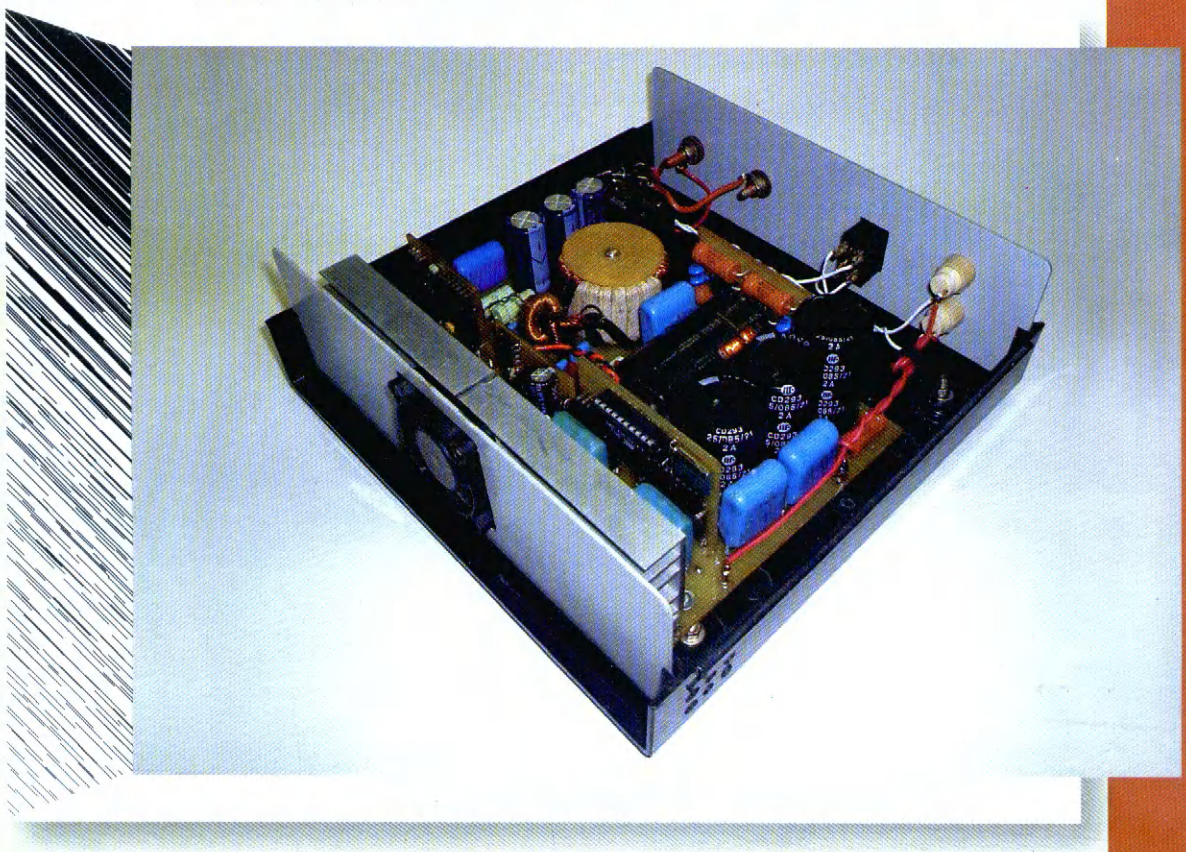
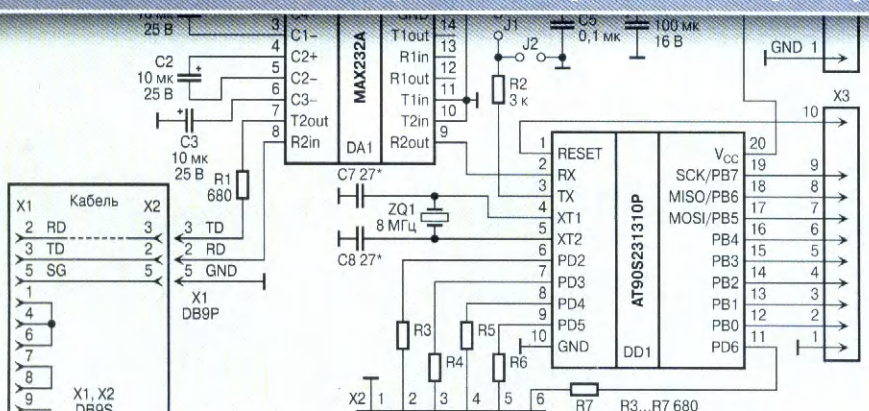
СХЕМОТЕХНИКА

№11
ноябрь
2005



Программа расчета индуктивности катушек без сердечников
CAN-контроллер SJA1000
Введение в MEMS-технологии
Источник питания для электролизера
Усилитель мощности звуковой частоты NF406
Контроллер последовательного порта для стрелочных приборов



подписные индексы
80724 , 82117

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

СХЕМОТЕХНИКА

№ 11 (61)
ноябрь 2005

Главный редактор
Сергей Бирюков

Зам. главного редактора
Сергей Кузнецов

Редакционная коллегия
Павел Асташкевич
Александр Фрунзе
Виктор Йовчик

Дизайн и верстка
Ирина Чикина

Отдел распространения
(095) 777-12-15
e-mail: sales@dian.ru
Марина Трофимова
Юрий Царев
Сергей Лукин

Отдел рекламы
Юлия Суханова

Адрес редакции:
127015 Москва, ул. Бутырская, д. 41/47
«ИД Скимен»
тел./факс: (095) 777-12-15
www.dian.ru
e-mail: editor@dian.ru
editordian@mail.ru

Издатель и учредитель
ООО "ИД Скимен"

Отпечатано в ОАО Ордена Трудового Красного Знамени "Чеховский полиграфический комбинат"
142300 г. Чехов Московской области
Т/ф (501)443-92-17, т/ф (272)6-25-36
E-mail: chpk_marketing@chehov.ru

Тираж 5 250 экз.
Заказ № 5032.

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

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

Редакция не несет ответственности за информацию, приведенную в рекламных материалах

За содержание статьи и ее оригинальность несет ответственность автор

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

Информацию о подписке см. на последней странице журнала

Содержание

Компоненты

С. Бирюков. Микросхемы для импульсных источников питания NCP1010, NCP1011, NCP1012, NCP1013, NCP1014 фирмы ON Semiconductor 2

О. Николайчук. Анализ SFR-совместимости микроконтроллеров фирмы Silabs 6

В. Каратаев. CAN-контроллер SJA1000 10

О. Вальпа. Цифровые сигнальные процессоры 12

Искусство схемотехники

А. Фрунзе, А. Фрунзе. Микроконтроллеры? Это же просто! 13

Б. Шевкопляс. Вероятностная синхронизация в телекоммуникационных системах 17

В. Баранов. Подключение внешнего ОЗУ к микроконтроллерам AVR 20

О. Петраков. ОУ с обратной связью по напряжению и по току 23

Ю. Дмитриев, О. Сильченко. Импульсно-гармонические устройства на основе цифровых микросхем 26

Софт

Е. Власов. Программа расчета индуктивности катушек без сердечников 28

Г. Кардашев. Компьютерное схемотехническое моделирование электронных устройств 31

Практика

О. Николайчук. Введение в MEMS-технологии 33

С. Шишкин. Источник питания для электролизера 36

М. Потапчук. Управление мобильным телефоном при помощи компьютера 40

О. Вальпа. Адаптер USB — RS-232 43

А. Потехин, А. Смирнов. Пожарный извещатель пламени ИП332-1/4 45

А. Леонтьев. Контроллер последовательного порта для стрелочных приборов 47

Электронный кодовый замок на основе микроконтроллера 50

С. Степаненко. Усилитель мощности звуковой частоты NF406 52

А. Сергеев. Супергетеродинный КВ приемник с низкой промежуточной частотой 54

CD-ROM с журналами «Схемотехника» (3-я стр. обложки).

Вниманию читателей (с. **9, 28, 42**). Адреса некоторых магазинов, в которых можно приобрести продукцию Мастер КИТ и журналы "Схемотехника" (с. **53**). Подписка 2006 (с. **56**).

На нашей обложке. Преобразователь напряжения автомобильной аккумуляторной батареи в синусоидальное 220 В 50 Гц с выходной мощностью 300 Вт, разработанный Сергеем Калюжным. Описание преобразователя будет опубликовано в следующем номере журнала.

Продолжение. Начало — № 9/2005

Микросхемы для импульсных источников питания NCP1010, NCP1011, NCP1012, NCP1013, NCP1014 фирмы ON Semiconductor

РАСЧЕТ МАКСИМАЛЬНОЙ МОЩНОСТИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Микросхемы серии NCP101x выпускаются с различными сочетаниями пикового значения тока высоковольтного ключа I_P и частоты переключения F_{SW}. Для того, чтобы правильно выбрать необходимый вариант, следует руководствоваться некоторыми правилами, облегчающими этот процесс. В данной статье, основанной на публикации [3], рассчитана максимальная мощность, которую можно получить от преобразователей напряжения на этих микросхемах.

При расчете кроме тока I_P, частоты F_{SW} и сопротивления ключа в открытом состоянии RDS_{ON}, необходимо учитывать следующее:

- Для микросхем рассматриваемой серии необходим режим прерывистого магнитного потока сердечника трансформатора. Принципиально возможен и режим с непрерывным магнитным потоком, но в этом случае возможна неустойчивость петли обратной связи, приводящая к возникновению субгармонических колебаний выходного напряжения. При соблюдении режима прерывистого магнитного потока не следует превышать максимально допустимое значение коэффициента заполнения D_{MAX}, равное 45 %.
- При работе преобразователя в момент закрывания выпрямительного диода вторичной цепи (VD6 на рис. 2) на первичной обмотке трансформатора возникают затухающие колебания (рис. 17). Первая отрицательная полуволна этих колебаний близка по амплитуде к «отраженному» выходному напряжению U_{OR}, которое определяется по формуле:

$$U_{OR} = N(U_{OUT} + U_F), \qquad (1)$$

где N — коэффициент трансформации, U_{OUT} — выходное напряжение, U_F — падение напряжения на выпрямительном диоде вторичной цепи. Важно, чтобы эта полуволна не открыла диод, встроенный в высоковольтный ключ. При минимальном входном напряжении сети 100 В (для преобразователя с универсальным входом) входное постоянное напряжение составит 141 В, с учетом разброса и пульсаций порядка 20 % — 112 В. Поэтому для максимального значения U_{OR} можно использовать величину 100 В. Аналогично, для напряжения сети 230 В±15 % можно использовать ограничение для U_{OR}, соответствующее 210 В.

- Для микросхем серии NCP101x пиковое значение тока силового ключа I_P внутренне фиксировано. Этот параметр играет очевидную роль при определении максимальной выходной мощности, которая для обратноходового преобразователя с прерывистым магнитным потоком определяется по следующей формуле:

$$P_{OUT} = \frac{1}{2}\eta L_P I_P^2 F_{SW}, \qquad (2)$$

где η — коэффициент полезного действия преобразователя, L_P — индуктивность первичной обмотки.

Рассмотрим основные соотношения, определяющие работу преобразователя в этом режиме.

Когда высоковольтный ключ микросхемы замкнут, входное напряжение U_{IN} приложено к первичной обмотке трансформатора и ток через нее линейно нарастает. Когда ток достигает максимального значения I_P, определяемого цепью обратной связи или параметрами микросхемы, ключ закрывается (рис. 17). Время открытого состояния ключа T_{ON} можно определить по формуле:

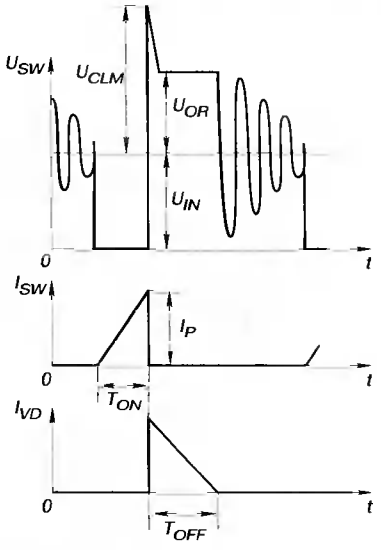


Рис. 17

$$T_{ON} = \frac{L_P I_P}{U_{IN}}. \qquad (3)$$

При закрывании ключа открывается выпрямительный диод вторичной цепи и накопленная в трансформаторе энергия перекачивается во вторичную цепь. Длительность этого процесса T_{OFF} определяется по аналогичной формуле, в которой скорость спада тока задает не входное напряжение U_{IN}, а «отраженное» U_{OR}:

$$T_{OFF} = \frac{L_P I_P}{U_{OR}} = \frac{L_P I_P}{N(U_{OUT} + U_F)}. \qquad (4)$$

Для того, чтобы получить максимальную мощность в режиме с прерывистым магнитным потоком, необходимо, чтобы «мертвое время» между процессами накопления энергии и передачи ее в нагрузку было равно нулю. В этом случае период работы преобразователя составит:

$$T_{SW} = T_{OFF} + T_{ON} =$$

$$= L_P I_P \times \left[\frac{1}{U_{IN}} + \frac{1}{N(U_{OUT} + U_F)}\right]. \qquad (5)$$

Если в эту формулу подставить значение I_P из выражения (2), получим:

$$T_{SW} = L_P \sqrt{\frac{2P_{OUT}}{\eta F_{SW} L_P}} \times$$

$$\times \left[\frac{1}{U_{IN}} + \frac{1}{N(U_{OUT} + U_F)}\right]. \qquad (6)$$

Из этой формулы нетрудно определить критическое значение индуктивности первичной обмотки $L_{P\,CRIT}$, обеспечивающее работу преобразова-

теля на границе между прерывистым и непрерывным режимами:

$$L_{PCRIT} = \frac{\eta (U_{IN} U_{OR})^2}{2F_{SW} P_{OUT} (U_{IN} + U_{OR})^2} = \frac{\eta}{2F_{SW} P_{OUT} \left(\frac{1}{U_{IN}} + \frac{1}{U_{OR}} \right)^2}. \quad (7)$$

Если индуктивность первичной обмотки меньше рассчитанной по формуле (7) величины, гарантируется прерывистый режим.

