненного на элементах R1, VD1, C2. Элементы C1, L1, C3, L2, C4 образуют высокочастотный фильтр, препятствующий просачиванию помех от устройства в цепь питания. Диод VD2 служит для защиты от переполюсовки. Предохранитель FU1 необходим для обесточивания устройства в случае его выхода из строя и исключения возможности возгорания.

Анатолий Иванов,
Петр Васильев,
oae@elara.chtts.ru

Таблица 1

Напряжение питания U_n , В	Параметр	Экземпляр лампы							
		1	2	3	4	5	6	7	8
7,5	$P_{л}$, Вт	5,24	5,18	5,19	5,72	5,46	5,46	5,09	5,56
	$P_{потр}$, Вт	8,93	9,00	8,78	9,00	8,93	8,93	8,78	9,07
	E , лк	—	—	—	—	—	—	—	—
9	$P_{л}$, Вт	6,72	6,64	6,23	6,48	6,63	6,50	6,52	6,69
	$P_{потр}$, Вт	9,90	10,1	9,90	10,1	10,1	9,99	9,81	10,3
	E , лк	—	—	—	—	—	—	—	—
10	$P_{л}$, Вт	7,37	7,34	7,12	7,24	7,40	7,25	7,02	7,50
	$P_{потр}$, Вт	10,5	10,7	10,4	10,7	10,7	10,6	10,4	10,9
	E , лк	205	205	205	205	208	200	203	210
11	$P_{л}$, Вт	—	—	—	—	—	—	—	—
	$P_{потр}$, Вт	—	—	—	—	—	—	—	—
	E , лк	220	220	220	220	220	220	220	228
12	$P_{л}$, Вт	8,00	8,01	7,91	8,00	8,00	7,92	7,80	8,06
	$P_{потр}$, Вт	11,1	11,1	11,3	11,4	11,3	11,1	10,9	11,5
	E , лк	220	230	230	230	230	225	225	232
13,5	$P_{л}$, Вт	7,84	7,80	7,98	7,92	7,94	7,84	7,83	8,08
	$P_{потр}$, Вт	10,7	10,9	10,8	11,1	10,9	11,0	10,7	11,1
	E , лк	230	225	230	230	230	225	228	232
15	$P_{л}$, Вт	7,69	7,54	7,67	7,69	7,74	7,69	7,55	7,84
	$P_{потр}$, Вт	10,1	10,2	10,4	10,4	10,5	10,4	10,2	10,5
	E , лк	220	218	220	220	220	220	220	222
16	$P_{л}$, Вт	7,32	6,99	7,13	7,20	7,06	7,11	7,04	7,44
	$P_{потр}$, Вт	9,24	9,08	9,57	9,57	9,57	9,57	9,41	10,4
	E , лк	—	—	—	—	—	—	—	—

Семинары «Макро Тим» в 2003 г.

Март — STMicroelectronics с участием представителя фирмы WBC. Тема: «Неполностью управляемые ключи для маломощных приложений типа управления двигателями постоянного тока, микроконтроллерные системы управления ими».

Апрель — Power Integration с участием представителя от производителя. Тема: «Представление "Макро Тим" как официального дистрибьютора. Обзор новых компонентов, направление ECOSmart».

Май — Hyperstone+SND с участием представителей от производителей. Тема: «RISC+DSP процессоры фирмы HYPERSTONE. Сетевые решения фирмы SND для телекоммуникационных приложений. Особенности архитектуры микропроцессоров HYPERSTONE, программные и аппаратные средства разработки для RISC+DSP процессоров HYPERSTONE. Обзор современных сетевых решений с поддержкой Ethernet, Bluetooth фирмы SND». В рамках выставки «Связь ЭкспоКом».

Июнь — Molex с участием представителя от производителя. Тема: «Разъемы серии DIN. Сравнение с аналогичными изделиями от других производителей».

Предварительная информация:

Сентябрь — Hitachi с участием представителя. Тема: «Новые разработки Hitachi в области микроконтроллеров, LCD, транзисторов»

Регистрация посетителей:

training@macroteam.ru тел. +7(095)306-0026/4721/4789

факс +7(095)306-0283

www.macroteam.ru chipnews.gaw.ru

Многофазные импульсные стабилизаторы напряжения

Для увеличения допустимого выходного тока понижающего импульсного преобразователя транзисторы, служащие силовыми ключами, можно соединить параллельно. Однако при таком соединении возможности каждого из элементов будут использоваться в недостаточной степени, поскольку точного деления тока через них добиться практически нельзя. Лучшие результаты дает применение многофазных преобразователей, которые, кроме более равномерного деления тока через силовые ключи, обеспечивают меньший уровень пульсаций выходного напряжения.

Другая причина повышенного в последнее время внимания разработчиков к многофазным импульсным стабилизаторам напряжения (ИСН) — появление новых мультигигагерцовых процессоров, ядро которых потребляет ток до 100 А при напряжении менее 1 В. При этом во время работы процессор может изменять потребление тока от сотен миллиампер до 50 А менее, чем за 1 мкс. Такое требование ограничивает индуктивность сглаживающего дросселя выходного фильтра ИСН и создает противоречие между требуемыми скоростями нарастания тока с одной стороны и допустимым уровнем пульсаций выходного напряжения — с другой. Наконец, в некоторых производствах, например, гальваническом, требуются источники тока большой силы, в том числе в виде импульсов синусоидальной, прямоугольной, трапецидальной, треугольной и других форм с высокой скоростью нарастания тока — 10 А/мкс и более. Здесь также наилучшие результаты дает применение многофазных ИСН.

Многофазный преобразователь представляет собой группу одинаковых преобразователей с широтно-импульсной модуляцией, параллельно подключенных к нагрузке, причем силовые ключи этих преобразователей переключаются со взаимным временным сдвигом T/N , где T — период следования импульсов, N — число преобразователей. Это обеспечивает снижение уровня и повышение частоты пульсаций напряжения на нагрузке до величины N/T , тем самым облегчается сглаживание пульсаций. Упрощенная

схема многофазного понижающего преобразователя приведена на рис. 1, а.

Как видно из временных диаграмм работы преобразователя (рис. 1, б) при значительных пульсациях тока через каждый из дросселей пульсация общего тока невелика. Более того, при прерывистом характере тока каждой из ячеек преобразователя общий ток течет непрерывно. Это упрощает управление преобразователем и позволяет уменьшить индуктивность дросселей.

Амплитуда пульсаций выходного тока I_m многофазного преобразователя зависит от числа фаз, входного напряжения, индуктивности дросселей, частоты следования импульсов и от относительной длительности импульсов (параметр управления γ) [1]:

$$I_m = \frac{E \sqrt{(1 - \cos 2\pi\gamma N)^2 + \sin^2 2\pi\gamma N}}{2\pi N \sqrt{R_{ЭП}^2 + (\omega L)^2}}, \quad (1)$$

где $R_{ЭП}$ — эквивалентное последовательное сопротивление конденсатора на выходе стабилизатора. На рис. 2 приведены графики зависимостей нормализованных пульсаций тока (двойная амплитуда) $\Delta I_{норм}$ от γ [2].

$$\Delta I_{норм} = \frac{2I_m f L}{U_{вых}},$$

где f — частота коммутации ключей, $U_{вых}$ — среднее значение выходного напряжения.

Скорость нарастания выходного тока, соответствующая замкнутому состоянию всех ключей, принимает минимальное значение при максимальном значении

тока $I_{макс}$. В этом (худшем) случае максимально возможная скорость нарастания тока $I'_{макс}$ составит [1]:

$$I'_{макс} = \frac{N}{L} (E - I_{макс} R_{ЭП}). \quad (2)$$

При построении многофазных преобразователей постоянного напряжения разработчику приходится решать вопрос об установке на их входе дополнительных конденсаторов, которые исключают влияние на характеристики проектируемых преобразователей индуктивности питающей сети и улучшают условия работы аккумуляторов при питании стабилизатора от аккумуляторной батареи. Входные конденсаторы работают в весьма тяжелых электрических режимах, так как через них протекает значительный переменный ток, который будет уменьшаться по мере увеличения числа используемых базовых ячеек (фаз). Выбор установленной

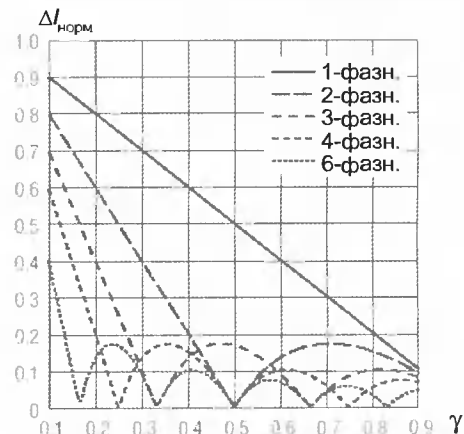


Рис. 2

мощности входных конденсаторов можно производить по действующему значению протекающего через них тока I_C , которое может быть вычислено с помощью формулы [3]:

$$\frac{I_C}{I_H} = \sqrt{\left(\frac{k}{N} - \gamma\right) \left(\gamma - \frac{k-1}{N}\right)}, \quad (3)$$

где k — максимальное число силовых ключей, открытых на периоде пульсаций T_H , I_H — среднее значение тока через нагрузку. Расчетные графики, полученные с помощью формулы (3), приведены на рис. 3.

В табл. 1 приведены сравнительные параметры понижающего преобразователя постоянного тока из 12 В в 3,3 В 100 А при различном числе фаз. Частота коммутации $f = 200$ кГц, индуктивность дросселей $L = 1,3$ мкГн [4].

Как видно, применение многофазных преобразователей дает значительный выигрыш в уровне пульсаций тока.

Хотя теория многофазных импульсных преобразователей была разработана еще в 70-х годах прошлого века, они до недавнего времени мало применялись из-за сложности систем управления ими. Лишь сравнительно недавно появились интегральные схемы соответствующих контроллеров.

Микросхемы контроллеров для построения многофазных импульсных преобразователей в настоящее время производят многие фирмы — это Linear Technology, National Semiconductor,

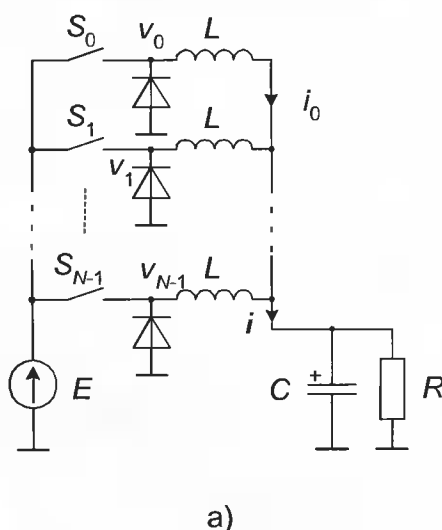
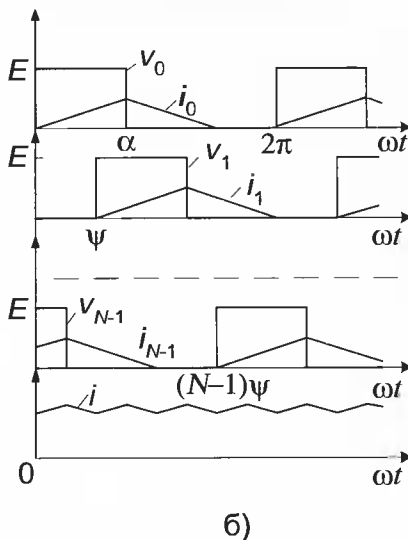


Рис. 1



б)



Таблица 1

Число фаз	1	2	3	6
Пульсации входного тока, А (действующее значение)	46,1	25,1	14,6	8,5
Пульсации выходного тока, А (от пика до пика)	57,1	19,0	6,3	2,1

Двух- и трехфазные контроллеры имеют обычно внутренние верхние и нижние драйверы для управления n-канальными внешними МОП-ключами синхронных выпрямителей. Четырехфазные контроллеры, такие как LM2639 или ADP3164, для управления синхронными выпрямителями соединяют с ИМС драйверов, таких как SC1405 или ADP3414. Фирма International Rectifier выпускает для этих целей микросхему iP2001, которая содержит на кристалле не только драйверы, но и силовые МОП-ключи синхронного выпрямителя, допускающие непрерывный ток до 20 А. Рекомендуемая частота их переключения — 150...1000 кГц.

пряжения на испытанных однофазных контроллерах, он может воспользоваться ИМС фазорасщепителя SC4201 фирмы Semtech, которая выпускается в 8-выводном миниатюрном корпусе MSOP и в зависимости от способа соединения может осуществлять пофазную синхронизацию двух-четырех однофазных контроллеров.

В качестве примера ИМС многофазного контроллера рассмотрим внутреннюю структуру контроллера четырехфазного понижающего ИСН LM2639 производства фирмы National Semiconductor (рис. 4).

Генератор вырабатывает синхросигналы частоты в четыре раза большей, чем частота коммутации ключей. Блок четырехфазного генератора линейно-изменяющегося напряжения (ГЛИН) вырабатывает последовательность опорных напряжений, сдвинутых по фазе на четверть периода. Частота внутреннего генератора задается внешним резистором, подключаемым к

выводу R_{ref} , в пределах от 40 кГц до 10 МГц. Стабилизация выходного напряжения осуществляется за счет обратной связи по напряжению. Для защиты стабилизатора от короткого замыкания контроллер содержит дифференциальный усилитель, входы которого ОС+ и ОС- подключаются к резистору, включенному последовательно с основным первичным источником. Схема контроллера включает блоки контроля входных основного и вспомогательного напряжений, блок главного пуска, обеспечивающий монотонное установление выходного напряжения за 1 мс, а также пятиразрядный цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП), посредством которого можно программно установить выходное напряжение стабилизатора в пределах от 1,3...3,5 В с дискретностью 50 мВ.

Типовая схема включения ИМС LM2639 [5] в стабилизаторе напряжения для питания микропроцессора приведена на рис. 5. Помимо основного источ-

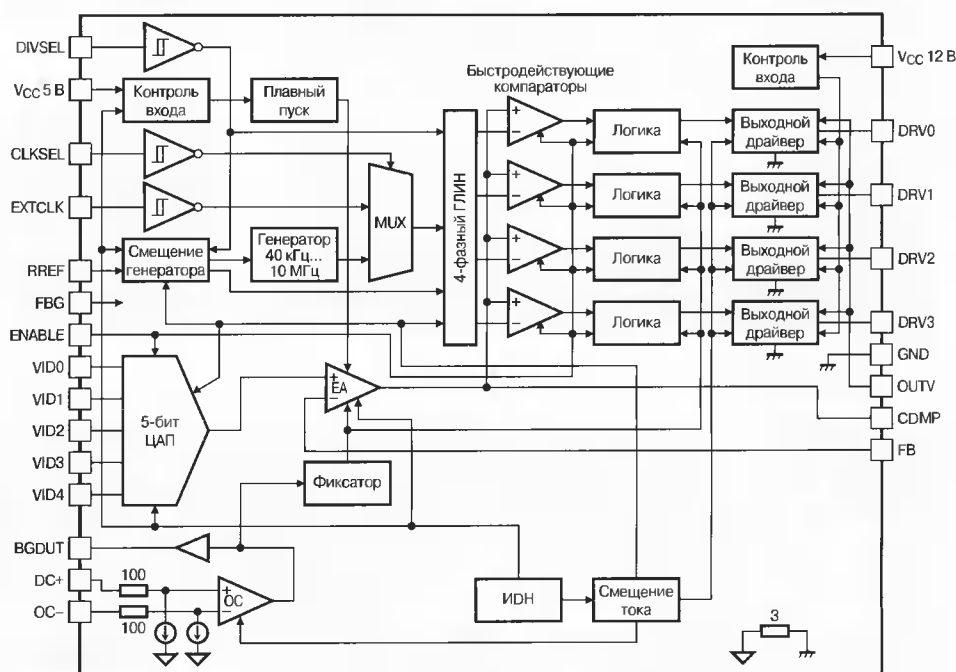


Рис. 4

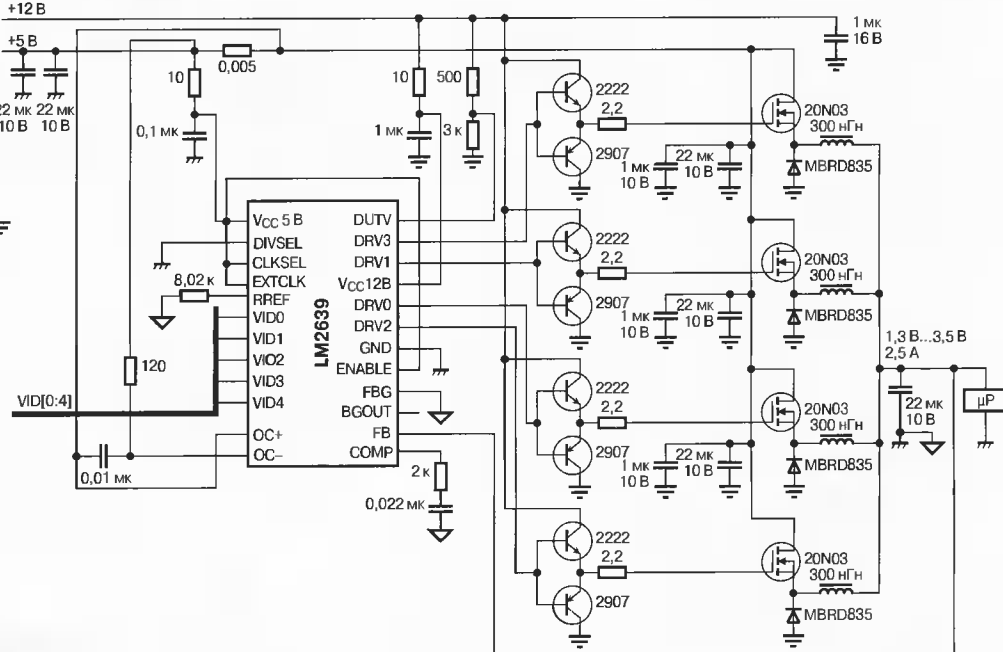


Рис. 5

Таблица 2

Тип	Макс. частота ключей, кГц	Число фаз	Макс. выходной ток с внешними МОП-ключами	Внутренний ЦАП	Особенности
LTC3719	300	2	42 А	Есть	Для процессора AMD Hammer, $U_{\text{вых}} = 0,8...1,55$ В
LTC3729	550	2...12	42...240 А	Нет	Объединяются до 12 фаз
LTC3732	600	3	60 А	Есть	Стандарт VRM 9.0, 9.1, $U_{\text{вых}} = 1,1...1,85$ В
CS5303	300	3	60 А	Есть	Индивидуальная токовая защита для каждой фазы
LM2639	2000	4	25 А	Есть	Требуются внешние драйверы
AD3164	500	4	80 А	Есть	Рекомендуемые внешние драйверы ADP3414
TPS5120	500	2	Нет данных	Нет	$U_{\text{вх}} = 4,5...28$ В, $U_{\text{вых}}$ устанавливается от 0,9 В
FAN5092	1000	2...4	75...150 А	Есть	Объединяются до четырех фаз Импульсный ток выходных драйверов — до 3 А
MAX5041	500	2...4	60...105 А	Нет	Объединяются до четырех фаз Режим управления — по среднему току дросселя

ника постоянного тока +5 В использует источник +12 В для питания внешних драйверов, управляющих затворами силовых МОП-ключей. Этот контроллер реализует режим управления по напряжению [6], поэтому к выводу COMP для частотной коррекции подключены резистор 2 кОм и конденсатор 0,022 мкФ. В данной схеме выходы контроллера управляют преобразователями с ключевыми диодами, но при применении микросхем драйверов SC1405 возможно построение четырехфазного преобразователя на базе синхронных выпрямителей, обеспечивающих более высокий КПД при низком выходном напряжении. При частоте генератора 8 МГц частота переключения каждого ключа составляет 2 МГц, а пульсаций выходного напряжения в четырехфазном режиме — 8 МГц. На такой частоте применение электролитических конденсаторов неэффективно, поэтому здесь в качестве выходных используются 12 керамических конденсаторов емкостью по 22 мкФ, включенных параллельно. Скорость нарастания тока в этой схеме может достигать 20 А/мкс.

Поскольку выходные LC-фильтры, входящие в контур регулирования многофазных стабилизаторов напряжения, вносят значительное фазовое запаздывание, эти стабилизаторы также могут быть неустойчивы [6]. Однако за счет более высокой частоты пульсаций запасы устойчивости у многофазных стабилизаторов напряжения при прочих равных условиях выше, чем у однофазных. Тем не менее, для улучшения динамических характеристик многие модели ИМС контроллеров, например, ADP3164, MAX5041, LTC3732 и др. снабжаются узлами для реализации режима регулирования по среднему току дросселя.

В табл. 2 приведены сравнительные характеристики некоторых типов многофазных контроллеров.

Повышающие и инвертирующие преобразователи постоянного напряжения, а также преобразователи других типов также могут быть выполнены многофазными [2], однако в настоящее время ИМС контроллеров для управления такими преобразователями не изготавливаются.

Георгий Волович,
g_volovich@mail.ru

Литература:

1. Г. И. Волович, А. Г. Волович. Импульсный источник тока произвольной формы, в сб. «Автоматизация и управление в технических системах». — Челябинск: Изд. ЮУрГУ, 2000.
2. В. С. Моин. Стабилизированные транзисторные преобразователи. — М.: Энергоатомиздат, 1986. — 376 с.
3. Э. М. Ромаш, Ю. И. Дравович, Н. И. Юрченко и др. Высокочастотные транзисторные преобразователи. — М.: Радио и связь, 1988. — 288 с.
4. A. Bindra. New-Generation Power Controllers take Multiphase Route. — Electronic Design. 1999, vol. 47, № 22, pp. 77—84.
5. Zh. Dongbing. Designing a Multi-Phase Asynchronous Buck Regulator Using the LM2639. — National Semiconductor. Application Note AN-1146. March 2000.
6. Г. И. Волович. Устойчивость импульсных стабилизаторов напряжения. — Схемотехника, 2001, № 12, 2002, № 1.

обмен опытом

Сопротивление сетевой проводки

Знание сопротивления сетевой проводки позволит определить неисправность розеток, качество соединений в распаечных коробках, состояние контактов в плавких или автоматических «пробках» на квартирном щитке, поможет выбрать розетку для ответственной аппаратуры или мощного нагревательного прибора. Столь полезную информацию легко получить, располагая всего лишь вольтметром переменного тока (авометром или мультиметром) и достаточно мощной активной нагрузкой.

В качестве нагрузки подойдет практически любой мощный нагревательный прибор: утюг, электрочайник или кипятильник, электрообогреватель.

Прибор должен быть достаточно мощным, чтобы вызвать заметное падение напряжения, и его мощность должна быть известна. Электролампы и элект-

родвигатели (пылесос, холодильник) для этой цели не подходят, поскольку их сопротивление нелинейно зависит от питающего напряжения. Для одновременного подключения вольтметра и нагрузки к одной розетке можно воспользоваться тройником с хорошими контактами.

Сопротивление сетевой проводки рассчитывают по формуле:

$$R_{\text{пр}} = (U_{\text{xx}}/U_{\text{нагр}} - 1)U_{\text{ном}}^2/P_{\text{ном}},$$

где $R_{\text{пр}}$ — сопротивление проводки, Ом;
 U_{xx} — напряжение в проверяемой розетке при отключенной нагрузке, В;
 $U_{\text{нагр}}$ — то же при подключенной нагрузке;
 $U_{\text{ном}}$ — номинальное напряжение нагрузки;
 $P_{\text{ном}}$ — мощность электроприбора при номинальном напряжении, Вт.

Точность определения $R_{\text{пр}}$, конечно, невысока, поскольку определяется в основном погрешностью, с которой указана $P_{\text{ном}}$, но для упомянутых выше целей вполне достаточна. При желании можно уменьшить эту погрешность, определив мощность нагрузки с помощью квартирного электросчетчика (при этом надо измерить напряжение в розетке, куда будет включен проверяемый электроприбор, поскольку в формулу на место $U_{\text{ном}}$ надо будет подставить его величину).

Евгений Власов,
e.vlasov@mtu-net.ru

Задающий кварцевый генератор на микросхемах CoolRunner XPLA3 CPLD фирмы Xilinx

В статье описан вариант схемы кварцевого генератора на двух макроячейках микросхемы CPLD.

Различные цифровые устройства часто содержат кварцевый генератор тактовых импульсов. Для его построения удобно использовать свободные ячейки программируемых микросхем, например, таких как XPLA3 CPLD фирмы Xilinx. В отличие от стандартного решения — использования интегральных кварцевых генераторов — данный подход позволяет сэкономить место на печатной плате, уменьшить энергопотребление и стоимость. Для построения генератора достаточно иметь две свободные соседние макроячейки.

Схема задающего генератора приведена на рис. 1. Макроячейки в составе CPLD упрощенно показаны инвертирующим и неинвертирующим триггерами Шмитта.

Номера использованных выводов для микросхем XCR3064XL-10-VQ44, XCR3128XL-10-TQ100, XCR3256XL-10-TQ144 приведены в табл. 1.

Могут быть использованы другие выводы соседних макроячеек.

Микросхемы программировались с помощью пакета программ ISE Webpack, свободно распространяемого фирмой Xilinx на сайте www.xilinx.com. Ниже при-

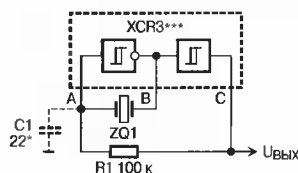


Рис. 1

Таблица 1

Вывод	XCR3064 XL-10-VQ44	XCR3128 XL-10-TQ100	XCR3256 XL-10-TQ144
A	44	98	142
B	43	97	141
C	42	96	140

веден пример программы для XCR3064XL-10-VQ44, написанной на языке ABEL.

```
MODULE generator;
A   pin 44;
B   pin 43 istype "retain";
C   pin 42 istype "retain";
xilinx property "PWR_MODE=LOW A B C ";
xilinx property "SLOW A B C ";
```

EQUATIONS

```
B=!A;
C=B;
END;
```

Работа генератора проверялась с кварцевыми резонаторами на частоты от 10 до 30 МГц. Было изготовлено несколько десятков генераторов с кварцевыми резонаторами 20 МГц разных производителей. Устойчивое включение и генерация наблюдались как при «ударном», так и при плавном включении питания. В отдельных экземплярах генератор возбуждался на третьей гармонике кварцевого резонатора. Для устранения этого эффекта достаточно было подключить ко входу A и общему проводу конденсатор C1 емкостью 22 пФ.

Владимир Базовкин,
bazovkin@isp.nsc.ru

5 лет

магазину

Микроника

радиодетали и инструменты

Санкт-Петербург
пр. Новочеркасский, 51
(812) 444-0488
www.micronika.ru

Новосибирск
ул. Геодезическая, 2
(3832) 119-045

Киев
ул. М. Расковой, 13
(книги по электронике,
инструмент)
(044) 517-7377
www.micronika.com.ua

Ключевой синхронный детектор

Синхронные детекторы и выпрямители обладают интересными и полезными свойствами и широко используются в различной аппаратуре, см., например, статью в этом номере журнала на с. 2. Здесь автор рассказывает об особенностях построения таких детекторов.

Принцип действия ключевого синхронного детектора поясняет рис. 1. Устройство имеет дифференциальный вход. Два равных детектируемых сигнала подаются в противофазе на быстродействующий электронный переключатель. Для простоты на рис. 1 переключатель изображен как механический. Будем считать, что он идеален, т. е. переключение происходит мгновенно и его сопротивление в замкнутом состоянии равно нулю. Работой переключателя

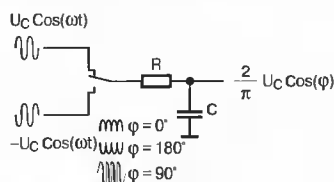


Рис. 1

управляет сигнал, обычно называемый опорным. Пусть опорный сигнал управляет работой переключателя так, что его подвижный контакт всегда соединяется с тем входом, на котором в данный момент существует положительное напряжение. Такое возможно, если опорный сигнал синхронизирован с детектируемым, поэтому данный детектор и называют синхронным. Для определенности полезно ввести понятие угла фазового сдвига j между детектируемым и опорным сигналами, в данном случае $j = 0$. На выходе ключа получим сигнал, по форме совпадающий с двухполупериодно выпрямленным сигналом. Далее этот сигнал проходит через интегрирующую RC-цепочку, сглаживающую пульсации выпрямленного напряжения. На выходе

цепочки напряжение будет равно $\frac{2}{\pi} U_C$. Выпрямление произошло без участия нелинейных элементов. Здесь мы обнаруживаем первое замечательное свойство синхронного детектора — способность линейно детектировать при любой амплитуде детектируемого сигнала. Этим он чрезвычайно привлекателен для многочисленных применений. К сожалению, не всегда можно реализовать синхронный опорный сигнал.

Если фазу опорного сигнала поменять на 180° , то выходное напряжение изменит полярность, так как переключатель будет пропускать только отрицательные полуволны входного напряжения. Если сдвиг по фазе будет равен 90° , то переключатель будет пропускать и положительные и отрицательные полуволны, как это видно на рис. 1. На выходе интегрирующей цепочки сигнал будет равен нулю. Анализ схемы устройства при произвольном фазовом сдвиге приводит к выводу, что на выходе интегрирующей цепочки в этом случае сигнал равен

$\frac{2}{\pi} U_C \cos(\varphi)$. Второе замечательное свойство синхронного детектора заключается в его фазовых свойствах. Он может работать как фазовый детектор.

Рассмотрим одно из применений такого фазового детектора. Если помимо данного синхронного детектора, выдающего

на выходе сигнал $\frac{2}{\pi} U_C \cos(\varphi)$, использовать еще один такой же детектор, фаза опорного сигнала которого дополнительно смещена на 90° , то на выходе этого дополнительного детектора сигнал будет равен $\frac{2}{\pi} U_C \sin(\varphi)$. В результате появляется возможность разделить активную и реактивную составляющие сигнала.

Далее рассмотрим работу синхронного детектора в асинхронном режиме. Пусть ω_c — частота детектируемого сигнала, ω_o — частота опорного сигнала, тогда фазовый сдвиг между этими сигналами будет равен $j = (\omega_c - \omega_o)t$. В результате на выходе синхронного детектора получается не постоянное, а переменное напряжение разностной частоты. Однако это напряжение получается на выходе интегрирующей RC-цепочки, которая уменьшает величину амплитуды напряжения с ростом разностной частоты. Полное значение напряжения на выходе синхронного детектора определяется выражением

$$U_{\text{вых}} = \frac{2}{\pi} U_C \cos((\omega_n - \omega_o)t + \psi) \sqrt{1 + (1 - \frac{\omega_n}{\omega_o})^2 \omega_o^2 R^2 C^2}$$

Частотная зависимость амплитуды этого сигнала получается такой же, как и у обычного колебательного контура с добротностью $Q = \omega_o RC$, полосой пропускания $\Delta f = \frac{1}{\pi RC}$ и резонансной частотой ω_o . Однако имеется существенное качественное различие. Когда мы имеем дело с колебательным контуром, частота на его выходе всегда равна частоте поданного сигнала. Для синхронного детектора частота выходного сигнала равна разности частот опорного сигнала и детектируемого. Колебательный контур имеет единственную резонансную частоту, а у синхронного детектора наблюдаются резонансные максимумы на всех нечетных гармониках частоты опорного сигнала.

На рис. 2 показана частотная характеристика синхронного детектора с добротностью 100. Резонансы наблюдаются на нулевой частоте, частоте, совпадающей с частотой опорного сигнала, утроенной частоте и на всех дальнейших нечетных гармониках опорного сигнала. Такая много-частотность затрудняет использование синхронного детектора, и для того, чтобы

этот недостаток не проявлялся, перед синхронным детектором приходится ставить обычную частотно-избирательную систему, подавляющую нежелательные полосы пропускания. Третье замечательное свойство синхронного детектора — его частотно-избирательные характеристики.

Если синхронный детектор работает в синхронном режиме и детектирует модулированный сигнал, его частотно-избирательные свойства проявляются для продетектированного сигнала. Полоса пропускания синхронного детектора для продетектированного сигнала сокращается в два раза:

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi RC}$$

Добротность и полоса пропускания синхронного детектора чрезвычайно просто меняются выбором параметров RC-цепочки. Можно получить как очень низкую добротность и широкую полосу пропускания, так и чрезвычайно высокую добротность и узкую полосу пропускания. Для примера, на частоте 1 МГц с сопротивлением 1 МОм и емкостью 1 мкФ получим добротность $6,28 \cdot 10^6$ и полосу пропускания 0,3 Гц. Такую добротность не удастся получить даже с хорошим кварцевым резонатором. Между тем достижима полоса пропускания даже 0,001 Гц. Впрочем, такая экзотическая полоса может потребоваться лишь при измерениях чрезвычайно слабых сигналов.

Частотно-избирательные свойства синхронного детектора можно существенно улучшить, используя вместо интегрирующей RC-цепочки фильтр нижних частот более высокого порядка. Так, с фильтром второго порядка можно получить частотную характеристику такую же, как и при использовании для частотной селекции фильтра с двумя связанными контурами. Фильтр четвертого порядка даст тот же эффект, как и фильтр сосредоточенной селекции с четырьмя контурами. На рис. 3 показан пример схемы активного фильтра второго порядка, который можно применить вместо интегрирующей RC-цепочки.

Полоса пропускания такого фильтра $\Delta f = \frac{1}{2\pi RC}$.

Синхронный детектор чаще всего используется в синхронном режиме. Для этого необходимо иметь синхронный

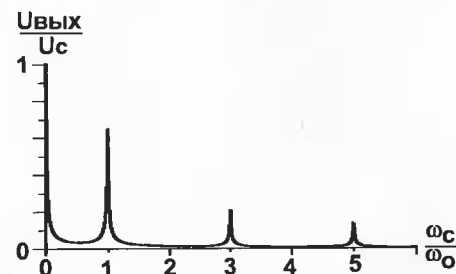


Рис. 2

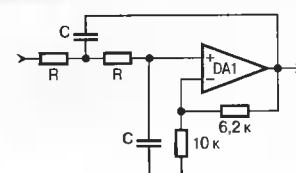


Рис. 3

опорный сигнал. Если детектор входит в состав какого-либо закрытого измерительного комплекса, то проблемы с созданием синхронного опорного сигнала обычно нет. Трудности возникают при детектировании сигналов, пришедших извне, например, радиосигналов. В телевидении в качестве опорной используют выделенную частоту несущего сигнала изображения. Для радиовещательного приема опорный сигнал можно организовать, используя систему ФАПЧ. Для решения этой задачи выпускают специализированные интегральные схемы.