В табл. 1 приведены значения тока ограничения и сопротивления ключа в открытом состоянии различных микросхем рассматриваемой серии. Комбинируя возможные сочетания этих параметров, а также рабочую частоту, можно рассчитать максимально возможные теоретические значения мощности преобразователей на этих микросхемах с учетом рассмотренных выше ограничений.

Исходя из максимально допустимого коэффициента заполнения D_{MAX}, пикового значения тока и частоты работы можно найти еще одно ограничение сверху на индуктивность первичной обмотки трансформатора, так же, как и ограничение (7), наиболее жесткого для минимального напряжения сети:

$$L_{PMAX} = \frac{D_{MAX} U_{INMIN} T_{SW}}{I_{PMAX}}. \quad (8)$$

Например, для D_{MAX} = 0,45, минимального входного постоянного напряжения 120 В, тока ограничения 100 мА и рабочей частоты 65 кГц максимальное значение индуктивности первичной обмотки составит:

$$L_{P\,MAX} = 0{,}45 \times 120\ В \times \times 15{,}4\ мкс/0{,}1\ А = 8{,}3\ мГн.$$

Если в формулу (7) подставить значение индуктивности первичной обмотки из (8), можно получить максимально возможное значение мощности преобразователя, учитывающее ограничение по коэффициенту заполнения, пиковому току и минимальному входному напряжению:

$$P_{MAX} = \frac{T_{SW} \eta}{2L_{PMAX} \left(\frac{1}{U_{INMIN}} + \frac{1}{U_{OR}} \right)^2} = \frac{\eta I_P U_{INMIN}}{2D_{MAX} \left(1 + \frac{U_{INMIN}}{U_{OR}} \right)^2}. \quad (9)$$

Если в эту формулу подставить те же значения параметров, что и в рассмотренном выше примере, то при η = 1 получим P_{MAX} = 2,2 Вт.

Отметим, что из формулы (9) следует, что максимальное значение мощности не зависит от частоты работы преобразователя. В то же время увеличение частоты позволяет, как следует из (8), снизить индуктивность первичной обмотки трансформатора и соответственно уменьшить его габариты.

В соответствии с рассмотренными выше ограничениями можно рассчитать теоретическое значение максимальной выходной мощности, определяемое пиковым током и входным напряжением (табл. 2).

Учет мощности, рассеиваемой микросхемой, может заметно изменить результат проведенного выше расчета. В предыдущей части статьи показано, что при температуре окружающей среды 50 °С и типовой установке микросхемы в корпусе PDIP-8 на плату максимально возможная рассеиваемая ею мощность составляет 1 Вт. Аналогично можно

Таблица 2

I_P, мА	Максимальная мощность, Вт при напряжении сети, Вэфф	
	85...265	230±15 %
450	8,9	18,6
350	6,9	14,5
250	5	10,3
100	2	4,1

определить величину рассеиваемой мощности при температуре 75 °С, ее значение — 0,73 Вт.

Потери в микросхеме преобразователя складываются из нескольких составляющих. Во-первых, это потребление тока цепью DSS питания внутренних узлов микросхемы, если для этой цели не используется дополнительная обмотка трансформатора. Расчет мощности потерь P_{DSS} относительно несложен:

$$P_{DSS} = ICC1 \times U_{MAX}, \quad (10)$$

где ICC1 — средний ток потребления по цепи DSS, U_{MAX} — максимальное постоянное входное напряжение. Ток ICC1, как следует из табл. 1, зависит от рабочей частоты микросхемы. Для оценки рассеиваемой мощности можно пользоваться типовым значением 1 мА. При максимальном напряжении сети 230 В+15 % входное среднее напряжение постоянного тока с учетом пульсаций составит около 370 В. Мощность, рассеиваемая цепью DSS и рассчитанная по формуле (10), имеет значение 370 мВт. Если используется дополнительная обмотка трансформатора, потребление внутренних узлов микросхемы уменьшается до 10...20 мВт и им в расчетах обычно пренебрегают.

Вторая составляющая — потери при включении высоковольтного ключа. Теоретически эти потери равны нулю, поскольку включение происходит при нулевом токе (режим с прерывистым магнитным потоком). Реально существуют паразитные емкости транзисторов ключа микросхемы, емкости обмоток трансформатора, емкость монтажа. При открывании ключа энергия, накопленная в этих емкостях, безвозвратно рассеивается в нем. Для оценки суммарной емкости рассмотрим осциллограммы на рис. 18.

На них проиллюстрирован процесс закрывания ключа. Присутствие «ступеньки» на кривой спадающего через ключ тока указывает на наличие заметной емкости узла, подключенного к выходу этого ключа. Грубо оценить эту емкость (C_{PIN5}) можно так:

$$C_{PIN5} = I_P \times t_{SQ}/U_P = 70\ мА \times 100\ нс/300\ В \approx 25\ пФ.$$

Здесь t_{SQ} — длительность «ступеньки», U_P — перепад напряжения на ключе.

Из этих 25 пФ необходимо вычесть емкость щупа осциллографа — 10 пФ, поэтому емкость, определяющая потери — 15 пФ.

За один такт работы преобразователя ключ должен разрядить на себя эту емкость. Энергия W, накопленная в ней при входном постоянном напряжении U_{MAX} = 370 В, составит:

$$W = \frac{C_{PIN5} U_{MAX}^2}{2} = \frac{15\text{пФ} \times 370^2\ В}{2} = 1{,}03\ мкДж.$$

Потери в ключе (и в микросхеме) на разрядку паразитной емкости зависят от частоты и равны

- для 65 кГц — 67 мВт;
- для 100 кГц — 103 мВт;
- для 130 кГц — 134 мВт.

Третья составляющая потерь — рассеяние мощности в открытом ключе P_{COND}. Определим допустимую ее величину по остаточному принципу, вычтя из данных табл. 2 рассчитанные выше потери на питание микросхемы цепью DSS и на разрядку емкости узла преоб-

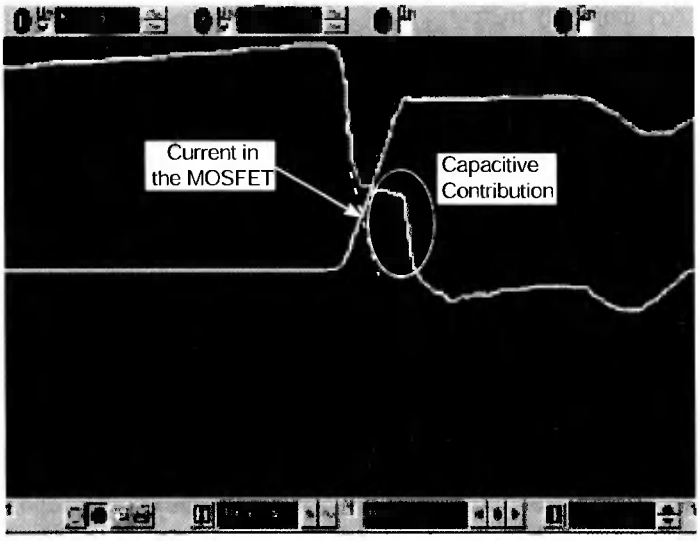


Рис. 18

разователя, подключенного к выводу высоковольтного ключа (табл. 3).

Нетрудно видеть, что использование дополнительной обмотки позволяет существенно увеличить мощность рассеяния открытым ключом микросхемы, и, как следствие, выходную мощность.

Из формулы

$$P_{COND} = I_{D\,RMS}^2 \times RDS_{ON}, \qquad (11)$$

где $I_{D\,RMS}$ — эффективное значение тока открытого ключа, можно найти это значение:

$$I_{D\,RMS} = \sqrt{\frac{P_{COND}}{RDS_{ON}}}. \qquad (12)$$

Соотношение между пиковым I_P и эффективным $I_{D\,RMS}$ значениями тока при его треугольной форме следующее:

$$I_P = I_{D\,RMS}\sqrt{\frac{3}{D_{MAX}}}. \qquad (13)$$

Из (12) и (13) следует:

$$I_P = \sqrt{\frac{3P_{COND}}{D_{MAX}RDS_{ON}}}.$$

Поскольку максимальное значение коэффициента заполнения D_{MAX} составляет 45 %,

$$I_P = \sqrt{\frac{P_{COND}}{0{,}15RDS_{ON}}}. \qquad (14)$$

Формула (14) позволяет пересчитать в табл. 3 допустимые значения мощности в пиковый ток. Он различен для микросхем с RDS_{ON} = 11 Ом (25 Ом при 125 °С, табл. 4) и 22 Ом (52 Ом при 125 °С, табл. 5).

Исходя из указанных в табл. 4 и 5 значений пикового тока мы можем по формулам (8) и (9) рассчитать максимальную выходную мощность преобразователя. При расчете примем U_{OR} = 100 В для универсальных источников с входным напряжением 85...265 В и U_{OR} = 210 В для напряжения сети 230 В±15 %. Если конкретная микросхема допускает пиковое значение тока (табл. 1) больше, чем определено в табл. 4 и 5, необходимо использовать значение из этих таблиц, если меньше — из табл. 1.

Порядок расчета максимальной мощности проиллюстрируем на двух примерах. Микросхема NCP1013P10 имеет рабочую частоту 100 кГц, пиковое значение тока ключа 350 мА и сопротивление открытого ключа 11 Ом. Допустимое значение пикового тока для этой микросхемы при использовании режима DSS и температуре окружающей среды 70 °С в соответствии с табл. 4 составляет 225 мА. Это означает, что мы не можем использовать потенциальную возможность этой микросхемы — пиковый ток 350 мА. Подстановка значения 225 мА в формулу (9) дает максимальную мощность преобразователя, равную 3,41 Вт.

При питании внутренних узлов микросхемы от дополнительной обмотки трансформатора табл. 5 разрешает допустимое значение пикового тока 410 мА. В этом случае для пикового тока ключа следует использовать 315 мА — минимальное значение для NCP1013 из табл. 1, что

Таблица 3

Рабочая частота микросхемы, кГц	Допустимая мощность P_{COND}, мВт			
	Питание в режиме DSS		Дополнительная обмотка	
	T_{CP} = 50 °С	T_{CP} = 70 °С	T_{CP} = 50 °С	T_{CP} = 70 °С
65	490	220	930	670
100	450	190	900	630
130	420	150	860	600

Таблица 4

Рабочая частота микросхемы, кГц	Допустимый пиковый ток I_P, мА			
	Питание в режиме DSS		Дополнительная обмотка	
	T_{CP} = 50 °С	T_{CP} = 70 °С	T_{CP} = 50 °С	T_{CP} = 70 °С
65	361	242	498	423
100	346	225	490	410
130	335	200	479	400

Таблица 5

Рабочая частота микросхемы, кГц	Допустимый пиковый ток I_P, мА			
	Питание в режиме DSS		Дополнительная обмотка	
	T_{CP} = 50 °С	T_{CP} = 70 °С	T_{CP} = 50 °С	T_{CP} = 70 °С
65	250	168	345	293
100	240	156	340	284
130	232	139	332	277

Таблица 6

Микросхема	Ключевые параметры	Максимальная выходная мощность, Вт			
		Питание в режиме DSS		Дополнительная обмотка	
		T_{CP} = 50 °С	T_{CP} = 70 °С	T_{CP} = 50 °С	T_{CP} = 70 °С
NCP1012P06	65 кГц, 23 Ом, 250 мА	4,9	4,9	4,9	4,9
NCP1013P06	65 кГц, 23 Ом, 350 мА	6,8	5,3	6,8	6,8
NCP1014P06	65 кГц, 23 Ом, 450 мА	7,8	5,3	8,8	8,8
NCP1012P10	100 кГц, 23 Ом, 250 мА	4,9	4,8	4,9	4,9
NCP1013P10	100 кГц, 23 Ом, 350 мА	6,8	4,8	6,8	6,8
NCP1014P10	100 кГц, 23 Ом, 450 мА	7,6	4,8	8,8	8,8
NCP1012P13	130 кГц, 23 Ом, 250 мА	4,9	4,4	4,9	4,9
NCP1013P13	130 кГц, 23 Ом, 350 мА	6,8	4,4	6,8	6,8
NCP1010P06	65 кГц, 52 Ом, 100 мА	2,0	2	2	2
NCP1011P06	65 кГц, 52 Ом, 250 мА	4,9	3,7	4,9	4,9
NCP1010P10	100 кГц, 52 Ом, 100 мА	2	2	2	2
NCP1011P10	100 кГц, 52 Ом, 250 мА	4,9	3,3	4,9	4,9
NCP1010P13	130 кГц, 52 Ом, 100 мА	1,9	1,9	1,9	1,9
NCP1011P13	130 кГц, 52 Ом, 250 мА	4,9	3	4,9	4,9

Таблица 7

Микросхема	Ключевые параметры	Максимальная выходная мощность, Вт			
		Питание в режиме DSS		Дополнительная обмотка	
		T_{CP} = 50 °C	T_{CP} = 70 °C	T_{CP} = 50 °C	T_{CP} = 70 °C
NCP1012P06	65 кГц, 23 Ом, 250 мА	10,6	10,6	10,6	10,6
NCP1013P06	65 кГц, 23 Ом, 350 мА	14,8	11,7	14,8	14,819
NCP1014P06	65 кГц, 23 Ом, 450 мА	17,3	11,7	19	10,6
NCP1012P10	100 кГц, 23 Ом, 250 мА	10,6	10,6	10,6	14,8
NCP1013P10	100 кГц, 23 Ом, 350 мА	14,8	10,6	14,8	14,8
NCP1014P10	100 кГц, 23 Ом, 450 мА	16,6	10,7	19	19
NCP1012P13	130 кГц, 23 Ом, 250 мА	10,6	9,6	10,6	10,6
NCP1013P13	130 кГц, 23 Ом, 350 мА	14,8	9,6	14,8	14,8
NCP1010P06	65 кГц, 52 Ом, 100 мА	4,2	4,2	4,2	4,2
NCP1011P06	65 кГц, 52 Ом, 250 мА	10,6	8	10,6	10,6
NCP1010P10	100 кГц, 52 Ом, 100 мА	4,2	4,2	4,2	4,2
NCP1011P10	100 кГц, 52 Ом, 250 мА	1,06	7,4	10,6	10,6
NCP1010P13	130 кГц, 52 Ом, 100 мА	4,2	4,2	4,2	4,2
NCP1011P13	130 кГц, 52 Ом, 250 мА	10,6	6,7	10,6	10,6

дает максимальную мощность преобразователя 6,8 Вт.