В асинхронном режиме на выходе получается сигнал разностной частоты. Если это нежелательно, тогда можно поступить следующим образом. Нужно использовать два синхронных детектора, опорные сигналы которых сдвинуты на 90° . Полученные на выходах этих детекторов сигналы необходимо возвести в квадрат и сложить. Затем из полученной суммы извлечь квадратный корень. В результате получится сигнал, не содержащий разностной частоты:

$$U_{\text{вых}} = \frac{2}{\pi} \frac{U_C}{\sqrt{1 + \left(1 - \frac{\omega_c}{\omega_0}\right)^2 \omega_0^2 R^2 C^2}}.$$

Легко осуществить реализацию классической схемы синхронного детектора, используя два аналоговых ключа (рис. 4).

Такой детектор может работать на частоте до 1 МГц. В комплексе вместе с формирователями входных и опорных сигналов устройство получается не-

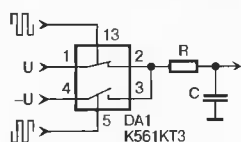


Рис. 4

сколько громоздким. Поэтому иногда можно отдать предпочтение более простому варианту по схеме на рис. 5.

Работает такой детектор следующим образом. Предположим, что ключ разомкнут при отрицательных входных сигналах и замкнут при положительных. Когда ключ разомкнут, получаем инвертирующий усилитель с коэффициентом усиления -1 , и отрицательное входное напряжение на выходе операционного усилителя становится положительным. Если же ключ замкнут, то устройство приобретает свойство повторителя. В результате на выходе операционного усилителя получаем двухполупериодно выпрямленный сигнал. При других фазах работы ключа получаем все те же выходные сигналы, что и в классическом ключевом синхронном детекторе. Данный вариант имеет значительно меньшее быстродействие по сравнению с предыдущим, его можно использовать на частоте до 10 кГц.

Наиболее быстродействующий ключевой синхронный детектор можно получить на основе перемножителя сигналов. Принцип действия его прост. Если детектируемый и опорный сигнал имеют одинаковый знак, то после перемножения получаем положительный сигнал, сохраняющий форму детектируемого. Промышленность выпускает очень много разновидностей

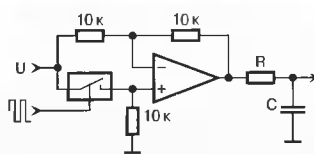


Рис. 5

перемножителей сигналов. Только некоторые из них обладают способностью перемножать аналоговые сигналы (например, K525ПС2), и на их основе можно создать схему ключевого синхронного детектора со свойствами классического. Большая же часть перемножителей сигналов используется по прямому назначению в качестве преобразователей частоты в радиоприемной аппаратуре (называемых там часто «двойной балансный смеситель»). Их также можно использовать как синхронный детектор, однако на выходе сигнал получается дифференциальный, с добавкой некоторой постоянной составляющей, которую в последующем возможно нужно будет удалить. Схема возможного варианта синхронного детектора приведена на рис. 6.

Детектор работает до частоты 1 МГц. На более высоких частотах возникают трудности с формированием опорного сигнала прямоугольной формы, который должен иметь амплитуду около 1 В. Подстроечным резистором при отсутствии детектируемого сигнала выставляется нулевое напряжение на выходе. Недостатком устройства является зависимость выходного напряжения от амплитуды опорного.

Этот детектор работает как синхронный и с опорным сигналом синусоидальной формы до частот в несколько со-

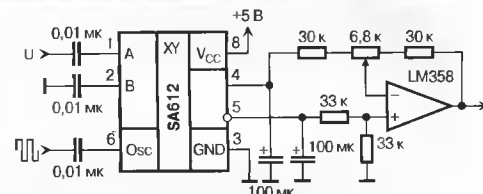


Рис. 6

тен мегагерц, но это уже будет не ключевой синхронный детектор, а синхронный детектор на перемножителе. В самом деле, при перемножении сигналов $U_C \cos(\omega t + \varphi)$ и $U_C \cos(\omega t)$ получим

$$\frac{1}{2} U_0 U_C [\cos(\varphi) + \cos(2\omega t + \varphi)].$$

Второй сигнал с удвоенной частотой подавляется интегрирующей цепочкой на выходе детектора, остается

$$\frac{1}{2} U_0 U_C \cos(\varphi).$$

Качественно тот же результат, что и в ключевом синхронном детекторе, но теперь появляется зависимость от величины опорного сигнала, что для измерительных схем не очень хорошо.

Генри Петин,
sashapet@mail.ru

Литература:

1. Ж. Макс. Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях.— Москва, «Мир», 1983, т. 2, с. 5—21.
2. В. С. Гутников. Применение операционных усилителей в измерительной технике.— Москва, Энергия, 1975, с. 78, 79.

FORESIGHT COMPONENT
с нами вы всегда на шаг впереди

**ПОСТАВКИ
МИКРОСХЕМ
ANALOG DEVICES
со склада и под заказ**

Комплексные поставки импортных микросхем от мировых производителей.

- Индивидуальный подход к заказчикам
- Прогрессивные скидки
- Техническая поддержка и поставка образцов для массовых производителей
- Регистрация проектов, низкие цены.
- DC/DC и AC/DC модули
- Производство и разработка печатных плат
- Производство трансформаторов
- Паяльные станции и аксессуары
- Пассивные компоненты и микросхемы
- Аккумуляторные батареи и многое другое по каталогу

Срок поставки от двух недель

г. Москва
ул. Дубосековская, д.5/6, офис 239
тел./факс (095) 231-3152
e-mail: sales_s@frs-c.ru
www.frs-c.ru

Регулятор частоты вращения низковольтных коллекторных электродвигателей

Для плавной регулировки частоты вращения коллекторных электродвигателей, применяемых в электрооборудовании автомобилей, предлагается изготовить из недорогих и доступных деталей простое малогабаритное устройство, способное работать с 12-вольтовыми двигателями мощностью до 80...100 Вт.

Изготовленным по схеме на рис. 1 устройством можно заменить дискретные двух- и трехпозиционные переключатели частоты вращения, как правило, содержащие гасящие избыток напряжения резисторы, что не только повысит комфортность эксплуатации автомобиля, но и уменьшит средний ток, потребляемый электродвигателем от автомобильной бортовой электросети.

Раньше основная проблема при разработке подобных устройств заключалась в том, что большинство электрических исполнительных механизмов автомобиля имеют общий минус, механически и электрически жестко связанный с корпусом. Управляются такие механизмы подачей напряжения питания обычно через несложные цепи коммутации, состоящие из предохранителей и соответствующих переключателей. В еще не столь далекие времена радиолюбители при попытках повышения комфортности своих автомобилей для плавного или дискретного управления мощностью, подаваемой на оконечные устройства электроавтоматики, вынуждены были использовать мощные биполярные р-п-р транзисторы, например, такие, как КТ210, КТ818, КТ8102. Не секрет, что для ключевого управления ими требуется большая мощность, что неизбежно приводит к решению об использовании составного транзистора, состоящего из нескольких последовательно включенных соответствующим образом транзисторов, например, по схемам Дарлингтона, Шиклаи или их комбинаций. Еще одно неудобство заключалось в том, что биполярные транзисторы при работе с большими токами имеют большое напряжение насыщения коллектор-эмиттер (например, КТ818М — до 1,5...4 В при токе до 20 А), что требует применения массивного теплоотвода и приводит к снижению мощности и напряжения на управляемом узле.

Создание мощных р-канальных полевых транзисторов обогащенного типа с изолированным затвором позволило резко упростить такие устройства и одно-

временно улучшить их параметры. В своей конструкции, предназначенной для плавной регулировки частоты вращения двигателя обдува теплым воздухом лобового стекла, автор использовал полевые транзисторы типа IRF9540, допускающие ток стока до 19 А и имеющие во включенном состоянии сопротивление открытого канала не более 0,2 Ом. Это далеко не лучшие из подобных р-МОП транзисторов, но именно их удалось приобрести автору.

Управление частотой вращения вала коллекторного электродвигателя с применением устройства, собранного по схеме на рис. 1, происходит с помощью широтно-модулированных импульсов. Для снижения потерь мощности на замкнутом ключе VT1, VT2 и уменьшения их нагрева использовано параллельное включение двух однотипных полевых транзисторов. В отличие от использования обычных биполярных транзисторов при параллельном включении мощных полевых транзисторов не требуется установка резисторов для выравнивания тока.

Регулировка частоты вращения M1 производится изменением сопротивления переменного резистора R2. Когда его сопротивление максимально, разряд конденсатора C1 через резистор R3 и вывод 7 DA1, выполненный с открытым коллектором, происходит быстрее, чем его заряд. Поэтому на выводе 3 DA1 большую часть времени будет высокий уровень (скважность импульсов — около 4, частота переключения — около 50 Гц). Когда на выводе 3 DA1 присутствует высокий уровень, полевые транзисторы закрыты, и напряжение питания на нагрузку не подается.

При уменьшении сопротивления резистора R2 скорость заряда C1 растет, на выходе DA1 частота переключения возрастает, и при 100 Гц форма импульсов приближается к меандру, на нагрузку поступает примерно половина от максимальной мощности. При дальнейшем уменьшении сопротивления переменного резистора R2 время заряда конден-

сатора C1 до порогового напряжения переключения микросхемы становится меньше, чем скорость его разряда. Это приводит к тому, что на выходе DA1 теперь большая часть времени будет низкий уровень. Соответственно, большую часть времени полевые транзисторы будут открыты, на нагрузку станет поступать еще большая мощность,

частота вращения двигателя увеличивается. При сопротивлении переменного резистора R2, близком к минимальному, конденсатор C1 уже не может разрядиться через R3 и вывод 7 DA1 до напряжения ниже порогового напряжения переключения, колебательный процесс DA1 срывается. На выходе микросхемы присутствует низкий уровень, полевые транзисторы постоянно открыты, на нагрузку поступает 100 % мощности (без учета потерь на VT1, VT2).

Резистор R5 и оксидные конденсаторы C2, C3 образуют фильтр питания микросхемы. Стабилитроны VD1 и VD3 препятствуют повреждению полевых транзисторов. Мощный диод VD2 гасит импульсы самоиндукции обмоток двигателя M1, которые при отсутствии этого диода могут достигать сотен вольт. Чтобы обеспечить минимальное переходное сопротивление ползунка переменного резистора при минимальном (нулевом) введенном сопротивлении R2, использован сдвоенный одноосный переменный резистор, обозначенный на схеме как R2.1, R2.2.

Так как частота переключения полевых транзисторов невелика, динамические потери мощности на их переключение весьма малы. Кроме указанных на схеме IRF9540, можно использовать пару однотипных IRF9532, IRF9234, 2SJ176, КП784А, КП785А или один IRF4905. Транзисторы рекомендуется установить на небольшой теплоотвод, например, как показано на фото (рис. 2). Размеры примененного алюминиевого теплоотвода

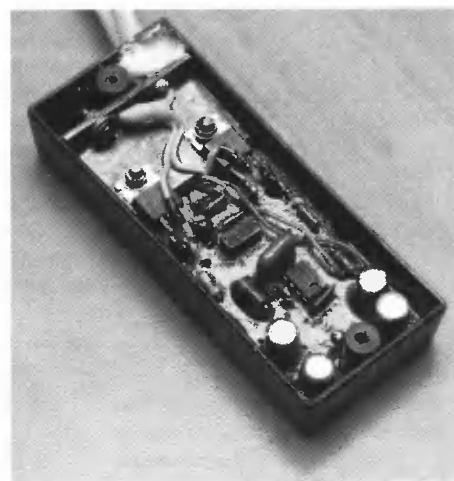


Рис. 2

составляют 40×25×2,5 мм. При работе устройства с двигателем, потребляющим мощность 50 Вт, превышение температуры корпусов транзисторов относительно температуры окружающего воздуха не более 10 °С. Отечественную микросхему КР1006ВН1 можно заменить импортным аналогом NE555, XR-L555.

Диод VD2 можно заменить на любой из серий КД226, КД257, КД411, КД213, ВУ398, HFA08TB60S. На месте стабилитрона VD1 могут работать КС213Ж, КС215Ж, КС515А, 1N4744А, ТМЗС-15. Защитный стабилитрон VD3 можно заменить на Д816 А—Г, 1N5361 или, что еще лучше, на варистор, например, FNR-14K270, FNR-10K330, FNR-20K330. Конденсатор C1 — полиэтилентерефта-

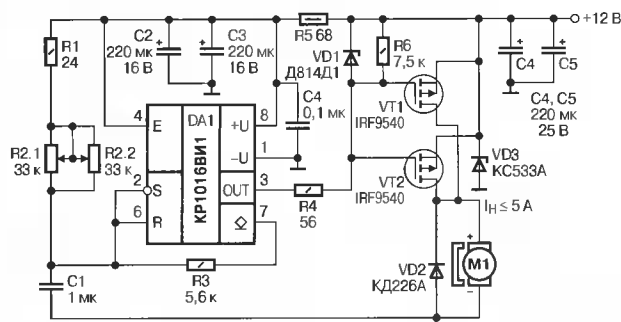


Рис. 1

латный, например, K73-17, K73-24В. Оксидные конденсаторы — малогабаритные импортные аналоги K50-35. Конденсаторы C5, C6, если позволят габариты корпуса устройства, желательно взять большой емкости, по 1000...4700 мкФ, C4 — керамический КМ-5, K10-17. Постоянные резисторы — С1-4, С2-23, МЛТ. Переменный R2 должен быть хорошего качества, лучше проволочный, например ППБ-3А, ППБ-1А, СП5-35А, СП5-40А. Можно попробовать и обычные композитные серий СП-1, СП3-30, СП3-33.

Устройство смонтировано в корпусе размерами 108×45×22 мм из ударопроч-

ного полистирола. Размер монтажной платы — 60×40 мм (см. фото). Плату со стороны пайки следует обязательно покрыть несколькими слоями цапонлака, а со стороны монтажа — тонким слоем эпоксидного клея. Такие меры необходимы, чтобы обеспечить вибро- и влагоустойчивость изделия.

Если устройству предстоит работать с массивным коллекторным электродвигателем мощностью более 50 Вт, частоту переключения микросхемы желательно уменьшить, изменив номиналы элементов R2, C1, R3. Для более «мягкого» хода электродвигателя M1, по

возможности, между ним и выходом устройства можно установить LC-фильтр, состоящий, например, из дросселя фильтра питания от лампового телевизора, перемотанного проводом ПЭВ-2 диаметром 1,2 мм до полного заполнения каркаса и 3...6 конденсаторов по 2200 мкФ, подключенных параллельно выводам электродвигателя. Использовать только конденсатор большой емкости нельзя.

Андрей Бутов,
butov@friends.ill.pp.ru

СВЯЗЬ И СЕТЕВЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

Еще один вариант оптической связи

В статье приведено описание устройства для оптической связи с применением единого ИК диода, используемого и при приеме, и при передаче.

На страницах различной научно-популярной литературы не раз публиковались схемы устройств для оптической связи с использованием в качестве излучающего устройства мощного светодиода, а в качестве приемного — фотодиода или фототранзистора. Такое построение стало классическим подходом в решении данной задачи, позволяющим строить каналы связи, работающие в дуплексном режиме. Но можно пойти и другим путем. Отличительной особенностью предлагаемого устройства является использование принципа обратимости светодиода, то есть применение его как на передачу, так и на прием.

Принципиальная схема устройства приведена на рис. 1.

Оно состоит из двух функциональных узлов: канала передачи и канала приема,

работающих поочередно. Включение соответствующего канала осуществляется при помощи переключателя SB1, обеспечивающего симплексный режим работы.

Рассмотрим работу канала передачи. Сигнал от электретного микрофона BM1 поступает на микрофонный усилитель, выполненный на ОУ DA1 и охваченный АРУ на транзисторе VT2. Усиленный сигнал, снимаемый с движка подстроечного резистора R13, поступает на вывод 5 управляемого генератора, собранного на интегральном таймере DD1. Размах этого сигнала определяет девиацию частоты генератора. Транзистор VT3 выполняет роль буферного каскада между генератором и усилителем мощности, выполненным на VT4.

Канал приема реализован на многофункциональной микросхеме DA3 радио-

приемного АМ/ЧМ-тракта K174XA10 [1]. Сигнал с ИК диода через истоковый повторитель, выполненный на транзисторе VT2, поступает на вывод 2 микросхемы DA2 — вход усилителя промежуточной частоты. В данном устройстве УПЧ микросхемы используется в качестве УВЧ. С выхода УВЧ усиленный сигнал подается на демодулятор микросхемы, включающий в себя контур L1C14 и с него через регулятор громкости R19 на вход усилителя низкой частоты. Выход УНЧ нагружен на телефонный капсюль BF1.

Приемо-передающим элементом VD4 является ИК модуль АГИ 14-1/2СВ, представляющий собой ИК диод (прямое напряжение на диоде $U_{пр} = 3$ В, прямой импульсный ток до 1 А при среднем до 100 мА) с фокусирующей линзой.

Вместо микросхемы KP1446UD1 можно применить практически любой операционный усилитель, работающий при напряжении питания 3 В. Вместо отечественного интегрального таймера KP1441BI1 можно использовать KP1006BI1 или его импортный аналог NE555.

Настойка устройства заключается в проверке работоспособности входящих в него узлов, установке частоты управляемого генератора подстройкой резистора R16 (несущая частота около 40 кГц); подстройке резонансного контура УВЧ L1C14 на несущую частоту канала передачи; установке оптимального уровня девиации частоты резистором R13 (около 1 В). Естественно, частоты каналов передачи и приема у двух комплектов устройств оптической связи должны быть согласованы.

Александр Медведев,
Александр Кисляков,
asuromz@mail.ru

Литература:

1. И. В. Новаченко и др. Микросхемы для бытовой радиоаппаратуры: Справочник. — М.: КУБК-а, 1996.

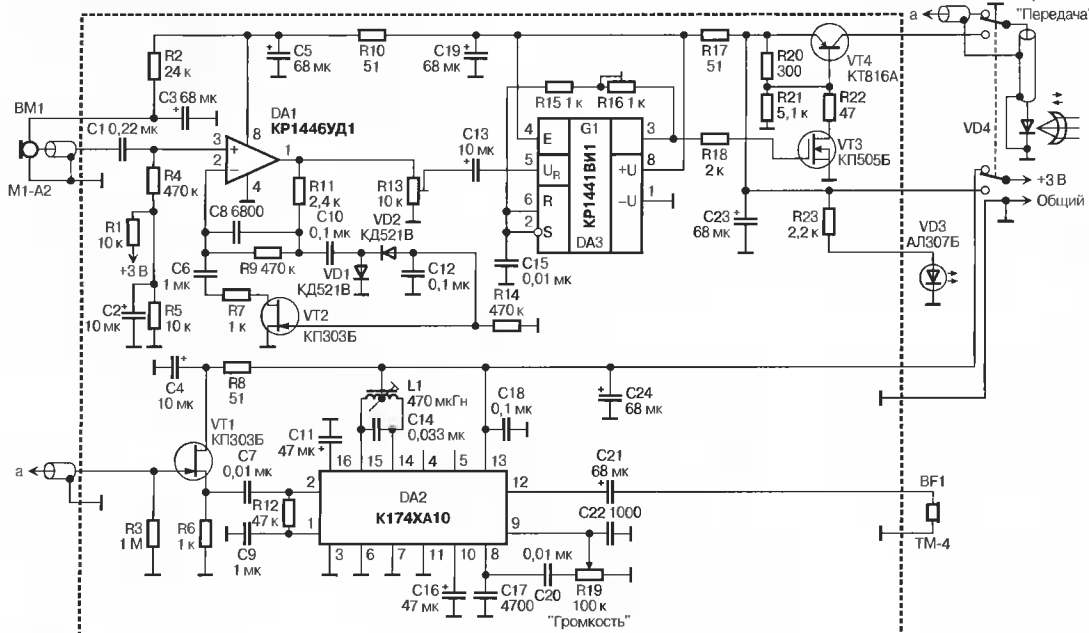


Рис. 1

Оптимизация параметров микропроцессорной системы сбора и обработки информации

В статье рассматривается один из вариантов методики оптимизации параметров дискретизации процесса, обрабатываемого микропроцессорной системой.

Рассмотрим микропроцессорную систему сбора и обработки информации некоторого процесса $y = f(x)$, представленного выборками этого процесса в моменты $x = n\Delta x$. Представим этот процесс в виде ряда Котельникова:

$$y = \sum_{n=-\infty}^{\infty} y(n\Delta x) \frac{\sin\left[\omega_m\left(x - n\frac{1}{2f_m}\right)\right]}{\omega_m\left(x - n\frac{1}{2f_m}\right)}, \quad (1)$$

где $\frac{1}{2f_m} = \Delta x$ — интервал между двумя соседними отсчетными точками процесса; $\omega_m = 2\pi f_m$ — частота дискретизации; $y(n\Delta x)$ — выборки процесса $y = f(x)$ в моменты $x = n\Delta x$.

В соответствии с теоремой Котельникова процесс $f(x)$ полностью определяется последовательностью своих значений в моменты, отстоящие друг от друга

на не более чем на $\frac{1}{2f_m}$, если наивысшая частота в спектре процесса $f(x)$ меньше, чем f_m .

На практике длительность процесса $f(x)$ конечна. В этих условиях процесс конечной длительности обладает теоретически бесконечно широким спектром. Однако практически всегда можно определить наивысшую частоту спектра f_0 , за пределами которой энергия составляющих спектра составляла бы пренебрежительно малую долю энергии по сравнению с энергией исходного процесса $f(x)$. Задача оптимизации интервала дискретизации Δx сводится к отысканию указанной выше частоты спектра и вычислению оптимального значения Δx_0 по формуле

$$\Delta x_0 = \frac{1}{2f_0}. \quad (2)$$

ставлена реализация некоторого процесса $y = f(x)$ (сплошная линия), обрабатываемого микропроцессорной системой.

Спектр рассматриваемого процесса в некоторой степени зависит от поведения процесса вне интервала наблюдения.

Пакет программ Mathcad позволяет найти спектр периодического процесса, который на интервале наблюдения совпадает с процессом $y = f(x)$. Доопреде-

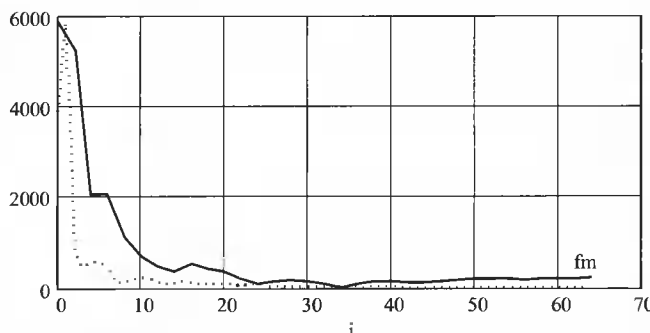


Рис. 2

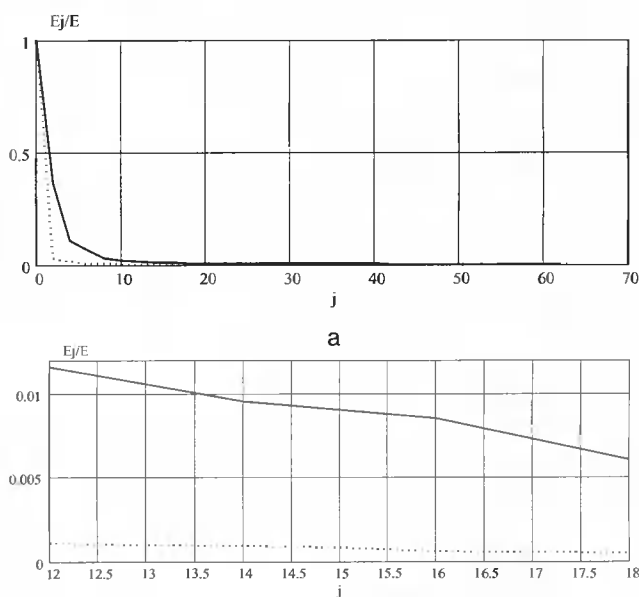


Рис. 3

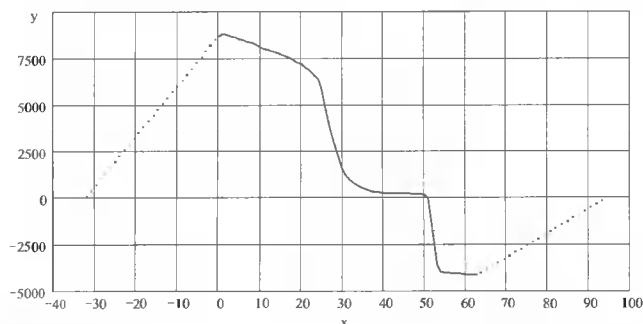


Рис. 1

Нахождение спектра процесса удобно осуществлять с помощью пакета прикладных программ Mathcad. На рис. 1 пред-

ложение процесса, например, прямыми линиями, как показано на рис. 1 (пунктирные линии), позволяет получить бо-

лее узкополосный процесс, совпадающий на интервале наблюдения с процессом $y = f(x)$.

На рис. 2 показаны спектры обоих процессов, которые получены дискретным преобразованием Фурье с использованием пакета Mathcad.

Для определения вклада составляющих спектра в энергетику процесса найдем энергетические параметры по формулам:

$$E = a_0^2 + \sum_{j=1}^n a_j^2, \quad E_0 = E$$

$$\text{и } E_j = \frac{1}{2} \sum_{j=1}^n a_j^2 \quad (j=1...n), \quad (3)$$

где E — энергия процесса $y = f(x)$; E_j — энергия, вносимая составляющими спектра с номерами $j = 0...n$.

На рис. 3, а показаны относительные зависимости E_j/E для обоих процессов, а на рис. 3, б показан фрагмент этих зависимостей для участка спектра.

Из рис. 3, а видно, что доопределенный процесс является более узкополосным и позволяет повысить качество оптимизации Δx_0 . Задавшись потерями энергии величиной ΔE , из рис. 3 можно определить значение f_0 , а по нему — оптимальное значение Δx_0 с помощью формулы (2). Задавшись потерями энергии в 0,05 %, найдем из рис. 3, б значение f_0 , которое для исходного процесса

$$\text{равно } \frac{f_m}{4}.$$

На рис. 4 приведены графики, полученные с помощью ряда Котельникова, при исходной частоте дискретизации процесса $y = f(x)$ (кривая 1) и при ее оптимальном значении, полученном из рис. 3 (кривая 2). Достаточно хорошее приближение к исходному процессу обеспечивается при кусочно-линейной аппроксимации отсчетов с частотой f_0 (кривая 3).

Из рисунка видно, что оптимизация, рассмотренная выше, позволяет уменьшить частоту дискретизации процесса, обрабатываемого микропроцессорной системой. Это дает возможность упростить процесс сбора информации и существенно уменьшить объем памяти, необходимой для хранения и обработки данных в микропроцессорной системе.

б

Рис. 4

Поведенческое моделирование в PSpice

В своих предыдущих статьях на тему PSpice автор рассказал о построении моделей аналоговых и цифровых компонентов. Эта статья посвящена поведенческому моделированию. При этом объект представляется «черным ящиком». Наибольшей эффективностью этот метод обладает на ранних стадиях проектирования аппаратуры, позволяя разработать концепцию будущего устройства. Поведенческое моделирование используется также и для создания высокоэффективных макромоделей сложных микросхем, позволяя получать модели с приемлемым быстродействием.

Методы расширения возможностей PSpice

Любые симуляторы электронных схем, в том числе и PSpice, содержат встроенные модели для ограниченного числа устройств. Моделирование схемы, содержащей компонент, не входящий во встроенный набор, требует расширения возможностей симулятора каким-либо способом. Есть три пути расширить возможности симулятора, и, в частности PSpice:

- модифицировать исходный код симулятора, чтобы добавить новую модель компонента;
- формировать макромоделю на основе внутреннего устройства компонента;
- поведенческое моделирование.

Модификация исходного кода PSpice — сильный метод, однако его использование связано со значительными проблемами. Среда, для которой готовится код нового PSpice-компонента, далеко не простая. Требуется высококлассный программист-эксперт, способный проверить, что дополнительный код обслуживается верно и что сам PSpice в целом продолжает после этого действовать правильно. Далеко не всем доступно подобное знание и понимание какой-либо реализации PSpice.

Кроме этого, как только PSpice модифицирован, он становится нестандартным. Это потенциальная проблема, если моделирование должно проводиться в другом месте со стандартным PSpice. К тому же, всякий раз, когда приобретается новая (разумеется, не модифицированная) версия PSpice, весь труд по перенесению и проверке работоспособности модификаций придется повторить.

Формирование макромоделей устройства производится с использованием существующих встроенных в симулятор примитивов. Этот метод хорош для моделирования составных устройств, таких, как, например, оптроны. Обычно есть одна или несколько связей между компонентами составного устройства, и они макромоделюются, хотя некоторые функции могут моделироваться абстрактно с использованием управляемых источников напряжения или тока. Метод работает не так хорошо, когда характеристики устройства даны в форме уравнения или как набор измеренных величин. В этих случаях, по возможности, необходимо прибегать к методам, как, например, при синтезе логарифмической зависимости тока от напряжения, передавая ток через иде-

альный диод или считывая напряжение с диода. Макромоделю, смонтированные этим методом, часто получают весьма сложными, разработчику их трудно сопровождать, они могут быть медленными и неточными.

Поведенческое моделирование (Behavioral Modeling) является процессом разработки модели компонента или системы с точки зрения внешне наблюдаемого поведения, а не из описания их внутреннего устройства.

Отметим два важных приложения поведенческого моделирования: моделирование устройств нового типа и моделирование сложных систем в виде черного ящика. Далее мы рассмотрим инструменты, имеющиеся в PSpice и поддерживающие возможности поведенческого моделирования, и приведем примеры.

Моделирование новых компонентов

Задание произвольных напряжений

Источник напряжения можно задать произвольным выражением (рис. 1), которое может содержать константы, параметры, напряжения и токи узлов, время, математические функции, включая log, exp и тригонометрические.

Моделирование операционного усилителя

Приведем простой пример использования управляемого источника напряжения, заданного таблицей, как операционного усилителя без использования его полной, гораздо менее быстродействующей модели (рис. 2).

Для реализации операционного усилителя использован аналоговый блок ETABLE (табличное задание передаточной функции). При этом выходное напряжение

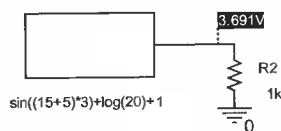


Рис. 1

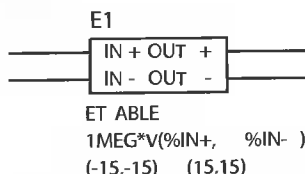


Рис. 2

ограничено ± 15 В, то есть в пределах физически реальных границ. В этих границах характеристика аппроксимируется прямой линией, усиление составит 10^6 .

Лапласовы выражения

Лапласовы выражения (рис. 3) при задании передаточной функции могут включать константы, параметры, и математические функции от S, включая log, exp и тригонометрические.

Табличное задание АЧХ

При табличном задании амплитудно-частотной характеристики амплитуда и фаза линейно интерполируются по данным из таблицы (рис. 4).

Полный перечень аналоговых блоков, содержащихся в библиотеке ABM.SLB и предназначенных для поведенческого моделирования, приведен в табл. 1. Как видим, инструментарий достаточно богат. В дальнейшем мы им частично воспользуемся.

Моделирование туннельного диода

Встроенной моделью туннельного диода в PSpice нет. Туннельный диод является нелинейным двухполюсником. Статичес-

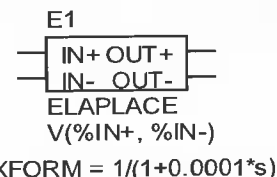


Рис. 3

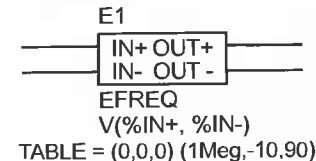


Рис. 4

кая вольтамперная характеристика устройства содержит участок отрицательного динамического сопротивления. Изменения от положительного до отрицательного сопротивления и обратно плавные, устройство не обладает гистерезисом. Туннельный диод используется только на участке с отрицательным сопротивлением, обычно это диапазон от одного до двух вольт. Эти параметры делают устройство очень пригодным для полиномиального моделирования. Задача аппроксимации ВАХ туннельного диода легко решается любым математическим пакетом, например MAPLE, MathCAD, Mathematica. Здесь следует сказать, что уже давно пора отвыкнуть от использования языков программирования типа BASIC для проведения инженерных расчетов. Такой великолепный калькулятор как MathCAD обеспечивает на 90...99% все потребности в расчетах. Не намного сложнее освоить использование более мощных пакетов MAPLE, MatLAB или Mathematica. В любом случае результаты получаются и быстрее, и легче. Объясняется это тем, что многие задачи там уже решены и достаточно просто ввести исходные данные. Сложные задачи решаются проще потому, что используется язык сверхвысокого уровня,

где каждый оператор может быть эквивалентен сотне строк на языке C++.