Результаты расчета для U_{OR} = 100 и 210 В приведены в табл. 6 и 7 соответственно.

И в заключение несколько рекомендаций. Для логичного выбора микросхемы и ее режима полезно учесть специфические требования к преобразователю.

1. Если необходима четкая защита от перегрузки по току, следует использовать режим DSS, в противном случае дополнительная вторичная обмотка позволит увеличить КПД преобразователя или получить большую мощность от той же микросхемы.

2. Если необходимо существенное снижение излучаемых помех, следует использовать режим DSS для обеспечения качания частоты. Также добавим, что фильтрация помех на частоте 65 кГц производится легче, чем на 100 или 130 кГц.

3. Если требуется работа преобразователя при максимально высокой температуре окружающей среды, используйте дополнительную вторичную обмотку.

4. Если необходима защита от выхода из строя оптопары, также используйте дополнительную вторичную обмотку.

5. Необходимы минимальные размеры преобразователя. Хотя повышение рабочей частоты не помогает увеличить выходную мощность, оно, безусловно, уменьшает размеры трансформатора. Используйте микросхему, работающую на частоте 130 кГц.

ЛИТЕРАТУРА:

3. AND8125/D. Evaluating the Power Capability of NCP101x Members. http: onsemi.com.

Продолжение следует

Сергей Бирюков,
г. Москва

Макро Тим

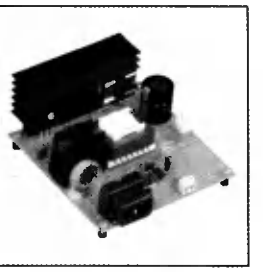
molex · POWER INTEGRATIONS · HITACHI Inspire the Next · hyperstone · RENESAS · SND · ON Semiconductor

ООО "МАКРО ТИМ" ПРЕДСТАВЛЯЕТ КОРРЕКТОРЫ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ ON SEMICONDUCTOR:

ON Semiconductor

- Различные решения для режима непрерывного тока и режима критической проводимости
- Гибкость, компактность, небольшая стоимость в режиме повышающего преобразователя (Boost)
- Фиксированная частота и возможность синхронизации
- Уменьшение электромагнитных помех
- Низкое потребление тока в дежурном режиме
- Интегрированная в кристалл защита от перегрузки по току, от превышения и понижения напряжения, от обрыва обратной связи

Схема корректора коэффициента мощности на 300 Вт



Наименование	Макс. мощн., Вт	Топология	Режим	Рабочий режим	Цепь запуска	OVP[4]	UVP[5]	Ограничение тока	Ограничение мощности	Обнаружение броска тока	Выключение	Корпус
NCP1651	250	Flyback	CCM[1]/DCM[2]	Средний ток	●			●			●	SO-16
NCP1603	250	Flyback	DCM	Ток	●	●	●	●		●	●	SO-16
MC33260	300	Boost	CC[3]	Напряжение		●	●	●		●		PDIP-8, SO-8
MC33262	200	Boost	CC	Ток		●		●				PDIP-8, SO-8
MC33368	300	Boost	CC	Ток	●	●		●				PDIP-16, SO-16
NCP1601	400	Boost	DCM	Напряжение		●	●	●		●	●	PDIP-8, SO-8
NCP1653	1000	Boost	CCM	Средний ток		●	●	●	●	●	●	PDIP-8, SO-8
NCP1650	5000	Boost	CCM/DCM	Средний ток		●	●	●	●	●	●	SO-16

[1] Режим непрерывного тока [2] Режим прерывистого тока [3] Режим критической проводимости [4] Защита от превышения напряжения [5] Защита от понижения напряжения

ООО «Макро Тим», 111141, Россия, Москва, Зеленый пр., 2/19
Тел.: (095) 306 0026/4721/4789, факс: (095) 306 0283, e-mail: sales@macroteam.ru, http://www.macroteam.ru

Окончание. Начало № 3/2004

Анализ SFR-совместимости микроконтроллеров фирмы Silabs

В рамках последней статьи цикла произведен системный анализ совместимости подсистемы компараторов микроконтроллеров фирмы Silicon Laboratories, описаны управляющие регистры, отмечены особенности структур подсистемы и функционирования.

ПОДСИСТЕМА КОМПАРАТОРОВ

Все семейства микроконтроллеров фирмы Silicon Laboratories (SiLabs) [1] оснащаются подсистемами компараторов, причем большинство семейств имеет по два компаратора. Несмотря на то, что эта подсистема является достаточно простой, ее структуры значительно различаются от семейства к семейству. На рис. 1 показана структура подсистемы компараторов семейств C8051F0xx, C8051F01x и C8051F02x.

Как видно из рис. 1, в состав подсистемы входят два практически идентичных компаратора. Разница между ними лишь в том, что выход первого компаратора CPT0 может быть источником сигнала «Сброс» и подключен в подсистеме сброса. У части микроконтроллеров, например F002, F007, F012 и F017, второй компаратор отсутствует. Особенностью структуры является наличие индивидуальных входов (выводов микросхемы) для каждого из компараторов.

Подсистемы компараторов семейств микроконтроллеров C8051F04x, C8051F06x, C8051F12x и C8051F13x имеют сходную структуру, состоящую из трех (C8051F04x и C8051F06x) или двух (C8051F12x и C8051F13x) оди-

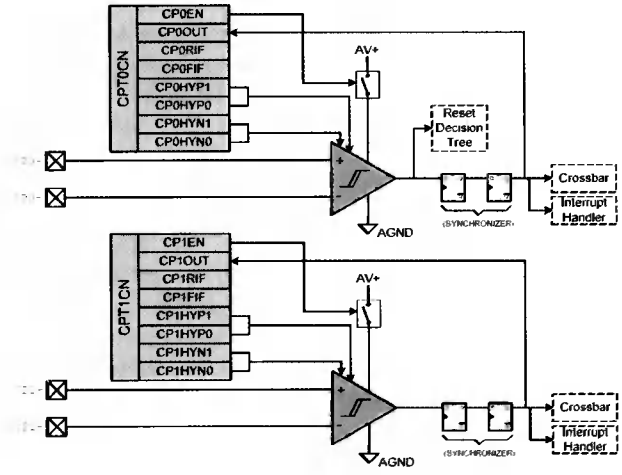


Рис. 1

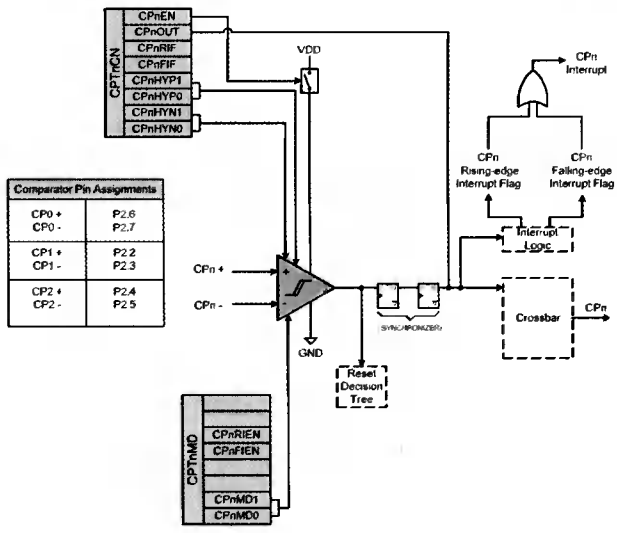


Рис. 2

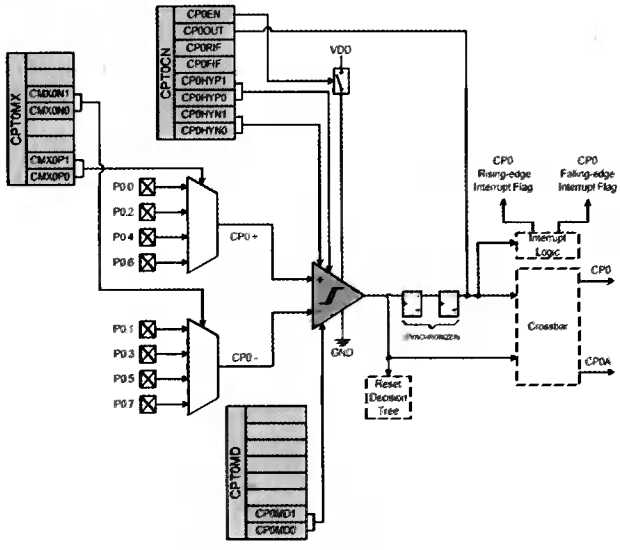


Рис. 3

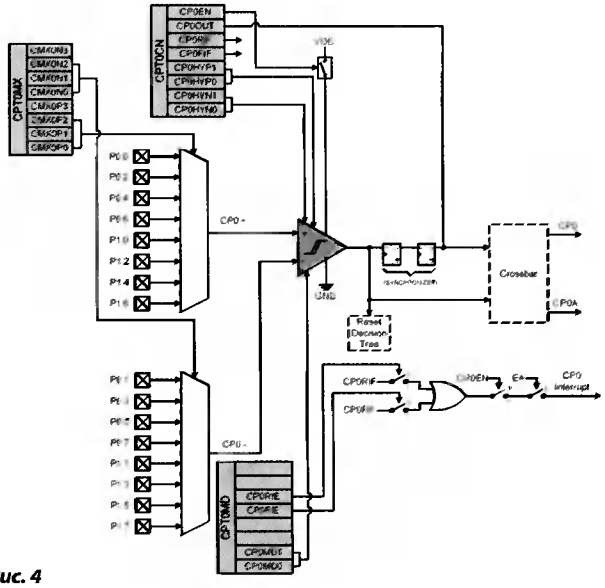


Рис. 4

SILICON LABORATORIES

наковых каналов, один из которых показан на рис. 2.

Особенностью подсистемы является то, что входы каждого из компараторов мультиплексированы с определенными выводами второго порта (таблица на рис. 2). Выход первого компаратора соединен с подсистемой сброса. Выход каждого из компараторов через коммутатор ресурсов Crossbar может быть ассоциирован с выводом одного из портов. Кроме того, имеется возможность программного переключения фронта срабатывания прерывания.

Подсистема компараторов семейства микроконтроллеров C8051F2xx имеет такую же структуру, как и структура семейств C8051F0xx и C8051F01x (рис. 1). Единственное отличие заключается в том, что входы и выходы компараторов не имеют индивидуальных выводов, а мультиплексированы с определенными линиями первого порта.

Подсистемы компараторов семейств микроконтроллеров C8051F30x, C8051F31x и C8051F32x имеют сходную структуру, состоящую из одного (C8051F30x) или двух (C8051F31x и C8051F32x) одинаковых каналов. Схема одного из них (для C8051F30x) приведена на рис. 3.

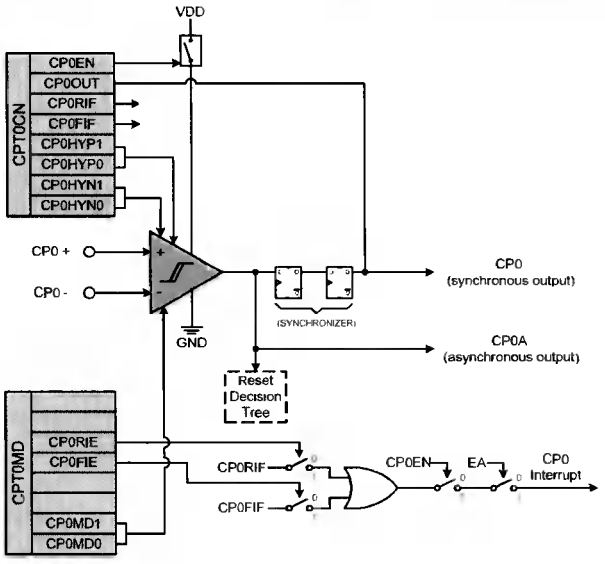


Рис. 5

У остальных семейств входы мультиплексированы на другие линии портов ввода/вывода. Например, для первого компаратора входы соединены с линиями ввода/вывода P1.0, P1.4, P2.0 и P2.4 для положительного входа и линиями ввода/вывода P1.1, P1.5, P2.1 и P2.5 для отрицательного входа.

В состав подсистемы компараторов семейства C8051F33x входит только один компаратор, оснащенный входным управляемым мультиплексором на восемь входов (рис. 4).

Все входы мультиплексора компаратора этого семейства коммутируются на выводы портов P0 и P1. Выход компаратора может быть ассоциирован со свободной линией портов ввода/вывода через коммутатор ресурсов crossbar.

Таблица 1

Название регистра	Назначение	Адрес SFR регистра												
		F00x	F01x	F02x	F04x	F06x	F12x	F13x	F2xx	F30x	F31x	F32x	F33x	F350
CPT0CN	Управление компаратором 0	0x9E	0x9E	0x9E	0x88/1	0x88/1	0x88/1	0x88/1	0x9E	0xF8	0x9B	0x9B	0x9B	0x9C
CPT1CN	Управление компаратором 1	0x9F	0x9F	0x9F	0x88/2	0x88/2	0x88/2	0x88/2	0x9F	—	0x9A	0x9A	—	—
CPT2CN	Управление компаратором 2	—	—	—	0x88/3	0x88/3	—	—	—	—	—	—	—	—
CPT0MD	Режим компаратора 0	—	—	—	0x89/1	0x89/1	0x89/1	0x89/1	—	0x9D	0x9D	0x9D	0x9D	0x9D
CPT1MD	Режим компаратора 1	—	—	—	0x89/2	0x89/2	0x89/2	0x89/2	—	—	0x9C	0x9C	—	—
CPT2MD	Режим компаратора 2	—	—	—	0x89/3	0x89/3	—	—	—	—	—	—	—	—
CPT0MX	Мультиплексор компаратора 0	—	—	—	—	—	—	—	—	0x9F	0x9F	0x9F	0x9F	0x9F
CPT1MX	Мультиплексор компаратора 1	—	—	—	—	—	—	—	—	—	0x9E	0x9E	—	—

Таблица 2

Название регистра — CPTnCN — Comparator n Control Register (Регистр управления компаратором)								
SFR адрес 1(2)-й компаратор семейств F00x, F01x, F02x и F2xx — 0x9E(0x9F), 1(2, 3)-й компаратор семейств F04x, F06x, F12x и F13x — 0x88/1(/2,/3), F30x — 0xF8, F35x — 0x9C 1(2)-й компаратор семейств F31x, F32x и F33x — 0x9B(0x9A)				Значение после сброса — 00000000b (0x00)				
Семейства	Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0
F00x, F01x, F02x, F2xx, F04x, F06x, F12x, F13x, F31x, F32x, F33x, F35x	CPnEN	CPnOUT	CPnRIF	CPnFIF	CPnHYP1	CPnHYP0	CPnHYN1	CPnHYN0
F30x	—	—	CMX0N1	CMX0N0	—	—	CMX0P1	CMX0P0

В состав подсистемы компараторов семейства C8051F35x также входит только один компаратор, однако без входного мультиплексора (рис. 5). Все входы и выходы компаратора этого семейства могут быть ассоциированы со свободными линиями портов ввода/вывода через коммутатор ресурсов crossbar.