Решим задачу аппроксимации с помощью пакета Maple. BAX туннельного диода, рассматриваемого как нелинейная проводимость (рис. 5), может быть задана четырьмя точками $[[0V, 0A], [1V, 0.003A], [2V, 0.001A], [3V, 0.003A]]$ и аппроксимирована полиномом третьей степени. Как видим, задача аппроксимации решается одной строчкой (второй), визуализация результатов следующей строчкой (третьей). Первая строчка подключает пакет функций CurveFitting по приближению кривых. Аппроксимация полиномом по сравнению с кусочно-линейной положительно сказывается на сходимости при анализе схем.

```
with(CurveFitting):
p1:=PolynomialInterpolation([[0,0],
[1,0.003], [2,0.001], [3,0.003]], x);
p1:=0.001500000000x^3 -
0.07000000000x^2 + 0.008500000000x
plot([[[0,0], [1,0.003], [2,0.001], [3,0.003]],
p1], x=0..3);
```

Запишем это на входном языке PSpice и построим вольтамперную характеристику (рис. 6) нашего туннельного диода. Как видим, получилось даже очень красиво.

```
TD.cir — BAX.
.PROBE I(GTD) V(GTD)
V1 1 0 DC 2V
.DC V1 0 3.5 0.1
GTD 1 0 VALUE={0.0015*V(1,0)^3-
0.007*V(1,0)^2+0.0085*V(1,0)}
.END.
```

Оформим макромодель туннельного диода и перепишем ту же самую программу следующим образом. Она построит кривую аналогичную предыдущей (рис. 5). В дальнейшем макромодели можно сопоставить графический символ и использовать ее как обычный компонент.

```
TD.cir — BAX.
.PROBE I(V1) V(1)
V1 1 0 DC 2V
.DC V1 0 3.5 0.1
X1 1 0 DTunel ; вызов макромодели
туннельного диода
.SUBCKT DTunel 1 2 ; макромодель
туннельного диода
GTD 1 2 VALUE={0.0015*V(1,0)^3-
0.007*V(1,0)^2+0.0085*V(1,0)}
.ENDS
.END
```

Моделирование сложной системы на примере ФАПЧ

На ранних этапах проектирования системы упор делается на вопросы высокого уровня, а не на детали. Поведенческое моделирование позволяет моделировать большие системы с сокращенной сложностью и с улучшенной вычислительной эффективностью. Имеется возможность использовать управляемые источники с произвольными выражениями, табличным заданием функции и преобразованием Лапласа —

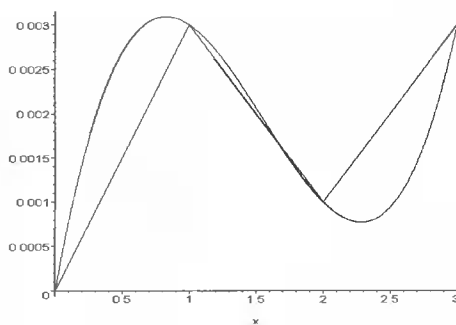


Рис. 5

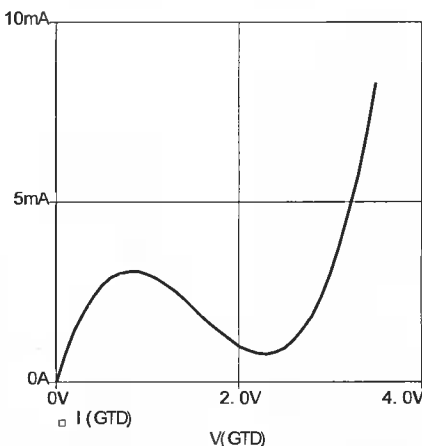


Рис. 6

мощным инструментальным средством, позволяющим это делать.

А теперь рассмотрим поведенческое моделирование более сложной системы — систему фазовой автоподстройки частоты (рис. 7). Контур фазовой синх-

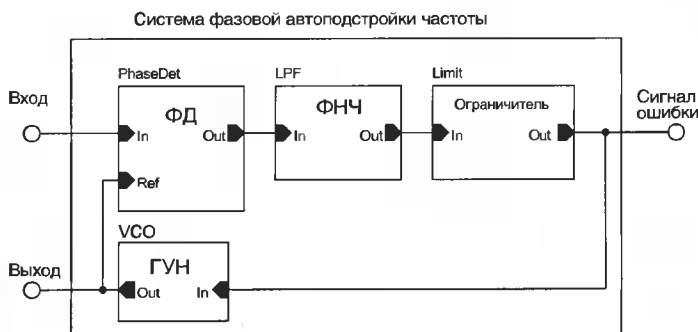


Рис. 7

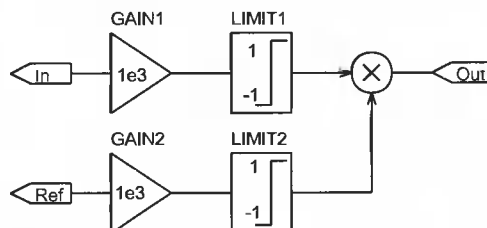


Рис. 8

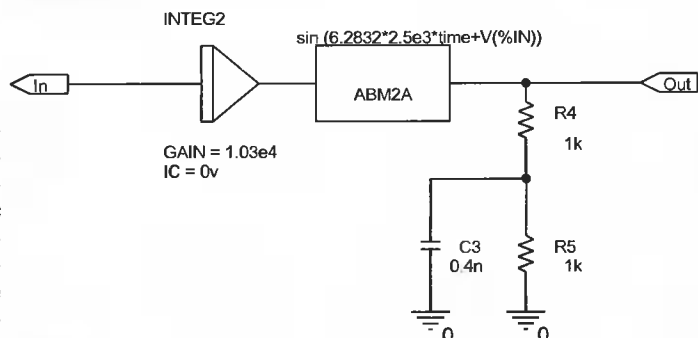


Рис. 9

ронизации содержат три главных компонента:

- генератор, управляемый напряжением (ГУН);
- фазовый детектор, который сравнивает сигнал с выхода ГУН с входным сигналом, чтобы получить сигнал рассогласования;
- фильтр контура регулирования. Инверсный выход фильтра становится напряжением управления для ГУН, таким образом формируется контур управления с отрицательной обратной связью.

Математическое описание

Общее уравнение во временной области для схемы фазовой синхронизации может быть написано как:

$$\phi_0' = K \sin[\phi_i(t) - \phi_0(t)] \theta f(t).$$

Входной сигнал $y_i(t)$ и выходной сигнал с ГУН сигнал $y_o(t)$ задаются:

$$y_i(t) = A \sin[\omega t + \phi_i(t)],$$

$$y_o(t) = B \sin[\omega t + \phi_o(t)].$$

Символ θ представляет свертку, $\phi(t)$ — импульсная передаточная функция фильтра.

Это нелинейное дифференциальное уравнение в общем случае неразрешимо. Приближенные решения могут быть найдены, когда уравнение линеаризовано. Типичный случай, где фильтр контура — простая RC-цепь, после линеаризации приводит к линейному дифференциальному уравнению второго порядка.

Поведенческая модель

Каждый из трех основных компонентов фазовой автоподстройки может быть выражен кратко с помощью аналоговых блоков PSpice.

Фазовый дискриминатор — умножитель с диапазоном выходного сигнала, ограниченным в диапазоне $[-1, +1]$. Для его реализации используются блоки усиления, ограничения и умножения (рис. 8).

Генератор, управляемый напряжением (рис. 9), описан как синусоидальная функция времени с дополнительным входом, управляющим фазой.

Фильтр контура (рис. 10) имеет единственный полюс RC. На выходе фильтра контура появляется сигнал ошибки. Фильтр контура можно также описать с помощью преобразования Лапласа, использующего описание его свойств в s-области.

Блок ограничителя (рис. 11) — нелинейная табличная функция, ограничивающая диапазон изменения сигнала на входе ГУН.

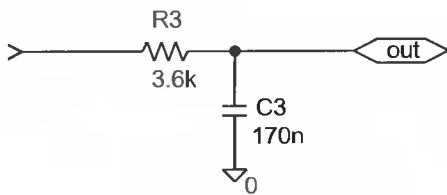


Рис. 10

In	Out
-2v	-0.7v
1v	0.67v
-1v	-0.67v
2v	0.7v
3v	0.7v

Рис. 11

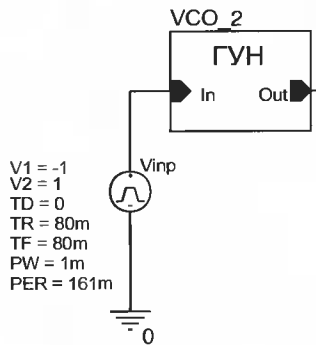


Рис. 12

Тестирование поведенческой модели ФАПЧ

Полное описание схемы фазовой синхронизации (рис. 13) состоит из описанных выше четырех блоков наряду с испытательным блоком (рис. 12) на выходе которого формируется напряжение с линейно изменяющейся частотой.

Запустим анализ переходных процессов для анализа диапазона захвата и

удержания в схеме ФАПЧ. Частота тестового сигнала меняется в диапазоне от 1 до 4 кГц по линейному закону. ФАПЧ не реагирует на входной сигнал (рис. 14), пока входная частота не достигнет нижней границы полосы захвата. Вплоть до нижней частоты удержания выходная частота ГУН значительно не изменяется, так как среднее напряжение тона биений нулевое. Затем модель захватывает входной сигнал, при этом появляется отрицательный бросок напряжения ошибки контура. Здесь мы видим нелинейный характер переходных процессов в схеме ФАПЧ. После этого сигнал ошибки следит за небольшими изменениями частоты входного сигнала, генерируя дополнительную погрешность фазы между ГУН и входным сигналом. Этот сигнал преобразуется в постоянное напряжение сигнала ошибки фазовым детектором и фильтром нижних частот. На верхней частоте удержания модель теряет захват, напряжение сигнала ошибки резко понижается и затем становится тоном биений.

Модель уровня принципиальной схемы

Модель того же самого ФАПЧ была разработана с использованием схем на биполярных транзисторах. ГУН был мультивибратором, управляемым входным напряжением. Умножитель моделировался двойным балансным модулятором, использовавшим шесть биполярных транзисторов. Фильтр состоял из двух резисторов и конденсатора. Полное описание состояло из топологии этих схем вместе с источниками питания, резисторами смещения, блокировочными конденсаторами, и т. д.

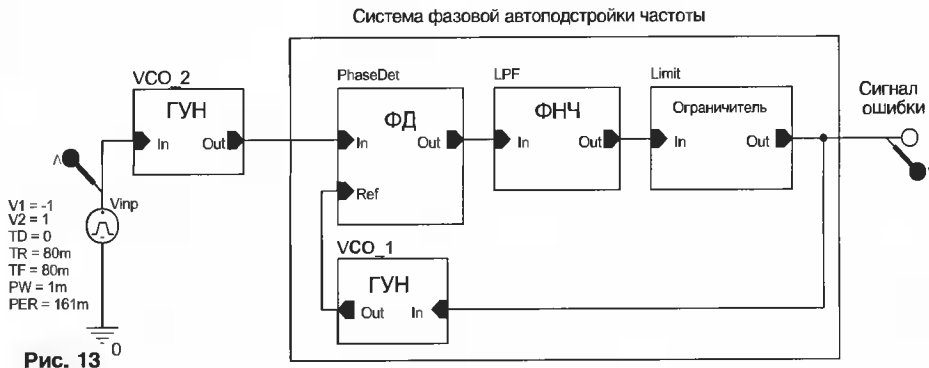


Рис. 13

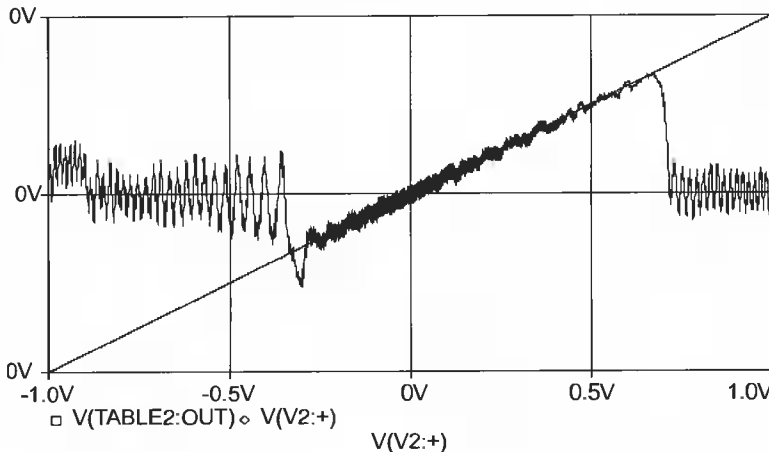


Рис. 14

Таблица 2

Вид модели	Поведенческая	Принципиальная схема
Время разработки	1 день	5 дней
Время счета	6 с	320 с

В табл. 2 показаны для сравнения результаты двух методов моделирования ФАПЧ. Анализ проводился на IBM PC Pentium-350. Примем затраты времени на разработку модели на основе принципиальной схемы и ее и анализ за 100 %. По сравнению с моделью на уровне принципиальной схемы для разработки поведенческой модели требуется приблизительно в пять раз меньше времени, а на расчет анализа переходных процессов на IBM — в 20 раз меньше. Время, затраченное на анализ имеет существенное значение. Поведенческая модель работает намного быстрее, позволяя быстрее провести виртуальные испытания и усовершенствовать проект.

Окончание следует

Олег Петраков,
petrakov@mtu-net.ru

Редакция журнала «Схемотехника»

приглашает авторов
к сотрудничеству

По всем вопросам обращаться:
e-mail: editor@dian.ru
тел./факс (095)777-1214,
777-1215

Требования к оформлению статей
см. в № 12, 2002, с. 44.

Гонорары выплачиваются
авторам, проживающим
на территории СНГ.

Вниманию читателей!

На сайте журнала «Схемотехника» по адресу <http://www.dian.ru/programs/index.html> выложены программы и таблицы прошивки ПЗУ к статье «Частотомер на микроконтроллере AT89C51» (№ 2, 2002), к публикациям в последних номерах журнала, чертежи печатных плат к статьям «Автомобильный тахометр на K1003ПП1» (2001, № 10), «Сотовый телефон в канале охранной сигнализации» (2002, № 11) и другим статьям из последних номеров, а также содержание (перечень статей в формате Excel) всех вышедших номеров журналов «Схемотехника».

Программа для работы с датчиком SHT11

При решении различных задач разработчик часто сталкивается с задачей контроля и регулирования температуры и влажности. Что касается температуры, то существует широкий выбор датчиков, можно выбирать по стоимости, выходному сигналу и т. д. На рынке датчиков влажности до последнего времени господствовали аналоговые приборы, в основном, емкостные или резистивные. Сравнительно недавно фирма Sensirion (www.sensirion.com) предложила свое решение данной проблемы — совмещенные датчики влажности и температуры с выходом в двоичном коде. Применению таких датчиков посвящена данная статья.

Первым из таких датчиков и наиболее доступным на рынке является SHT11. Структурная схема SHT11 приведена на рис. 1. Исполнение датчика — для поверхностного монтажа. По умолчанию измерение температуры производится с разрешением 14 бит, влажности — 12 бит (имеется возможность уменьшения разрядности для уменьшения времени измерения и/или потребляемой мощности). При этом датчик обеспечивает измерение влажности с точностью не хуже 3 % при гистерезисе менее 1 % и долговременной стабильности 1 %. Фирма-изготовитель дает полином, позволяющий уменьшить погрешность до 1 %.

Такие параметры в сочетании с относительно низкой ценой и простотой сопряжения с микроконтроллером понравятся многим.

Программа, с помощью которой тестировался датчик, написана для микроконтроллеров семейства AVR, имеющих программный стек (AT90SXXX и ATMegaXX). Программа может использоваться как в регистрирующих, так и в управляющих приборах. Для исключения ложных показаний во время работы контролируется наличие всех сигналов интерфейса, производится контроль правильности передачи данных с помощью циклического кода, программа может использоваться при отсутствии готовности датчика. Весь проект программы включает в себя следующие файлы:

- sht_main.asm — основной файл;
- mcu.asm, led.asm, setuart.asm — описание микроконтроллера, светодиода, установка UART микроконтроллера;
- tmr0.asm, useTmr0.asm — работа таймера 0;
- subi2c.asm, macroi2c.asm — описание интерфейса;
- calc.asm — вычисления.

Пользователь имеет возможность контролировать достоверность результата по состоянию разрядов регистра errorsht (см. sht_main.asm). При обнаружении той или иной ошибки программно формируется сброс датчика и повторяется попытка работы. Пользователь может задать допустимое количество повторов для каждого вида ошибок — константы re_ack, re_ovf, re_crc, а также общее число ошибок при выполнении одной команды — константа re_all.

Для проверки правильности передачи данных используется код циклического контроля. В данной программе реализован следующий метод: за исходное значение CRC принимаем 0x00, исходное значение по модулю 2 складывается с переданным по шине I²C байтом, и это значение используется как адрес в таблице crctable. Байт, прочитанный по этому адресу, принимается как исходное значение для следующего шага. За один цикл обмена передаются три байта — байт команды (измерение температуры или измерение влажности) и два байта данных в следующем порядке: старший, младший, причем старшим разрядом вперед. После этого микроконтроллер принимает от SHT11 его значение CRC. Перед сравнением вычисленного и полученного байта в одном из них необходимо произвести перестановку битов: b7 на b0, b6 на b1 и т. д. После такой процедуры при условии правильной передачи мы получим эквивалентные значения.

В случае, если не требуется столь жесткий контроль (ошибка в передаче данных не влечет каких-либо неприятностей, кроме сомнительных показаний индикатора) пользователь может отключить переходы на обработку ошибок (просто в начале строк поставить «;»). В этом случае не нужна и таблица, занимающая значительное место в памяти программ.

Вычисления введены в данную программу для обеспечения возможности индикации измеряемых величин. Дело в том, что полученные от SHT11 данные связаны с реальными величинами следующим образом:

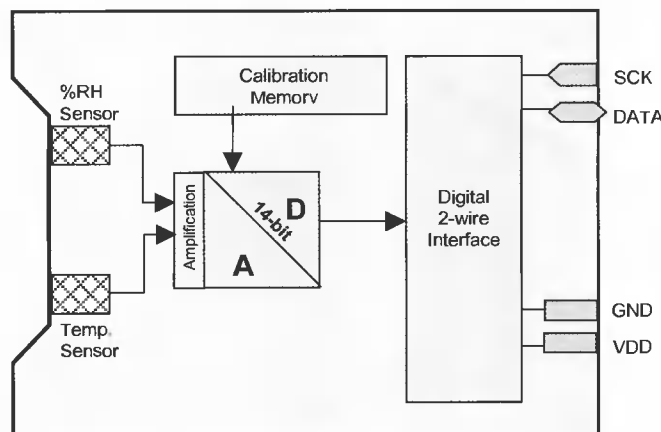


Рис. 1

$$\text{Температура} = -40 + 0,01\text{SOT},$$

где SOT — показания АЦП при измерении температуры;

$$\text{Влажность} = -4 + (0,0405 - 2,8 \times 10^{-6} \text{SOH}) \text{SOH},$$

где SOH — показания АЦП при измерении влажности.

Данные коэффициенты верны для напряжения питания 5 В и разрешающей способности АЦП по умолчанию. Результаты вычислений заносятся в память:

- resTphc, resTplc — старший/младший байты температуры;
- rhph, rhpl — старший/младший байты влажности.

При этом старший байт — целая часть числа, младший байт — дробь.

В случае, если индикация на требуется, пользователь может легко отключить блок вычислений, освободив место в памяти программ и в ОЗУ для других задач (для управления целесообразнее ввести интегрирование величины, а задание давать в виде значений АЦП). В этом варианте можно использовать непосредственно данные измерений: resTph, resTpl и rhh, rhl (следует помнить, что это 14- и 12-битные двоичные числа).

Для тестирования программы и датчика в данном варианте использовался UART микроконтроллера (испытания проводились на AT90S2313). Результаты вычислений передаются в следующем виде: 0x80, 0x80, resTphc, resTplc, rhph, rhpl, errorsht. Старший разряд errorsht несет информацию о команде, которая выполнялась: 0 — измерение температуры, 1 — измерение влажности. Команды выполняются последовательно, по одной за цикл. Интервал между командами около 1,5 с. Это связано с тем, что для исключения погрешности, вызванной разогревом самого SHT11, время работы не должно быть больше 15 с. Для визуального контроля за работой микроконтроллера использовался светодиод (анод через резистор подключен к шине 5 В), который загорался на время работы SHT11.

Пользователь может переопределить подключение датчика к микроконтроллеру. Допускается подключать датчик к любому порту микроконтроллера, при этом выводы sck и data могут подключаться к разным портам (см. mcu.asm). Разработка программы проводилась с помощью AVRStudio 3.55. Для получения hex-файла достаточно создать проект и подключить к нему sht_main.asm. В папку проекта должен быть помещен файл описания применяемого микроконтроллера с соответствующим изменением первой строки файла sht_main.asm.

Сторожевой таймер в программе не задействован — его использование должно определяться в конкретной задаче разработчиком.

В заключение несколько слов об особенностях применения SHT11. Не стоит подключать датчик к

микроконтроллеру через длинную линию, так как возможно его повреждение (требуется установить токоограничивающие резисторы). Не стоит удивляться тому, что после пайки дватри дня показания будут с большей погрешностью, чем следует. Все это нормально и описано в документации на датчик. Во всяком случае, запаивать его следует последним. И еще одно маленькое, но приятное свойство этого датчи-

ка — полностью статический, скоростной интерфейс — допустимое значение частоты на sck от 0 до 10 МГц при напряжении питания более 4,5 В.

Испытания датчика, а заодно и программы проводились с помощью программы Terminal — она позволяет проводить обмен данными с устройствами, подключенными к COM-портам компьютера, поддерживает передачу данных с клавиатуры, передачу последователь-

ностей, файлов, запись принятых данных в файл. Эту программу можно найти, например, на www.avrfreaks.net, а программы для микроконтроллера — на сайте журнала по адресу <http://www.dian.ru/programs/index.html> в архиве 2003_03_Petrun.

Константин Петрунько,
kostya-ims@quinta.lika.net

(Продолжение. Начало — №7/2002)

Использование шаблонов HDL-редактора при создании описаний цифровых устройств с помощью языка VHDL

Distributed RAM представляет собой папку, в которой сосредоточены образцы декларации и инициализации компонентов статических синхронных оперативных запоминающих устройств (ОЗУ) различного типа, которые реализуются в виде распределенной памяти ПЛИС. Список доступных элементов синхронной распределенной памяти определяется типом кристалла, выбранного для реализации проектируемого устройства. Компоненты распределенных ОЗУ с информационной емкостью 16 и 32 слова могут использоваться в процессе разработки систем на базе основных современных семейств ПЛИС FPGA (Field Programmable Gate Array), выпускаемых фирмой Xilinx®: Spartan™-II, Spartan-II-E, Virtex™, Virtex-E, Virtex-II, Virtex-II PRO. Элементы распределенной памяти с объемом 64 и 128 слов предназначены для применения только в проектах, выполняемых на кристаллах семейств Virtex-II, Virtex-II PRO.

В приведенных ниже образцах, описывающих применение компонентов распределенных однопортовых ОЗУ, используются следующие обозначения интерфейсных выводов (портов): WCLK — соответствует входу синхронизации, WE — входу разрешения записи, A0—A6 — адресным входам, D, D0—D3 — входам данных, O, O0—O3 — информационным выходам ОЗУ. Количество адресных, входных и выходных портов определяется информационной емкостью соответствующего элемента ОЗУ.

Занесение входных данных в ОЗУ производится по фронту сигнала синхронизации при наличии высокого логического уровня на входе разрешения записи WE. При отсутствии фронта тактового сигнала и высоком логическом уровне на входе разрешения записи WE данные из ячейки, номер которой определяется состоянием сигналов на адресных входах, передаются на выходы ОЗУ. Операция чтения данных из ОЗУ выполняется также при наличии низкого логического уровня на входе WE независимо от поведения сигнала синхронизации.

Инициализация содержимого запоминающего устройства при конфигурировании ПЛИС или моделировании проекта осуществляется с помощью атрибутов INIT или INIT_XX в зависимости от типа ОЗУ и используемого семейства ПЛИС. Для инициализации содержимого элемента распределенной памяти, имеющего одноразрядную организацию, применяется атрибут INIT, значение которого задается в виде строки шестнадцатеричных символов. Число символов в строке определяется информационной емкостью соответствующего элемента запоминающего устройства. Например, для элемента ОЗУ, имеющего организацию 64 слова × 1 разряд, строка инициализации содержит 16 шестнадцатеричных символов: 0000000000000000. В элементах распределенной оперативной памяти, длина слова которых составляет более одного разряда, инициализация содержимого возможна только при использовании кристаллов из семейств Virtex-II и Virtex-II PRO. Начальное состояние ячеек ОЗУ, реализуемых на базе ПЛИС указанных серий, определяется с помощью атрибутов INIT_XX. Число выражений, опи-

сывающих эти атрибуты, должно соответствовать разрядности слов в используемом элементе распределенной оперативной памяти. Например, для инициализации элемента ОЗУ, имеющего организацию 64 слова × 2 разряда, необходимы атрибуты INIT_00 и INIT_01. Каждый из атрибутов INIT_XX определяет значение соответствующего разряда во всем диапазоне адресов ячеек. Значение каждого такого атрибута указывается в виде строки шестнадцатеричных символов, число которых соответствует информационной емкости соответствующего элемента запоминающего устройства. Например, для элемента ОЗУ, имеющего организацию 64 слова × 2 разряда, значения атрибутов INIT_00 и INIT_01 задаются в виде строк, каждая из которых состоит из 16 шестнадцатеричных символов. Выражение инициализации с атрибутом INIT_00 определяет начальное состояние ячеек ОЗУ, соответствующих первому разряду слова, а INIT_01 — второму.

Для компонентов двухпортовых ОЗУ используется следующая система обозначений интерфейсных выводов: WCLK соответствует входу синхронизации, WE — входу разрешения записи, A0—A6 — адресным входам первого порта, DPRA0 — DPRA6 — адресным входам второго порта, D — входу данных, SPO — информационному выходу первого порта ОЗУ, DPO — информационному выходу второго порта ОЗУ. Число адресных входов определяется информационной емкостью соответствующего элемента ОЗУ. Все представленные элементы распределенной двухпортовой памяти имеют одноразрядную организацию. Инициализация содержимого двухпортовых ОЗУ выполняется с помощью тех же атрибутов, что и для однопортовых одноразрядных запоминающих устройств. Первый порт в элементах двухпортовых запоминающих устройств, который включает в себя адресные входы A0—A6 и выход SPO, предназначен только для чтения информации, хранящейся в ОЗУ. Второй порт (с адресными входами DPRA0—DPRA6 и выходом DPO) позволяет выполнять операции как чтения, так и записи входных данных. Запись входных данных в ОЗУ производится по фронту сигнала синхронизации при наличии высокого логического уровня на входе разрешения WE.

RAM16X1D представляет собой образец описания двухпортового ОЗУ, информационная емкость которого составляет 16 слов × 1 разряд, синтезируемого в виде распределенной памяти ПЛИС. В состав этого шаблона включена только декларация компонента.

```
-16-Deep by 1-Wide Static Dual Port Synchronous RAM
component RAM16X1D
port (
  WE : in std_logic;
  D : in std_logic;
  WCLK : in std_logic;
  A0 : in std_logic;
  A1 : in std_logic;
  A2 : in std_logic;
```

```

A3 : in std_logic;
DPRA0 : in std_logic;
DPRA1 : in std_logic;
DPRA2 : in std_logic;
DPRA3 : in std_logic;
SPO : out std_logic;
DPO : out std_logic
);
end component;

```

RAM16X1S включает в себя образец декларации компонента однопортового распределенного ОЗУ с информационной емкостью 16 слов × 1 разряд.

```

--16-Deep by 1-Wide Static Synchronous RAM
component RAM16X1S
port (
  D : in std_logic;
  WCLK : in std_logic;
  A0 : in std_logic;
  A1 : in std_logic;
  A2 : in std_logic;
  A3 : in std_logic;
  WE : in std_logic;
  O : out std_logic
);
end component;

```

RAM32X1S содержит шаблон декларации компонента, представляющего однопортовое ОЗУ с информационной емкостью 32 слова × 1 разряд, которое синтезируется в виде распределенной памяти ПЛИС. Текст описания этого образца имеет структуру, аналогичную предыдущему шаблону, и отличается только наличием дополнительного порта, соответствующего адресному входу A4.

RAM64X1D представляет собой пример использования элемента двухпортового ОЗУ информационной емкостью 64 слова × 1 разряд, синтезируемого в виде распределенной памяти ПЛИС. В состав этого шаблона включены образцы декларации и инициализации соответствующего компонента распределенной памяти.

```

-- Component RAM64X1D ---
component RAM64X1D
- synopsys translate_off
generic (
  INIT : bit_vector := X"0000000000000000";
- synopsys translate_on
port (D : in std_logic;
  WE : in std_logic;
  WCLK : in std_logic;
  A0 : in std_logic;
  A1 : in std_logic;
  A2 : in std_logic;
  A3 : in std_logic;
  A4 : in std_logic;
  A5 : in std_logic;
  DPRA0 : in std_logic;
  DPRA1 : in std_logic;
  DPRA2 : in std_logic;
  DPRA3 : in std_logic;
  DPRA4 : in std_logic;
  DPRA5 : in std_logic;
  SPO : out std_logic;
  DPO : out std_logic);
end component;

attribute INIT: string;
attribute INIT of RAM_EXAMPLE : label is «0000000000000000»;

```

RAM64X1D_1 содержит образец декларации и инициализации элемента двухпортовой распределенной памяти, который имеет организацию 64 слова × 1 разряд и тактируется спадом сигнала синхронизации. Текст описания, приведенного в этом шаблоне, отличается от предыдущего только названием компонента.

RAM64X1S — шаблон, описывающий применение компонента однопортового ОЗУ, информационная емкость которого составляет 64 слова × 1 разряд. В структуре этого шаблона представлены образцы декларации и инициализации соответствующего компонента распределенной памяти.

```

-- Component RAM64X1S ---
component RAM64X1S
- synopsys translate_off
generic (
  INIT : bit_vector := X"0000000000000000");
- synopsys translate_on
port (D : in std_logic;
  WE : in std_logic;
  WCLK : in std_logic;
  A0 : in std_logic;
  A1 : in std_logic;
  A2 : in std_logic;
  A3 : in std_logic;
  A4 : in std_logic;
  A5 : in std_logic;
  O : out std_logic);
end component;

attribute INIT: string;
attribute INIT of RAM_EXAMPLE : label is «0000000000000000»;

```

RAM64X1S_1 описывает применение компонента однопортового запоминающего устройства с информационной емкостью 64 слова × 1 разряд, запись в которое производится по спаду тактового сигнала. Этот шаблон имеет ту же структуру, что и в предыдущем образце.

RAM128X1S включает в себя образец декларации и инициализации компонента однопортового распределенного ОЗУ информационной емкостью 128 слов × 1 разряд. Содержание этого шаблона отличается от описания RAM64X1S только наличием дополнительного адресного входа A6 и количеством символов в строке инициализации. Для определения начального содержимого этого элемента памяти необходима строка, состоящая из тридцати двух шестнадцатеричных символов.

RAM128X1S_1 представляет собой образец применения элемента однопортового ОЗУ, информационная емкость которого составляет 128 слов × 1 разряд. В отличие от компонента, описываемого в предыдущем шаблоне, запись входных данных в этом элементе памяти осуществляется по спаду сигнала синхронизации.

RAM16X4S содержит шаблон декларации и инициализации компонентов однопортового распределенного ОЗУ информационной емкостью 64 бит с организацией 16 слов × 4 разряда. Следует обратить внимание на то, что выражения, описывающие инициализацию содержимого этого элемента памяти, действительны только при использовании кристаллов из семейств Virtex-II и Virtex-II PRO. В качестве примера в шаблоне приведен всего один атрибут, определяющий начальное состояние ячеек ОЗУ, соответствующих первому разряду слова. Для полной инициализации содержимого этого элемента необходимо четыре атрибута INIT_XX: INIT_00, INIT_01, INIT_02, INIT_03. Значение каждого из этих атрибутов задается в виде строки, состоящей из четырех шестнадцатеричных символов.

```

-- Component RAM16X4S ---
component RAM16X4S
- synopsys translate_off
generic (
  INIT_00 : bit_vector(15 downto 0) := X"0000";
  INIT_01 : bit_vector(15 downto 0) := X"0000";
  INIT_02 : bit_vector(15 downto 0) := X"0000";
  INIT_03 : bit_vector(15 downto 0) := X"0000"
);
- synopsys translate_on
port ( D0 : in std_logic;
  D1 : in std_logic;
  D2 : in std_logic;
  D3 : in std_logic;
  WE : in std_logic;

```

```

WCLK : in std_logic;
A0 : in std_logic;
A1 : in std_logic;
A2 : in std_logic;
A3 : in std_logic;
O0 : out std_logic;
O1 : out std_logic;
O2 : out std_logic;
O3 : out std_logic
);

end component;

attribute INIT_00: string;
...
attribute INIT_00 of RAM_EXAMPLE : label is «0000»;

```

RAM16X8S — пример использования компонента, описывающего однопортовое ОЗУ с информационной емкостью 128 бит и организацией 16 слов × 8 разрядов. Информационные входы и выходы этого элемента памяти представлены в виде шин, которые описываются с помощью восьмиразрядных битовых векторов. Текст шаблона содержит четыре из восьми необходимых параметров инициализации и один из восьми соответствующих атрибутов.

```

-- Component RAM16X8S ---
component RAM16X8S
- synopsys translate_off
generic (
    INIT_00 : bit_vector(15 downto 0) := X"0000";
    INIT_01 : bit_vector(15 downto 0) := X"0000";
    INIT_02 : bit_vector(15 downto 0) := X"0000";
    INIT_03 : bit_vector(15 downto 0) := X"0000";
);
- synopsys translate_on
port (D : in STD_LOGIC_VECTOR ( 7 DOWNT0 0);
    WE : in STD_logic;
    WCLK : in STD_logic;
    A0 : in STD_logic;
    A1 : in STD_logic;
    A2 : in STD_logic;
    A3 : in STD_logic;
    O : out STD_LOGIC_VECTOR ( 7 DOWNT0 0)
);
end component;

attribute INIT_00: string;
...
attribute INIT_00 of RAM_EXAMPLE : label is «0000»;

```

RAM32X2S, RAM32X4S представляют собой образцы декларации и инициализации компонентов однопортового ОЗУ информационной емкостью 32 слова × 2 разряда и 32 слова × 4 разряда соответственно. Эти шаблоны имеют одинаковую структуру, отличаясь только числом параметров инициализации и информационных входов и выходов. Выражения, описывающие параметры и атрибуты инициализации, следует включать в состав формируемого модуля только при использовании кристаллов семейств Virtex-II и Virtex-II PRO. Для определения начального состояния всех ячеек памяти элемента RAM32X2S требуется два параметра INIT_XX (INIT_00, INIT_01) и два соответствующих атрибута, а для RAM32X4S — четыре параметра INIT_XX (INIT_00, INIT_01, INIT_02, INIT_03) и четыре соответствующих атрибута. Ниже приведен текст шаблона RAM32X4S.

```

-- Component RAM32X4S ---
component RAM32X4S
- synopsys translate_off
generic (
    INIT_00 : bit_vector(31 downto 0) := X"00000000";
    INIT_01 : bit_vector(31 downto 0) := X"00000000";
    INIT_02 : bit_vector(31 downto 0) := X"00000000";
    INIT_03 : bit_vector(31 downto 0) := X"00000000";
);
- synopsys translate_on

```

```

port (D0 : in STD_logic;
    D1 : in STD_logic;
    D2 : in STD_logic;
    D3 : in STD_logic;
    WE : in STD_logic;
    WCLK : in STD_logic;
    A0 : in STD_logic;
    A1 : in STD_logic;
    A2 : in STD_logic;
    A3 : in STD_logic;
    A4 : in STD_logic;
    O0 : out STD_logic;
    O1 : out STD_logic;
    O2 : out STD_logic;
    O3 : out STD_logic
);
end component;

attribute INIT_00: string;
...
attribute INIT_00 of RAM_EXAMPLE : label is «00000000»;

```

RAM32X8S содержит пример использования компонента, представляющего однопортовое ОЗУ с информационной емкостью 32 слова × 8 разрядов, которое реализуется в виде распределенной памяти ПЛИС. Этот шаблон имеет структуру аналогичную RAM16X8S. Отличия состоят в наличии дополнительного адресного входа A4 и длине строк инициализации содержимого элемента памяти. В RAM32X8S значения параметров и атрибутов инициализации задаются в форме строки, состоящей из восьми шестнадцатеричных символов. Параметры и атрибуты инициализации, представленные в шаблоне, предназначены для моделирования и реализации соответствующего элемента памяти только на базе ПЛИС семейств Virtex-II и Virtex-II PRO.

RAM64X2S описывает применение компонента однопортового запоминающего устройства с информационной емкостью 64 слова × 2 разряда. Этот шаблон имеет ту же структуру, что и RAM32X2S. Выражения декларации RAM64X2S содержат дополнительно объявление адресного входа A5, а значения параметров и атрибутов инициализации указываются в виде строки, состоящей из 16 шестнадцатеричных символов.

Distributed ROM — папка, в которой представлены типовые образцы декларации компонентов постоянных запоминающих устройств (ПЗУ), которые реализуются в виде распределенной памяти ПЛИС. В шаблонах этой группы используется следующая система обозначений портов: A0—A4 — соответствуют адресным входам, O — выходу ПЗУ. Число адресных входов определяется информационной емкостью декларируемого элемента ПЗУ.

ROM16X1, ROM32X1 содержат объявления компонентов, представляющих элементы ПЗУ с организацией 16 слов × 1 разряд и 32 слова × 1 разряд соответственно. Эти шаблоны имеют одинаковую структуру, отличаясь только числом адресных входов. В качестве примера ниже приводится текст шаблона ROM32X1. В описании ROM16X1 отсутствует адресный вход A4.

```

--32-Deep by 1-Wide Static ROM
component ROM32X1
port (
    A0 : in std_logic;
    A1 : in std_logic;
    A2 : in std_logic;
    A3 : in std_logic;
    A4 : in std_logic;
    O : out std_logic
);
end component;

```

Окончание следует

Валерий Зотов,
valery@euro.ru

Автоматизированный ночник на ультраярких светодиодах

В последние годы для разработчиков электронной аппаратуры и радиолюбителей стала доступна новейшая элементная база ведущих зарубежных и отечественных производителей, что позволяет создавать новые версии привычных в быту устройств, значительно повышая их эксплуатационные характеристики.

Относительно недавно появившиеся в розничной продаже светодиоды с высокой светоотдачей почти всех основных цветов свечения позволяют создать компактную конструкцию домашнего ночника без использования архаичных ламп накаливания (рис. 1). Интенсивности светового потока, создаваемого описываемым устройством, достаточно, чтобы не напрягая зрение читать газетный текст на расстоянии двух-трех метров от ночника.

В процессе эксплуатации этого ночника не требуется его обслуживания. Он не боится тряски, падений, скачков напряжения. Ночник оснащен двумя видами электронных реле: фото и акустическим. Светодиоды светятся только с наступлением темноты при условии, что на мембрану микрофона оказывается достаточное звуковое воздействие. Такой режим работы не только экономит электроэнергию, но и создает более комфортные условия для отдыха.

Микрофонный усилитель собран на микромощном малошумящем операционном усилителе DA1. Его коэффициент усиления определяется отношением сопротивлений резисторов R3 и R5. Для нормальной работы микросхемы напряжение на ее неинвертирующем входе (вывод 3) должно составлять примерно половину от напряжения на выводе питания 7. В делителе напряжения для ОУ входят R1, R4 и микрофон BM1. Резистором R2 задается ток покоя ОУ на уровне 180...300 мкА.

Усиленное ОУ DA1 напряжение звуковой частоты снимается с его выхода и через разделительный конденсатор C4 поступает на однополупериодный выпрямитель, собранный на диодах VD1, VD2. Когда уровень звукового сигнала достаточен, конденсатор C5 заряжается до 2,5...6 В, полевой n-канальный транзистор VT2 обогащенного типа открывается. Если в это время фототранзистор VT1 не освещен, то транзистор VT3 закрывается, а VT4 и VT5 открываются, что приводит к зажиганию ультраярких све-

тодиодов HL1—HL10. Длительность их свечения после наступления тишины, в основном, зависит от параметров времязадающей цепи C5R9. Цепь включения транзисторов VT3, VT4 представляет собой триггер Шмитта, что обеспечивает работу высоковольтного транзистора VT5 в ключевом режиме. Конденсатор C8 предназначен для более четкого переключения транзисторов триггера.

Чувствительность фотореле к искусственному и естественному освещению задается резистором R7, она тем выше, чем больше его сопротивление.

Устройство питается сетевым напряжением переменного тока 220 В. Напряжение +10 В для питания узлов управления формируется на стабилизаторе VD4. Резистор R16 предотвращает обесточивание узлов при закрытом высоковольтном транзисторе VT5. Когда VT5 закрыт, напряжение на его коллекторе относительно общего провода составляет 14...18 В, что мало для зажигания светодиодов, но вполне достаточно для работы параметрического стабилизатора на VD4R16.

Резистор R17 предназначен для разрядки конденсатора C9 после отключения устройства от сети. Резистор R18 уменьшает броски тока через выпрямительный мост VD5 при включении питания ночника.

В конструкции можно использовать постоянные резисторы C2-23, C2-33, C1-4, МЛТ соответствующей мощности. Подстроечный резистор R3 — типа РП1-63м, СП3-19а, СП3-38а. Конденсатор C5 — танталовый или ниобиевый с малым током утечки из серий K53, K52. Гасящий конденсатор C9 — типа K73-24, K73-17, K73-16 или импортный аналог на напряжение не ниже 400 В и указанной на принципиальной схеме емкости. Конденсатор C4 — обязательно пленочный, например K73-17 емкостью 1 мкФ на 63 В. Керамический C6 — K10-17, KM-5. Остальные конденсаторы — оксидные малогабаритные. По возможности конденсаторы следует использовать производства известных зарубежных фирм, например,

Samsung, Keltron, Rubycon или отечественные последних разработок.

Диоды VD1—VD3 можно заменить кремниевыми малоомощными диодами серий КД503, КД512, КД521, КД522. Стабилизатор VD4 заменяется на КС406Б, КС210Ж, КС207А, Д814Б, 1Н4710, TZMC-10. Диодный мост VD5 можно установить DB104, DB107, КС407А, КС422Г или установить четыре выпрямительных диода, например, типа КД243Ж, 1Н4004. Полевой МОП-транзистор VT2 можно заменить на любой из серии КП301 или на аналогичный токовый ключ KP1014KT1A, KP1064KT1A. Цоколевка этих и некоторых других приборов приведена на рис. 2. Транзистор VT3 заменяется любым из серий КТ3102, 2SC1222, 2SC1845. VT4 заменим на КТ940А, КТ969А, MPSA42, 2SC2330. Вместо мощного высоковольтного КТ851Б можно использовать 2SA1400, 2SA1776 или КТ9115А, КТ9178А.

Микрофон можно применить любой малогабаритный электретный с током потребления не более 500 мкА. Информацию о микросхеме KP1407UD2 можно найти в [1], а рекомендации по ее замене в [2]. Фототранзистор с темновым током менее 100 нА можно заменить на L-51P3, L-32P3C или аналогичный.

В этой конструкции автор использовал импортные ультраяркие светодиоды фирмы Kingbrigh диаметром 5 мм в прозрачном корпусе. HL1—HL5 — красные L-1513SRC/F (4500 мкД). Вместо них можно установить L-1503SRC/F, L-1543SRC/E, КИПД40С20-1/К4-П6. HL6—HL10 — зеленые L-1513SGC (300 мкД). Их можно заменить на L-1503SGT, L-1543SGC, КИПД40С20-1/Л1-П6. Пользуясь подробными каталогами торговых организаций или фирм-производителей, можно подобрать им другие замены с аналогичными или еще лучшими параметрами. Очень хорошие результаты будут получены, если вместо двух-трех светодиодов указанных типов установить ультраяркие светодиоды белого цвета свечения NSPW500BS (5500...6400 мкД) или синего L-7113PBC, L-7113PBT (450...1000 мкД). Применение в ночнике светодиодов разного цвета свечения дает более мягкое и естественное «вечернее» освещение.

Все детали устройства можно установить на плате размерами 65×55 мм и разместить в корпусе габаритами 105×70×45 мм («активная вилка», «шкатулка», «мыльница» и т. п.). С обратной или боковых сторон необходимо просверлить несколько десятков вентиляционных отверстий диаметром 2,5 мм. При разводке печатной платы следует минимизировать подогрев транзистора VT5 резисторами R16, R18. Световой поток от светодиодов не должен попадать на фототранзистор. В большинстве случаев может потребоваться экранировка медной или латунной фольгой каскада на операционном усилителе DA1.

Налаживание правильно собранного устройства сводится к установке баланса ОУ подбором резистора R1, установке порога акустической чувствительности резистором R3 и светочувствительности резистором R7. Для удобства эксплуата-

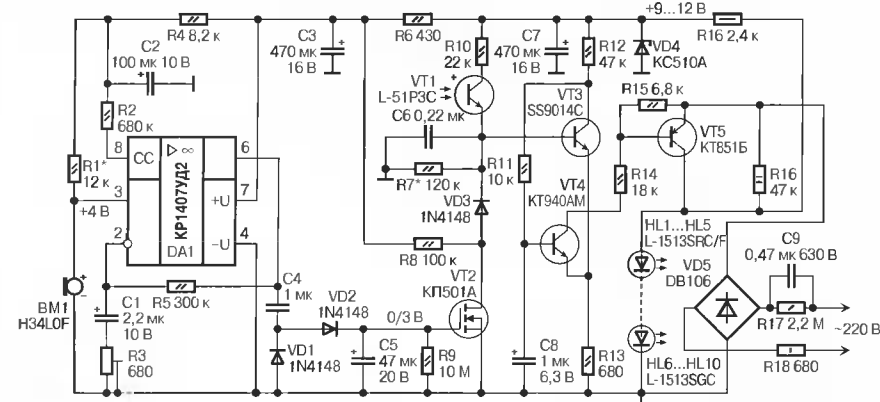


Рис. 1

ции чувствительность «органов чувств» ночника устанавливается максимально возможной. Если при светящихся светодиодах напряжение между выводами коллектора и эмиттера транзистора VT5 будет более 7 В, следует заменить этот транзистор на экземпляр с большим коэффициентом передачи тока базы. Если чувствительность микрофона окажется недостаточной, то перед детектором на VD1, VD2 можно установить один дополнительный усилительный каскад на биполярном р-п-п транзисторе, работающий с током коллектора 300...400 мкА.

Параллельно резистору R7 можно установить малогабаритную кнопку с фиксацией, что позволит принудительно включать светодиоды вне зависимости от состояния обоих датчиков.

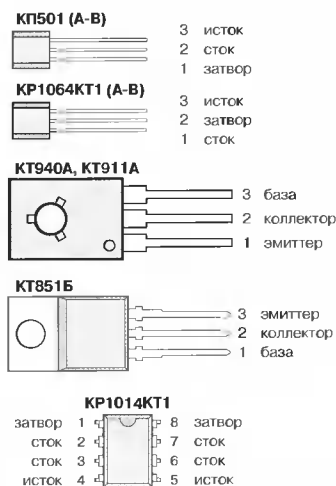


Рис. 2

Так как все элементы устройства находятся под напряжением осветительной сети, то для удобства настройки готового изделия целесообразно воспользоваться рекомендациями, данными в [3]. При монтаже светодиодов необходимо тщательно образом следить за полярностью и не допускать разрыва их цепи.

Андрей Бутов,
butov@friends.lll.pp.ru

Литература:

1. Интегральные микросхемы. Операционные усилители. Том 1.— М.: Физматлит, 1993, с. 240.
2. А. Бутов. Акустическое реле.— Схемотехника, 2002, № 3, с. 2.
3. А. Бутов. Преобразователь 220—220 В.— Радиомир, 2002, № 4, с. 8.

Автомат включения освещения

Существует несколько способов включения ночного освещения.

Первый — это включение освещения «дедушкиным» способом, т. е. вручную. Более «продвинутый» способ — это автоматическое включение и выключение освещения в фиксированное время. И последнее достижение техники — это автоматическое включение освещения по освещенности фотодатчика. У каждого из этих способов свои недостатки. Автор предлагает еще один способ включения освещения, который лишен недостатков перечисленных способов.

Описываемый автомат может включать и выключать освещение по времени суточного изменения продолжительности дня в течение года независимо от широты и долготы места применения. Предусмотрена также возможность выключения освещения в фиксированное время. Это делает возможным применение автомата для prolongации светового дня в теплицах, птичниках, животноводческих фермах, аквариумах или на лестничной площадке.

В автомате используются данные изменения светового дня, взятые из перекидного календаря на текущий год. Год от года эти данные изменяются за счет прецессии и нутации земной оси и влияния сезонной неравномерности вращения Земли в небольших пределах и укладываются в диапазон потребительской точности. Моменты восхода и захода солнца не могут являться временем включения/выключения освещения, так как из-за рефракции атмосферы естественное освещение предшествует этим моментам.

В перекидном календаре даются ежедневные данные продолжительности дня для Москвы, но эти данные будут отличаться в любом другом пункте, имеющем свою широту и долготу, т. к. на этом месте будет действовать свое местное время.

Подводя итог небольшой прогулки по времени можно сказать, что в каждом населенном пункте будет свое время начала и окончания ночи, и следовательно, свое необходимое время включения и выключения ночного освещения. Чтобы учесть все тонкости изменения местного истинного времени в автомате предусмотрено введение утренней и вечерней поправки со своим знаком. Можно было бы вводить

в программу широту и долготу местности и по ним вычислять время, но это проще только для программы, а для потребителя сложнее. Определить координаты местности, даже имея крупномасштабную карту, не всем по силам. А определить опытным путем необходимую поправку очень просто. Причем однажды определив утреннюю и вечернюю поправку, можно использовать ее постоянно.

В небольших населенных пунктах с целью экономии электроэнергии ночное освещение выключают в определенное время (00 часов или в 1 час). Для этого в автомате предусмотрено фиксированное время выключения.

Таким образом, применение этого автомата возможно практически в любом пункте северного полушария. На других широтах, возможно, потребуются изменение таблицы поправок в программе автомата.

Расчет времени включения и выключения освещения производится в следующей последовательности. За нулевой день принят день зимнего солнцестояния, т. е. 22 декабря. Поворотным нулевым днем является день летнего солнцестояния — 22 июня. Для симметричности в году принято 366 дней. Для этого прибавлен день високосного года — 29 февраля. На каждую установленную дату (число, месяц) рассчитывается, каким по порядку днем (счетный день) является данный день, считая от нулевого дня. При достижении дня летнего солнцестояния, который принят за нулевой летний день, отсчет идет в обратную последовательности. Например, 26 июня будет четвертым счетным днем, и поправки будут суммироваться ко времени нулевого летнего дня. Это сделано из-за того, что по косвенной адресации в один восьмиразрядный регистр можно

записать только 256 значений поправок, но никак не 366. Поэтому в регистр программ записано 183 значения поправки от зимнего до летнего нулевого дня. Кроме того, расчет поправки занимает довольно много времени (0,7 с), хотя он и производится один раз в сутки. Если производить расчет поправок от нулевого дня до 365-го, то это займет около 1,5 с, и будет пропущено прерывание на увеличение регистра секунд, часы начнут отставать. Но в этом нет необходимости, поскольку приращения поправок на каждый день от одного солнцестояния до другого примерно (с бытовой точностью) симметричны, но имеют разные знаки.

По номеру счетного дня вычисляются утренние и вечерние поправки суммированием всех поправок, начиная от нулевого дня. К полученным поправкам прибавляются со своим знаком установочные утренние и вечерние поправки. Далее полученные поправки прибавляются к времени включения/выключения освещения нулевого дня, и в результате получается время включения/выключения освещения на текущую дату.

Укрупненный алгоритм работы программы показан на рис. 1. После пуска и инициализации регистров включается предделитель и таймер TMR0, настроенные на переполнение таймера через одну секунду. В это время программа выполняет индикацию, если идет установка, и сравнение вычисленного значения времени с текущим временем, если установки нет. Во втором случае при совпадении выходы переключаются на включение, если время вечернее, или на выключение, если утреннее. По переполнению таймера происходит прерывание. Увеличиваются значения регистров часов и, если есть изменение даты (00 часов), выполняются расчеты счетного числа, поправок и времени включения-выключения. Если нет изменения даты и нет установки, то программа возвращается из прерывания. Если идет установка, то выполняется проверка нажатых кнопок: «Режим», «Разряд», «Установка». Если во время установки были изменения числа или месяца, производится перерасчет времени включения/выключения. Если дата не изменялась, то прерывание завершается. Цикл завершается до следующего прерывания.

На рис. 2 показана принципиальная схема автомата. Выходы микроконтроллера DD1 RA0—RA3 коммутируют катоды светодиодов HG1—HG3. Выход RA4 работает на вход и на выход. На выход он включает сегмент H, а в режиме входа принимает состояние кнопки SB4 («Установка»). Выводы RB0—RB6 — двунаправленные. В режиме индикации и работы на выход они включают сегменты светодиодов. При работе как вход к выводам RB1, RB2 подключены кнопки SB1, SB2 («Режим» и «Установка»). В рабочем режиме выводы RB3, RB4 работают на выход, коммутируя реле K1 и K2. Вывод RB7 работает постоянно как вход, управляя включением режима индикации. Цепочка R1C1 осуществляет сброс микроконтроллера при включении, обеспечивая его нормальное функционирование. От типа часового кварцевого резонатора (плоский, цилиндрический, миниатюрный) на частоту 32768 Гц зависит номинал конденсаторов C2, C3, который может лежать в пределах 20...33 пФ. Конденсаторы подбираются по устойчивому запуску микроконтроллера и при подстройке частоты генерации. В аварийном режиме резервное питание осуществляется элементами GB1. В нормальном режиме питание происходит через стабилизатор напряжения KP142EH5A.

Автомат может использоваться в единичном экземпляре для частного применения или на многих объектах, например, в коммунальном хозяйстве. Приблизительно в числе пунктов коммутации освещения, до-

статочно иметь один подключаемый индикатор для установки времени и поправки, поэтому в схему введен разъем XP1. Через него подсоединяется плата со светодиодами и резисторами, а также с кнопками и их резисторами. В последнем случае кнопка с фиксацией SB3 и резистор R14 не нужны. Вместо них на плате индикации устанавливается перемычка между общим выводом GND и выводом UST. На схеме перемычка показана штриховой линией.

Назначение кнопок:

SB1 — «Режим», выбор режима установки перемещением запятой по разрядам индикатора;

SB2 — «Разряд», выбор мигающего разряда, в который будет производиться установка;

SB3 — «Индикация», кнопка с фиксацией для включения светодиодов и режима установки;

SB4 — «Установка», плюс единица в мигающий разряд.

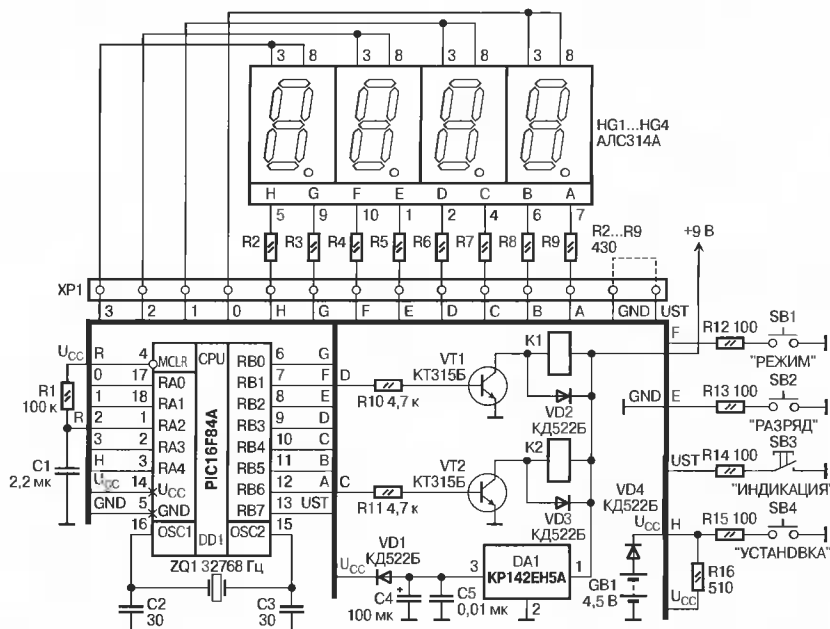


Рис. 2

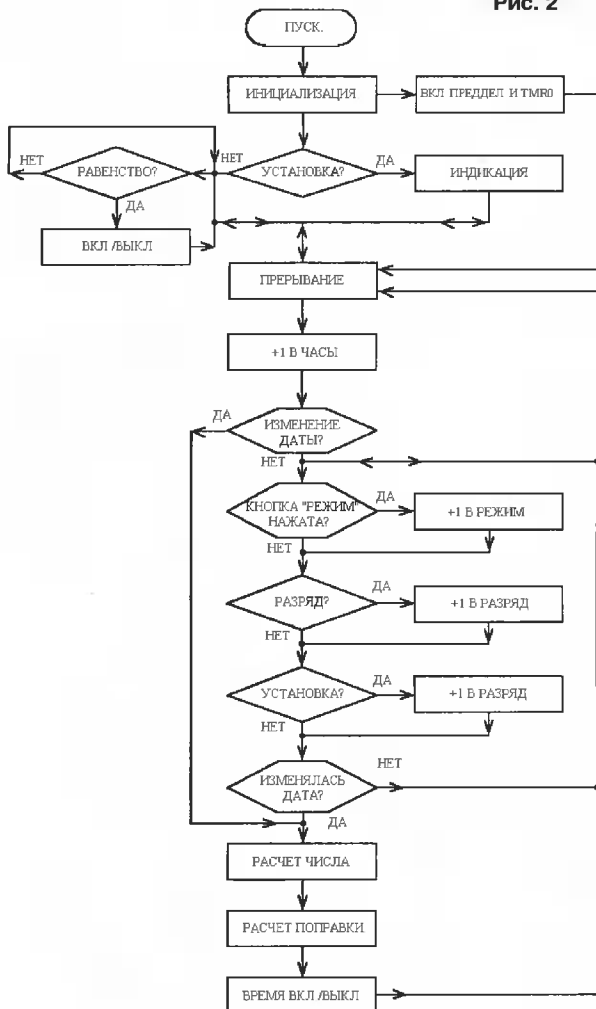


Рис. 1

Транзисторы VT1, VT2 и реле K1, K2 включают и выключают пусковое реле K3 (рис. 3). Реле K1 нормально-разомкнутым контактом K1.1 замыкает цепь питания реле K3 при высоком уровне на выходе RB3 микроконтроллера. Своим контактом K3.1 реле K3 блокируется. При появлении высокого уровня на выходе RB4 включится реле K2 и своим нормально-замкнутым контактом K2.1 разомкнет цепь питания реле K3. При срабатывании реле K3 замкнутся контакты K3.2—K3.4. Эти контакты (в зависимости от положения переключателей SA1—SA3) подключат ту или иную линию освещения EL1—EL3. Пусковые кнопки SB5, SB6 необходимы для управления вручную в аварийном режиме.

Печатная плата для единичного изготовления автомата показана на рис. 4, расположение элементов на ней — на рис. 5, а печатная плата для светодиодов — на рис. 6. Печатная плата разработана для реле типа РЭС15 (паспорт РС4.591.003). Без переделки платы можно использовать миниатюрные реле типа РЭС49 (паспорт РС4.569.426).

Описание режимов работы автомата:
00 00, (запятая в нулевом разряде) — установка знака и значения вечерней поправки;

00 0,0 (запятая в первом разряде) — установка значения фиксированного времени выключения освещения;

00, 00 (запятая во втором разряде) — установка текущего числа и месяца;

0,0 00 (запятая в третьем разряде) — установка знака и значения утренней поправки;

00 00 (запятая за пределами индикатора) — установка текущего времени (часы, минуты).

Знаки поправок устанавливаются в третьем разряде. Единица в этом разряде соответствует знаку минус, а ноль — знаку плюс. В нулевом и первом разрядах устанавливается значение поправок в минутах, а во втором разряде — значение поправок в часах. Число устанавливается во втором и третьем разрядах индикатора,

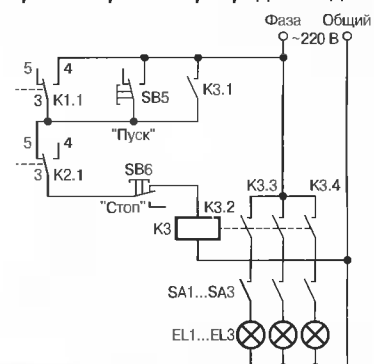


Рис. 3

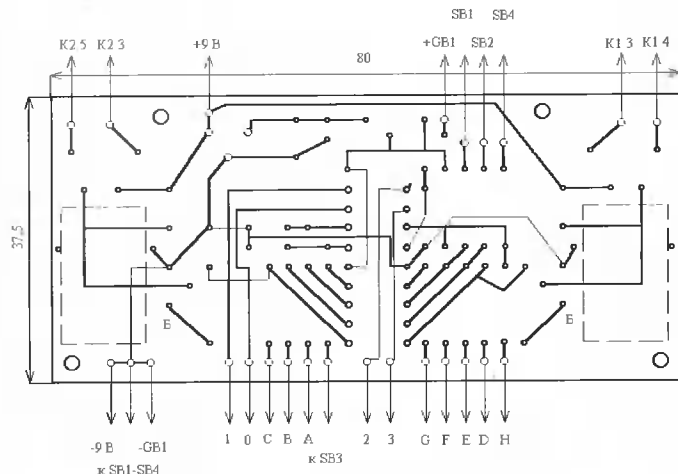


Рис. 4

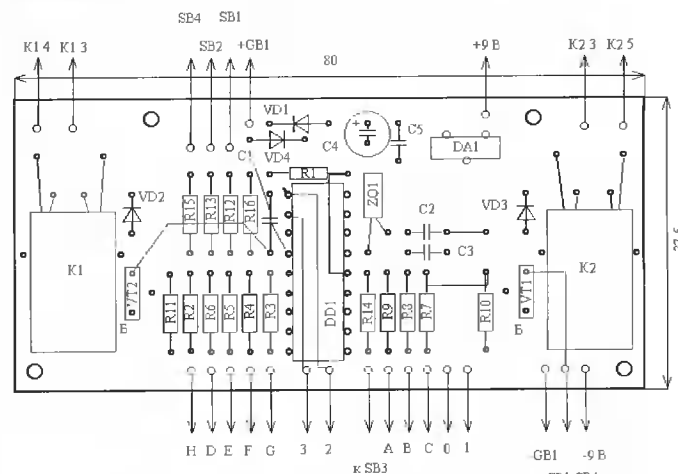


Рис. 5

месяца — в нулевом и первом разрядах индикатора. Фиксированное время выключения и текущее время вводят в часах и минутах. При установке значений необходимо помнить, что программа не имеет защиты от некорректного введения данных. Установка фиксированного времени выключения, равная 25 часов и 99 минут, работать не будет. Это же произойдет, если фиксированное время выключения освещения придется на светлое время суток, либо если величина поправки будет очень большой и превысит длительность ночи. Только установка текущего месяца автоматически переустанавливается в единичное значение, если она выполнена некорректно. Собственно, этим можно пользоваться при установке января. Поскольку при изменении даты происходит перерасчет значений времени включения и выключения освещения, то после каждой установки в режиме даты индикация кратковременно гаснет (до 0,7 с). Если ввести номер месяца, равный 24, после перерасчета высветится номер месяца, равный 04. Если установить номер месяца, равный 20,

то высветится 01. Десятки месяца можно устанавливать, не переходя на первый разряд.

Если на индикаторе ни один разряд не мигает, кнопкой «Установка» можно обнулить значения выбранного режима. При этом обнуляются значения всего индикатора. Для режима часов обнуляются только значения минут и секунд.

Переключение времени выключения освещения происходит по состоянию флага, который устанавливается при вводе либо утренней поправки, либо фиксированного времени выключения. Из этого следует, что значение фиксированного времени (как и значение утренней поправки) может находиться в индикаторе, но не работать. Для того, чтобы включились эти режимы, необходима переустановка любого значения на этом режиме. Например, установле-

ны значения: 1,0 25 и 12 0,0. Вы не помните, какой из этих режимов устанавливался последним. Установите мигающим нулевой разряд в выбранном режиме и введите 0 или 5 еще раз. После установки будет работать тот режим, в котором вы делали переустановку.

Для упрощения выполнения расчетов времени включения и выключения освещения текущее время устанавливается смещенным на 12 часов. В 12 часов дня (по часам) в автомате необходимо устанавливать 00 часов, и в это время будет смена даты. В 14 часов (по часам) необходимо устанавливать 02 часа и т. п. При смене даты происходит, как упоминалось выше, перерасчет времени включения/выключения. Число необходимо устанавливать до обеда (по часам) сегодняшнее, а после обеда — завтрашнее. Все установки необходимо производить, когда освещение выключено. Поскольку выходы, включающие реле K1 и K2, работают на индикацию, то возможно переключение реле от импульсов индикации (как правило, в состоянии выключено). При включении индикации состояние выходов запоминается. После выключения индикации состояние выходов возвращается в исходное. При применении других типов реле K1, K2 с различным временем срабатывания возможно потребуется отключение базы транзистора VT1 на время установки, особенно это может сказаться при установке даты. Если имеется рубильник для выключения освещения, то лучше его выключить на это время.

Определение поправок эмпирическим путем выполняется следующим образом. Включается автомат с нулевыми поправками на текущую дату. Запоминается время включения и выключения освещения. Если освещение включается, когда еще светло, то вечерняя поправка устанавливается со знаком плюс. Эта поправка будет равна разности времени, на которое позже должно включиться освещение. Если необходимо раньше включить освещение, то поправка устанавливается со знаком минус, для чего в третьем разряде устанавливается единица. Если освещение выключается позже, чем необходимо, т. е. когда уже светло, то поправка устанавливается со знаком минус. Если освещение выключается раньше необходимого времени, когда еще темно, то поправка устанавливается со знаком плюс на необходимое время в минутах. Если поправки равны по абсолютной величине и знаку, то есть другой путь их учета. Для этого необходимо установить в автомате время, смещенное на данную величину. Например, если вечерняя и утренняя поправки равны плюс 30 мин, то, устанавливая время в автомате в 9 часов утра, необходимо установить 21 час 30 мин. Тогда отпадает необходимость в установке поправок. Это возможно в пунктах, имеющих приблизительно равную широту с широтой Москвы. Все определения поправок эмпирическим путем необходимо выполнять в солнечные дни.

Если посмотреть на работу автомата в целом, то он представляет собою автомат для удлинения светлого времени суток до 24 часов. Изменяя время выключения освещения, можно установить любое продление светового дня до необходимого значения. Для организации такого режима необходимо из 24 часов вычесть время, необходимое вам для удлинения. Например, необходимо установить светлое время в теплице, равное 14 часам, 24 часа минус 14 равно 10 часов. Таким образом, утренняя поправка устанавливается равной минус 9 часов (1,9 00), а вечерняя поправка равной минус 1 час (примерная продолжительность гражданских сумерек в осенний, зимний, весенний периоды). Эти поправки будут действовать до того времени, пока долгота дня будет оставаться меньше или равна 14 часам (примерно до 12 апреля). Дальнейшая работа автомата будет некорректной и потребует выключение автомата или переустановка поправок.

Программу для прошивки контроллера в формате HEX можно найти на сайте журнала по адресу <http://www.dian.ru/programs/index.html> в архиве 2003_03_Zaes.

Николай Заец,
saes@mail.ru.

Литература:

1. В. А. Шполянский. Хронометрия.— М., Машиностроение, 1974.
2. М. Предко. Справочник по PIC-микроконтроллерам.— М., ДМК Пресс, Додэка-XXI, 2002.
3. А. В. Фрунзе. Микроконтроллеры? Это же просто. Том 1.— М., ООО «ИД Скимен», 2002.

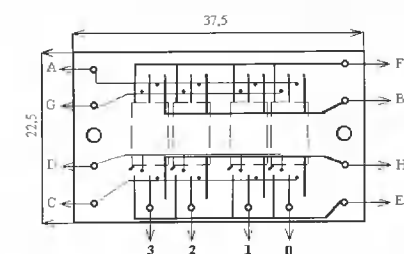


Рис. 6

Плата диагностики POST

В качестве инструмента для диагностики персонального компьютера IBM PC часто используется плата POST. О том, что это такое и как ее самостоятельно изготовить, и рассказывает автор данной статьи.