Каждый из компараторов всех семейств микроконтроллеров первого поколения (F0xx, F01x, F02x и F2xx) имеет индивидуальный регистр управления CPT0(1)CN. Микроконтроллеры со страничной организацией SFR (F04x, F06x, F12x и F13x) кроме регистра управления компаратора CPT0(1,2)CN имеют еще и регистр режима компаратора CPT0(1,2)MD. У семейства малоформатных микроконтроллеров (F30x, F31x, F32x, F33x и F35x) кроме регистров управления и режима есть еще и регистр мультиплексора компаратора CPT0(1)MX (табл. 1).

Регистры управления компараторами CPT0(1,2)CN различных семейств имеют различные SFR адреса, совпадающие только внутри трех вышеназванных групп семейств (первого поколения, с многостраничной организацией SFR и малоформатные), причем у семейства C8051F30x и C8051F35x SFR адрес полностью отличается от всех остальных семейств. Назначение битов этого регистра для различных семейств микроконтроллеров приведено в табл. 2.

Назначение битов для семейств F0xx, F01x, F02x и F2xx:

- CPnEN — бит разрешения компаратора n (1 — включено; 0 — выключено);
- CPnOUT — флаг состояния выхода компаратора (если CPn+ < CPn–, флаг равен 0, иначе 1);
- CPnRIF — флаг разрешения прерывания по фронту входного импульса (1 — разрешено);
- CPnFIF — флаг разрешения прерывания по спаду входного импульса (1 — разрешено);
- CPnHYP1-0 — биты установки положительного гистерезиса:

00 — гистерезис запрещен;
01 — гистерезис 2 мВ;
10 — гистерезис 4 мВ;
11 — гистерезис 10 мВ;

- CPnHYN1-0 — биты установки отрицательного гистерезиса:

00 — гистерезис запрещен;
01 — гистерезис 2 мВ;
10 — гистерезис 4 мВ;
11 — гистерезис 10 мВ;

Назначение битов для семейств F04x, F06x, F12x, F13x, F31x, F32x и F33x:

CPnEN, CPnOUT, CPnRIF, CPnFIF аналогичны рассмотренному выше семейству.

CPnHYP1-0 и CPnHYN1-0 — биты установки гистерезиса, отличаются лишь его величиной:

00 — гистерезис запрещен;
01 — гистерезис 5 мВ;
10 — гистерезис 10 мВ;
11 — гистерезис 20 мВ.

Назначение битов для семейства F30x:

- CMX0N1-0 — биты выбора инвертирующего входа компаратора 0:

00 — выбран P0.1;
01 — выбран P0.3;
10 — выбран P0.5;
11 — выбран P0.7;

- CMX0P1-0 — биты выбора неинвертирующего входа компаратора 0:

00 — выбран P0.0;
01 — выбран P0.2;
10 — выбран P0.4;
11 — выбран P0.6.

Как уже отмечалось выше, микроконтроллеры семейств F04x, F06x, F12x и F13x со страничной организацией SFR имеют также регистр режима компаратора CPT0(1,2)MD. Эти регистры расположены по одному и тому же адресу 0x89 на разных страницах (1, 2, 3). Назначение битов этих регистров приведено в табл. 3.

Биты 7, 6, 3 и 2 регистров CPT0(1,2)MD не используются и при чтении возвращают 0.

- CPnRIE — бит разрешения (1) прерывания по фронту на выходе компаратора n;
- CPnFIE — бит разрешения (1) прерывания по спаду на выходе компаратора n;
- CPnMD1-0 — биты задания времени срабатывания компараторов:

для микроконтроллеров семейств F04x, F06x, F12x и F13x:

00 — 100 нс;
01 — 500 нс;
10 — 1 мкс;
11 — 4 мкс;

Таблица 3

Название регистра — CPTnMD — Comparator Mode Selection Register n (Регистр режима компараторов)								
F04x, F06x, F12x и F13x — 0x89/1, 2, 3	Значение после сброса — 00000000b (0x00)							
Семейства	Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0
F04x, F06x, F12x, F13x	—	—	CPnRIE	PCnFIE	—	—	CPnMD1	CPnMD0

для микроконтроллеров семейств F30x, F31x, F32x, F33x и F35x:

00 — 100 нс;
01 — 175 нс;
10 — 320 нс;
11 — 1,05 мкс.

Семейства малоформатных микроконтроллеров имеют также регистр мультиплексора компаратора CPT0(1)MX (табл. 4).

- В подсистеме компараторов семейства микроконтроллеров F30x в регистре CPT0MX биты CMX0N1-0 (5 и 4) осуществляют выбор инвертирующего входа компаратора:

00 — вход компаратора подсоединен к выводу P0.1;
01 — к выводу P0.3;
10 — к выводу P0.5;
11 — к выводу P0.7.

- Биты CMX0P1-0 (1 и 0) осуществляют выбор неинвертирующего входа компаратора:

00 — вход компаратора подсоединен к выводу P0.0;
01 — к выводу P0.2;
10 — к выводу P0.4;
11 — к выводу P0.6.

- В подсистеме компараторов семейств микроконтроллеров F31x и F32x в регистре CPTnMX биты CMXnN1-0 (5 и 4) осуществляют выбор инвертирующего входа компаратора:

00 — входы компаратора 1(2) подсоединены к выводам P1.1 и P1.3 соответственно;
01 — к выводам P1.5 и P1.7;
10 — к выводам P2.1 и P2.3;
11 — к выводам P2.5 и P2.7.

- Биты CMX0P1-0 (1 и 0) осуществляют выбор неинвертирующего входа компаратора:

00 — входы компаратора 1(2) подсоединены к выводам P1.0 и P1.2 соответственно;
01 — к выводам P1.4 и P1.6;
10 — к выводам P2.0 и P2.2;
11 — к выводам P2.4 и P2.6.

Подсистема компараторов семейств микроконтроллеров F33x и F35x имеет самый большой входной мультиплексор — на восемь входов.

- В регистре CPTnMX биты 7-4 и 3-0 определяют подключение соответственно инвертирующего и неинвертирующего входов компаратора:

0000 — инвертирующий и неинвертирующий входы компаратора подключены соответственно к выводам P0.1 и P0.0;
0001 — к выводам P0.3 и P0.2;
0010 — к выводам P0.5 и P0.4;
0011 — к выводам P0.7 и P0.6;
0100 — к выводам P1.1 и P1.0;
0101 — к выводам P1.3 и P1.2;
0110 — к выводам P1.5 и P1.4;
0111 — к выводам P1.7 и P1.6.

В заключение отметим особенности структур подсистемы компараторов различных микроконтроллерных семейств. Для большинства ранних семейств микроконтроллеров (F00x, F01x, F02x и F2xx) характерно наличие двух компараторов, причем входы компараторов имеют индивидуальные выводы. Достоинствами такой структуры являются однозначность схемотехники и разводки печатных плат, а также необходимость всего одного SFR регистра для управления компаратором. Недостаток такой структуры также очевиден — индивидуальные выводы компараторов увеличивают общее число выводов корпуса микроконтроллера. Для семейств микроконтроллеров с многостраничной структурой SFR регистров (F04x, F06x, F12x и F13x), имеющих значительно большую насыщенность встроенными периферийными устройствами, серьезной проблемой является нехватка выводов микроконтроллера. Поэтому в этих семействах входы компараторов не имеют индивидуальных выводов, а могут ассоциироваться (подключаться) к строго определенным линиям портов ввода/вывода с помощью коммутатора ресурсов crossbar. Естественно, это повлекло за собой появление дополнительного SFR регистра для подключения входов компараторов. В малоформатных семействах микроконтроллеров (F30x, F31x, F32x, F33x и F35x) входы компараторов также мультиплексированы с линиями портов ввода/вывода, поскольку проблема нехватки выводов в малоразмерных корпусах стоит еще более остро. Однако входы компараторов подключаются в этих семействах к линиям портов через аналоговые мультиплексоры, что позволяет, с одной стороны, более гибко распределять входы компараторов на различные выводы корпуса. Это позволяет значительно упростить разводку печатных плат и уменьшить их площадь. С другой стороны, такая структура дает возможность в случае необходимости осуществлять динамическое подключение входов компаратора.

Таблица 4

Название регистра — CPTnMX — Comparator n MUX Selection Register (Регистр управления мультиплексором компаратора)								
F30x, F31x, F32x, F33x, F35x — 0x9F/0x9E			Значение после сброса — 11111111b (0xFF)					
Семейства	Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0
F30x, F31x, F32x	—	—	CMXnN1	CMXnN0	—	—	CMXnP1	CMXnP0
F33x, F35x	CMXN3	CMXN2	CMXN1	CMXN0	CMXP3	CMXP2	CMXP1	CMXP0

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Настоящий цикл статей ознакомил читателей с регистрами SFR и структурной совместимостью основных периферийных подсистем семейств микроконтроллеров фирмы Silicon Laboratories (SiLabs). Приведенные сведения позволяют проводить сопоставительный анализ семейств при выборе одного из них для определенного проекта, при модернизации изделия, связанной с переходом от одного семейства микроконтроллеров к другому, а также при создании универсальных переносимых библиотек подпрограмм для определенного вида периферийного оборудования. В рамках цикла не рассматривалась достаточно хорошо известная и многократно описанная подсистема таймеров. Также не рассматривались уникальные периферийные узлы, имеющиеся только у одного или двух семейств, такие например, как интерфейсы USB (F32x) и CAN (F04x, F06x), фазовый умножитель частоты PLL (F12x, F13x), механизм прямого доступа в память DMA (F06x) и т. п. Эти узлы требуют более детального изучения и объемного описания, чем это возможно в рамках настоящего цикла.

ЛИТЕРАТУРА:

1. http://www.silabs.com

Олег Николайчук,
г. Кишинев, Молдавия

Редакция журнала «Схемотехника»
приглашает авторов к сотрудничеству

по всем вопросам обращаться
e-mail: editor@dian.ru
тел./факс (095)777-12-15

Требования по оформлению статей см. в № 12, 2002, с. 44 и на сайте редакции www.dian.ru.

Гонорары выплачиваются авторам, проживающим на территории СНГ.

CAN-контроллер SJA1000

Шина CAN в настоящее время вызывает пристальный интерес у разработчиков. Ближайшим конкурирующим стандартом данной шины является стандарт RS-485. По нему существует множество наработок, накоплен большой опыт, предлагается широкий ассортимент элементной базы. В то же время по шине CAN недостаточно информации на русском языке, меньший опыт эксплуатации и несравнимо меньший ассортимент существующей на российском рынке элементной базы. Все это является сдерживающими факторами для широкого распространения шины CAN. Целью данной статьи является популяризация шины CAN, описание опыта разработки и эксплуатации устройств на ее базе, в частности, при построении информационных микрокомпьютерных сетей на базе CAN-контроллера SJA1000. В статье даны минимально необходимые сведения для начала работы с этой микросхемой и передачи данных по шине CAN. Подробная информация приведена в документации на шину CAN [1] и микросхему SJA1000 [2].

Рис. 1

Контроллер SJA1000 широко используется разработчиками при построении сетей на базе шины CAN. Это обусловлено легкостью его сопряжения с однокристальными ЭВМ (ОЭВМ) по мультиплексированной шине «адрес/данные», например, ОЭВМ семейства MCS-51, Atmel AVR, а также ценой — зачастую стоимость решения на базе ОЭВМ и CAN-контроллера SJA1000 ниже, чем использование ОЭВМ с интегрированным CAN-контроллером.

Технические характеристики микросхемы:

- Обработка кадров с 11- и с 29-битными идентификаторами
- Полная поддержка стандарта CAN 2.0b
- Приемный буфер FIFO на 64 байта
- Скорость обмена — 7...1000 Кбайт/с
- Частота резонатора — 24 МГц
- Фильтр сообщений

CAN-контроллер выпускается корпусе DIP28 (рис. 1) и SOP28 и работает в диапазоне температур –40...+125 °С.

Назначение выводов микросхемы представлено в табл. 1.

Стандартный вариант подключения CAN-контроллера SJA1000 к ОЭВМ показан на рис. 2.

Работа с CAN-контроллером SJA1000 осуществляется программированием внутренних регистров (табл. 2) и считыванием/записью данных во

Таблица 1

Наименование	Вывод	Описание
AD7—AD0	2, 1, 28—23	Мультиплексированная шина «адрес/данные»
ALE/AS	3	ALE — режим Intel, AS — режим Motorola. Фиксация адреса в регистре-защелке
CS	4	При уровне лог. 0 микросхема доступна по шине «адрес/данные», шина CAN выводом CS не регулируется
RD/E	5	RD — режим Intel, E — режим Motorola. Чтение данных из контроллера
WR	6	WR — режим Intel, RD/WR — режим Motorola. Запись данных в контроллер
CLKOUT	7	Генерация тактовых импульсов для ОЭВМ
VSS1	8	«Общий» для логических цепей
XTAL1	9	Вывод для подключения резонатора или подачи тактовых импульсов от внешнего генератора
XTAL2	10	Вывод для подключения резонатора
MODE	11	Выбор режима работы: «1» — Intel, «0» — Motorola
$V_{DD}3$	12	+5 В для выходного драйвера (TX0, TX1)
TX0	13	Выход 0 драйвера на физическую линию CAN или трансивер
TX1	14	Выход 1 драйвера на физическую линию CAN
VSS3	15	«Общий» для выходного драйвера (TX0, TX1)
INT	16	Вывод для выдачи прерывания в ОЭВМ в соответствии с маской прерываний. По умолчанию «1», при возникновении прерывания — «0» до тех пор, пока не будет прочитано состояние регистра IR
RST	17	Вывод сброса SJA1000. Подсоединяется к супервизору или через конденсатор к V_{SS} и резистор к V_{DD} (C = 1 мкФ, R = 50 кОм)
VDD2	18	+5 В для входного компаратора (выводы RX0, RX1)
RX0	19	Вход 0 компаратора с физической линии CAN или трансивера
RX1	20	Вход 1 компаратора с физической линии
$V_{SS}2$	21	«Общий» для входного компаратора (выводы RX0, RX1)
$V_{DD}1$	22	+5 В для логических цепей

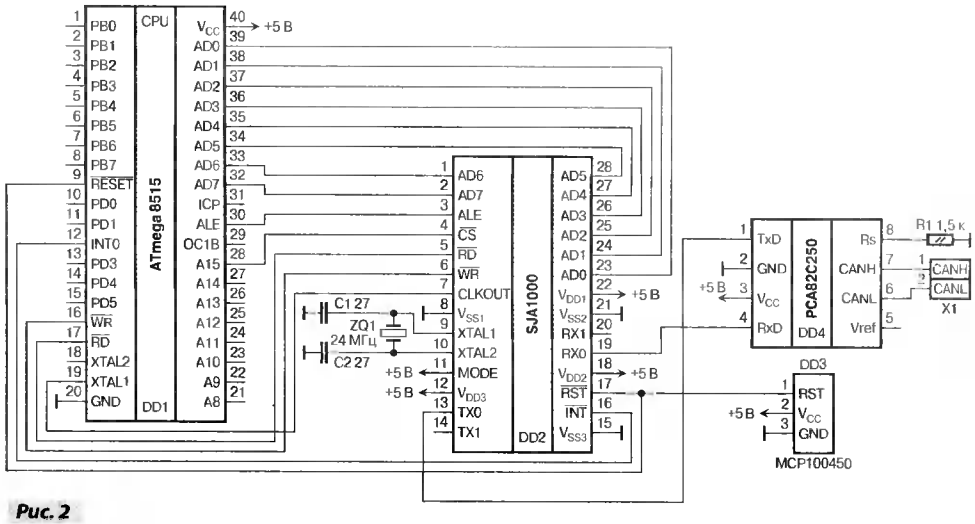


Рис. 2

PHILIPS

Таблица 2

Адрес регистра	Операционный режим		Режим сброса	
	Чтение	Запись	Чтение	Запись
0	Режим работы (mode)	Режим работы (mode)	Режим работы (mode)	Режим работы (mode)
1	(00H)	Команда (command)	(00H)	Команда (command)
2	Состояние (status)	—	Состояние (status)	—
3	Прерывания (interrupt)	—	Прерывания (interrupt)	—
4	Маска прерываний (interrupt enable)	Маска прерываний (interrupt enable)	Маска прерываний (interrupt enable)	Маска прерываний (interrupt enable)
5	Зарезервировано (reserved (00H))	—	Зарезервировано (reserved (00H))	—
6	Установка скорости передачи (bus timing 0)	—	Установка скорости передачи (bus timing 0)	Установка скорости передачи (bus timing 0)
7	Установка скорости передачи (bus timing 1)	—	Установка скорости передачи (bus timing 1)	Установка скорости передачи (bus timing 1)
8	Установка выводов TXx (output control)	—	Установка выводов TXx (output control)	Установка выводов TXx (output control)
9	Для внутренних целей (test)	Для внутренних целей (test)	Для внутренних целей (test)	Для внутренних целей (test)
10	Зарезервировано (reserved (00H))	—	Зарезервировано (reserved (00H))	—
11	Потеря арбитража (arbitration lost capture)	—	Потеря арбитража (arbitration lost capture)	—
12	Тип ошибки (error code capture)	—	Тип ошибки (error code capture)	—
13	Пороговое значение счетчика ошибок (error warning limit)	—	Пороговое значение счетчика ошибок (error warning limit)	Пороговое значение счетчика ошибок (error warning limit)
14	Счетчик ошибок приема (RX error counter)	—	Счетчик ошибок приема (RX error counter)	Счетчик ошибок приема (RX error counter)
15	Счетчик ошибок передачи (TX error counter)	—	Счетчик ошибок передачи (TX error counter)	Счетчик ошибок передачи (TX error counter)
16	Информация о принятом кадре (RX frame information)	Информация о переданном кадре (TX frame information)	Код фильтра 0 (acceptance code 0)	Код фильтра 0 (acceptance code 0)
17	Код принятого сообщения 1 (RX identifier 1)	Код передаваемого сообщения 1 (TX identifier 1)	Код фильтра 1 (acceptance code 1)	Код фильтра 1 (acceptance code 1)
18	Код принятого сообщения 2 (RX identifier 2)	Код передаваемого сообщения 2 (TX identifier 2)	Код фильтра 2 (acceptance code 2)	Код фильтра 2 (acceptance code 2)
19	Код принятого сообщения 3 (RX identifier 3)	Код передаваемого сообщения 3 (TX identifier 3)	Код фильтра 3 (acceptance code 3)	Код фильтра 3 (acceptance code 3)
20	Код принятого сообщения 4 (RX identifier 4)	Код передаваемого сообщения 4 (TX identifier 4)	Маска фильтра 0 (acceptance mask 0)	Маска фильтра 0 (acceptance mask 0)
21	Принятый байт 1 (RX data 1)	Передаваемый байт 1 (TX data 1)	Маска фильтра 1 (acceptance mask 1)	Маска фильтра 1 (acceptance mask 1)
22	Принятый байт 2 (RX data 2)	Передаваемый байт 2 (TX data 2)	Маска фильтра 2 (acceptance mask 2)	Маска фильтра 2 (acceptance mask 2)
23	Принятый байт 3 (RX data 3)	Передаваемый байт 3 (TX data 3)	Маска фильтра 3 (acceptance mask 3)	Маска фильтра 3 (acceptance mask 3)
24	Принятый байт 4 (RX data 4)	Передаваемый байт 4 (TX data 4)	Зарезервировано (reserved (00H))	—
25	Принятый байт 5 (RX data 5)	Передаваемый байт 5 (TX data 5)	Зарезервировано (reserved (00H))	—
26	Принятый байт 6 (RX data 6)	Передаваемый байт 6 (TX data 6)	Зарезервировано (reserved (00H))	—
27	Принятый байт 7 (RX data 7)	Передаваемый байт 7 (TX data 7)	Зарезервировано (reserved (00H))	—
28	Принятый байт 8 (RX data 8)	Передаваемый байт 8 (TX data 8)	Зарезервировано (reserved (00H))	—
29	Счетчик принятых сообщений (RX message counter)	—	Счетчик принятых сообщений (RX message counter)	—
30	Адрес приемного буфера (RX buffer start address)	—	Адрес приемного буфера (RX buffer start address)	Адрес приемного буфера (RX buffer start address)
31	Предделитель (clock divider)	Предделитель (clock dvider)	Предделитель (clock divider)	Предделитель (clock divider)
32...127	Внутренняя память (internal RAM)	—	Внутренняя память (internal RAM)	Внутренняя память (internal RAM address)

внутренний буфер приема/передачи через мультиплексированную шину «адрес/данные».

Для адресации внутренних регистров CAN-контроллера достаточно 256-ти адресов, т. е. используется только один мультиплексированный порт «адрес/данные». В случае подключения нескольких CAN-контроллеров выводы CS можно подключить к порту, задающему старший байт адреса. Выводы $\overline{ALE}$, $\overline{RD}$, $\overline{WR}$ соединяются, соответственно, с выводами $\overline{ALE}$, $\overline{RD}$, $\overline{WR}$ ОЭВМ. Микросхема SJA1000 генерирует тактовые импульсы на выходе CLKOUT, так что ОЭВМ можно тактировать с этого вывода. CAN-контроллер может работать с семействами микросхем Intel и Motorola, поэтому необходимо задать режим Intel/Motorola. При подаче на вывод микросхемы Mode лог. 1 устанавливается режим Intel, при лог. 0 — Motorola. В режиме Intel на выводе CLKOUT генерируются тактовые импульсы частотой в два раза меньшей тактовой частоты SJA1000, т. е. 12 МГц, для режима Motorola — в четыре раза меньшей, т. е. 6 МГц. Вывод RST можно подключить либо к общему с ОЭВМ супервизору, либо использовать RC-цепочку для сброса контроллера при включении.

Продолжение статьи см. на с. 32.

Продолжение. Начало № 2/2004

Цифровые сигнальные процессоры

Устройство обмена между шинами

В операциях обмена данными и при загрузке данных вычислительными устройствами процессора часто используется устройство обмена между шиной памяти программ PMD и шиной памяти данных DMD. Это устройство позволяет передавать данные между упомянутыми выше шинами в обоих направлениях. Рассмотрим работу данного устройства, его структурная схема приведена рис. 1.

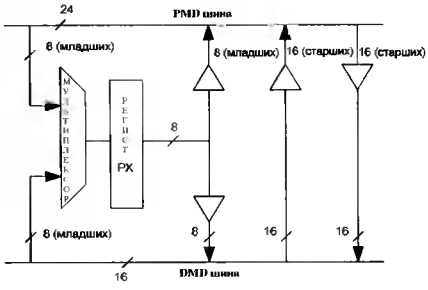


Рис. 1

Как видно из рис. 1, устройство состоит из нескольких буферов, мультиплексора и регистра PX. Регистр PX используется для временного хранения восьми разрядов данных. Он необходим для обеспечения корректной передачи данных между 16-разрядной шиной DMD и 24-разрядной шиной PMD. Старшие 16 разрядов 24-разрядной шины PMD передаются на 16 разрядов шины DMD непосредственно, а восемь младших разрядов записываются в регистр PX, а затем передаются на младшие восемь разрядов шины DMD.

Из структурной схемы видно, что данные между шинами передаются двумя путями. Первый путь позволяет осуществлять прямую пересылку старших 16-ти разрядов данных между шинами через буферные регистры. Второй путь служит для пересылки младших восьми разрядов данных между шинами.

Рассмотрим механизм обмена данными с использованием регистра PX.

Когда данные считываются из памяти программ в любой регистр, происходит автоматическая загрузка регистра PX младшими восемью разрядами 24-разрядного слова. Например:

```
AX0 = PM(17,M7);
```

При выполнении этой команды старшие 16 разрядов 24-разрядного слова памяти программы загружаются в регистр AX0, а младшие восемь автоматически загружаются в регистр PX.

При записи данных в память программ содержимое регистра PX автоматически считывается в младшие восемь разрядов памяти программ. Например:

```
PM(17,M7) = AX0;
```

Здесь данные регистра AX0 записываются в старшие 16 разрядов 24-разрядного слова памяти программы, а восемь разрядов, хранящиеся в регистре PX от предыдущей команды — в младшие восемь разрядов этого же слова. Таким образом, достигается пересылка данных между 16-ти и 24-разрядными шинами.

Кроме того, существуют команды прямого доступа к регистру PX с шины памяти данных. При этом используются только младшие восемь разрядов шины данных, а старшие восемь отбрасываются или заполняются нулями. Например:

```
PX = AX0;
```

Эта команда передает в регистр PX восемь младших разрядов из регистра AX0 через шину данных. Восемь старших разрядов 16-разрядного слова при этом отбрасываются.

Следующая команда передает содержимое регистра PX в восемь младших разрядов регистра AX0. При этом старшие восемь разрядов регистра AX0 заполняются нулями.

```
AX0 = PX;
```

Каждый раз, когда содержимое какого-либо регистра записывается в память программ, из этого регистра передаются 16 старших разрядов, а содержимое регистра PX автоматически добавляется в качестве младших восьми разрядов данных. Если эти восемь младших разрядов регистра PX должны иметь определенное значение, они должны быть предварительно загружены в регистр PX соответствующей командой.

Ниже приведен модуль программы, предназначенной для пересылки 24-разрядных данных из одной области памяти программ в другую при помощи 16-разрядного регистра.

```
.MODULE copy_pdm;
{
Входные данные:
I4 = адрес источника данных
L4 = длина буфера данных
I5 = адрес приемника данных
Выходные данные:
Перемещенные данные
Изменяемые регистры:
AR, M4
}
.ENTRY COPY_PMDAT;
COPY_PMDAT:
        M4 = 1;
CNTR = L4;
DO COPY_MEM UNTIL CE;
AR = PM(I4, M4);
PM(I5, M4) = AR;
COPY_MEM:
RTS;
.ENDMOD;
```

Обратите внимание, что в этой программе регистр PX явным образом в командах не используется, тем не менее, пересылка 24-разрядных данных через 16-разрядный регистр AR осуществляется корректно благодаря автоматическому режиму работы устройства обмена данными с применением регистра PX.

Продолжение следует

Олег Вальпа,
г. Миасс Челябинской обл.

Продолжение. Начало — № 11/2004

Микроконтроллеры? Это же просто!

Продолжаем публикацию глав третьего тома книги Александра и Алексея Фрунзе «Микроконтроллеры? Это же просто!». Вторая глава посвящена преобразованию беззнаковых целых чисел.

В предыдущей части публикации мы отметили, что микроконтроллеры и микропроцессоры оперируют с двоичными числами, поскольку двоичное представление более естественно и легко реализуемо для цифровых систем, а также обеспечивает максимальную помехозащищенность передаваемой цифровой информации. Далее мы рассмотрели, как реализуются двоичное сложение, вычитание, умножение и деление, и привели примеры соответствующих подпрограмм для обработки двоичных 16-битовых (или двухбайтовых) чисел. Мы убедились, что все эти операции могут быть реализованы на основе команд сложения, вычитания и сдвига, в результате чего любой микроконтроллер, имеющий в своем наборе команд эти инструкции, может легко выполнить все перечисленные арифметические операции.