При включении или перезапуске IBM-совместимого компьютера его процессор работает под управлением программы базовой системы ввода/вывода Base Input Output System (сокращенно BIOS), хранящейся в ПЗУ самого компьютера. При этом вначале выполняется диагностическая часть программы BIOS под названием Power On Self Test (самотестирование по включению питания) или сокращенно POST. Программа тестирует и инициализирует аппаратные средства компьютера, такие как память, процессор, материнская плата, видеоконтроллер, клавиатура, гибкий и жесткий диски и т. д. перед загрузкой операционной системы. Это позволяет убедиться в работоспособности компьютера и предотвращает работу при его неисправности, что может привести к потере данных, хранимых на нем. В процессе работы программы код тестирования выводится в виде байта в порт ввода/вывода компьютера по определенному адресу, определяемому фирмой-производителем BIOS (обыч-

но по адресу 0x80 HEX), по мере прохождения теста. Это делается для того, чтобы еще до инициализации видеоконтроллера и включения отображения информации на экран монитора можно было получить информацию о прохождении теста компьютера. Ведь в случае неисправности некоторых узлов компьютера изображение может вообще отсутствовать. Кроме того, при обнаружении неисправности во время тестирования программа POST останавливается и выдает код останова в виде звуковых сигналов (гудков) через внутреннюю динамическую головку компьютера, что позволяет определить, в каком месте произошла остановка компьютера и облегчает поиск неисправности. Коды POST определяются фирмой-производителем BIOS. В настоящее время наиболее распространены компьютеры с BIOS фирмы AWARD. В табл. 1 приведены описания кодов POST данной фирмы для одной из версий BIOS в оригинале и переводе на русский язык.

Таблица 1. Коды программы POST

Код	Сигнал	Описание на английском	Описание на русском
02h	—	Verify Real Mode	Проверка режима реального времени
03h	—	Disable Non-Maskable Interrupt (NMI)	Запрещено немаскируемое прерывание (NMI)
04h	—	Get CPU type	Получить тип CPU
06h	—	Initialize system hardware	Инициализация аппаратной системы
08h	—	Initialize chipset with initial POST values	Инициализация чипсетов и переменных POST
09h	—	Set IN POST flag	Установка флагов POST
0Ah	—	Initialize CPU registers	Инициализация регистров CPU
0Bh	—	Enable CPU cache	Разрешение кэш CPU
0Ch	—	Initialize caches to initial POST values	Инициализация кэш в переменных POST
0Eh	—	Initialize I/O component	Инициализация компонент ввода/вывода
0Fh	—	Initialize the local bus IDE	Инициализация локальной шины IDE
10h	—	Initialize Power Management	Инициализация управления питанием
11h	—	Load alternate registers with initial POST values	Загрузка альтернативных регистров POST
12h	—	Restore CPU control word during warm boot	Восстановление управляющего слова CPU при "горячем" перезапуске
13h	—	Initialize PCI Bus Mastering devices	Инициализация PCI шины
14h	—	Initialize keyboard controller	Инициализация контроллера клавиатуры
16h	1-2-2-3	BIOS ROM checksum	Контрольная сумма BIOS ROM
17h	—	Initialize cache before memory autosize	Инициализация кэш до автоопределения размера памяти
18h	—	8254 timer initialization	Инициализация таймера 8254
1Ah	—	8237 DMA controller initialization	Инициализация DMA контроллера 8237
1Ch	—	Reset Programmable Interrupt Controller	Сброс программируемого контроллера прерываний
20h	1-3-1-1	Test DRAM refresh	Тест регенерации DRAM
22h	1-3-1-3	Test 8742 Keyboard Controller	Тест контроллера клавиатуры 8742
24h	—	Set ES segment register to 4 GB	Установка сегментного регистра ES для 4 Гбайт
26h	—	Enable A20 line	Разрешение линии A20
28h	—	Autosize DRAM	Автоопределение размера DRAM
29h	—	Initialize POST Memory Manager	Инициализация менеджера памяти POST
2Ah	—	Clear 512 KB base RAM	Очистка 512 кбайт базовой памяти RAM
2Ch	1-3-4-1	RAM failure on address line xxxx*	Отказ RAM в строке адреса xxxx*
2Eh	1-3-4-3	RAM failure on data bits xxxx* of low byte of memory bus	Отказ RAM на битах данных xxxx* младшего байта шины памяти
2Fh	—	Enable cache before system BIOS shadow	Разрешение кэш до затенения системного BIOS
30h	1-4-1-1	RAM failure on data bits xxxx* of high byte of memory bus	Отказ RAM на битах данных xxxx* старшего байта шины памяти
32h	—	Test CPU bus-clock frequency	Тест частоты шины часов CPU
33h	—	Initialize Phoenix Dispatch Manager	Инициализация менеджера отправки
36h	—	Warm start shut down	Отключение "теплого" старта
38h	—	Shadow system BIOS ROM	Затенение системного BIOS ROM
3Ah	—	Autosize cache	Автоопределение размера кэш
3Ch	—	Advanced configuration of chipset registers	Предоставление конфигурации регистров набора чипов
3Dh	—	Load alternate registers with CMOS values	Загрузка альтернативных регистров значениями из CMOS
42h	—	Initialize interrupt vectors	Инициализация векторов прерываний
45h	—	POST device initialization	Инициализация устройств POST
46h	2-1-2-3	Check ROM copyright notice	Проверка авторских записей ROM
48h	—	Check video configuration against CMOS	Проверка видео конфигурации в CMOS
49h	—	Initialize PCI bus and devices	Инициализация шины PCI и устройств
4Ah	—	Initialize all video adapters in system	Инициализация всех видеоадаптеров системы
4Bh	—	QuietBoot start (optional)	Быстрый перезапуск (не обязательно)
4Ch	—	Shadow video BIOS ROM	Затенение видео BIOS ROM
4Eh	—	Display BIOS copyright notice	Отображение авторских записей BIOS
50h	—	Display CPU type and speed	Отображение типа и скорости CPU
51h	—	Initialize EISA board	Инициализация платы EISA

Продолжение таблицы 1

Код	Сигнал	Описание на английском	Описание на русском
52h	—	Test keyboard	Тест клавиатуры
54h	—	Set key click if enabled	Установка параметров клавиатуры, если разрешено
58h	2-2-3-1	Test for unexpected interrupts	Тест для неожиданных прерываний
59h	—	Initialize POST display service	Инициализация сервиса отображения POST
5Ah	—	Display prompt "Press F2 to enter SETUP"	Отображение приглашения "Нажмите F2, чтобы войти в SETUP"
5Bh	—	Disable CPU cache	Запрет кэш CPU
5Ch	—	Test RAM between 512 and 640 KB	Тест RAM между 512 и 640Кб
60h	—	Test extended memory	Тестами расширенной памяти
62h	—	Test extended memory address lines	Тест адресных линий расширенной памяти
64h	—	Jump to UserPatch1	Переход на пользовательскую часть 1
66h	—	Configure advanced cache registers	Конфигурирование доступа кэш регистров
67h	—	Initialize Multi Processor APIC	Инициализация многопроцессорного режима
68h	—	Enable external and CPU caches	Разрешение внешнего кэш CPU
69h	—	Setup System Management Mode (SMM) area	Установка области режима SMM
6Ah	—	Display external L2 cache size	Отображение размера внешнего кэш L2
6Bh	—	Load custom defaults (optional)	Загрузка по умолчанию (не обязательно)
6Ch	—	Display shadow-area message	Отображение сообщения теневой области
6Eh	—	Display possible high address for UMB recovery	Отображение сообщения UMB
70h	—	Display error messages	Отображение прочих сообщений
72h	—	Check for configuration errors	Проверка ошибок конфигурации
76h	—	Check for keyboard errors	Проверка ошибок клавиатуры
7Ch	—	Set up hardware interrupt vectors	Установка векторов аппаратного прерывания
7Eh	—	Initialize coprocessor if present	Инициализация сопроцессора, если присутствует
80h	—	Disable onboard Super I/O ports and IRQs	Запрет на плате суперпортов ввода/вывода и прерываний
81h	—	Late POST device initialization	Последующая POST инициализация устройств
82h	—	Detect and install external RS232 ports	Обнаружение и установка внешних портов RS232
83h	—	Configure non-MCD IDE controllers	Конфигурирование не MCD IDE контроллеров
84h	—	Detect and install external parallel ports	Обнаружение и установка внешних параллельных портов
85h	—	Initialize PC-compatible PnP ISA devices	Инициализация PC совместимых устройств PnP ISA устройств
86h	—	Re-initialize onboard I/O ports.	Переинициализация портов ввода/вывода
87h	—	Configure Motheboard Configurable Devices (optional)	Конфигурирование перестраиваемых устройств материнской платы (не обязательно)
88h	—	Initialize BIOS Data Area	Инициализация области данных BIOS
89h	—	Enable Non-Maskable Interrupts (NMIs)	Разрешение немаскируемых прерываний
8Ah	—	Initialize Extended BIOS Data Area	Инициализация расширенной области данных BIOS
8Bh	—	Test and initialize PS/2 mouse	Тест и инициализация мышки PS/2
8Ch	—	Initialize floppy controller	Инициализация контроллера дисковод
8Fh	—	Determine number of ATA drives (optional)	Определение числа накопителей ATA (не обязательно)
90h	—	Initialize hard-disk controllers	Инициализация контроллеров жесткого диска
91h	—	Initialize local-bus hard-disk controllers	Инициализация локальной шины контроллеров жестких диска
92h	—	Jump to UserPatch2	Переход на пользовательскую часть 2
93h	—	Build MPTABLE for multi-processor boards	Формирование таблицы MPTABLE для много процессорных плат
95h	—	Install CD ROM for boot	Установка CD ROM для загрузки
96h	—	Clear huge ES segment register	Очистка глобального сегментного регистра ES
97h	—	Fixup Multi Processor table	Фиксация многопроцессорной таблицы
98h	1-2	Search for option ROMs. One long, two short beeps on checksum failure	Поиск расширения ROM. Один длинный, два коротких гудка при ошибке контрольной суммы
99h	—	Check for SMART Drive (optional)	Проверка накопителей SMART (не обязательно)
9Ah	—	Shadow option ROMs	Теневые опции ROM
9Ch	—	Set up Power Management	Установка управления питанием
9Dh	—	Initialize security engine (optional)	Инициализация безопасности (дополнительно)
9Eh	—	Enable hardware interrupts	Разрешение аппаратных прерываний
9Fh	—	Determine number of ATA and SCSI drives	Определение числа ATA и SCSI накопителей
A0h	—	Set time of day	Установка времени и даты
A2h	—	Check key lock	Проверка блокировки ключом
A4h	—	Initialize Typematic rate	Инициализация скорости автоповтора
A8h	—	Erase F2 prompt	Очистка сообщения F2
AAh	—	Scan for F2 key stroke	Сканирование клавиши F2
ACH	—	Enter SETUP	Вход в SETUP
A Eh	—	Clear Boot flag	Очистка флага загрузки
B0h	—	Check for errors	Проверка ошибок
B2h	—	POST done — prepare to boot operating system	Конец POST — готовится, чтобы загрузить операционную систему
B4h	1	One short beep before boot	Один короткий гудок перед загрузкой
B5h	—	Terminate QuietBoot (optional)	Завершить быстрый рестарт (дополнительно)
B6h	—	Check password (optional)	Проверка пароля (дополнительно)
B9h	—	Prepare Boot	Подготовка загрузки
BAh	—	Initialize DMI parameters	Инициализация параметров DMI
BBh	—	Initialize PnP Option ROMs	Инициализация PnP опций ROM
BCh	—	Clear parity checkers	Очистка проверок паритета
BDh	—	Display MultiBoot menu	Отображение меню мультизагрузки
BEh	—	Clear screen (optional)	Очистка экрана (дополнительно)
BFh	—	Check virus and backup reminders	Проверка на вирус и резервных напоминаний
C0h	—	Try to boot with INT 19	Попытка загрузиться через INT19
C1h	—	Initialize POST Error Manager (PEM)	Инициализация менеджера ошибок POST

Продолжение таблицы 1

Код	Сигнал	Описание на английском	Описание на русском
C2h	—	Initialize error logging	Инициализация ошибки регистрации
C3h	—	Initialize error display function	Инициализация ошибки функций отображения
C4h	—	Initialize system error handler	Инициализация системной ошибки
C5h	—	PnP dual CMOS (optional)	PnP двойной CMOS (дополнительно)
C6h	—	Initialize notebook docking (optional)	Инициализация записной книжки (дополнительно)
C7h	—	Initialize notebook docking late	Инициализация записной книжки далее
C8h	—	Force check (optional)	Принудительная проверка (дополнительно)
C9h	—	Extended checksum (optional)	Расширенная контрольная сумма (дополнительно)
D2h	—	Unknown interrupt	Неизвестное прерывание
	—	For Flash	Для флэш ПЗУ
E0h	—	Initialize the chipset	Инициализация набора чипов
E1h	—	Initialize the bridge	Инициализация моста
E2h	—	Initialize the CPU	Инициализация CPU
E3h	—	Initialize system timer	Инициализация системного таймера
E4h	—	Initialize system I/O	Инициализация системы ввода/вывода
E5h	—	Check force recovery boot	Проверка принудительной загрузки
E6h	—	Checksum BIOS ROM	Контрольная сумма BIOS ROM
E7h	—	Go to BIOS	Переход на BIOS
E8h	—	Set Huge Segment	Установка глобального сегмента
E9h	—	Initialize Multi Processor	Инициализация много процессорного режима
EAh	—	Initialize OEM special code	Инициализация специального кода OEM
EBh	—	Initialize PIC and DMA	Инициализация PIC и DMA
ECh	—	Initialize Memory type	Инициализация типа памяти
EDh	—	Initialize Memory size	Инициализация размера памяти
EEh	—	Shadow Boot Block	Затенение блока загрузки
EFh	—	System memory test	Тест системной памяти
F0h	—	Initialize interrupt vectors	Инициализация векторов прерываний
F1h	—	Initialize Run Time Clock	Инициализация часов реального времени
F2h	—	Initialize video	Инициализация видео
F3h	—	Initialize System Management Mode	Инициализация режима управления системой
F4h	1	Output one beep before boot	Выход и один гудок перед загрузкой
F5h	—	Boot to Mini DOS	Загрузка мини DOS
F6h	—	Clear Huge Segment	Очистка глобального сегмента
F7h	—	Boot to Full DOS	Загрузка полного DOS

Гудки формируются следующим образом. Восьмибитовый код ошибки делится на четыре двухбитовые группы. Каждая группа озвучивается числом гудков, представленных в группе плюс один. Между группами формируется пауза, равная по длительности трем гудкам. Например, код ошибки 16h = 00-01-01-10 = 1-2-2-3 = 1 гудок + пауза + 2 гудка + пауза + 2 гудка + пауза + 3 гудка.

Однако озвучивание кода ошибки происходит не во всех точках останова, и для того, чтобы определить ее, необходимо иметь специальную плату диагностики POST.

Плата диагностики представляет собой устройство вывода, доступное по интерфейсу ISA со стороны персонального компьютера. Структурная схема платы приведена на рис. 1.

Узел состоит из регистра диагностики RG, доступ к которому со стороны интерфейса ISA осуществляется с помощью дешифратора DC. Регистр выдает записанные в него данные на единичные индикаторы LED.

Плата диагностики POST разработана всего на одной микросхеме программируемой логической матрицы (ПЛИС) XC9536-15VQ44C фирмы Xilinx. Данная

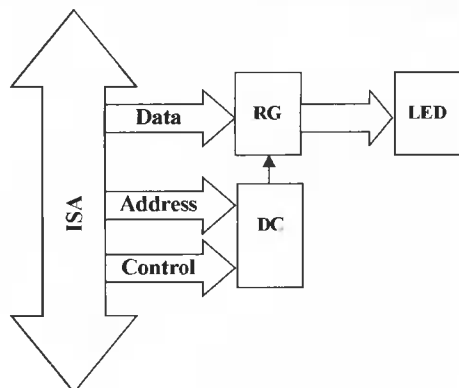


Рис. 1

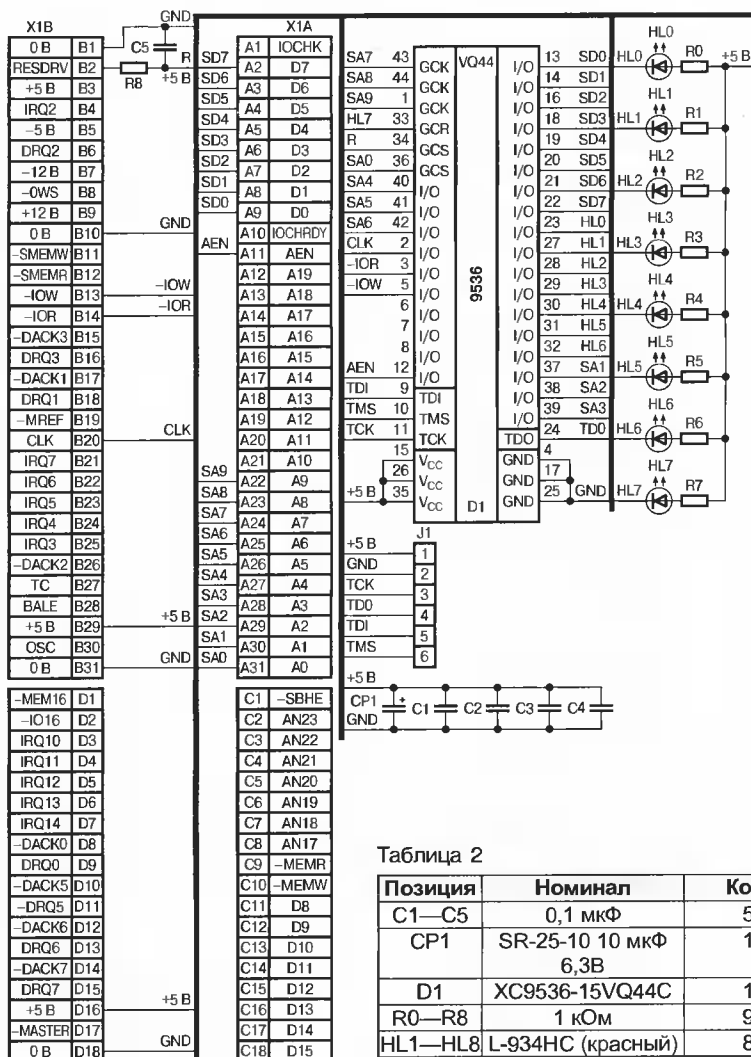


Рис. 2

Таблица 2

Позиция	Номинал	Кол.
C1—C5	0,1 мкФ	5
CP1	SR-25-10 10 мкФ 6,3В	1
D1	XC9536-15VQ44C	1
R0—R8	1 кОм	9
HL1—HL8	L-934HC (красный)	8

микросхема имеет достаточно большую степень интеграции (36 ячеек памяти, 180 логических элементов и 34 программируемых вывода), доступную цену (около \$3) и возможность ее многократного перепрограммирования (до 100 тысяч раз). Устройства, разработанные на ее базе, реализуют довольно емкие схемы и легко модифицируются посредством перепрограммирования без изменения топологии печатной платы. Путем перепрограм-

мирования ПЛИС легко изменить логику работы устройства, его адрес и другие схемные особенности.

Принципиальная схема платы приведена на рис. 2, а перечень элементов — в табл. 2.

Олег Вальпа,
sandh@narod.ru

Отладка устройств на основе микроконтроллера PIC12C508 с помощью PIC16F84A

Автор предлагает при отладке устройств на микроконтроллерах, имеющих однократно программируемую память, использовать более совершенные контроллеры с Flash-памятью других серий.

При отладке устройств на основе микроконтроллеров в условиях, когда кроме программатора нет никакого отладочного оборудования, приходится очень часто программировать микросхему и испытывать устройство, проверяя результаты. При использовании дешевых микроконтроллеров с однократно программируемой памятью традиционно для этого используются дорогие отладочные кристаллы с ультрафиолетовым стиранием. При этом каждое перепрограммирование занимает 20 мин на стирание, что увеличивает время отладки.

Между тем почти ко всем контроллерам можно подобрать совместимый по системе команд хотя бы на уровне мнемодов более дорогой контроллер той же фирмы, имеющий Flash-память, и путем использования несложного переходника добиться совместимости по выводам. А наличие свободных выводов позволяет добавить какое-либо устройство индикации, что позволит в процессе отладки выводить частичную отладочную информацию.

Для создания подобного переходника требуется обеспечить такое соответствие выводов между эмулируемым и эмулирующим микроконтроллерами, чтобы при написании программы требовались минимальные изменения в тексте. Кроме того, для облегчения программирования следует предусмотреть разъем для подключения программатора.

В качестве примера предлагается переходник, позволяющий отлаживать устройства, использующие PIC12C508, заменяя его на контроллер PIC16F84A, имеющий больший объем Flash-памяти программ и большее число регистров.

Микроконтроллер PIC12C508 имеет один шестибитный порт ввода/вывода GPIO. В табл. 1 приведены назначения выводов PIC12C508 и краткая информация по порту ввода/вывода.

Назначение выводов и краткая характеристика портов ввода/вывода микроконтроллера PIC16F84A приведены в табл. 2.

Так как при эмуляции нельзя разбивать порт GPIO на несколько частей или изменять порядок битов, имеется единственный вариант соответствия — биты 0—5 порта PORTB микроконтроллера PIC16F84A поставить в соответствие порту GPIO микроконтролле-

Таблица 1. Назначение выводов PIC12C508A

Вывод	Наимен.	Примечание
1	Vdd	+5 В
2	GPIO5	Двунаправленный, либо CLK1/CLKIN
3	GPIO4	Двунаправленный, либо CLK2
4	GPIO3	Только вход, либо вход сброса
5	GPIO2	Двунаправленный, либо вход таймера
6	GPIO1	Двунаправленный
7	GPIO0	Двунаправленный
8	Vss	Общий

Таблица 2. Назначение выводов PIC16F84A

Вывод	Наимен.	Примечание
1	PORTA2	Двунаправленный
2	PORTA3	Двунаправленный
3	PORTA4	Вход/Выход с открытым коллектором, либо вход таймера
4	MCLR	Сброс/Vpp
5	Vss	Общий
6	PORTB0	Двунаправленный, либо вход прерывания
7	PORTB1	Двунаправленный
8	PORTB2	Двунаправленный
9	PORTB3	Двунаправленный
10	PORTB4	Двунаправленный
11	PORTB5	Двунаправленный
12	PORTB6	Двунаправленный/SPC
13	PORTB7	Двунаправленный/SPD
14	Vdd	+5 В
15	CLK2/CLKOUT	CLKOUT
16	CLK1/CLKIN	CLKIN
17	PORTA0	Двунаправленный
18	PORTA1	Двунаправленный

ра PIC12C508. Для эмуляции входа таймера вывод PORTA4 соединяется с выводом PORTB2.

Выводы PORTB6 и PORTB7 микроконтроллера используются для его программирования вместе с выводом MCLR и выводами питания. Они выведены на разъем XS10, к которому может подключаться программатор, а для нормального функционирования устройств к нему подключается перемычка JP1.

Сравнивая возможности конфигурации микроконтроллеров, необходимо учесть два обстоятельства: во-первых, бит 3 порта GPIO может быть сконфигурирован как вход сброса, а во-вторых, микроконтроллер PIC12C508 имеет встроенный RC-генератор с частотой, близкой к 4 МГц. Для эмуляции RC-генератора используются перемычки JP2 и JP3, а для конфигурации вывода сброса — два варианта перемычек JP1, подключаемых на время работы устройства.

Оставшиеся свободными от эмуляции порты PORTA0—3 и PORTB6, 7 используются для подключения индикатора МЭЛТ MT10T7-7, который позволяет выводить отладочную информацию. Порт PORTA используется как порт данных, а два бита порта PORTB — как сигналы записи и выбора регистра индикатора.

Полученная схема переходника приведена на рис. 1.

Для программирования используется специальный переходник, позволяющий подключать плату к программатору, не отключая ее от устройства. Его схема приведена на рис. 2, а, где вместо микросхемы используется колодка, совпадающая по габаритам с микросхемой. Если программатор имеет возможность внутрисхемного программирования, то используется переходник по схеме на рис. 2, б.

Перед включением устройства необходимо подключить к разъему XS10 одну из заглушек (рис. 2, в и г), определяющих

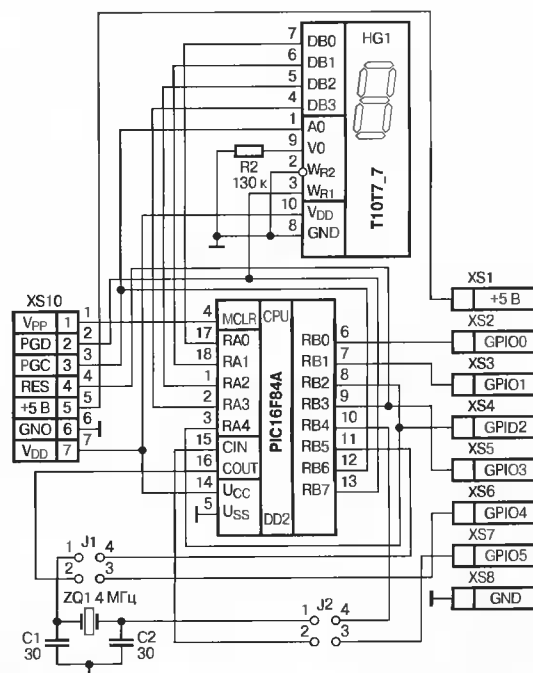


Рис. 1

конфигурацию входа MCLR. Первая заглушка предназначена для варианта с отключенным входом MCLR, вторая — для варианта с разрешенным входом MCLR.

Переключки JP1 и JP2 подсоединяют к выводам CLK1 и CLK2 микроконтроллера кварцевый резонатор на 4 МГц, а выводы PORTB4, PORTB5 подключают к выводам колодки микроконтроллера PIC12C508, если требуется использование внутреннего генератора. Иначе к выводам колодки подключаются выводы CLK1 и CLK2, а вид генератора определяется битами конфигурации (табл. 3).

Конструктивно переходник представляет собой плату, размером чуть больше индикатора, под которой установлены все элементы, и соединенную с этой платой колодку, по габаритам совпадающую с корпусом DIP8. Основная часть связей выполнена в виде печатного монтажа, но часть — объемным монтажом. Восемь проводов, идущие к колодке, берутся с ближайших к требуемым местам точек платы, а затем соединяются в жгут. Колодка представляет собой две одинаковые платы, имеющие два ряда отверстий с контактными площадками. Жгут припаивается к нижней плате, в которую предварительно впаяны длинные штыри, затем накрывается и прижимается верхней платой, также пропаиваемой. В качестве штырей можно взять выводы подходящей толщины от элементов, хороший результат благодаря своей жесткости дают выводы от импортных светодиодов. С краю платы установлен зажим, позволяющий фиксировать ее на отлаживаемом устройстве.

Отлаживаемая программа должна учитывать ряд особенностей, отличающих микроконтроллеры, и особенно адреса регистров памяти. Для соблюдения этого условия рекомендуется использовать выделение памяти с помощью специальных директив RES и последующей линковкой, иначе придется все объявления писать в двух вариантах — для PIC12C508, начиная с адреса 07, и для PIC16F84, начиная с адреса 0CH.

Для переключения между контроллерами можно использовать директивы препроцессора. Например, в начале программы объявляется константа:

```
#define P16F 1
```

Если эта константа определена как единица, то компиляция проходит как для PIC16F84A, а если как ноль — происходит компиляция для PIC12C508A.

Далее, в зависимости от выбранного типа микроконтроллера, необходимо подключить файл определений контроллера и задать строку конфигурации. Выбор осуществляется командами препроцессора #IF ... #ELSE ... #ENDIF.

Микроконтроллер PIC12C508 использует для конфигурации специальные команды TRIS и OPTION, а микроконтроллер PIC16F84A конфигурируется обычными командами с использованием регистров, расположенных в сегменте данных. Это различие учитывается использованием при записи в порт и конфигурировании специальных макросов SETTRIS и SETOPT, которые также описаны по-разному вместе со строкой конфигурации.

Макросы для PIC12C508 включают просто соответствующие команды, а макросы для PIC16F84A производят переключе-

Таблица 3. Назначение переключек

JP1	JP2	Соответствие генератору PIC12C508	Соответствие генератору PIC16F84A
1-2, 3-4	1-2, 3-4	IntRC	XTOsc
2-3	2-3	ExtRC, XTOsc, LPOsc	ExtRC, XTOsc, LPOsc

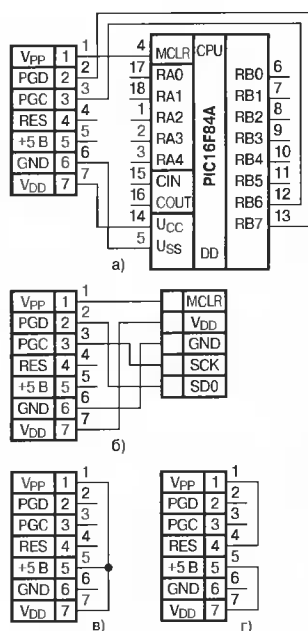


Рис. 2

ние регистровой страницы и установку соответствующего регистра, кроме того, макрос SETTRIS обеспечивает конфигурирование битов 6, 7 регистра всегда как выводов, а бита 3 — как вход.

Начальные действия также различны: для PIC12C508 необходимо сохранить значение OSCCAL, а для PIC16F84A — отключить прерывания и сконфигурировать PORTA.

Ниже приведен самый простой вариант оформления программы, содержащей все необходимые определения.

```

;*****
; Замена Pic12c508a на Pic16f84a для упрощения отладки
; устройств
;*****

; Определяет, компилировать программу для PIC16F84a (1)
; или для PIC12C508A (0)
#define P16F 1

; Заголовок, определяющийся типом выбранного контроллера
#if P16F
; Заголовок для PIC16F84A
list p=16f84a : list directive to define processor
#include <p16f84a.inc> ; processor specific variable
definitions

; Для 16f84
__CONFIG _CP_OFF & _WDT_ON & _XT_OSC & _PWRTE_ON

#define GPIO PORTB
; Макрос конфигурации порта ввода/вывода
SETTRIS MACRO
bsf STATUS,RPO
; Старшие два бита - всегда выходы
andlw B'00111111' ; Старшие - всегда на выход
iorlw B'00001000' ; RB3 - всегда на вход
movwf TRISB
bcf STATUS,RPO
ENDM
; Макрос конфигурации регистра OPTION_REG
SETOPT MACRO
bsf STATUS,RPO
movwf OPTION_REG
bcf STATUS,RPO
ENDM
#else
; Заголовок для PIC12c508A
list p=12c508a ; list directive to define processor
#include <p12c508a.inc> ; processor specific variable
definitions

; Для 12c508A
__CONFIG _CP_OFF & _WDT_ON & _INTRC_OSC & _MCLR_OFF

; Макрос конфигурации порта ввода/вывода
SETTRIS MACRO
tris 6
ENDM
; Макрос конфигурации регистра OPTION_REG
SETOPT MACRO
option
ENDM

#endif

; Завершение заголовка

; Переменные
ALL_VAR UDATA

;
; здесь - всякие переменные
;

MAIN CODE 0x00
goto start ; Переход на основную программу
#if !P16F
; здесь - информация в открытые 32 байта микроконтроллера

```

```

леpa PIC12C508A
dt «v1.1 by Alex ALB. alb@crowd.ru (C)CROWD Russia,
Penza 2002
#ENDIF

PROC CODE
; Инициализация контроллера – тоже в зависимости от его
типа
#IF P16F
start
; Инициализация PIC16F84A
bsf STATUS,RPO
; Регистр RA используется для управления индикатором и
конфигурируется всегда
; одним и тем же образом:
; На вход – только RA4, подключенный к RB2 для имитации
входа таймера
movlw B'00010000'
movwf TRISA
; Старшие два бита на выход – для индикатора, остальные
– на вход,
; как у PIC12C508A при включении
movlw B'00111111'
movwf TRISB
bcf STATUS,RPO
#else
start
movwf OSCCAL
#endif
; Далее – отлаживаемая программа

; Конфигурация регистра OPTION_REG ; Пример

```

```

movlw b'11001001' ; Пример
SETOPT ; Пример
; Конфигурация порта ввода-вывода ; Пример
movlw b'00010101' ; Пример
SETTRIS ; Пример
maincycle ; Пример
bsf GPIO,0 ; Пример
clrwdt ; Пример
bcf GPIO,0 ; Пример
goto maincycle ; Пример

END ; directive "end of program"

```

При написании программ с использованием данного переходника следует учитывать отсутствие в системе команд PIC12C508 операций SUBLW, ADDLW, команды RETURN без изменения W.

Ограничение области применения возникает также из-за того, что такой переходник не поддерживает пробуждение по изменению состояния входа, так как нет соответствия между выводами с пробуждением у PIC12C508 (GPIO0, 1, 3), и PIC16C84A (GPIO4—7). В таком случае приходится доводить алгоритм с использованием УФ отладочного кристалла, после того как основной алгоритм уже отлажен. Однако опыт применения данного устройства в разработке показывает, что во многих случаях отладка не только сильно упрощается, но и появляется возможность полностью отказаться от использования ультрафиолетовых отладочных кристаллов.