Однако мы, люди, привыкли оперировать с десятичными числами. Мы легко запомним, например, десятичное число 156_{10}, в то время как его двоичный эквивалент 10011100_2 чрезвычайно сложен для моментального считывания с дисплея и последующего запоминания или для безошибочного ввода его в вычислительную систему. Запомнить двоичное представление первых пятнадцати-двадцати десятичных чисел среднему человеку обычно удается, но необходимость постоянно вводить в систему и считывать из нее более чем шестиразрядные двоичные числа угнетающе действует на умственные способности оператора. Альтернативой является использование так называемой двоично-десятичной системы. Двоичное число преобразуется в десятичное, однако каждая его десятичная цифра представляется комбинацией все тех же двоичных цифр, понятных нашим дешифраторам, отображающим результат на дисплее. В итоге система представляет на дисплее результаты вычислений в привычной нам десятичной форме, но на входах дешифраторов присутствуют все те же нулики и единички.

Двоично-десятичная система является так называемой смешанной системой счисления, в которой каждая цифра одной (в данном случае десятичной) системы представляется фиксированным числом цифр другой (двоичной) системы. Минимально необходимое число двоичных разрядов, необходимое для представления любой десятичной цифры, равно четырем, поэтому каждая десятичная цифра кодируется четырехбитным двоичным числом. Между десятичными числами и их четырехбитными двоичными эквивалентами устанавливается взаимно-однозначное соответствие. Возможны различные варианты установления этого соответствия, порождающие различные двоично-десятичные коды с теми или иными свойствами. В нашей книге мы будем пользоваться одним из наиболее распространенных кодов — кодом с естественными весами 8, 4, 2, 1, в котором десятичные цифры кодируются их естественными двоичными эквивалентами: 0_{10} — это 0000_2, 1_{10} — это 0001_2, 2_{10} — это 0010_2, 3_{10} — это 0011_2, 4_{10} — это 0100_2, 5_{10} — это 0101_2, 6_{10} — это 0110_2, 7_{10} — это 0111_2, 8_{10} — это 1000_2 и, наконец, 9_{10} — это 1001_2. Этот код преимущественно применяется при вводе и выводе данных вкупе с соответствующими преобразованиями из одной системы счисления в другую, но, как мы далее убедимся, он может использоваться и непосредственно при обработке данных.

Настоящая раздел публикации посвящен преобразованию двоичных чисел в двоично-десятичные и обратному к нему (из двоично-десятичных в двоичные). В принципе, можно было бы ограничиться рассмотрением всего одной подпрограммы преобразования из двоичного в двоично-десятичное представление и одной — из двоично-десятичного в двоичное. Но на практике алгоритмов преобразования может быть довольно много, и было бы полезно ознакомиться хотя бы с несколькими из них — это расширит кругозор читателей и позволит им пополнить набор практических навыков составления программ. Поэтому мы предложим вам пять алгоритмов преобразования 16-битных двоичных чисел в двоично-десятичные и два — из двоично-десятичного в двоичное и, естественно, подпрограммы, их реализующие. Так что наберитесь терпения и познакомьтесь с тем, сколь широки могут быть возможности программиста при решении даже таких несложных задач, как преобразование кодов.

И последнее, о чем хотелось бы сказать, прежде чем мы перейдем к подпрограммам преобразования. Давайте договоримся, что если около числа не указано основание его системы счисления, то это число является десятичным. Иными словами, число 10 — это 10_{10}, а число 10_2 — это двойка, записанная в двоичной системе. При этом в ряде случаев мы все же будем ставить десятичное основание справа от числа — это иногда позволяет избежать ошибок, связанных с невнимательностью. Кстати, мы и раньше придерживались этого правила, хотя в явном виде его до сих пор не формулировали.

ПРЕОБРАЗОВАНИЕ 16-БИТНЫХ ДВОИЧНЫХ ЧИСЕЛ В ДВОИЧНО-ДЕСЯТИЧНЫЕ

Начнем с преобразования 16-битных двоичных чисел в двоично-десятичные. Рассмотрим самый простой алгоритм. Исходное двоичное число в полном соответствии с рассмотренными выше правилами двоичного деления разделим на $1010_2=10_{10}$. Частное от деления сохраним для последующих делений, а вот остаток (который, кстати, может быть и нулевым) запомним — как будет ясно чуть позже, он является младшей цифрой искомого десятичного числа. Почему десятичного? Да потому, что мы фактически преобразовываем двоичное число в десятичное, но результирующие цифры последнего будут представлены двоичными числами. Если для кого из читателей это все еще не очевидно, вернитесь к материалу, изложенному в начале текущей главы.

Итак, первый остаток от деления исходного числа на 10_{10} — это младший (нулевой) разряд искомого десятичного числа. Идем дальше. Если частное от упомянутого деления меньше 10_{10}, то это частное и есть первый (старший) разряд искомого числа и на этом преобразование должно быть завершено. Если же частное больше 10_{10},

снова разделим его на 10_{10}. Полученное (теперь уже второе по счету) частное опять сохраним для последующих делений, а остаток, как несложно догадаться, запомним как первый разряд искомого десятичного числа.

Те, кто уже сообразил, как происходит преобразование, потерпите — я опишу еще один цикл последовательности преобразования, после которого оно должно стать понятным уже для всех читателей. Если частное от второго деления меньше 10_{10}, то это частное и есть второй (в данном случае старший) разряд искомого числа и на этом преобразование должно быть завершено. Если же частное больше 10_{10}, снова разделим его на 10_{10}. Полученное (теперь уже третье по счету) частное опять сохраним для последующих делений, а остаток, как несложно догадаться, сохраним как второй разряд искомого десятичного числа.

Рассказывать о том, как в четвертый и в пятый раз нужно делить полученные частные на 10_{10} и сохранять остатки, не будем. Но для большей очевидности подкрепим сказанное следующим простым примером. Пусть нам нужно преобразовать двоичное число 10011010010_2 в десятичное (скажу заранее, что в результате мы должны получить 1234_{10}). Разделим исходное двоичное число на 1010_2=10_{10}, получим частное, равное 1111011_2 (123_{10}) и 4_{10} в остатке. Посмотрите внимательно, совпадает ли этот первый остаток с младшим разрядом числа 1234_{10}, которое должно получиться в результате преобразования? Если совпал, идем далее.

Разделим 1111011_2 (123_{10}) на 10_{10}. Если вы правильно выполните деление, то получите частное, равное 1100_2 (12_{10}) и 3_{10} в остатке. Вот вы и получили следующий, первый разряд результата преобразования. Далее, разделив 1100_2 (12_{10}) на 10_{10}, вы получите единичное частное и двойку в остатке. Двойка, как нетрудно сообразить, это второй разряд искомого десятичного числа, а единица, поскольку она уже меньше 10_{10}, — это третий, старший разряд.

Почему остатки от последовательных делений исходного двоичного числа на 10_{10} дают в итоге его десятичный эквивалент? Ответ становится очевидным, если вы внимательно посмотрите на остатки и частные в десятичной форме, которые мы умышленно привели в рассмотренном выше примере. Остаток от деления десятичного 1234 на 10_{10} — это ведь четверка, младший разряд 1234_{10}! А остаток от деления десятичного 123 на десятку — тройка, следующий разряд! Надеюсь, после сказанного алгоритм преобразования стал очевидным теперь уже для всех читателей.

Именно этот алгоритм реализован в подпрограмме B16BCDA (рис. 55). Исходное 16-разрядное двоичное число расположено в регистрах R5 и R4 (как обычно, старший байт в R5, младший в R4). Деление осуществляется при помощи подпрограммы DIV16, описанной в первой главе, расположенный в регистрах R3 и R2 делитель равен 10_{10}. Остатки от деления, т. е. цифры искомого результата преобразования по мере получения сохраняются в стеке, каждый цикл нахождения очередной цифры сопровождается увеличением на 1 содержимого регистра R1. После того, как будет найдена старшая цифра, в R1 будет храниться число цифр, полученных в результате преобразования, т. е. разрядность полученного в результате десятичного числа. В дальнейшем содержимое R1 используется для правильной выгрузки полученных в результате преобразования цифр из стека в пятибайтовый буфер, адрес младшего байта которого храниться в регистре R0. Остальное, надеюсь, очевидно и не требует подробных объяснений.

```
B16BCDA:
;;;
```

Замечу, что выше мы определяли двоично-десятичные числа как десятичные числа, каждая из цифр которого представлена ее четырехбитным двоичным эквивалентом. В подпрограмме B16BCDA десятичные цифры представлены в буфере своими восьмибитными двоичными эквивалентами. Это чуть расходится с приведенным определением двоично-десятичного числа, но старшие четыре разряда каждого из упомянутых восьмибитных двоичных эквивалентов — незначащие нули, так что в дальнейшем при необходимости их можно отбросить, и полученный результат будет соответствовать введенному определению.

Рассмотренная подпрограмма имеет один недостаток — для деления на 10 она использует довольно медленную подпрограмму DIV16. Увы, микроконтроллеры семейства x51 не обладают аппаратными средствами для быстрого деления четырехбайтового числа на двухбайтовое или даже двухбайтового на однобайтовое. В своей системе команд они имеют лишь весьма ограниченную по своим возможностям инструкцию целочисленного деления DIV AB, которая осуществляет деление содержимого аккумулятора на содержимое регистра B. После выполнения инструкции целая часть частного остается в аккумуляторе, а регистр B содержит остаток от деления.

Однако, сколь бы эта команда не была глупой и несовершенной на первый взгляд, тем не менее она может иногда оказаться полезной. Один из авторов настоящих строк был немало удивлен тем, что с помощью этой, бестолковой с его точки зрения, инструкции, тем не менее, можно осуществить быстрое целочисленное деление числа любой длины на число из диапазона от 1 до 15. В качестве примера рассмотрим подпрограмму DIV_R5R4_10, осуществляющую быстрое деление на 10 числа, содержащегося в регистрах R5 и R4. Как нетрудно догадаться, эту подпрограмму можно использовать вместо DIV16 в подпрограмме преобразования 16-битных двоичных чисел в двоично-десятичные, аналогичной приведенной на рис. 55 (рис. 56).

Для того, чтобы понять, как можно осуществить подобное деление при помощи инструкции DIV AB, рассмотрим следующее преобразование. Как мы договорились, делимое находится в регистрах R5 и R4 и представляется числом

$$(R5H) \cdot 4096 + (R5L) \cdot 256 + (R4H) \cdot 16 + (R4L), \qquad (30)$$

где заключенные в скобки (R5H), (R5L), (R4H) и (R4L) — это шестнадцатеричные цифры, хранящиеся в соответствующих тетрадах.

Преобразуем первое слагаемое в выражении (30) следующим образом:

$$(R5H) \cdot 4096 = [(R5H)/10] \cdot 10 \cdot 4096 + \\ + \{(R5H) - [(R5H)/10] \cdot 10\} \cdot 4096, \qquad (31)$$

где заключенная в квадратные скобки дробь [(R5H)/10] есть ничто иное, как целое частное от деления (R5H) на 10, а число в фигурных скобках — остаток от этого деления (мы договаривались, что если около числа не указано основание его системы счисления, то это число является десятичным, т. е. число 10 —это 10_{10}).

Если теперь мы осуществим операцию целочисленного деления числа (R5H)*4096 на 10 при помощи инструкции DIV AB, получим следующее:

$$(R5H) \cdot 4096 / 10 = ([(R5H)/10] \cdot 4096 , \\ \{(R5H) - [(R5)H/10] \cdot 10\} \cdot 4096) , \qquad (32)$$

где по-прежнему [(R5H)/10] есть ничто иное, как целое частное от деления (R5H) на 10, а {(R5H) – [(R5H)/10] 10} · 4096 — остаток от этого деления.

Итак, мы осуществили деление на 10 первого слагаемого выражения (30). У нас есть частное, соответствующее весу 4096 (это [(R5H)/10]) и остаток {(R5H) – [(R5H)/10] · 10}, который на 10 уже не делится, но отбросить его мы не

```
DIV_R5R4_10:
;;;
```

можем. Как же быть? Очень просто. Заметьте, что в выражение (30) этот остаток входит с весовым коэффициентом 4096 (т. е. попросту говоря, перед суммированием мы должны умножить его на 4096). Но 4096 — это 16 × 256. Иными словами, число с весовым коэффициентом 4096 эквивалентно этому же числу, умноженному на 16, но имеющему весовой коэффициент 256. Раз так, то остаток {(R5H) – [(R5H)/10] · 10} нужно не отбрасывать, а умножить на 16 и сложить с (R5L) и эту сумму взять в (30) с весом 256:

$$(R5H) \cdot 4096 + (R5L) \cdot 256 + (R4H) \cdot 16 + (R4L) = [(R5H)/10] \cdot 10 \cdot 4096 + 16 \cdot \{(R5H) - [(R5H)/10] \cdot 10\} \cdot 256 + (R5L) \cdot 256 + (R4H) \cdot 16 + (R4L). \quad (33)$$

Как видите, остаток, нас беспокоивший, попросту нужно умножить на 16 и сложить с цифрой, входящей в число с более низким весовым коэффициентом.

Итак, что мы с вами сделали? Мы взяли первое слагаемое выражения (30), входившее в него со старшим весовым коэффициентом 4096 и разбили его на два числа, одно из которых, [(R5H)/10] · 10, делится нацело на наш делитель (10), а другое, которое уже не делится, мы умножили на 16 и прибавили ко второму слагаемому, входящему в (30) с весом 256. Если ввести обозначение

$$(R5LS) = 16 \cdot \{(R5H) - [(R5H)/10] \cdot 10\} + (R5L), \quad (34)$$

то (28) можно записать следующим образом:

$$(R5H) \cdot 4096 + (R5L) \cdot 256 + (R4H) \cdot 16 + (R4L) = [(R5H)/10] \cdot 10 \cdot 4096 + (R5LS) \cdot 256 + (R4H) \cdot 16 + (R4L). \quad (35)$$

Как видите, первое слагаемое кратно 10. Теперь проделаем то же самое со вторым слагаемым (R5LS) · 256. Опуская промежуточные вычисления, запишем, что получится в результате этого преобразования:

$$(R5H) \cdot 4096 + (R5L) \cdot 256 + (R4H) \cdot 16 + (R4L) = [(R5H)/10] \cdot 10 \cdot 4096 + [(R5LS)/10] \cdot 10 \cdot 256 + (R4HS) \cdot 16 + (R4L), \quad (36)$$

где

$$(R4HS) = 16 \cdot \{(R5LS) - [(R5LS)/10] \cdot 10\} + (R4H). \quad (37)$$

Если вы еще не догадались, к чему мы ведем, объясню. Мы стараемся представить исходное выражение (30) не в виде суммы цифр с весовыми коэффициентами 4096, 256, 16 и 1, а в виде суммы чисел с этими же весовыми коэффициентами, но кратных делимому, т. е. 10. Тогда деление на 10 представленного в виде второй суммы исходного числа станет предельно простым. Вначале разделим на 10 первое слагаемое (оно равно [(R5H)/10] · 10 · 4096 и разделится нацело) и возьмем частное от этого первого промежуточного деления старшей цифрой окончательного частного, имеющей весовой коэффициент 4096. Далее разделим на 10 второе слагаемое (оно равно [(R5LS)/10] · 10 · 256 и также разделится нацело) и возьмем частное от этого второго промежуточного деления второй слева цифрой окончательного частного, имеющей весовой коэффициент 256. Затем последует очередь третьего слагаемого, которое к этому моменту также должно быть кратно 10, и после этого — четвертого. Остаток от деления последнего и будет окончательным остатком.

Все вышеописанное реализовано в подпрограмме DIV_R5R4_10, приведенной на рис. 56. Единственное различие между программой и приведенным выше описанием принципа ее работы заключается в том, что в вышеприведенных формулах мы осуществляли преобразования, дробящее каждое из слагаемых на два сомножителя, один из которых равен 10, дабы после этого наглядно увидеть, что останется после деления упомянутого слагаемого на эту десятку, а рассматриваемая подпрограмма сразу осуществляет деление на 10 без каких-либо предварительных наглядных для нас преобразований, после чего умножает остаток от деления на 16 командой SWAP A и складывает со следующей цифрой. Преобразования (30)—(36) нам понадобились для того, чтобы как можно нагляднее объяснить, как же работает подпрограмма DIV_R5R4_10.

После того, как мы проанализировали принцип быстрого деления с помощью команды целочисленного деления однобайтового числа на однобайтовое с получением целого частного и остатка, целесообразно сделать два замечания. Первое заключается в следующем. Как мы уже убедились, имея команду целочисленного деления однобайтового (восьмибитного) числа на такое же восьмибитное с получением целого частного и остатка, мы в состоянии организовать деление числа любой длины на любое ненулевое четырехбитное число. Если вы располагаете в системе команд вашего микроконтроллера командой целочисленного деления двухбайтового (шестнадцатибитного) числа на такое же шестнадцатибитное с получением целого частного и остатка, вы сможете организовать быстрое деление числа любой длины на любое ненулевое восьмибитное число. Далее, по аналогии, если вы располагаете в системе команд вашего микроконтроллера командой целочисленного деления четырехбайтового (тридцатидвухбитного) числа на такое же тридцатидвухбитное с получением целого частного и остатка, вы сможете организовать быстрое деление числа любой длины на любое ненулевое шестнадцатибитное число и т. д., хотя вероятность встретить микроконтроллер с командами шестидесятичетырехбитного деления пока еще крайне низка. Принцип организации такого деления описан выше.

И второе, если мы разделим на 10 число, равное, например 54321, при помощи подпрограммы DIV16, это потребует 484 мкс у стандартного x51, работающего на частоте 12 МГц. Подпрограмма DIV_R5R4_10 потребует на это 51 мкс. Как часто говорят в последнее время, почувствуйте разницу.

Продолжение следует

Александр Фрунзе,
Алексей Фрунзе,
г. Москва

Вероятностная синхронизация в телекоммуникационных системах

Разграничение каналов в мультиплексированном потоке данных

В предыдущих статьях [1—3] предложен новый способ установления и поддержания синхронизации между удаленными друг от друга устройствами, основанный на «вероятностном» взаимодействии между устройствами. В данной статье предлагается идея и пример построения двухканальной системы «мультиплексор-демультиплексор», предназначенной для объединения и разделения потоков данных при их передаче по линии связи. Как и в ранее описанных системах, применение вероятностной синхронизации позволяет сократить число избыточных битов до пренебрежимо малого уровня, исключить программные средства поддержки и уменьшить время восстановления синхронизации в случае ее потери.

В традиционных системах мультиплексированной передачи данных с временным разделением каналов TDM (Time Division Multiplexing) потоки битов от разных источников смешиваются в линии связи, а затем на удаленной стороне распределяются по соответствующим направлениям (рис. 1, *а*).

При передаче суммарного потока данных по линии связи в ту или иную сторону каждому каналу отводится определенный временной интервал. Чтобы упорядочить последовательность этих интервалов, данные группируются в информационные кадры. В каждом кадре размещение канальных интервалов фиксировано. Для распознавания границ между кадрами в начале каждого из них помещается некоторый код, обычно именуемый флагом.

Многоразрядный флаг (рис. 1, *б*) может быть представлен уникальным или неуникальным кодом. Уникальность флагового кода достигается введением в тело кадра избыточных битов с помощью процедуры бит-стаффинга [4]. После выполнения этой процедуры ложные копии флага обратимо искажаются, а истинный флаг остается неизменным и однозначно распознается приемником как признак начала кадра. Использование многоразрядного неуникального флага также допустимо, при этом в потоке битов истинные флаги распознаются на фоне ложных в результате непрерывного сбора и анализа статистических данных о положении тех и других во времени. Это, однако, приводит к задержке установления кадровой синхронизации между передатчиком и приемником и связано с применением относительно сложных программных средств.

Минимально возможная длина флага составляет один бит (рис. 1, *в*) [4, 5]. Идея использования такого флага заключается в следующем. В установившемся режиме после вхождения мультиплексоров в кадровый синхронизм каждый мультиплексор помечает передаваемые им в линию последовательные кадры фиксированной длины чередующимися одноразрядными флаговыми битами. Некоторый кадр с номером J (нумерация условная) содержит флаг, равный 0. Следующий кадр с номером J+1 имеет флаг, равный 1. Последующие кадры содержат флаги, равные соответственно 0, 1, 0 и т. д.

Принимая кадр из линии, каждый мультиплексор проверяет соответствие полученного значения флагового бита ожидаемому. Так, после получения кадра с флаговым битом, равным 0, предсказывается поступление кадра с флаговым битом, равным 1. Позиция ожидаемого флагового бита известна, так как кадр имеет фиксированную длину, а предыдущая точка отсчета границы кадра уже отслежена в предыстории.

В отсутствие ошибок наблюдается правильное чередование флаговых битов. Ошибки передачи, например связанные с проскальзываниями [4], могут привести к нарушению такого чередования. Ошибки неизбежно обнаруживаются, но, возможно, со значительной задержкой из-за случайных ложных совпадений битов данных с ожидаемыми флаговыми битами. При этом кадровая синхронизация теряется. Ее восстановление проводится в несколько этапов, требует больших затрат времени и выполняется с использованием относительно сложных программных средств.

Предлагаемое далее решение, основанное на вероятностной синхронизации, снижает избыточность, вносимую в мультиплексированный битовый поток, практически до нулевого уровня, уменьшает время восстановления синхронизации и при этом не требует применения каких-либо программных средств.

Для упрощения описания далее рассмотрена двухканальная система и прослеживается только одно направление передачи (слева направо), так как противоположное направление реализуется с использованием аналогичных аппаратных средств. Рассмотренную далее идею вероятностной синхронизации можно применить и для построения многоканальных систем передачи данных.

В предлагаемой системе данные первого и второго каналов и сопровожда-

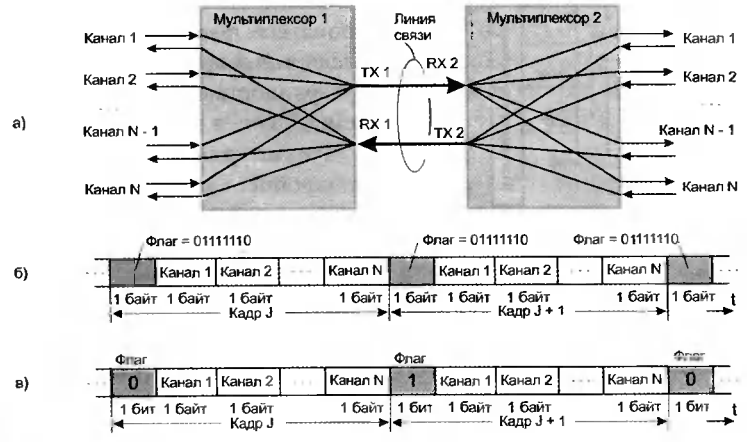


Рис. 1

ющие их синхросигналы смешиваются мультиплексором, пересылаются по линии связи в удаленный демультиплексор и распределяются по соответствующим каналам (рис. 2).

Трассы сигналов, показанные штриховыми линиями, в действительности пролегают внутри линии связи — витой пары проводов. Все процессы, протекающие в системе, синхронизируются от размещенного в мультиплексоре генератора G непрерывной последовательностью импульсов.

Рис. 2

Данные TxD1 и TxD2 поступают на входы системы в ответ на фронты синхросигналов TxC1 и TxC2. Выходные данные RxD1 и RxD2 сопровождаются синхросигналами RxC1 и RxC2. Синхросигналы TxC1 и TxC2 (RxC1 и RxC2) не совпадают во времени; их периодичность иногда нарушается в связи с обнаружением некоторых событий (дешифрации определенных кодовых комбинаций в линии связи), имеющих вероятностный характер.

Прежде чем перейти к более детальному описанию предлагаемой системы, рассмотрим ее общую структуру и идею применения вероятностной синхронизации для разграничения каналов в битовом потоке данных (рис. 3).

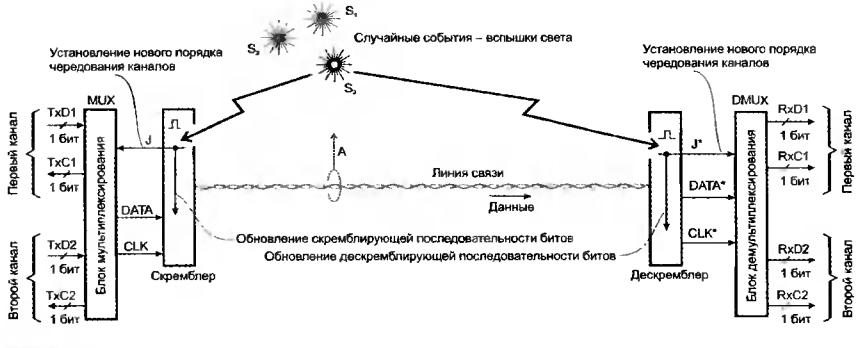


Рис. 3

Передающая аппаратура (мультиплексор) содержит блок мультиплексирования и скремблер [1]. Приемная аппаратура (демультиплексор) включает в себя дескремблер и блок демультиплексирования. Блок мультиплексирования объединяет потоки данных TxD1 и TxD2 в единый поток данных DATA, сопровождаемый непрерывным периодическим синхросигналом CLK. Скремблер преобразует поток данных к виду, при котором последовательность битов, выдаваемых в линию связи, может рассматриваться как случайная. Дескремблер восстанавливает сигналы DATA* = DATA и CLK* = CLK, а блок демультиплексирования распределяет суммарный поток данных DATA* между первым и вторым каналами.

Основная задача состоит в определении приемной аппаратурой принадлежности каждого получаемого бита первому или второму каналам. Для ее решения используется вероятностная синхронизация.

Предположим, что в некоторый момент произошло одно из трех несовместных случайных событий S_1—S_3. Эти события порождаются определенными кодовыми ситуациями в линии связи (стрелка А на рис. 3), точнее, они связаны с обнаружением в потоке скремблированных данных некоторых заранее заданных кодов. На рис. 3 событие S_2 условно показано в виде вспышки света в точке, расположенной ближе к передающей аппаратуре, чем к приемной. Вспышка регистрируется сначала передающей, а затем и приемной аппаратурой. В результате регистрации этого события в скремблере и дескремблере формируются импульсы J и J*. Эти импульсы определяют новый порядок чередования битов в линии связи, т. е. служат опорными метками, ориентирами во времени для указания принадлежности передаваемых битов данных соответствующим каналам.

Если предыстория системы такова, что к моменту формирования импульсов J и J* синхронизация уже была достигнута и новый порядок чередования каналов совпадает со старым, то эти импульсы игнорируются блоками мультиплексирования и демультиплексирования. Если синхронизация не была достигнута или передача данных велась правильно, но новый порядок чередования каналов противоположен старому, то в этом случае блоки мультиплексирования и демультиплексирования на один такт «сбивают шаг» и синхронно устанавливают новый единый порядок чередования каналов.

Импульсы J и J* используются также для синхронизации работы скремблера и дескремблера. Каждое из событий S_i вызывает переход к соответствующим начальным точкам скремблирующей и дескремблирующей последовательностей битов (подробное описание этого процесса приведено в [1]). Это позволяет первоначально установить кодовую синхронизацию, а в случае ее потери автоматически восстановить правильную работу подсистемы «скремблер-дескремблер» при регистрации первого же события S_i.

Преимущества вероятностной синхронизации связаны с тем, что для формирования опорных меток времени (импульсов J и J* — отдаленных аналогов флагов начала кадров) не нужно прикладывать никаких усилий — эти метки возникают спонтанно по мере передачи полезных данных, без введения в поток данных служебных битов. Средняя частота следования меток может регулироваться разработчиком системы или программироваться пользователем. Она определяется скоростью передачи данных, разрядностью искомых (дешифрируемых) кодов и их числом.

Рассмотрим предлагаемую систему подробнее (рис. 4). Начнем с описания ее составных частей.