Алексей Брякин,
alb@crowd.ru

(Продолжение. Начало — № 10/2002)

Эксперименты с микроконтроллерами фирмы Signal: базовая программа для семейства C8051F0xx

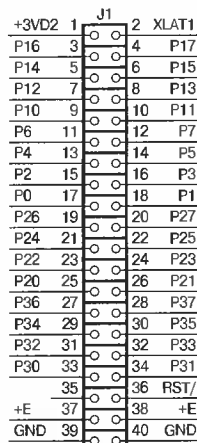
В первой статье цикла [1] мы ознакомили читателей с описанием эволюционной платы микроконтроллера C8051F005. Мы описали принципиальную схему контроллера и отметили, что все сигналы микроконтроллера выведены на двухрядный штырьковый 64-контактный разъем J2 типа PLD64. Часть старших контактов используется для вывода аналоговых сигналов, которые также выводятся на другие разъемы (J6, X1), т. е. контакты сигналов дублируются. Основные цифровые сигналы микропроцессора занимают младшие 36 контактов этого разъема. В статье также указывалось, что эволюционная плата имеет два небольших макетных поля, размещение на которых сколь-нибудь серьезного макета весьма проблематично. В связи с этим при макетировании цифровых микросхем, необходимых для функционирования базовой программы, было принято решение использовать дополнительную макетную плату необходимых размеров, соединение с которой осуществляется через штырьковый разъем J2 основной платы. Для этого разъем J2 необходимо доработать следующим образом. Контакты разъема 41 и 42 аккуратно выпаять, прогревая паяльником место их пайки и вытаскивая их со стороны элементов. Таким образом, из разъема J2 получается разъем, имеющий 40 младших контактов. Такой же разъем устанавливается на макетной плате, при этом наименование и назначение сигналов на макетной плате соответствует наименованию и назначению сигналов на основной эволюционной плате. Кроме того, на эволюционной плате необходимо произвести следующие изменения: соединить контакты 39 и 40 (общий) разъема J2; соединить контакты 37 и 38 (питание) разъема J2 и соединить его с центральным контак-

том коаксиального разъема P1 (контакт для подключения источника питания к эволюционной плате). Через эти контакты на эволюционную плату будет подаваться питающее напряжение +5 В от дополнительной макетной платы, вполне достаточное для нормальной работы стабилизатора питания A2. Связь между эволюционной и макетной платой удобно осуществлять с помощью плоского компьютерного 40-проводного кабеля для подключения жесткого диска HDD. Наименование сигналов соединительного разъема показано на рис. 1.

Принципиальная схема макетной платы

Вначале поясним смысл термина «базовая программа». Под ним мы будем понимать программу, поддерживающую функционирование основных узлов универсального контроллера и основных алгоритмов, необходимых для работы этого контроллера в составе командно-информационных сетей [2]. К таким узлам относятся последовательный интерфейс UART (с драйверами сети RS-485 или RS-232C), ориентированный на работу в командно-информационной сети, символьный жидкокристаллический индикатор LCD и таймер реального времени RTC. Кроме того, в базовой программе иллюстрируется работа с дополнительной встроенной памятью, подсистемой прерывания, коммутатором ресурсов Crossbar и другими важными внутренними узлами микроконтроллера C8051F005. Принципиальная схема макетной платы, содержащей узлы универсального контроллера, приведена на рис. 2.

Макетная плата содержит таймер реального времени D1 (DS12887), интерфейс RS-232C на микросхеме D2 (MAX232) и интерфейс RS-485 на



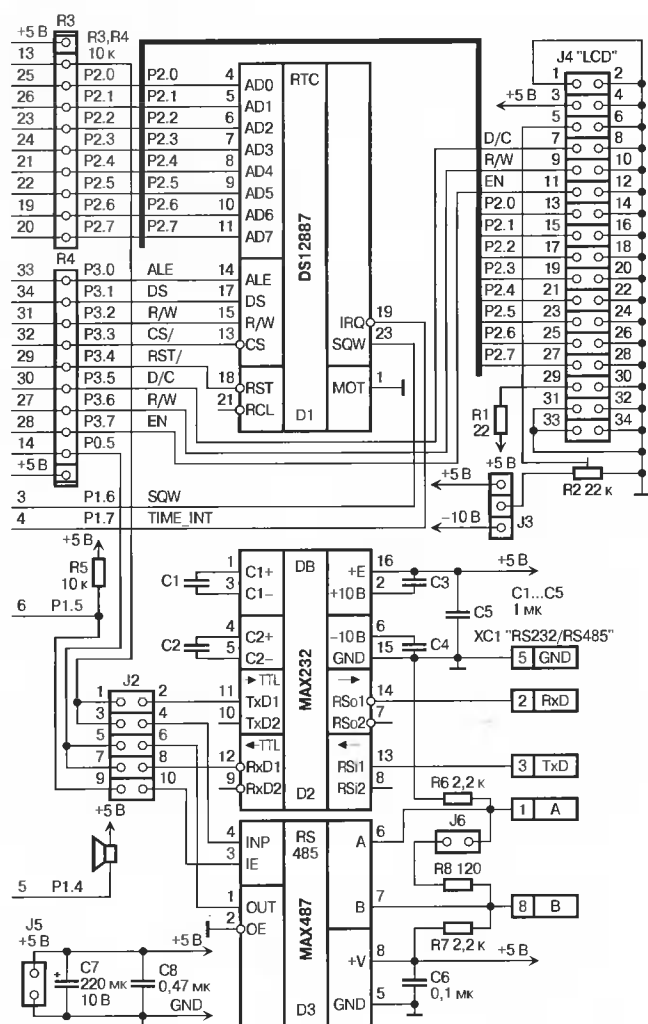


Рис. 2

микросхеме D3 (MAX487). Основным разъем, соединяющий эволюционную и макетную плату, на рис. 2 не показан, но возле каждой используемой сигнальной линии (в левой части рис. 2) указан номер контакта этого разъема (совпадающий с номером контакта разъема J2 на эволюционной плате). Аналоговые входы/выходы микроконтроллера нами в базовой программе не используются и не рассматриваются. Микросхемы последовательных интерфейсов RS-485 (D3) или RS-232C (D2) подключаются к микроконтроллеру через перемычки, устанавливаемые на штыревом разъеме J2 (PLD-10). Перемычка J6 служит для подключения согласующего резистора R8 в случае работы контроллера на конце сети RS-485. Сигнал передачи TxD микроконтроллера выводится

Таблица 1

Инструкция	Коды										Описание	Время выполнения, мкс	
	RS	R/W	DB7	DB6	DB5	DB4	DB3	DB2	DB1	DB0			
Clear Display	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	Очистка дисплея и установка курсора на адрес 0	1640	
Cursor At Home	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	X	Установка курсора на адрес 0	1640
Entry Mode Set	0	0	0	0	0	0	0	1	I/D	S		Установка направления движения курсора и включение сдвига дисплея	40
Display On/Off Control	0	0	0	0	0	0	1	D	C	B		Вкл./выключение дисплея (D), курсора (C) и режима мигания (B)	40
Cursor/Display Shift	0	0	0	0	0	1	S/C	R/L	X	X		Сдвиг курсора и дисплея	40
Function Set	0	0	0	0	1	DL	N	F	X	X		Установка разрядности интерфейса, длины строки и шрифта	40
CGRAM Address Set	0	0	0	1	ACG						Установки адреса CGRAM		40
DDRAM Address Set	0	0	1	ADD						Установки адреса DDRAM		40	
Busy Flag / Address Read	0	1	BF	AC						Чтение флага занятости BF и адреса		40	
CGRAM/DDRAM Data Write	1	0	WRITE DATA						Запись данных		40		
CGRAM/DDRAM Data Read	1	1	READ DATA						Чтение данных		40		

на линию порта P0.4. Сигнал приема RxD микроконтроллера выводится на линию порта P0.5. Для управления передатчиком интерфейса RS-485 используется линия порта P1.5. К линии порта P1.4 подключен BUZZER (малогабаритный звуковой излучатель со встроенным генератором). Интерфейс LCD выведен на разъем 45 (PLD-34). Перемычка J3 предназначена для выбора полярности напряжения контрастности LCD (различные исполнения LCD могут использовать положительное или отрицательное напряжение), причем в качестве источника отрицательного напряжения используется встроенный преобразователь микросхемы MAX232 (вывод D2/06). Резистор R2 предназначен для регулировки контрастности LCD. В качестве шины данных для работы RTC и LCD применены линии порта P2 микроконтроллера. Порт P3 используется для формирования сигналов управления RTC и LCD. Поскольку для питания RTC, LCD и интерфейсных микросхем RS-232 и RS-485 необходимо напряжение питания +5 В, а микроконтроллер работает от +3,3 В, для согласования выходных уровней микроконтроллера установлены подтягивающие резисторы R3—R5.

Базовая программа написана на языке «C» (для компилятора фирмы Keil [3]) и содержит четыре модуля:

MAIN.C — главный модуль;

LCD.C — модуль управления жидкокристаллическим индикатором LCD;

RTC.C — модуль управления таймером реального времени RTC;

UART.C — модуль управления интерфейсами последовательного порта.

Кроме того, каждый из этих модулей имеет файл заголовков: MAIN.H, LCD.H, RTC.H и UART.H.

Рассмотрим каждый из этих программных модулей.

Модуль управления жидкокристаллическим индикатором LCD

Прежде, чем приступить к рассмотрению собственно программного модуля, приведем некоторые сведения о программном интерфейсе индикаторов LCD. В рассматриваемом примере мы использовали индикатор SC2004ASLB-SH-H-QS, содержащий четыре строки по 20 символов с английским и русским шрифтами и кодовой таблицей EH. Модуль имеет габаритные размеры 98×60×8,8 мм. Модуль имеет стандартизованный разъем, соответствующий варианту L2462 (J4) и стандартный интерфейс управления для встроенного в LCD микроконтроллера HD44780 и его аналогов. Стандартный набор инструкций для управления LCD с указанным микроконтроллером приведен в табл. 1.

В приведенной таблице использованы следующие сокращения и обозначения:

DDRAM (Display Data RAM) — оперативная память данных дисплея;

CGRAM (Character Generator RAM) — оперативная память знакогенератора;

ADD(DDRAM Address) — адрес оперативной памяти данных дисплея;
 ACG(CGRAM Address) — адрес оперативной памяти данных знакогенератора;
 AC (Address Counter) — счетчик адреса;
 X — значение бита игнорируется;
 I/D (Increment/Decrement) — увеличение (1)/уменьшение (0) адреса курсора;
 S (Shift) — сдвиг дисплея включен (1)/выключен (0);
 S/C — сдвиг курсора (0)/сдвиг дисплея (1);
 R/L (Right/Left) — сдвиг вправо (1)/влево (0);
 DL — интерфейс восьмибитный (1)/четырёхбитный (0);
 N — 2 строки (1)/1 строка(0);
 F (Font) — Шрифт 5×10 точек (1)/5×7 точек (0);
 BF (Busy Flag) — контроллер LCD занят (1)/свободен (0).
 Приступим к рассмотрению программного модуля LCD.H. Модуль содержит объявление всех функций, которые реализованы в модуле LCD.C. Модули LCD содержат только самые необходимые подпрограммы управления LCD дисплеем.

```

/*-----
LCD.H
LCD Prototypes
-----*/
#ifndef __LCD__ // Условие для исключения повторной компиляции модуля
#define __LCD__

#ifndef __BYTE__
#define __BYTE__
typedef unsigned char byte; // Определение типа переменной BYTE
#endif

#pragma SAVE
#pragma REGPARMS

void LCD_Init (void); // Инициализация LCD
void LCD_Put (byte DB); // Запись данных в LCD

void LCD_SetCom (byte DB); // Запись команды в LCD
void LCD_Wait (void); // Ожидание готовности LCD
void LCD_Reset (void); // Сброс CLD
void LCD_Clear (void); // Очистка дисплея и установка курсора в адрес 0
void LCD_Home (void); // Установка курсора в адрес 0
void LCD_ON (void); // Дисплей включить
void LCD_OFF (void); // Дисплей выключить
void LCD_AddrStr (byte X, byte Y); // Установить адрес
byte LCD_ReCode (char CH); // Подпрограмма перекодировки в стандарт MS-DOS
void LCD_WriteData (byte DAT); // Запись символа, минуя перекодировку
void LCD_WriteCData (byte DAT);
byte LCD_ReadData (void); // Запись символа с перекодировкой
byte LCD_AddrGet (void); // Получить памяти символов
void LCD_String (char *s); // Вывести строку по ранее установленному адресу
void LCD_XYString (byte STR, byte NUM, char *s); // Вывести строку по адресу
// номер строки (0-3), номер символа от 0
#pragma RESTORE
#endif // LCD

```

В модуле LCD.C содержатся собственно подпрограммы, объявленные в модуле LCD.H.

```

/*-----
LCD.C
LCD Functions
-----*/
#include <Main.h> // Включение главного модуля необходимо, т.к. в нем
// определяются используемые аппаратные ресурсы

```

```

// Таблица перекодировки в режим MS-DOS
code byte LCDCODE[125]=
{0xdb, 0xd1, 0xdc, 0xd9, 0x41, 0xA0, 0x42, 0xa1,
0xe0, 0x45, 0xA3, 0xA4, 0xa5, 0xa6, 0x4b, 0xa7,
0x4d, 0x48, 0x4f, 0xa8, 0x50, 0x43, 0x54, 0xa9,
0xaa, 0x58, 0xe1, 0xab, 0xac, 0xe2, 0xad, 0xae,
0x62, 0xaf, 0xb0, 0xb1, 0x61, 0xb2, 0xb3, 0xb4,
0xe3, 0x65, 0xb6, 0xb7, 0xb8, 0xb9, 0xba, 0xbb,
0xbc, 0xbd, 0x6f, 0xbe, 0x70, 0x63, 0xbf, 0x79,
0xe4, 0x78, 0xe5, 0xc0, 0xc1, 0xe6, 0xc2, 0xc3,
0xc4, 0xc5, 0xc6, 0xc7};

```

```

void LCD_Init (void)
{
    LCD_EN=0; // Установить начальные значения
    // сигналов EN, DC, RW
    LCD_DC=0;
    LCD_RW=0;
    Time(250); // Задержка больше 40 ms
    Time(250);
    LCD_Put (0x38); // Инструкция 0x20 + 2 линии +
    // интерфейс 8 бит + курсор Time(200); // Задержка
    // более 16 ms
    LCD_Put (0x38); // Повторить установки
    Time(100); // Задержка более 10 ms
    LCD_Put (0x38); // Повторить установки
    Time(100); // Задержка более 10 ms
    LCD_Reset(); // Сбросить LCD
}

```

```

void LCD_Put (byte DB) // Запись данных в LCD
{
    LCD_DC=0;
    LCD_RW=0;
    LCD_EN=1;
    Set_Data (DB); // Установить данные на шину
    Time (40);
    LCD_EN=0;
}

```

```

void LCD_SetCom (byte DB) // Запись команды в LCD
{
    LCD_EN=1;
    LCD_DC=0;
    LCD_RW=0;
    LCD_Put (DB); // Запись данных в LCD
    LCD_Wait (); // Ожидать готовность LCD
}

```

```

void LCD_Wait (void) // Ожидать готовность LCD
{
    byte CH;

    LCD_DC =0;
    LCD_EN =1;
    LCD_RW =1;
    while (1)
    {
        CH = Get_Data(); // Опрос готовности
        CH &= 0x80;
        if (CH==0) break;
        WDT (); // Перезапустить WDT
    }
    LCD_EN =0;
    Time (40);
    LCD_RW =0;
}

```

```

void LCD_Reset (void)

```

```

{
    LCD_SetCom (0x38); // Повторить начальные установки
    LCD_SetCom (0x0E); // Инструкция 0x08 + дисплей вклю-
чить 0x04
    // + курсор включить 0x02
    LCD_SetCom (0x06); // Инструкция 0x04 + сдвиг вправо
0x02
}

void LCD_Clear (void) {LCD_SetCom(0x01);} // Дисплей
очистить
void LCD_Home (void) {LCD_SetCom(0x02);} // Курсор в
адрес 0
void LCD_ON (void) {LCD_SetCom(0x0C);} // Дисплей
включить
void LCD_OFF (void) {LCD_SetCom(0x08);} // Дисплей
выключить

void LCD_AddrStr (byte X, byte Y) // Установить адрес
символа
// X - номер столб-
ца начиная от 0
// Y - номер строки
начиная от 0
{
    byte Offset[4] = {0x00, 0x40, 0x14, 0x54}; // Смещение
первых символов строк 0-3

    LCD_SetCom (0x80|Offset[Y]|(X & 0x3F));
}

byte LCD_ReCode (char CH) // Подпрограмма перекоди-
ровки в таблицу MS-DOS
{
    if ((CH<0x20)&(CH!=0x0d)) return 0x20;
    else if (CH==0x0d) return 0x7e;
    else if ((CH<0xA7)&(CH<123)) return CH;
    else if ((CH>=123)&(CH<176)) return LCDCODE[CH-
124];
    else if ((CH>=224)&(CH<240)) return LCDCODE[CH-
172];
    else if (CH>240) return 0x20;
}

void LCD_WriteData (byte DAT) // Запись символа без пе-
рекодировки
// по текущему адресу
{
    LCD_EN=1;
    LCD_RW=0;
    LCD_DC=1;
    Set_Data (DAT);
    Time (40);
    LCD_EN=0;
    LCD_Wait ();
    LCD_DC=0;
}

void LCD_WriteCData (byte DAT) // Запись символа с пере-
кодировкой
// по текущему адресу
{
    LCD_EN=1;
    LCD_RW=0;
    LCD_DC=1;
    Set_Data (LCD_ReCode(DAT));
    Time (40);
    LCD_EN=0;
    LCD_Wait ();
    LCD_DC=0;
}

byte LCD_ReadData (void) // Чтение данных по пред-
варительно заданному адресу
{
    byte DAT;

```

```

    LCD_EN=1;
    LCD_RW=1;
    LCD_DC=1;
    DAT = Get_Data ();
    Time (40);
    LCD_EN=0;
    LCD_Wait ();
    LCD_RW=0;
    LCD_DC=0;
    return DAT;
}

byte LCD_AddrGet (void) // Чтение текущего адреса
{
    byte DAT;

    LCD_EN=1;
    LCD_DC=0;
    LCD_RW=1;
    DAT=Get_Data ();
    LCD_EN=0;
    LCD_RW=0;
    return DAT&0x7F;
}

void LCD_String (char *s) // Запись строки по пред-
варительно заданному адресу
{
    int i;

    for (i=0; i<strlen(s); i++)
        LCD_WriteCData (s[i]);
}

void LCD_XYString (byte STR, byte NUM, char *s) // Выве-
сти строку по адресу
// номер строки (0-3), номер символа от 0
{
    LCD_AddrStr (NUM,STR); // Установить адрес перво-
го символа
    LCD_String (s); // Вывести строку
}

// End of LCD.C

```

Следует отметить, что приведенный модуль использует ряд функций из других программных модулей: Set_Data (byte), Get_Data (), Time (byte), WDT (). Естественно, что если в проекте не используется русский шрифт, то подпрограммы, связанные с перекодировкой и перекодировочную таблицу можно удалить. Также очевидно, что величины задержек зависят от тактовой частоты микроконтроллера (в нашем случае 11,0592 МГц) и производительности его ядра (напомним, что в нашем случае одна короткая команда выполняется за примерно 90 нс).

Продолжение следует

Олег Николайчук
onic@ch.moldpac.md

Литература:

1. О. Николайчук. Эксперименты с микроконтроллерами фирмы Sugal: Эволюционная плата семейства C8051F0xx. — Схемотехника, 2002, № 8, 48—50.
2. О. Николайчук. Командно-информационные сети — что это такое? — Схемотехника, 2001, № 6, с. 26—30; № 7, с. 37—41.
3. <http://www.keil.com>

Активный блок обработки сигнала для сабвуферного канала

Статья посвящена новой разработке «Мастер КИТ» — активному блоку обработки сигнала для сабвуферного канала. Устройство предназначено для формирования сигнала, подаваемого на оконечный усилитель мощности сабвуфера. Благодаря двум балансным входным блокам источник сигнала может быть любой — от стереофонического линейного выхода до мощного выхода автомагнитолы. Устройство содержит сумматор с единичным коэффициентом передачи (левый+правый), дискретно перестраиваемый фильтр, подавляющий инфранизкие частоты (SUBSONIC), перестраиваемый фильтр низких частот (ФНЧ), регулятор фазы и уровня выходного сигнала. Устройство имеет широкий диапазон питающих напряжений, поэтому его можно использовать как в домашних условиях (в составе домашнего аудио/видео комплекса), так и в автомобиле. Небольшие размеры, высокие эксплуатационные характеристики, функциональность, надежность, простота в изготовлении и настройке и низкая стоимость делают это устройство крайне привлекательным. Собрать блок обработки сигнала можно из набора NM2117.

Н а сегодняшний день никого не удивишь установкой сабвуфера в комнате или в автомобиле. Подобное решение для качественного и недорогого воспроизведения низких и сверхнизких частот стало уже стандартом. Применение сабвуферов крайне разнообразно. Их вводят в состав домашней стереосистемы, домашнего кинотеатра, подключают к компьютеру и устанавливают в багажнике автомобиля.

Как показывает практика, при звуковоспроизведении к головке акустической системы (АС) предъявляются различные требования. На низких частотах (НЧ) головка громкоговорителя (ГГ) должна обладать большим и жестким диффузором, низкой резонансной частотой и иметь большой ход для прокачки большого объема воздуха. На высоких частотах наоборот — необходим небольшой и легкий, но твердый диффузор с малым ходом. Все эти характеристики совместить в одной головке практически невозможно (несмотря на многочисленные попытки), поэтому одиночная головка громкоговорителя имеет высокую неравномерность амплитудно-частотной характеристики. Традиционным решением этой проблемы является разделение воспроизводимого диапазона частот на поддиапазоны и построение акустических систем на базе нескольких головок на каждый поддиапазон. К построению АС можно подойти с нескольких сторон. А именно, выполнить всю систему для воспроизведения полного частотного диапазона в одном корпусе или же разделить ее на несколько корпусов для воспроизведения каждого частотного поддиапазона или их комбинации (вспомните устройства автомобильной акустики). Сделать высококачественную систему с хорошими характеристиками (особенно это касается воспроизведения низких и сверхнизких частот) бывает порой достаточно трудно, поскольку для НЧ части характерно использование больших объемов и максимально изолированных корпусов из твердых материалов для исключения паразитных резонансов. Совместить установку в одном корпусе головок различных частотных диапазонов из-за их взаимного влияния бывает непросто. Бывает так

же необходимо разнести в пространстве излучатели для формирования более красочной звуковой картины. Известно, что излучатели низких частот инвариантны к месту установки, поскольку стереоэффект формируется, в основном, ВЧ и СЧ излучателями. Согласитесь, что намного проще повесить на стену небольшую СЧ и ВЧ АС, а НЧ часть объемом в несколько десятков литров спрятать под столом или телевизионной тумбой (или в багажнике авто), чем вешать на стену АС типа S-90 весом в 30 кг.

Сабвуфер — это низкочастотная АС, которая воспроизводит самые низкие частоты, не входящие в рабочий диапазон других АС, совместно с которыми он работает. В переводе с английского термин «сабвуфер» означает «ниже НЧ громкоговорителя» и должен применяться к тем устройствам, которые уменьшают нижнюю границу воспроизводимого частотного диапазона до 20...25 Гц. Поэтому устройства, состоящие из НЧ головки, размещенной в отдельном корпусе и воспроизводящей частоты выше 40 Гц, и используемые вместе с выносными СЧ и ВЧ АС будет правильнее называть просто НЧ АС.

Корпус сабвуфера для домашнего применения (и реже для авто) обычно имеет форму параллелепипеда или куба и почти всегда содержит фазоинвертор. Корпус же автомобильных сабвуферов обычно имеет форму трубы — это решает проблему свободного места в объеме багажника.

Фазоинвертор позволяет получить хорошее воспроизведение низких частот при умеренном объеме. Фазоинвертор — это щель или отверстие (в него может быть вставлена труба), масса воздуха в котором резонирует на какой-то частоте с массой воздуха в объеме корпуса (резонансная частота фазоинвертора). Таким образом, АС в целом состоит из двух резонансных систем — НЧ головки и корпуса с отверстием. При правильно выбранном соотношении резонансных частот этих двух систем воспроизведение НЧ значительно улучшается. Это объясняется тем, что на частотах выше резонансной частоты фазоинвертора



Наличие в статье штампа предполагает наличие набора. Спрашивайте в магазинах по продаже компонентов.

колебания в отверстии или трубке имеет более благоприятный сдвиг по фазе относительно тыльной стороны диффузора НЧ головки (в системах же без фазоинвертора колебания от передней и задней стенки головки приходят сдвинутые по фазе на 180°).

Поскольку сабвуфер рассчитан на воспроизведение определенного частотного диапазона, то и подавать на его вход надо именно такие частоты, чтобы заставить головку работать в пределах области поршневого действия диффузора. Для этого их необходимо выделить из общего частотного спектра при помощи ФНЧ. Традиционно фильтры изготавливаются с применением пассивных L, C, R элементов и устанавливаются непосредственно на выходе оконечного усилителя мощности (УМ) в корпусе АС.

Однако у подобного исполнения существует ряд недостатков. Во-первых, для обеспечения необходимых частот среза приходится работать с достаточно большими индуктивностями, поскольку требуется выполнить одновременно два условия — обеспечить заданную частоту среза и согласование фильтра с ГГ (иными словами нельзя уменьшить индуктивность за счет увеличения емкости, входящей в состав фильтра). Намотку катушек индуктивности желательно производить на каркасах без применения ферромагнетиков из-за существенной нелинейности их кривой намагничивания. Однако воздушные катушки индуктивности получаются достаточно громоздкими. Кроме того, существует погрешность намотки, которая не позволяет обеспечить точно рассчитанную частоту среза.

Провод, которым ведется намотка катушек, обладает конечным омическим сопротивлением, что в свою очередь, приводит к уменьшению КПД системы в целом и преобразованию части полезной мощности УМ в тепло. Особенно заметно это проявляется в автомобильных усилителях, где питающее напряжение ограничено 12 В. Поэтому для построения автомобильных стереосистем часто применяют ГГ пониженного сопротивления обмотки (2...4 Ом). В такой системе введение дополнительного сопротивления фильтра порядка 0,5 Ом может привести к уменьшению выходной мощности на 30...40 %.

При проектировании высококачественного усилителя мощности стараются свести к минимуму его выходное сопротивление для увеличения степени демпфирования ГГ. Применение пассивных фильтров заметно снижает демпфирование, поскольку последовательно с выходом усилителя подключается дополнительное реактивное сопротивление

фильтра. Для слушателя это проявляется в появлении "бубнящих" басов.

Эффективным решением является использование не пассивных, а активных электронных фильтров, в которых все перечисленные недостатки отсутствуют. В отличие от пассивных, активные фильтры устанавливаются до УМ.

Активные фильтры представляют собой устройства на операционных усилителях (ОУ). Несложно построить активные фильтры звуковых частот любого порядка и с любой частотой среза. Расчет подобных фильтров производится по табличным коэффициентам с заранее выбранным типом фильтра, необходимым порядком и частотой среза.

Использование современных электронных компонентов позволяет изготавливать фильтры, обладающие минимальными значениями уровней собственных шумов, малым энергопотреблением, габаритами и простотой исполнения и повторения. В результате использование активных фильтров приводит к увеличению степени демпфирования ГГ, снижает потери мощности, уменьшает искажения и увеличивает КПД звуковоспроизводящего тракта в целом.

Основываясь на вышесказанном сабвуферы можно разделить на два вида — пассивные и активные. Пассивные сабвуферы представляют собой специально спроектированную НЧ АС с одной или несколькими НЧ головками. Внутри этой АС может быть уже установлен пассивный ФНЧ, обрезающий все частоты выше расчетной. Такое устройство подключается к общему УМ всей стереосистемы и обладает рядом недостатков, перечисленных выше.

Более удачный способ подключения — использование активного разделительного фильтра и отдельного УМ. Сабвуферы с таким построением называются активными. Часто все части такой системы смонтированы в одном корпусе, что упрощает ее монтаж.

Плюсов у такого построения достаточно. Поскольку обработка полезного сигнала ведется до усилителя мощности, где сигнал маломощный и имеет небольшой уровень, становится возможным не только повысить КПД такой системы, но и добавить несколько крайне полезных дополнительных регулировок параметров сигнала, а именно, можно изменять входной уровень сигнала, подаваемого на УМ сабвуфера, плавно перестраивать частоту среза ФНЧ, регулировать фазу и отфильтровывать инфранизкие частоты. Рассмотрим необходимость применения некоторых из них.

Спектр реального сигнала, поступающего на вход электроакустического тракта, кроме полезных составляющих содержит различные паразитные составляющие или, иными словами, помехи ("гул", "рокот", наводки от силовых и электромагнитических устройств в низкочастотной области спектра и т. д.). Хотя эти помехи обычно не воспринимаются человеческим ухом, они могут иметь зна-

чительную амплитуду и вызывать искажения или даже перегрузку электроакустического тракта. Поэтому для ослабления таких помех используют специальные фильтры. Для низкочастотной области эти фильтры выполняют на базе ФВЧ (SUBSONIC) 2...4-го порядка с частотой среза 15...30 Гц.

При прохождении сигнала через электроакустический тракт он претерпевает "деформацию фазы" (паразитные фазовые сдвиги). Это происходит из-за нелинейности ФЧХ разделительных фильтров, усилительных и иных звеньев. Кроме того, исказить фазовую картину в конкретных точках пространства может произвольное размещение АС. Для уменьшения этих искажений и компенсации фазовых сдвигов необходимо применять фазосдвигающие звенья.

Перед специалистами отдела «Мастер КИТ» была поставлена и успешно решена задача по разработке полноценного устройства для регулировки этих параметров сигнала при построении активного сабвуфера. Оно получило название "Активный блок обработки сигнала для сабвуферного канала" и представляет собой набор узлов, позволяющих изменять вышеперечисленные параметры для оптимальной настройки режима работы сабвуфера и формирования более яркой звуковой картины. Устройство автономно и подключается к тракту УМ сабвуфера.

Технические характеристики устройства приведены в табл. 1, принципиальная схема — на рис. 1, перечень элементов — в табл. 2.

Таблица 1

Напряжение питания U_n , В	3...30 (однополярное)
Ток потребления, мА	50
Входное напряжение (размах), В	0... U_n
Выходное напряжение (размах), В	0... U_n (регулируется)
Число входов	2 (левый, правый)
Коэффициент передачи смесителя, дБ	0 (левый + правый)
ФВЧ фильтр (3-го порядка)	
Усиление в полосе пропускания, дБ	0
Затухание вне полосы пропускания, дБ/окт	18
Частоты среза (3 дискретных значения), Гц	20, 25, 30
ФНЧ фильтр (2-го порядка)	
Усиление в полосе пропускания, дБ	0
Затухание вне полосы пропускания, дБ/окт	12
Частота среза, Гц	30...250 (регулируется)
Коэффициент усиления предварительного усилителя, дБ	-20...+20 (регулируется)
Пределы изменения фазы, град.	0...360
Размеры печатной платы, мм	97×37

Таблица 2

Позиция	Номинал	Кол.
C1...C4, C18	4,7 мкФ, 50 В	5
C5, C7, C10	0,47 мкФ	3
C6	0,068 мкФ	1
C8, C11, C12, C15, C16	0,1 мкФ	5
C9	0,033	1
C13	1 мкФ, 50 В	1
C14, C17	220 мкФ, 50 В	2
DA1, DA2	LM324	2
DA3	LM358	1
HL1	Ø3 мм красный	1
R1...R4, R21, R26	220 кОм	6
R5...R8	47 кОм	4
R9...R15, R20, R22, R24, R28...R31	10 кОм	14
R16, R27	100 кОм, переменный	2
R17, R33, R34	22 кОм	3
R18	24 кОм	1
R19	100 кОм, сдвоенный, переменный	1
R23	120 кОм	1
R25	150 кОм	1
R32	100 кОм	1
R35	2 кОм	1
—	Штыревой 2-х контактный разъем	6
—	Штыревой 3-х контактный разъем	2

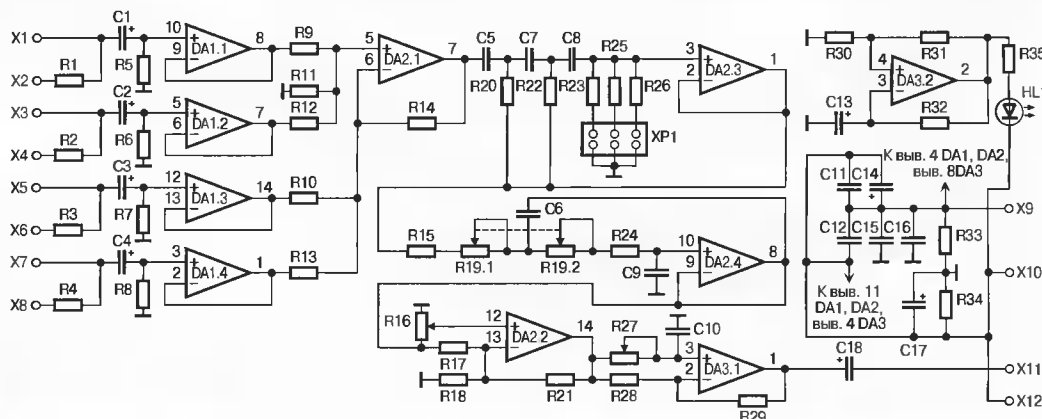


Рис. 1

Активный блок обработки сигнала для сабвуферного канала выполнен на девяти операционных усилителях DA1.1—DA1.4, DA2.1—DA2.4 и DA3.1. На ОУ DA3.2 собран генератор прямоугольных импульсов, осуществляющий индикацию режима работы устройства при помощи светодиода HL1 (частота мигания порядка 5 Гц). На резистивном делителе R33R34 и конденсаторе C17 выполнена искусственная средняя точка.

На ОУ DA1.1—DA1.4 собраны два балансных входных блока. Сумматор выполнен на ОУ DA2.1. Подобное построение позволяет использовать практически любой источник для подачи полезного сигнала.

На ОУ DA2.3 выполнен фильтр высших частот (ФВЧ Баттерворта 3-го порядка), позволяющий максимально эффективно использовать мощность усилителя и звукоизлучающей головки. Предусмотрен выбор необходимой частоты среза ФВЧ, а именно 20, 25 и 30 Гц.

На ОУ DA2.4 собран фильтр НЧ (Баттерворта 2-го порядка) с регулируемой частотой среза в пределах 30...250 Гц.

На ОУ DA2.2 выполнен усилитель с переменным коэффициентом усиления в диапазоне ± 20 дБ с функцией фазоинвертора. Коэффициент усиления — 20 дБ достигается при среднем положении движка переменного резистора. При повороте движка резистора влево сдвиг фазы становится равным нулю, вправо — 180° , в обоих случаях происходит увеличение коэффициента усиления до $+20$ дБ.

На ОУ DA3.1 выполнен регулируемый фазовращатель, изменяющий фазу полезного сигнала в пределах $0...180^\circ$, что позволяет обеспечить стыковку звучания сабвуфера с остальными звукоизлучающими головками.

На контакты X9(+), X10(–) подается напряжение питания.

При использовании маломощного источника (линейный выход и т. д.) с дифференциальными выходами входной сигнал подают на контакты X1, X5 (левый канал) и X3, X7 (правый канал). Если же источник с дифференциальными выходами мощный (выход УМ и т. д.), его сигнал следует подать на контакты X2, X6 и X4, X8.

При снятии сигнала с маломощного источника с обычными выходами его подают на контакты X1, X5 и X3, X7, причем X5 и X7 необходимо соединить с общим проводом источника сигнала. При использовании мощного источника (выход УМ и т. д.) с обычными выходами входной сигнал необходимо подать на контакты X2, X5 и X4, X7, причем X5 и X7 необходимо также соединить с об-

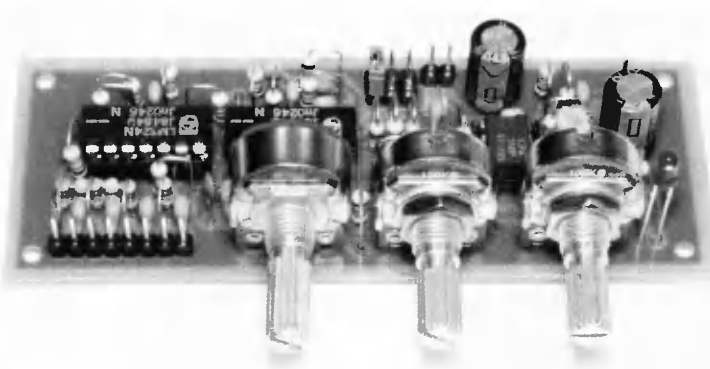


Рис. 2

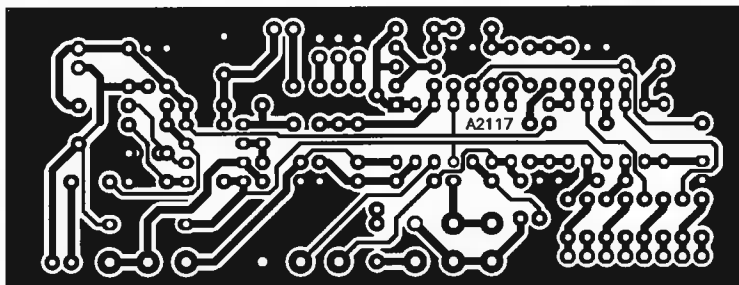


Рис. 3

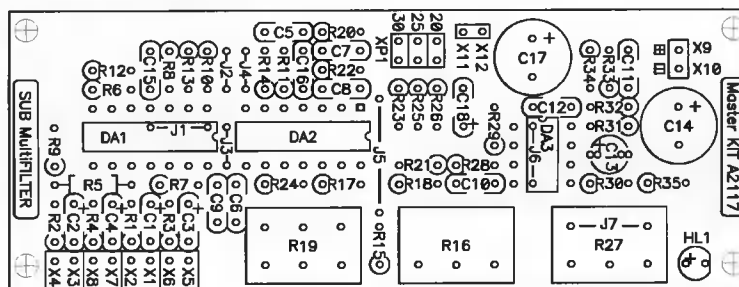


Рис. 4

щим проводом источника сигнала.

С контактов X11, X12 снимается выходной сигнал для сабвуферного усилительного тракта.

Установкой перемычки в XP1 выбирается необходимая частота среза ФВЧ, а переменным резистором R19 регулируется частота среза ФНЧ.

Переменным резистором R16 можно менять уровень выходного сигнала и его фазу (дискретно, 0 или 180°), а потенциометром R27 — фазу в диапазоне $0...180^\circ$ или $180...360^\circ$. Суммарный поворот фазы может находиться в пределах $0...360^\circ$.

Внешний вид устройства показан на рис. 2, печатная плата — на рис. 3, расположение элементов — на рис. 4.

Конструктивно блок выполнен на печатной плате из фольгированного стеклотекстолита размерами 97×37 мм.

Конструкция предусматривает установку платы в корпус, для этого предусмотрены монтажные отверстия по краям платы диаметром 3 мм.

Григорий Ганичев,
ganichev@masterkit.ru

Чтобы сэкономить время и избавить Вас от рутинной работы по поиску необходимых компонентов и изготовлению печатной платы «Мастер КИТ» предлагает набор **NM2117**. Набор состоит из печатной платы, всех необходимых компонентов, руководства по сборке и настройке устройства.

Активный блок обработки сигнала для сабвуферного канала **NM2117** хорошо зарекомендовал себя при работе совместно с мощными усилителями низкой частоты «Мастер КИТ»: NK057, NM2011, NM2012, NM2031, NM2032, NM2033, NM2034.

Более подробно ознакомиться с ассортиментом и техническими характеристиками можно с помощью каталога «МАСТЕР КИТ» и на нашем сайте <http://www.masterkit.ru>, в которых представлено много полезной информации по электронным наборам и модулям «Мастер КИТ». На сайте приведены адреса магазинов, где можно купить электронные наборы и модули, работает «Конференция» и электронная подписка на рассылку новостей. В разделе «КИТы в журналах» предложены радиотехнические статьи с описанием новых разработок (с приложением схем и чертежей печатных плат), в других разделах сайта содержится много полезной информации для специалистов и радиолюбителей.

Наш ассортимент постоянно расширяется и дополняется новинками, созданными с использованием новейших достижений современной схемотехники и электроники.

Наборы и модули «Мастер КИТ» и журналы «Схемотехника» покупайте в магазинах радиодеталей вашего города.

Современные цифро-аналоговые преобразователи фирмы Maxim

Целью третьей части статьи является ознакомление читателей с наиболее интересными цифро-аналоговыми преобразователями фирмы Maxim с последовательным интерфейсом.

Анализ цифро-аналоговых преобразователей с последовательным интерфейсом SPI

Как отмечалось в первой части статьи, цифро-аналоговые преобразователи (DAC) с последовательным интерфейсом подразделяются на три группы: с интерфейсом SPI, с интерфейсом I²C (SMBus) и с другими интерфейсами. Технические данные на все выпускаемые фирмой Maxim микросхемы приведены в табл. 3—5 первой части статьи. Больше всего выпускается микросхем с интерфейсом SPI — 109, с I²C — 18 и с другими интерфейсами — всего пять типов.

Анализ параметров цифро-аналоговых преобразователей с последовательным интерфейсом SPI, приведенных в табл. 3, позволяет сделать следующие выводы.

Выпускаются микросхемы с разрядностью: 6 (одноканальные); 8, 10 и 12 (от 1 до 8 каналов); 13 (один или два канала); 14 (одноканальные); 16 (один или 32 канала).

Цифро-аналоговые преобразователи с разрядностью 6 находят ограниченное применение и не представляют интереса для широкого круга разработчиков. То же можно сказать и о цифро-аналоговых преобразователях с разрядностью 13 и выше.

Номенклатура питающих напряжений достаточно широка. Выпускаются микросхемы с двуполярным и однополярным питанием. Микросхемы с двуполярным питанием в современной технике имеют ограниченное применение. Микросхемы с однополярным питанием, в свою очередь, можно разделить на микросхемы с повышенным напряжением питания (как правило, +12...15 В), микросхемы с напряжением питания +5 В и выше и микросхемы с пониженным напряжением питания, способные работать при напряжении питания от +2,5 до +3,3 В или до +5 В (так называемая «белая» группа перспективных микросхем). Микросхемы с повышенным напряжением питания также представляют ограниченный интерес, так как их использование в современных изделиях обязывает разработчика использовать несколько питающих напряжений, что противоречит современной тенденции, заключающейся в сокращении номенклатуры питающих напряжений и их снижении. В основном, в современных и вновь разрабатываемых изделиях широко используются микросхемы цифро-аналоговых преобразователей с напряжением питания от +2,7 до +5 В. Причем изделия, работающие при пониженных на-

пряжениях питания, считаются наиболее перспективными.

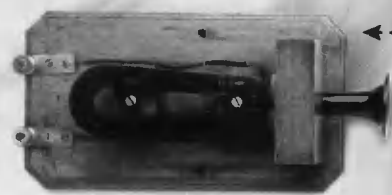
Рассматриваемая группа микросхем выпускается в корпусах типа PDIP, SO, QSOP, TSSOP. Большинство современных изделий выполняются на микросхемах в корпусах DIP. Это позволяет устанавливать микросхемы в панельки, что обеспечивает высокую ремонтопригодность и простую верификацию элементов схемы. Значительно реже, как правило, в узкоспециализированных изделиях, используются микросхемы в других типах корпусов — SO, QSOP, TSSOP и т. п. Разработка изделий с микросхемами в таких корпусах требует высокого технологического уровня производства печатных плат и значительного опыта монтажных работ. В связи с вышесказанным ограничимся рассмотрением микросхем, выпускаемых в корпусах DIP.

Таким образом, из 109 моделей микросхем, приведенных в табл. 3 первой части статьи, только 33 микросхемы соответствуют вышеописанным критериям. Основные параметры этих микросхем приведены в табл. 14.

Практически все микросхемы, приведенные в табл. 14, имеют выход по напряжению и только две — по току (MAX551/552 с напряжением питания 5 и 3 В соответственно). Эти же микросхемы имеют наименьший ток потребления (5 мкА) и наименьшее время установления — 80 и 120 нс соответственно. Только три микросхемы имеют встроенный источник опорного напряжения, из них MAX548A использует в качестве него напряжение питания. Поскольку микросхемы имеют один и тот же интерфейс, практически все они имеют одинаковые наименования выводов. Все микросхемы имеют сигналы SPI интерфейса: входной DIN, тактовый SCLK, сигнал выборки кристалла CS/, а некоторые микросхемы — еще и выходной сигнал DOUT. Конечно, все микросхемы имеют входы положительного питания VDD, общий GND (AGND). Некоторые микросхемы, допускающие двуполярное питание, имеют еще вход отрицательного питания VSS, который в случае работы в однополярном режиме, как правило, соединяется с общим выводом (GND).

Следует отметить, что в некоторых многоканальных микросхемах цифро-аналоговых преобразователей входы источников опорного напряжения могут быть выполнены как индивидуальные или сгруппированные. Соответственно, в этом случае микросхема может иметь не один, а несколько входов опорного напряжения.

Изобретений много...



Телефон А. Белли 1876 г.

Создайте своё!

Поставляемые Rainbow Technologies электронные компоненты позволят реализовать самые смелые и нестандартные идеи

Цифро-аналоговые преобразователи

MAXIM

Параллельный интерфейс

Разрядность -

8, 10, 12, 13, 14 бит

Последовательный интерфейс

Разрядность -

8, 10, 12, 13, 14, 16 бит

и высокоскоростные

Более 180 наименований для решения разнообразных технических задач!

RAINBOW TECHNOLOGIES

ОФИЦИАЛЬНЫЙ ДИСТРИБЬЮТОР



DALLAS SEMICONDUCTOR

MAXIM

- Москва: тел.: (095) 797-8993
e-mail: info@rainbow.msk.ru
- Санкт-Петербург: тел.: (812) 324-09-02
e-mail: spb@rainbow.msk.ru
- Минск: тел.: (10+ 37517) 249-8273
e-mail: chip@rainbow.by
- Екатеринбург: тел.: (3432) 76-14-07
e-mail: urai@rainbow.msk.ru



www.ptcs.ru

Выпускаются микросхемы двух типов: с фиксированным и с устанавливаемым диапазоном выходного напряжения. В первом случае на каждый канал имеется только один выход. Во втором случае микросхемы кроме основного выхода имеют еще вход обратной связи. Некоторые микросхемы имеют дополнительные функциональные возможности, и соответственно, дополнительные входы управления. К ним могут относиться входы сброса, входы записи в выходные регистры и т. п.

Довольно много типов микросхем, имеющих один или два канала, выпускается в корпусе DIP8. К ним относятся 8-битные микросхемы MAX548A/549A/550A/522, 10-битные MAX515/5354/5355 и 12-битные MAX538/539/551/552/5352/5352. Восьмибитные микросхемы MAX548A/549A/550A составляют одну серию и выпускаются в корпусе DIP8 с интерфейсом SPI, работающим до 10 МГц. Микросхема MAX550A имеет один выходной канал, а MAX548A/549A — два канала. Рабочий ток микросхем, складывающийся из тока потребления (указанного в табл. 14) и тока опорного напряжения, обычно составляет 75 мкА на один DAC (при напряжении питания +2,5 В). В режиме экономии DAC отключается от источника опорного напряжения, и рабочий ток становится менее 1 мкА. В двухканальных микросхемах каждый канал может быть переведен в режим экономии независимо. Микросхемы имеют двойную буферизацию входов, что позволяет обновлять напряжение на выходах DAC (в двухканальных микросхемах) асинхронно или синхронно. Указанная серия микросхем ориентирована на применение в устройствах с батарейным питанием. Микросхема MAX522 является более ранней моделью двухканального цифро-аналогового преобразователя, выпускаемого в корпусе DIP8 с интерфейсом SPI, работающим до 5 МГц. Функционально она соответствует описанной выше микросхеме MAX549A, однако имеет значительно больший рабочий ток и время установления. Микросхемы MAX515 и MAX538/539 являются ранними моделями 10- и 12-разрядных одноканальных цифро-аналоговых преобразователей. Они выпускаются с одинаковой разводкой выводов и имеют одинаковую структуру.

Таблица 15

Номер вывода							Название	Функция
MAX548	MAX549	MAX550	MAX522	MAX515 MAX538 MAX539	MAX5352 MAX5353 MAX5354 MAX5355	MAX551 MAX552		
1	1	1	4	5	7	2	GND	Общий
8	8	8	3	8	8	3	VDD	Напряжение питания
—	7	7	7	6	6	7	REF	Вход опорного напряжения
2	2	2	5	7	1	1	OUTA	Выход первого канала DAC A
7	6	—	6	—	—	—	OUTB	Выход второго канала DAC B
6	—	6	—	—	—	—	LDAC/	Вход обновления выходных значений DAC. Данные обновляются по спаду. Если вход не используется, он должен быть соединен с источником питания
4	4	4	8	1	3	5	DIN	Вход последовательных данных
5	5	5	2	2	4	6	SCLK	Вход тактовых импульсов
3	3	3	1	3	2	4	CS/	Вход выборки кристаллов
—	—	—	—	4	—	—	DOUT	Выход последовательных данных
—	—	—	—	—	5	8	FB	Вход обратной связи (неинвертирующий вход выходного операционного усилителя)

туру. Микросхемы MAX5354/5355 и MAX5352/5353 являются усовершенствованными моделями 10- и 12-разрядных одноканальных цифро-аналоговых преобразователей (более чем в два раза снижено время установления), причем модели MAX5354/5352 предназначены для работы при напряжении питания +5 В, а модели MAX5355/5353 — +3 В. Как уже указывалось выше, микросхемы MAX551/552 имеют токовый выход. Разводка выводов для всех микросхем, выпускаемых в корпусе DIP8, приведена в табл. 15.

Таблица 14

Тип	Разрядность, бит	Число каналов	Тип выхода	Напряжение питания, В	Максимальный ток потребления, мкА	Типовое время установления, мкс	Источник опорного напряжения	Корпус	Цена, \$
MAX550A	8	1	U	2,5...5,5	10	4	Внешний	8/PDIP	1,45
MAX522	8	2	U	2,7...5,5	2,5 мА	70	Внешний	8/PDIP	2,25
MAX548A	8	2	U	2,5...5,5	250	4	Встроенный	8/PDIP	1,65
MAX549A	8	2	U	2,5...5,5	10	4	Внешний	8/PDIP	1,65
MAX512	8	3	U	±4,5...±5,5, 4,5...5,5	2,8 мА	70	Внешний	14/PDIP	2,85
MAX513	8	3	U	±2,7...±3,6, 2,7...3,6	2,8 мА	70	Внешний	14/PDIP	2,85
MAX509	8	4	U	+5, ±5	10 мА	6	Внешний	20/PDIP	5,35
MAX510	8	4	U	+5, ±5	10 мА	6	Внешний	16/PDIP	5,19
MAX533	8	4	U	2,7...3,6	1,3 мА	6	Внешний	16/PDIP	2,80
MAX534	8	4	U	4,5...5,5	1,3 мА	8	Внешний	16/PDIP	2,80
MAX529	8	8	U	+5, ±5	1,5 мА	1	Внешний	20/PDIP	5,65
MAX504	10	1	U	+5, ±5	400	25	Внешний/ Встроенный	14/PDIP	2,80
MAX515	10	1	U	5	300	25	Внешний	8/PDIP	2,50
MAX5354	10	1	U	4,5...5,5	400	10	Внешний	8/PDIP	2,70
MAX5355	10	1	U	3,15...3,6	400	10	Внешний	8/PDIP	2,90
MAX5158	10	2	U	4,5...5,5	650	8	Внешний	16/PDIP	4,55
MAX5159	10	2	U	2,7...3,6	600	8	Внешний	16/PDIP	4,55
MAX5250	10	4	U	4,5...5,5	980	10	Внешний	20/PDIP	4,95
MAX5251	10	4	U	3,0...3,6	980	12	Внешний	20/PDIP	4,95
MAX531	12	1	U	+5, ±5	400	25	Внешний/ Встроенный	14/PDIP	5,45
MAX5352	12	1	U	4,5...5,5	400	14	Внешний	8/PDIP	4,20
MAX5353	12	1	U	3,15...3,6	400	14	Внешний	8/PDIP	4,20
MAX538	12	1	U	4,5...5,5	300	25	Внешний	8/PDIP	4,85
MAX539	12	1	U	4,5...5,5	300	25	Внешний	8/PDIP	4,85
MAX551	12	1	I	4,5...5,5	5	0,08	Внешний	8/PDIP	3,95
MAX552	12	1	I	2,7...3,6	5	0,12	Внешний	8/PDIP	3,95
MAX5154	12	2	U	4,5...5,5	650	15	Внешний	16/PDIP	6,15
MAX5155	12	2	U	2,7...3,6	600	15	Внешний	16/PDIP	6,15
MAX5156	12	2	U	4,5...5,5	650	15	Внешний	16/PDIP	6,15
MAX5157	12	2	U	2,7...3,6	600	18	Внешний	16/PDIP	6,15
MAX525	12	4	U	4,5...5,5	980	12	Внешний	20/PDIP	11,95
MAX5253	12	4	U	3,0...3,6	980	16	Внешний	20/PDIP	11,35

Четыре типа микросхем MAX512/513, MAX504 и MAX531 выпускаются в корпусе DIP14. Семейство микросхем MAX512/513 представляет собой трехканальный DAC с выходом по напряжению, работающий до частоты 5 МГц. Первые два цифро-аналоговых преобразователя имеют объединенный вход опорного напряжения и усиленный выход, третий цифро-аналоговый преобразователь имеет отдельный вход опорного напряжения и стандартный выход. Микросхема MAX512 предназна-

чена для питания напряжением +5 В, а микросхема MAX513 — для +2,7...3,6 В. Микросхемы разработаны специально для применения в системах с батарейным питанием. Микросхемы MAX504/531 представляют собой 10- и 12-рядные цифро-аналоговые преобразователи со встроенным прецизионным источником опорного напряжения +2,048 В. Они имеют одинаковую структуру и разводку выводов. Разводка выводов всех микросхем, выпускаемых в корпусе DIP14, приведена в табл. 16.

Ряд микросхем цифро-аналоговых преобразователей выпускается в корпусе DIP16. К ним относятся 8-битные четырехканальные микросхемы MAX510/533/534, 10-битные двухканальные MAX5158/5159 и 12-битные двухканальные MAX5154/5155/5156/5157. Разводка их выводов приведена в табл. 17. Микросхема MAX510 может работать как от одного источника напряжения, так и от двух источников ±5 В. Еще одним ее отличием является то, что она имеет два входа опорного напряжения (по одному на два выходных канала). Микросхемы MAX533/534 могут работать только от одного источника питания 3 и 5 В соответственно. Они имеют только один вход опорного напряжения на все четыре канала. Кроме того, они имеют отдельный вход для перевода микросхемы в режим экономии и программируемый логический выход общего назначения. Микросхемы MAX5158/5159 (10-битные) и MAX5154/5155 (12-битные) имеют одинаковую внутреннюю структуру и совместимы по выводам. Микросхемы MAX5158/5154 предназначены для систем с питанием 5 В, две другие — для систем с батарейным питанием 3 В. Особенностью этих микросхем является возможность независимой коррекции начального смещения каждого из каналов, для чего предусмотрены специальные выводы 3 и 14. Микросхемы MAX5156/5157 также предназначены для систем с питанием 5 и 3 В соответственно. Их структура и разводка выводов довольно близка к структуре и разводке выводов предыдущей группы за исключением того, что они не имеют выводов коррекции смещения, а выводы 3 и 14 в них используются как входы обратной связи.

Остальные микросхемы цифро-аналоговых преобразователей выпускаются в корпусе DIP20. К ним относятся 8-битные четырехканальные микросхемы MAX509 и восьмиканальные MAX529, 10-битные четырехканальные MAX5250/5251 и 12-битные четырехканальные MAX525 и MAX5253. Особенностью микросхемы MAX509 является наличие четырех входов опорного напряжения (по числу каналов), а также наличие входа синхронизации загрузки LDAC/ для всех DAC. Микросхема восьмиканального 8-битного цифро-аналогового преобразователя MAX529 может работать как от одного напряжения питания +5 В, так и от двух напряжений ±5 В. В этой микросхеме нетрадиционно выполнено подключение опорного напряжения — имеется четыре входа (по два на группу из четырех DAC), причем один из входов задает высокий

уровень опорного напряжения, а второй — низкий уровень. Выходной сигнал в этом случае будет изменяться не от нуля до опорного напряжения, а от нижнего опорного уровня до верхнего. Остальные четырехканальные микросхемы MAX5250/5251 (10-битные) и MAX525/5253 (12-битные) имеют одинаковую разводку выводов и внутреннюю структуру.

Они имеют два входа опорного напряжения (один вход на два канала) и четыре индивидуальных входов обратной связи для каждого из каналов. Разводка выводов всех микросхем, выпускаемых в корпусе DIP20, приведена в табл. 18.

Для сопоставления стоимости одного канала различных микросхем возьмем цены, приведенные в последней колон-

Таблица 16

MAX512 MAX513	MAX504 MAX531	Название	Функция
1	2	DIN	Вход последовательных данных
2	5	CS/	Вход выборки кристалла
3	4	SCLK	Вход тактовых импульсов
—	6	DOUT	Выход последовательных данных
4	3	RESET/	Вход асинхронного сброса
5	13	VDD	Положительное напряжение питания, требуется конденсатор на GND емкостью 0,22 мкФ
6	7	GND	Цифровой общий
—	8	AGND	Аналоговый общий
7	11	VSS	Отрицательное напряжение питания, или GND при однополярном питании. Если отрицательное напряжение используется, требуется конденсатор на GND емкостью 0,22 мкФ
8	12	OUTA	Выход по напряжению DAC A (Буферизированный). При сбросе устанавливается максимальное напряжение. Требуется конденсатор не менее 0,1 мкФ на GND
9	—	OUTB	Выход по напряжению DAC B (Буферизированный). При сбросе устанавливается максимальное напряжение. Требуется конденсатор не менее 0,1 мкФ на GND
10	—	OUTC	Выход по напряжению DAC C (не буферизированный). При сбросе устанавливается нуль
11	—	REFC	Вход опорного напряжения для DAC C (только MAX512/513)
12	9	REFAB	Вход опорного напряжения для DAC (A/B — только MAX512/513)
—	10	REFOUT	Выход опорного напряжения (2,048 В)
13	—	I.C.	Соединен внутри. Внешнее соединение недопустимо
14	—	LOUT	Логический выход защелки
—	14	RFB	Резистор обратной связи
—	1	BIPOFF	Резистор смещения

Таблица 17

MAX510	MAX533 MAX534	MAX5158 MAX5159 MAX5154 MAX5155	MAX5156 MAX5157	Название	Функция
2	2	2	2	OUTA	Выход по напряжению DAC A
1	1	15	15	OUTB	Выход по напряжению DAC B
16	16	—	—	OUTC	Выход по напряжению DAC C
15	15	—	—	OUTD	Выход по напряжению DAC D
10	11	7	7	DIN	Вход последовательных данных
12	9	6	6	CS/	Вход выборки кристалла
11	10	8	8	SCLK	Вход тактовых импульсов
8	8	10	10	DOUT	Выход последовательных данных
9	7	5	5	CLR/	Вход асинхронного сброса
14	13	16	—	VDD	Положительное напряжение питания
6	12	9	9	DGND	Цифровой общий
5	14	1	1	AGND	Аналоговый общий
3	—	—	—	VSS	Отрицательное напряжение питания
7	6	—	—	LDAC/	Вход загрузки
13	—	13	13	REF2	Вход второй опорного напряжения для DAC
4	—	4	4	REF1	Вход первый опорного напряжения для DAC
—	3	—	—	REF	Вход опорного напряжения
—	4	11	11	UPO	Программируемый логический выход
—	5	—	—	PDE	Разрешение режима экономии (активный высокий)
—	—	3	—	OSA	Выравнивание смещения канала A
—	—	14	—	OSB	Выравнивание смещения канала B
—	—	12	12	PDL/	Разрешение режима экономии (активный низкий)
—	—	—	3	FBA	Вход обратной связи канала A
—	—	—	14	FBB	Вход обратной связи канала B

ке табл. 14, и разделим их на число каналов в каждой микросхеме. В результате получим, что среди восьмиразрядных цифро-аналоговых преобразователей наиболее выгодно использование четырехканальных микросхем MAX533/534, восьмиканальной микросхемы MAX529 и, наконец, двухканальных микросхем MAX548/549. Среди 10-битных цифро-аналоговых преобразователей наиболее выгодно использование четырехканальных микросхем MAX5250/5251. Среди 12-битных DAC — использование четырехканальных микросхем MAX5253 и MAX525, а затем — двухканальных микросхем MAX5154—MAX5157.

Анализ цифро-аналоговых преобразователей с последовательным интерфейсом I²C (SMBus)

К табл. 4, приведенной в первой части статьи и содержащей микросхемы с интерфейсом I²C, применим те же критерии отбора, что и для микросхем с интерфейсом SPI. В результате получим табл. 19, содержащую всего пять микросхем с интерфейсом I²C.

Все отобранные микросхемы цифро-аналоговых преобразователей — восьмиразрядные, они относятся к ранним разработкам фирмы Maxim. Все микросхемы предназначены для систем с питанием от +5 В. Микросхемы MAX517/518/519 относятся к одному семейству, имеют одинаковую внутреннюю структуру, отличающуюся только числом каналов (для MAX517 — структура одноканальная, а для MAX518/519 — двухканальная). Несмотря на то, что микросхемы предназначены для систем с питанием от источника +5 В, они имеют достаточно малое потребление в режиме экономии (меньше 4 мкА). Кроме того, микросхема MAX518 не имеет входа опорного напряжения, используется напряжение питания +5 В. Микросхемы MAX520/521 также относятся к одному семейству и имеют однотипную структуру. Особенностью микросхем MAX520 является то, что каждый из четырех каналов имеет индивидуальный вход опорного напряжения. В микросхеме MAX521 первые четыре канала имеют индивидуальные входы опорного напряжения, а вторые четыре канала — один объединенный. Из всех рассмотренных в рамках данной статьи DAC микросхема MAX521 имеет самую сложную внутреннюю структуру, показанную на рис. 5.

Разводка выводов всех отобранных микросхем с интерфейсом I²C приведена в табл. 20.

Анализ цифро-аналоговых преобразователей с иными интерфейсами

Из микросхем третьей группы, приведенных в табл. 5 первой части статьи (с оригинальными интерфейсами, отличными от SPI и I²C), нашим критериям соответствуют только три микросхемы. Они приведены в табл. 21.

Микросхема MAX543 представляет собой 12-битный одноканальный цифро-аналоговый преобразователь с токовым

Таблица 18

MAX509	MAX529	MAX5250 MAX5251 MAX525 MAX5253	Название	Функция
2	3	3	OUTA	Выход по напряжению DAC A
1	4	4	OUTB	Выход по напряжению DAC B
20	5	17	OUTC	Выход по напряжению DAC C
19	6	18	OUTD	Выход по напряжению DAC D
—	15	—	OUTE	Выход по напряжению DAC E
—	16	—	OUTF	Выход по напряжению DAC F
—	17	—	OUTG	Выход по напряжению DAC G
—	18	—	OUTH	Выход по напряжению DAC H
12	8	9	DIN	Вход последовательных данных
15	12	8	CS/	Вход выборки кристалла
13	9	10	SCLK	Вход тактовых импульсов
10	10	12	DOUT	Выход последовательных данных
11	—	7	CLR/	Вход асинхронного сброса
18	7	20	VDD	Положительное напряжение питания
8	11	11	DGND	Цифровой общий
6	—	1	AGND	Аналоговый общий
3	14	—	VSS	Отрицательное напряжение питания
9	—	—	LDAC/	Вход загрузки
5	—	—	REFA	Вход опорного напряжения для DAC A
4	—	—	REFB	Вход опорного напряжения для DAC B
17	—	—	REFC	Вход опорного напряжения для DAC C
16	—	—	REFD	Вход опорного напряжения для DAC D
—	—	6	REFAB	Вход опорного напряжения для DAC A/B
—	—	15	REFCD	Вход опорного напряжения для DAC C/D
—	13	—	SHDN/	Разрешение режима экономии (активный низкий)
7, 14	—	—	NC	Не используются
—	1	—	REFL1	Первый нижний вход опорного напряжения
—	2	—	REFH1	Первый верхний вход опорного напряжения
—	19	—	REFH2	Второй верхний вход опорного напряжения
—	20	—	REFL2	Второй нижний вход опорного напряжения
—	—	2	FBA	Вход обратной связи канала A
—	—	5	FBB	Вход обратной связи канала B
—	—	16	FBC	Вход обратной связи канала C
—	—	19	FBD	Вход обратной связи канала D
—	—	13	UPO	Программируемый логический выход
—	—	14	PDL/	Вход управления режимом экономии

Таблица 19

Тип	Разрядность, бит	Число каналов	Тип выхода	Напряжение питания, В	Максимальный ток потребления, мА	Типовое время установления, мкс	Источник опорного напряжения	Корпус	Цена, \$
MAX517	8	1	U	4,5...5,5	3,5	6	Внешний	8/PDIP	2,10
MAX518	8	2	U	4,5...5,5	6	6	Встроенный	8/PDIP	2,25
MAX519	8	2	U	4,5...5,5	6	6	Внешний	16/PDIP	2,35
MAX520	8	4	U	4,5...5,5	20 мкА	2	Внешний	16/PDIP	3,50
MAX521	8	8	U	4,5...5,5	20	6	Внешний	20/PDIP	4,95

Таблица 20

MAX517	MAX518	MAX519	MAX520	MAX521	Название	Функция
1	1	1	2	2	OUT0	Выход по напряжению DAC 0
2	2	4	6	5	DGND	Цифровой общий
—	—	5	—	—	AD3	Третья линия адреса
3	3	6	7	7	SCL	Вход импульсов стробирования интерфейса I ² C
4	4	8	8	8	SDA	Вход последовательных данных интерфейса I ² C
—	—	9	11	—	AD2	Вторая линия адреса
5	5	10	10	14	AD1	Первая линия адреса
6	6	11	9	13	AD0	Нулевая линия адреса
7	7	12	12	15	VDD	Положительное напряжение питания
—	—	13	3	3	REF1	Вход опорного напряжения для DAC 1
8	—	15	4	4	REF0	Вход опорного напряжения для DAC 0
—	8	16	1	1	OUT1	Выход по напряжению DAC 1
—	—	2, 3, 7, 14	—	—	NC	Не используются
—	—	—	5	6	AGND	Аналоговый общий

Продолжение таблицы 20

MAX517	MAX518	MAX519	MAX520	MAX521	Название	Функция
—	—	—	—	9	OUT4	Выход по напряжению DAC 4
—	—	—	—	10	OUT5	Выход по напряжению DAC 5
—	—	—	—	11	OUT6	Выход по напряжению DAC 6
—	—	—	—	12	OUT7	Выход по напряжению DAC 7
—	—	—	—	16	REF4	Вход опорного напряжения для DAC 4—7
—	—	—	13	17	REF3	Вход опорного напряжения для DAC 3
—	—	—	14	18	REF2	Вход опорного напряжения для DAC 2
—	—	—	15	19	OUT3	Выход по напряжению DAC 3
—	—	—	16	20	OUT2	Выход по напряжению DAC 2

Таблица 21

Тип	Разрядность, бит	Число каналов	Тип выхода	Напряжение питания, В	Максимальный ток потребления, мА	Типовое время установления, мкс	Источник опорного напряжения	Корпус	Цена, \$
MAX543	12	1	I	5...15	100	0,25	Внешний	8/PDIP	5,45
MX7543	12	1	I	4,75...5,25	2500	2 (max)	Внешний	16/PDIP	7,52
MAX514	12	4	I	4,5...5,25	400	0,25	Внешний	24/PDIP	14,25

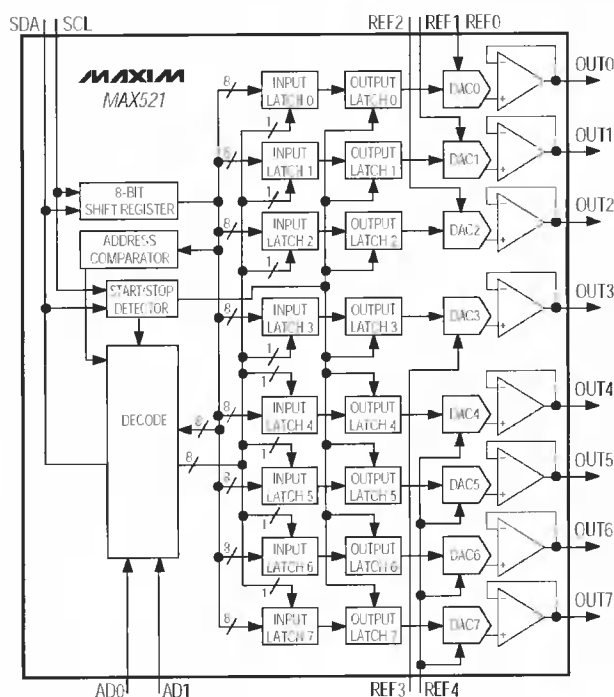


Рис. 5

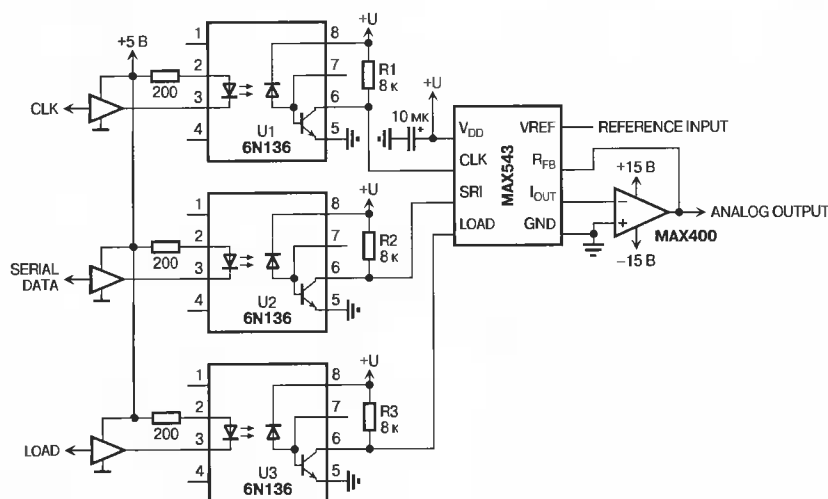


Рис. 6

выходом и оригинальными последовательным интерфейсом, способным работать с элементами оптической изоляции или последовательным портом микроконтроллера в синхронном режиме. Микросхема работает в широком диапазоне напряжений питания — от 4,75 до 15,75 В. Она совместима с входом с TTL логикой при питании +5 В и с CMOS логикой при питании +15 В. Опорное напряжение микросхемы может достигать ± 25 В относительно общего вывода GND. На рис. 6 приведена типовая схема включения цифро-аналогового преобразователя с оптической изоляцией.

Микросхема MX7543 представляет собой прецизионный 12-битный цифро-аналоговый преобразователь с оригинальным интерфейсом, способным работать с последовательным портом микроконтроллера в синхронном режиме. Особенностью этой микросхемы является наличие развитой логики на входах стробирования данных в сдвиговом и выходном регистрах.

Микросхема MAX514 представляет собой 12-битный четырехканальный цифро-аналоговый преобразователь с токовым выходом. Интерфейс аналогичен интерфейсу микросхемы MAX543.

В рамках настоящего цикла статей читатель ознакомился с современными достижениями фирмы Maxim в области создания цифро-аналоговых преобразователей. В первой части статьи приведены основные технические характеристики выпускаемых в настоящее время микросхем DAC. Все выпускаемые типы микросхем приведены в пяти таблицах, содержащих сведения о микросхемах с различными типами интерфейсов: параллельным байтовым (табл. 1), параллельным с разрядностью более бита (табл. 2), последовательным SPI интерфейсом (табл. 3), последовательным I²C интерфейсом (табл. 4) и другими последовательными интерфейсами (табл. 5). Вторая часть статьи посвящена рассмотрению особенностей и наиболее интересных микросхем с параллельными интерфейсами. Третья (настоящая) часть — микросхемам с последовательными интерфейсами. Автор надеется, что приведенный материал достаточно полный представления о возможностях и особенностях современных микросхемах цифро-аналоговых преобразователей фирмы Maxim.

Олег Николайчук,
onic@ch.moldpac.md

Литература:

1. <http://www.maxim-ic.com>.

Измерение диаметра обмоточного провода

В этой статье обосновываются требования к погрешности измерения диаметра медного обмоточного провода, рассмотрены нетрадиционные способы измерений и определены границы использования рассмотренных вариантов. Кроме того, приведены эмпирические формулы, заменяющие таблицы, для определения диаметра провода «по меди» в зависимости от диаметра провода в изоляции, тока его плавления и от веса провода в изоляции. Для удобства выбора способа измерения все рассмотренные варианты сведены в таблицу.

Задачей измерения диаметра обмоточного приходится сталкиваться весьма часто. Вроде бы, что за проблема, если есть штангенциркуль? А при достаточной длине куска провода вообще можно обойтись обычной линейкой, намотав на карандаш два-три десятка витков! Однако, не все так просто...

Для начала определим допустимую погрешность измерения диаметра. Эту оценку проведем на примере наиболее часто встречающегося «моточного» радиоизделия — низкочастотного трансформатора питания.

Температура перегрева обмотки трансформатора:

$$T_{\text{пер}} = T_{\text{обм}} - T_{\text{ос}}, \quad (1)$$

где $T_{\text{обм}}$ — температура обмотки, $T_{\text{ос}}$ — температура окружающей среды.

Согласно [1]

$$T_{\text{пер}} (^{\circ}\text{C}) \cong 550R/I^2 S_{\text{охл}}, \quad (2)$$

где R — сопротивление обмотки, Ом; I — ток через нее, А; $S_{\text{охл}}$ — эффективная поверхность охлаждения обмотки, см² (поверхность обмотки, выступающая за пределы магнитопровода).

$$R = \rho_{\text{пр}} / \ell S_{\text{пр}} = 4/\pi \times \rho \ell_{\text{пр}} / d_{\text{пр}}^2 \cong 0,0223 \ell_{\text{пр}} / d_{\text{пр}}^2, \quad (3)$$

где ρ — удельное сопротивление материала провода (для электротехнической меди $\rho = 0,0175$ Ом·мм²/м при 20 °C [2]);

$\ell_{\text{пр}}$ — длина провода в обмотке, м; $S_{\text{пр}}(\text{мм}^2) = \pi d_{\text{пр}}^2 / 4$ — сечение провода; $d_{\text{пр}}$ — диаметр провода по меди, мм.

С учетом (3) формула (2) примет вид:

$$T_{\text{пер}} \cong 12,2 \ell_{\text{пр}} I^2 / (S_{\text{охл}} d_{\text{пр}}^2). \quad (4)$$

Ток в обмотках силового трансформатора определяется, в основном, нагрузкой. И если принять, что ток через обмотку (I), общая длина провода ($\ell_{\text{пр}}$) и поверхность охлаждения обмотки ($S_{\text{охл}}$) практически не изменяются при небольшом изменении диаметра провода, то температура перегрева обмотки оказывается обратно пропорциональной квадрату диаметра провода.

Нагревостойкость [2] таких изоляционных материалов, как конденсаторная бумага, полиэтилен и электрокартон составляет 100 °C, лакоткань — 105 °C. Максимальная рабочая температура [2] таких наиболее распространенных марок

проводов, как ПЭЛ и ПЭВ — 105 и 120 °C соответственно, т. е. не следует допускать нагрева обмотки ($T_{\text{обм}}$) более 100 °C. С другой стороны, температура воздуха в непосредственной близости от трансформатора ($T_{\text{ос}}$) без принудительного охлаждения вряд ли будет меньше 35 °C, ведь трансформатор, как правило, находится либо в корпусе аппарата, либо заключен в защитный кожух, как в сетевых адаптерах питания. Таким образом, температура перегрева трансформатора не должна превышать 65 °C. В разных руководствах ее величину принимают от 30...35 [3] до 55 °C [1], что соответствует запасу по $T_{\text{пер}}$ в 50 и 20 % соответственно.

Этот запас необходим хотя бы для того, чтобы трансформатор выдерживал повышение напряжения в электросети на 10 % (при этом ток через обмотку увеличивается в 1,1 раза, что, согласно (1), увеличивает $T_{\text{пер}}$ в $1,1^2 = 1,21$ раза, т. е. на 21 %). Да и снижение рабочего параметра на 20...30 % от максимально допустимой его величины значительно увеличивает надежность работы устройства.

При номинальном запасе в 30 % температура перегрева обмотки будет равна $T_{\text{перном}} = 65 \times 0,7 = 45,5$ °C, а минимально допустимым запасе в 10 % — $T_{\text{пермакс}} = 65 \times 0,9 = 58,5$ °C. Воспользовавшись формулой (3) найдем допустимое уменьшение диаметра обмоточного провода:

$$K_{\text{д-}} = d_{\text{пр1}} / d_{\text{пр0}} = \sqrt{T_{\text{пер0}} / T_{\text{пер1}}} = \sqrt{45,5 / 58,5} = 0,88.$$

Следовательно, уменьшение диаметра провода можно допустить не более, чем на 12 %.

Допуск на увеличение диаметра провода ограничивается площадью окна трансформатора. В хорошо сконструированном трансформаторе обмотка занимает не менее 80 % окна, а часто практически все окно. При самостоятельном выполнении обмотки (имеется ввиду перемотка трансформатора) обычно вполне допустимо обойтись минимумом межслойных прокладок, так как электрическая прочность изоляции проводов марок ПЭВ-1 и ПЭВ-2 согласно [4] достигает 350 и 450 В уже при диаметре 0,05...0,07 мм соответственно и возрастает с ростом диаметра провода. В этом случае допустимо использовать провод с сечением на 25...30 % больше номинального, что соответствует увеличению диаметра в

$$K_{\text{д+}} = \sqrt{1,25} = 1,12 \text{ раза.}$$

Таким образом, и увеличение диаметра провода возможно не более, чем на 12 %.

Из этого следует, что погрешность при измерении диаметра провода не должна превышать ± 12 %. При оценке возможностей рассматриваемых ниже способов измерения диаметра провода примем эти пороги равными ± 10 % (тем более, что имеются еще и дополнительные источники погрешностей измерения).

Косвенным подтверждением принятого допуска может служить и тот факт, что шаг изменения диаметра выпускаемых обмоточных проводов лежит в пределах от 10 % при номинале 0,1 мм до 4...5 % с увеличением диаметра.

Прямые способы

1. Большой штангенциркуль имеет собственную погрешность измерения $\pm 0,05$ мм. Если принять, что этой величине соответствует 10 % измеряемого размера (т. е. 0,1 диаметра провода), то получается, что этот инструмент пригоден для измерения проводов диаметром не менее 0,05/0,1 = 0,5 мм.

2. Микрометр имеет собственную погрешность $\pm 0,01$ мм. Соответственно, им уже можно измерять диаметр проводов, начиная с 0,01/0,1 = 0,1 мм.

3. Погрешность измерения линейкой составляет около 0,2 мм (толщина риски на линейке примерно 0,3 мм). Чтобы воспользоваться ею, надо плотно намотать на гвоздь или карандаш несколько витков провода. Чем больше витков, тем точнее будут измерения. Однако число витков не следует брать и слишком большим, поскольку надо обеспечить плотную намотку и не ошибиться с их подсчетом. При диаметре провода менее 0,1 мм хорошая намотка уже сильно затруднена.

Погрешность измерения, не превышающая 10 %, будет обеспечена при длине намотки не менее 0,2/0,1 = 2 мм (лучше побольше — 3...4 мм). Для провода с диаметром 0,1 мм потребуется всего 30...40 витков. Это справедливо для тонкого провода (примерно до 0,2 мм), но по мере увеличения диаметра длину намотки надо будет увеличивать. При этом также получается, что число витков около 30 будет оптимальным.

Таким образом, обычной линейкой можно выполнить требуемые измерения не хуже, чем микрометром. Единственное ограничение — надо иметь достаточно длинный кусок провода, что не всегда бывает возможно (например, при ремонте сгоревшего трансформатора, когда витки спекаются и обмотку приходится просто срезать). Другое (технологическое) неудобство — витки надо укладывать плотно, но без излишнего натяжения, а при выравнивании провода нельзя допускать его растяжения, которое приводит к уменьшению диаметра.

Из экзотических прямых способов можно упомянуть измерения с помощью микроскопа, фотоувеличителя (несложно получить 10-кратное увеличение), проекционного фонаря и даже сканера (с его помощью, к примеру, была оценена толщина рисок на металлической линейке).

Все прямые способы измерения определяют диаметр провода в изоляции, либо вносят погрешности окалина, прилипшие кусочки лака и межслойной изоляции. Учесть толщину изоляции несложно, воспользовавшись таблицами данных обмоточных проводов, которые имеются практически в любом справочнике радиолюбителя. Если же такого справочника нет, то можно воспользоваться следующей эмпирической формулой, пригодной для проводов марки ПЭВ-1 и ПЭВ-2 (разница в толщине изоляции этих марок незначительна):

$$d_{\text{пр}} \approx 0,937 d_{\text{пр.из}} - 0,013. \quad (5)$$

По технологическим причинам толщина изоляции провода колеблется в довольно широких пределах, кроме того, с уменьшением диаметра провода относительная толщина изоляции увеличивается. Поэтому нежелательно пользоваться прямыми вариантами измерения для провода с диаметром менее 0,2 мм.

Косвенные способы

1. Сопротивление отрезка провода согласно приведенной выше формуле (3) прямо пропорционально длине отрезка и обратно пропорционально квадрату диаметра провода (что, как показано ниже, весьма кстати). В данном случае диаметр провода рассчитывается по формуле:

$$d_{\text{пр}} = (\sqrt{\ell_{\text{пр}} / R_{\text{пр}}}) / 212, \quad (6)$$

где $\ell_{\text{пр}}$ — длина отрезка провода, мм.

При $\ell_{\text{пр}} = 1$ м формула упрощается:

$$d_{\text{пр1}} = 0,149 / \sqrt{R_{\text{пр}}} \quad (6.1)$$

Благодаря тому, что диаметр провода обратно пропорционален корню квадратному из сопротивления, погрешность определения диаметра будет вдвое меньше погрешности измерения сопротивления. Так, при принятой максимально допустимой погрешности для диаметра провода в 10 % сопротивление может быть измерено с погрешностью 20 %. Такую точность обеспечивает, например, распространенный цифровой мультиметр марки М830В при измерении сопротивления более 1 Ом (для стрелочного авометра Ц4324 этот предел выше — 5 Ом). Если исходить из этого, то с помощью М830В при длине куска провода 1 м можно определять диаметр медного провода от 0,14 мм (1,14 Ом) и ниже.

Этот способ хорош не только своей простотой, но и тем, что он позволяет определить «чистый» диаметр, а если точнее — «чистое» сечение провода, что гораздо важнее, поскольку при расчетах обмоток диаметр провода используется как раз для определения его сечения.

Конечно, и у этого способа есть свои недостатки. Один из них — это ошибка из-за увеличения сопротивления тонких проводов при нагреве их измерительным током. К примеру, начиная с диаметра 0,09 мм, значения, приведенные в [2], более высокие, чем приведенные в [4], где они совпадают с рассчитанными по формуле (6.1). По-видимому, в первом случае использованы экспериментальные данные. Так сопротивление провода с диаметром 0,05 мм и длиной 1 м, равное 9,29 Ом вместо 8,92 Ом (+4 %), говорит о том, что

в первом случае провод нагрелся измерительным током на 10,6 °С, а при диаметре 0,02 мм — 61,5 Ом вместо 55,7 Ом (+10,4 %) — нагрев составил уже 26,7 °С. Однако, поскольку погрешность определения диаметра при этом составляет –2 и –4 % соответственно, то эффектом нагрева допустимо пренебречь.

Другой недостаток этого варианта — требуется достаточно длинный кусок провода.

2. Ток плавления провода зависит от его диаметра, чем вполне можно воспользоваться.

В этом варианте, также как и в предыдущем, определяется «чистый» диаметр провода, но что существенно, это происходит при измерении достаточно небольшого отрезка провода. Неудобство этого способа в том, что он требует плавно регулируемого источника тока и амперметра с достаточно большим пределом измерения (к примеру, медный провод диаметром 0,069 мм плавится при токе 2 А, диаметром 0,18 мм — при 5 А, диаметром 0,25 мм — при 10 А).

С измерительным прибором особенных трудностей нет, поскольку, например, уже упоминавшийся цифровой мультиметр М830В позволяет измерять постоянный ток до 10 А с погрешностью не более ±2 %. Стрелочные авометры позволяют измерять и переменный ток (что, обычно, более удобно), но, к сожалению, максимальный ток, который ими можно измерить, обычно не превышает 1...3 А. В таком случае для увеличения предела измерения можно использовать дополнительный самодельный шунт.

Регулируемый источник тока проще всего выполнить на базе регулируемого автотрансформатора (ЛАТР, РНШ) и типового накаливого трансформатора серии ТН, все вторичные обмотки которого (по ~6,3 В) можно включить параллельно. Экспериментально проверено, что эти трансформаторы такое включение допускают. Подойдут, например, ТН8 (до 10,8 А), ТН9 (до 10,6 А), ТН42 (до 10,6 А), ТН60 (до 28 А), ТН61 (до 35 А) и некоторые другие из этой серии (особенно, если учесть кратковременность работы, позволяющую в 1,5...2 раза превысить номинальный ток трансформатора). При использовании амперметра постоянного тока на выходе трансформатора следует включить выпрямительный мост, и если принять падение напряжения на нем около 2 В (падением напряжения на амперметре и образце-проводке можно пренебречь), то на входную обмотку трансформатора надо будет подать напряжение около 70...80 В. Правда, при этом придется снять свою экспериментальную зависимость тока плавления от диаметра провода, поскольку величина выпрямленного тока, регистрируемого амперметром постоянного тока, будет отличаться от значений тока, регистрируемых амперметром переменного тока. Никаких серьезных трудностей при этом не будет, поскольку кривая такой зависимости будет монотонной и гладкой — достаточно будет испытать четыре-пять проводов разного диаметра и построить требуемую кривую на миллиметровке.

По таблицам токов плавления, приведенным в [5], подобрана эмпирическая

формула для расчета диаметра медного провода $d_{\text{пр}}$ через его ток плавления:

$$d_{\text{пр}} = 3 / (1 + 7,6 / \sqrt{I_{\text{пл}}})^2. \quad (7)$$

В диапазоне токов от 1 до 50 А (что соответствует диаметру провода от 0,039 до 0,73 мм) погрешность формулы (расхождение с табличными данными) не превышает +6 % (погрешность аппроксимации получилась относительно большой из-за того, что кривая, построенная согласно таблице, получилась весьма негладкой).

Погрешность определения диаметра меньше погрешности измерения тока, но, к сожалению, в меньшей степени, чем в предыдущем варианте. Так, если ток измерен с погрешностью ±10 %, то погрешность определения диаметра провода при $I_{\text{пл}} = 1$ А будет ±8,8 %, а при $I_{\text{пл}} = 10$ А — уменьшится до ±6,9 %, при погрешности же измерения тока ±2 % (М830В) по отношению к диаметру она уменьшится до ±1,8 и ±1,4 % соответственно.

При использовании этого способа полезно проделать контрольные измерения с проводами нескольких диаметров, поскольку получаемые результаты будут зависеть как от формы тока (постоянный или переменный), так и от конструкции крепления испытуемого кусочка провода (длину отрезка желательно брать не менее 50...100 диаметров провода, чтобы избежать неучитываемого отвода тепла через держатели).

3. Для полноты картины можно отметить еще один экзотический вариант измерения, который основан на известной плотности электротехнической меди $\rho = 0,0089$ г/мм³, это — взвешивание отрезка провода известной длины. По табличным данным из [3] подобрана эмпирическая формула для определения диаметра $d_{\text{пр}}$ (мм) через вес в граммах одного метра провода $P_{\text{пр}}$ (г/м) этой марки (расхождение с таблицей не превышает 0,3 %):

$$d_{\text{пр}} = (376,5 \sqrt{P_{\text{пр}}} - 3) / 1000. \quad (8)$$

Для справки: 1 м провода ПЭВ-1 диаметром 0,06 мм весит 0,028 г, Ø0,12 мм — 0,107 г, Ø0,2 мм — 0,29 г, Ø0,49 мм — 0,71 г, Ø1 мм — 7,12 г, Ø1,81 мм — 23,2 г.

Других приемлемых способов измерения диаметра провода (кроме совсем уж экзотичных или требующих изготовления специальной аппаратуры) не наблюдается, поэтому можно систематизировать описанные варианты.

Диапазоны измеряемых диаметров провода для вариантов 1 и 3 указаны исходя из условий удобства проведения измерений и получения точности не хуже 10 % при длине отрезка 1 м.

Из табл. 1 видно, что при достаточной длине отрезка провода проще всего воспользоваться линейкой и измерением сопротивления, а при коротком кусочке провода — штангенциркулем (микрометром) и измерением тока плавления. Взвешивание же позволяет определить плотность (удельный вес) материала провода, что будучи дополнено измерением сопротивления (определяется удельное сопротивление) и измерением тока плавления (позволяет сориентироваться с темпера-

Таблица 1

Способы	Диапазон измеряемых диаметров, мм	Уменьшение погрешности измерения ¹⁾	Длина испытуемого отрезка провода
1. Прямые:			
Штангенциркуль ²⁾	> 0,5	1	Короткий
Микрометр ²⁾	> 0,1	1	Короткий
Линейка ^{2, 3)}	0,15 ... 1	1	Длинный (30...40 витков)
2. Косвенные:			
Сопротивление ⁴⁾	< 0,14	0,5	Не менее 1 м
Ток плавления	< 0,25	<1	~100 диаметров
Взвешивание ^{2, 5)}	> 0,16	0,5	Зависит от диаметра

Примечания:

¹⁾ Отношение погрешности определения диаметра провода к погрешности измерения параметра в соответствующем способе.

²⁾ Эти варианты имеют дополнительную погрешность при наличии изоляции или загрязненности поверхности провода.

³⁾ При диаметре провода менее 0,4 мм вместо линейки целесообразно пользоваться штангенциркулем.

⁴⁾ При диаметре провода менее 0,09 мм желательно иметь экспериментальные данные, полученные с используемым омметром.

⁵⁾ Минимальный диаметр указан из расчета измерения 1 м провода на «школьных» весах, у которых разновески начинаются с 0,01 г (плюс примерно еще 0,01 г из-за упрощенной конструкции подвески коромысла).

турой плавления) дает возможность идентифицировать материал провода.

Евгений Власов,
e.vlasov@mtu-net.ru

Литература:

1. Справочник радиолюбителя-конструктора. Изд. второе. — М., Энергия, 1978.
2. Р. М. Терещук и др. Полупроводниковые приемно-усилительные устройства. Изд. второе. — Киев, Наукова думка, 1982.
3. Справочник начинающего радиолюбителя. — М.-Л.: Госэнергоиздат, 1963.
4. В. З. Никитский. Маломощные силовые трансформаторы. — М.: Энергия, 1968.
5. В. Я. Брускин. Номограммы для радиолюбителей. — М.: Энергия, 1972.
6. И. Шелестов. Изготовление сетевого предохранителя. — САМ, 1999, № 7, с. 23.
7. В. Банников. Выбор диаметра медного провода для плавкого предохранителя. — Схемотехника, 2002, № 7, с. 51—52.

КВ/УКВ

Сверхмалошумящий транзисторный СВЧ усилитель и исследование его шумовых характеристик

Статья посвящена разработке малошумящих усилителей для работы в диапазоне 1...2 ГГц.

Шумовые характеристики СВЧ усилителей оцениваются с помощью коэффициента шума $K_{ш}$ [1]. Для анализа коэффициента шума усилителя СВЧ воспользуемся графом шумящего четырехполюсника, внутри которого источники шума отсутствуют, а на внешних выводах подключены два взаимокоррелированных источника шума $b_{ш1}$ и $b_{ш2}$, причем внутренние источники шума заменены волнами $b_{ш1}$ и $b_{ш2}$ шумовой энергии, которая излучается в сторону нагрузок. Коэффициент шума [1] усилителя определяется по выражению (1) при условии, что осуществлен режим согласования по выходу, при этом коэффициент отражения $\Gamma_2=0$.

$$K_{ш}=1+(1-G_T/G_{НОМ})/G_T+b_{ш1}^2\Gamma_1/(1-\Gamma_1)+b_{ш2}^2/G_T+ \\ + (2(b_{ш1}b_{ш2})^{1/2}\Gamma_1\cdot IN_{bb})/IS_{21T}\cdot(1-\Gamma_1)[(\cos(\varphi_n+ \\ +\varphi_{\Gamma_1}+\varphi_{S_{21}})-IS_{11T}\cdot\Gamma_1\cos(\varphi_n+\varphi_{S_{21}}-\varphi_{S_{11}})], \quad (1)$$

$$\text{где} \quad G_T=[IS_{21T}^2(1-\Gamma_1^2)]/[1-\Gamma_1\ S_{11T}^2], \quad (2)$$

$$G_{НОМ}=G_T/(1-IS_{22T}+(S_{12T}\Gamma_1\ S_{21T})/(1-\Gamma_1\ S_{11T}))^2 \quad (3)$$

IN_{bb} — модуль коэффициента взаимной корреляции шумов $b_{ш1}$ и $b_{ш2}$, равен

$$|b_{ш1}b_{ш2}|/(b_{ш1}^2b_{ш2}^2)^{1/2};$$

G_T — коэффициент передачи по мощности усилителя без ЦВЧОС при согласовании по входу;

$G_{НОМ}$ — номинальный коэффициент усиления по мощности усилителя без ЦВЧОС при согласовании по входу и выходу;

φ_n — фаза коэффициента взаимной корреляции шумов $b_{ш1}$ и $b_{ш2}$;

φ_{Γ_1} — фаза коэффициента отражения от источника сигнала;

$\varphi_{S_{21}}$ — фаза прямого коэффициента передачи усилителя без ЦВЧОС;

$\varphi_{S_{11}}$ — фаза входного коэффициента отражения усилителя без ЦВЧОС.

Если усилитель нагрузить по входу и выходу на сопротивление источника сигнала и нагрузки, равные 50 Ом (режим согласования по входу и выходу), то коэффициенты отражения Γ_1 и Γ_2 будут равны нулю и выражение (1) примет вид:

$$K_{ш}=1+(1-G_T/G_{НОМ})/G_T+b_{ш2}^2/G_T, \quad (4)$$

$$\text{где} \quad G_T=IS_{21T}^2$$

$$G_{НОМ}=IS_{21T}^2/(1-IS_{22T}^2),$$

$$b_{ш2}^2=b_2^2-IS_{21T}^2-IS_{22T}^2, \quad (5)$$

где b_2^2 — мощность шума, измеренная со стороны выхода усилителя без ЦВЧОС при $\Gamma_1=\Gamma_2=0$.

Подставляя значения S_{γ} -параметров из (2.2.6)—(2.2.9) работы [2] и после несложных алгебраических преобразований получим выражения для модуля коэффициента шума усилителя СВЧ с цепью внешней частотнозависимой обратной связи по напряжению в виде:

$$|K_{шОС}|=1+IS_{22\gamma\gamma}^2/IS_{21\gamma\gamma}^2+b_{ш2}^2/IS_{21\gamma\gamma}^2, \quad (6)$$

а для волнового шумового параметра по выходу

В формулах (1)—(3):
 Γ_1 — комплексный коэффициент отражения от источника сигнала;

S_{11T} — комплексный входной коэффициент отражения усилителя без цепи внешней частотнозависимой обратной связи (ЦВЧОС);

S_{12T} — комплексный коэффициент обратной передачи усилителя без ЦВЧОС;

S_{21T} — комплексный коэффициент прямой передачи усилителя без ЦВЧОС;

S_{22T} — комплексный выходной коэффициент отражения усилителя без ЦВЧОС;

$b_{ш1}^2$ — мощность шумовой волны, излучаемой в сторону источника сигнала, равная kT_{O1} ;

$b_{ш2}^2$ — мощность шумовой волны, излучаемой в сторону нагрузки, равная kT_{O2} ;

$$b_{\text{ш20}}^2 = b_{\text{20}}^2 - |S_{21\text{YV}}|^2 - |S_{22\text{YV}}|^2 \quad (7)$$

где b_{20}^2 — мощность шума, измеренная со стороны выхода усилителя с ЦВЧОС при $\Gamma_1 = \Gamma_2 = 0$ (режима согласования по входу и выходу).

Если выходное сопротивление усилителя с внешней частотно-зависимой ОС является отрицательным

$$|S_{22\text{YV}}|^2 > 1 \quad (8)$$

и правая часть выражения (7) при определенных условиях стремится к 0, т. е.

$$b_{\text{ш20}}^2 \rightarrow 0,$$

то выражение (6) примет вид:

$$|K_{\text{шОС}}| = 1 + |S_{22\text{YV}}|^2 / |S_{21\text{YV}}|^2, \quad (9)$$

Из анализа выражения (9) видно, что при увеличении коэффициента прямой передачи $|S_{21\text{YV}}|^2$ усилителя с ЦВЧОС его коэффициент шума стремится к 1.

Если выполняется условие;

$$|S_{22\text{YV}}|^2 / |S_{21\text{YV}}|^2 = b_{\text{ш20}}^2 / |S_{21\text{YV}}|^2 \quad (10)$$

то,

$$|K_{\text{шОС}}| = 1.$$

При невыполнении условия (10) $|K_{\text{шОС}}| > 1$.

Для обеспечения условия абсолютной устойчивости между выходом усилителя и нагрузкой включен вентиль. В работе [2] получены коэффициенты матрицы рассеяния для каскадного включения усилителя с активной цепью внешней обратной связи по напряжению и вентиля, которые в результате сложения дают нам коэффициенты матрицы рассеяния всего усилителя с ЦВЧОС:

$$\underline{S}'_{11} = \underline{S}_{11\text{YV}}, \quad (11)$$

$$\underline{S}'_{12} = 0, \quad (12)$$

$$\underline{S}'_{21} = \underline{S}_{21\text{YV}} \underline{S}_{21\text{B}}, \quad (13)$$

$$\underline{S}'_{22} = 0. \quad (14)$$

Из анализа выражения (14) видно, что несмотря на отрицательное выходное сопротивление усилителя с ЦВЧОС по напряжению, из-за каскадно включенного вентиля обеспечивается абсолютная устойчивость всего усилителя, т. к. коэффициент отражения по выходу усилителя со стороны вентиля меньше единицы ($|\underline{S}'_{22}| < 1$).

Для доказательства вышеуказанных аналитических выкладок с помощью теории, разработанной в [2] и подтвержденной патентом на изобретение [3], был собран макет маломощного транзисторного СВЧ усилителя с цепью внешней обратной связи по напряжению и с коэффициентом шума, близким к единице. Для получения отрицательного сопротивления по выходу усилителя и выполнения условия (10) была синтезирована цепь внешней частотно-зависимой обратной связи по годографу иммитанса ЦВЧОС в диапазоне частот от 1 до 2 ГГц. Исследование коэффициента шума и коэффициента усиления усилителя проводилось с помощью прибора типа Х5-29, устойчивость усилителя контролировалась измерителем мощности через направленный ответвитель. Все характеристики измерялись в полосе частот от 1 до 2 ГГц. Коэффициент шума получился равным 0,23 дБ (на уровне погрешности прибора), а коэффициент усиления — 5 дБ, что показывает хорошее совпадение теоретических расчетов с экспериментальными данными.

Анатолий Юбков,
amplifier@km.ru

Литература:

1. Г. Н. Васильев, Ю. А. Каменецкий. Волновые шумовые параметры транзисторов.— Микроэлектроника и полупроводниковые приборы.// Под ред. А. А. Васенкова и Я. А. Федорова, 1980, вып. 5, с.161—175.
2. А. В. Юбков, И. А. Трискало, Н. И. Глухов. Расчет транзисторного усилителя СВЧ с обратной связью по напряжению на основе S-параметров. Сборник научных трудов учебных институтов связи. Системы и средства передачи информации по каналам связи.— Л., ЛЭИС, 1990, вып. 150, с. 83—88.
3. А. В. Юбков. Патент № 1813308 на изобретение «Транзисторный усилитель» от 3.06.91.

Издательский дом «Скимен» выпустил первый и второй тома книги А. Фрунзе «Микроконтроллеры? Это же просто!». Первый том ориентирован на тех, кто только начинает знакомство с микроконтроллерной техникой. Во втором томе приводится обзорная информация по абсолютному большинству x51-совместимых микроконтроллеров и о построении систем на их основе. Третий том (его выпуск планируется во втором квартале 2003 г.) целиком посвящен принципам построения программ целочисленной многобайтовой беззнаковой и знаковой арифметики, четвертый — арифметике с плавающей запятой и другим аспектам разработки программ для микроконтроллеров.

У вас есть возможность подписаться на книгу А. Фрунзе «Микроконтроллеры? Это же просто!». Стоимость трех томов книги, включая доставку, составляет 277 руб. 20 коп. (в т. ч. НДС). Доставка книг осуществляется через почтовое отделение: тома 1 и 2 высылаются немедленно по факту оплаты, том 3 — после его выхода из печати.

Вы можете подписаться на каждый том книги А. Фрунзе «Микроконтроллеры? Это же просто!» отдельно. В этом случае стоимость одного тома, включая НДС и доставку, составит 99 руб.

Для того, чтобы подписаться на эти книги через редакцию, необходимо:

перевести сумму на наш расчетный счет по указанным реквизитам или связаться с редакцией по телефону (095) 777-1215 для выставления счета;

копию платежного поручения с вашим почтовым адресом или квитанцию выслать по факсу (095) 777-1215, e-mail: podpiska@dian.ru, почтовый адрес: 121351, г. Москва, ул. Ивана Франко, 40, стр. 2, редакция.

Наши реквизиты:

ООО «ИД СКИМЕН»

ИНН 7731195492 КПП 77513100101Р/с 40702810100000000456 в ОАО КБ «Промбанк» в г. Москва

К/с 301018101000000000554

БИК 044525554

ОКОНХ 84500 ОКПО 52744508

Юридический адрес: 121351, г. Москва, ул. Ивана Франко, 40, стр. 2, отдел распространения.