Сдвиговые регистры RG1 и RG2 предназначены для временного хранения фрагментов SDATA и SDATA* потока скремблированных данных и реализуют функцию «скользящего окна», через которое просматривается битовая последовательность. В установившемся режиме эти фрагменты

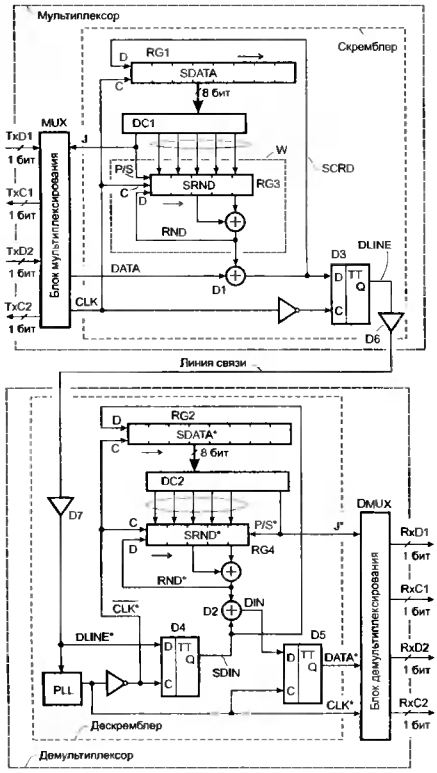


Рис. 4

одинаковы (совпадают с точностью до задержки передачи). Прием очередного бита в регистр RG1 (RG2) происходит по фронту сигнала на синхронизирующем входе C этого регистра. Одновременно с приемом очередного бита с входа D ранее хранимые в регистре данные сдвигаются на один разряд вправо. В данном примере построения системы разрядность регистров RG1 и RG2 выбрана равной восьми, хотя она может быть большей или меньшей.

Генератор W псевдослучайной последовательности битов скремблера выполнен на основе сдвигового регистра RG3. Аналогичный генератор на основе сдвигового регистра RG4 содержится в дескремблере. Регистры RG3 и RG4 предназначены для временного хранения псевдослучайных кодов SRND и SRND*. В установившемся режиме эти коды одинаковы (совпадают с точностью до задержки передачи). Прием очередного бита в регистр с входа D происходит по фронту сигнала на синхронизирующем входе C при условии, что на его управляющем входе P/S (P/S*), задающем режим параллельного или последовательного приема данных, присутствует лог. 0.

Одновременно с приемом очередного бита с входа D происходит сдвиг ранее хранимого кода на один разряд вправо. Если на управляющем входе P/S (P/S*) регистра присутствует лог. 1, по фронту сигнала на синхронизирующем входе C в регистр принимается параллельный код с группы выходов дешифратора DC1 (DC2). В данном примере построения устройства разрядность регистров RG3 и RG4 выбрана равной пяти, хотя она может быть большей или меньшей. При формировании импульсов J и J* регистры RG3 и RG4 одновременно (с точностью до задержки передачи) устанавливаются в одинаковые состояния [1].

Элементы «Исключающее ИЛИ» D1 и D2 формируют скремблированный SCRD и дескремблированный DIN сигналы данных. Триггеры D3, D4 и D5 принимают биты данных с входа D по фронту сигнала на входе синхронизации C. Триггеры D3 и D5 формируют выходные сигналы DLINE и DATA*, в которых на границах между битовыми интервалами сигнал может измениться только один раз, в то время как входные сигналы SCRD и DIN этих триггеров на границах между битовыми интервалами могут многократно изменяться из-за «гонок». Триггер D4 в значительной степени устраняет джиттер входного сигнала (дрожание фронтов на границах между битовыми интервалами) благодаря тому, что прием бита в этот триггер происходит в середине битового интервала, когда переходные процессы сигнала DLINE* уже закончились. Остаточный джиттер сигнала SDIN на выходе триггера D4 определяется неидеальностью сигнала CLK* на выходе генератора PLL с фазовой автоподстройкой частоты. Исходные состояния триггеров D3—D5 произвольны.

Генератор PLL с фазовой автоподстройкой частоты может быть выполнен, например, как показано в [6]. Он предназначен для формирования высокостабильного синхросигнала CLK* на основе непрерывного слежения за входным сигналом DLINE*. Фронт сигнала CLK* привязан к моментам изменения сигнала DLINE*, так что срез сигнала CLK* формируется в середине битового интервала сигнала DLINE*, что соответствует его установившемуся значению.

Благодаря достаточной инерционности генератора PLL сигнал CLK* практически нечувствителен к джиттеру сигнала DLINE* и иным его кратковременным искажениям, вызванным помехами в линии связи. Такое использование генератора с фазовой автоподстройкой частоты в телекоммуникационных системах является общепринятым и далее не детализируется.

Дешифратор DC1 (DC2) является ключевым звеном системы вероятностной синхронизации и предназначен для выделения в потоке скремблированных данных, проходящих через скользящее окно (сдвиговый регистр RG1 (RG2)), определенных кодов $CODE_1$, $CODE_2$, ..., $CODE_K$. При обнаружении дешифратором DC1 (DC2) указанных кодов, на его выходах, обведенных на рис. 4 овалом, формируется соответствующий V-разрядный код $LOAD_1$, $LOAD_2$, ..., $LOAD_K$ для последующей параллельной загрузки сдвигового регистра RG3 (RG4). В данном примере K = 4, V = 5 (подробнее в [1]). При обнаружении любого кода $CODE_1$, $CODE_2$, ..., $CODE_K$ дешифратор DC1 (DC2) формирует также единичный сигнал J (J*) на входе P/S (P/S*) управления режимом работы регистра RG3 (RG4), подготавливая его к параллельному приему данных по фронту очередного синхроимпульса на входе C.

ЛИТЕРАТУРА:

1. Б. В. Шевкопляс. Скремблирование передаваемых данных. — Схемотехника, 2004, № 12, с. 24—27, 2005, № 1, с. 29—32, № 2, с. 32—35, № 3, с. 30—33. Электронная версия статьи: http://lit.lib.ru/s/shewkopljas_b_w/.

2. Б. В. Шевкопляс. Вероятностная синхронизация в телекоммуникационных системах. Вставка команд в поток данных без использования избыточных битов. — Схемотехника, 2005, № 5, с. 23—25, № 6, с. 23—26. Электронная версия статьи: http://lit.lib.ru/s/shewkopljas_b_w/.

3. Б. В. Шевкопляс. Вероятностная синхронизация в телекоммуникационных системах. Разграничение байтов в битовом потоке данных. — Схемотехника, 2005, № 8, с. 23—26, № 9, с. 23—25. Электронная версия статьи: http://lit.lib.ru/s/shewkopljas_b_w/.

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

5. Пат. США № 5.822.328 http:// www.uspto.gov.

6. Пат. США № 6.215.835 B1 http:// www.uspto.gov.

Продолжение следует

Борис Шевкопляс,
г. Москва

Продолжение. Начало — № 10/2005

Подключение внешнего ОЗУ к микроконтроллерам AVR

ОБРАЩЕНИЕ К БУФЕРАМ ДЛЯ ХРАНЕНИЯ ДАННЫХ КАК К ЯЧЕЙКАМ ВНЕШНЕЙ ПАМЯТИ

В предыдущем примере рассматривалось подключение внешней памяти к микроконтроллеру ATmega8515. Из четырех портов микроконтроллера порты A и C, а также два контакта порта D, заняты обслуживанием внешней памяти.

Как быть, если в дополнение к подключению внешней памяти необходимо организовать передачу двух десятков управляющих сигналов от микроконтроллера к внешним устройствам? Возможный вариант — использование необходимого числа восьмиразрядных регистров (буферов) с обращением к ним как к ячейкам памяти, расположенным в общем адресном пространстве внешней памяти. На рис. 2 изображен фрагмент схемы, в которой реализовано такое подключение. Данный фрагмент и фрагмент, представленный на рис. 1, являются частями одной схемы, а шина BUS1 является общей для обоих рисунков.

При подключении внешней памяти объемом 8K×8 три адресные линии A13—A15 остались свободными, используем их для записи данных в три восьмиразрядных регистра DD6—DD8.

Использование дополнительной микросхемы дешифратора трехразрядного адреса A13—A15 позволило бы подключить до восьми ($2^3 = 8$) регистров.

Входы D0—D7 микросхем DD6—DD8 подключены к порту A микроконтроллера (линии A/D0—A/D7). К их выходам O0—O7 можно подключить до 24-х линий внешних устройств (линии B0—B23). Входы EO микросхем соединены с общим проводом, поэтому их выходы всегда активны и не переводятся в третье состояние.

Запись данных в регистры происходит при появлении лог. 1 на их входах C, микроконтроллер же для записи во внешнюю память (сигнал WR) формирует импульс отрицательной полярности. Для формирования сигнала записи (лог. 1) применены элементы ИЛИ-НЕ (микросхема DD4).

Для записи данных в регистр DD6 на линии A15 необходимо установить лог. 0. Тогда при появлении импульса отрицательной полярности на линии WR микроконтроллера данные, установленные на шине A/D0—A/D7, запишутся в регистр DD6 независимо от состояния других адресных линий.

Аналогично производится запись в регистр DD7 при лог. 0 на линии A14 и в регистр DD8 при лог. 0 на линии A13.

Для того, чтобы запись в микросхему внешней памяти не вызывала записи в регистры, на линиях A13—A15 необходимо поддерживать лог. 1. Одновременное присутствие лог. 0 на всех четырех линиях (WR, A13—A15) вызывает параллельную запись данных в три регистра.

Приведенная схема подключения регистров требует тщательного подхода к выбору адресов при написании программы.

Запись в регистр DD6 должна происходить при A15 = 0, A14 = 1 и A13 = 1, т. е. в двоичном коде адреса регистров DD6, DD7 и DD8 будут 011x xxxx xxxx xxxx, 101x xxxx xxxx xxxx и 110x xxxx xxxx xxxx соответственно.

Для того, чтобы данные не записывались в регистры, адрес должен быть 111x xxxx xxxx xxxx, где x — состояние разряда (0 или 1) не имеет значения.

Хотя состояния разрядов x не имеют значения, они должны быть определены. Это значит, что при записи в какой-либо регистр на контактах A0—A12 микросхемы памяти (схема на рис. 1) будет сформирован адрес, а в ячейку с этим адресом будет произведена запись того же значения, которое посылается в регистр. Надо позаботиться, чтобы ячейка с таким адресом не использовалась для хранения данных.

Удобно определить все разряды x равными единице. Тогда адреса регистров примут вид:

адрес DD6: 0111 1111 1111 1111 или $7FFF,

адрес DD7: 1011 1111 1111 1111 или $BFFF,

адрес DD8: 1101 1111 1111 1111 или $DFFF,

а в ячейке памяти с адресом xxx1 1111 1111 1111 данные хранить нельзя.

Линии адреса A13—A15 к микросхеме памяти не подключены. Поэтому, какими бы они ни были, запись производится в одну и ту же ячейку, но при записи в микросхему памяти xxx следует определить как 111 для того, чтобы не произошло параллельной записи в регистры. Значит, данные нельзя хранить в ячейке 1111 1111 1111 1111 или $FFFF.

Для хранения данных доступны ячейки памяти с адресами 1110 0000 0000 0000 — 1111 1111 1111 1110 или $E000—$FFFE.

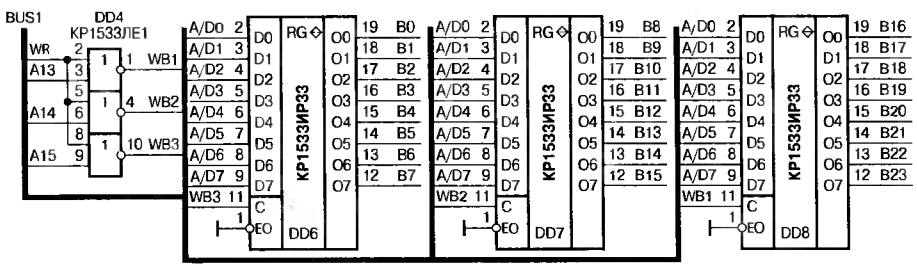


Рис. 2

Ранее была обозначена нижняя граница доступной для безопасного хранения данных области памяти — адрес $0060.

С учетом этого ограничения для безопасного хранения данных доступны ячейки памяти с адресами $E060—$FFFE. Именно этот диапазон адресов должен использоваться в программе для работы с дан-

ными, в микросхему памяти данные будут записываться по соответствующим физическим адресам в диапазоне $0060—$1FFE.

Есть более привлекательный вариант распределения памяти — при записи в регистр параллельно производить запись в соответствующую этому регистру ячейку памяти. При этом всегда можно проверить, что именно записывалось в регистр, считав данные из ячейки памяти.

Выберем для регистров следующие адреса:
адрес DD6: 0111 1111 1111 1101 или $7FFD,
адрес DD7: 1011 1111 1111 1110 или $BFFE,
адрес DD8: 1101 1111 1111 1111 или $DFFF.

Теперь для безопасного хранения данных доступны ячейки памяти с адресами $E060—$FFFC, а из ячеек с адресами $FFFD, $FFFE и $FFFF можно считать данные, которые были записаны в регистры DD6, DD7 и DD8 соответственно.

Считывая данные из ячеек, соответствующих регистрам, мы получаем информацию о том, что записывалось в эти регистры. Считывание данных правомерно только после того, когда сделана хотя бы одна запись в соответствующий регистр, поэтому следует записать исходные данные в регистры в начале программы.

Состояние выходов регистров может не соответствовать считанным из соответствующих ячеек памяти данным из-за неисправности регистров или из-за возможного соединения выхода регистра с общим проводом во внешнем устройстве. Иначе говоря, если на каком-либо выходе регистра установлен лог. 1, то замыкание во внешнем устройстве на общий провод приводит к тому, что на этом выводе обнаруживается лог. 0.

ПРОГРАММА ОБСЛУЖИВАНИЯ БУФЕРОВ

В AVR Studio создадим новый проект Buffers в папке C:\Avr\Buff\, в проекте создадим новый файл BUF_SRAM.asm, в котором напишем следующую программу:

```
;Программа BUF_SRAM.asm
;Обращение к внешней памяти, запись данных в буферы
;=================================================
.include    "C:\Avr\def\8515def.inc"
.def tmp = r16
.def cnt = r17              ;Переменная cnt - счетчик цикла
RESET: in   tmp,MCUCR       ;Ввод содержимого регистра MCUCR в
                            ;регистр tmp
     ori    tmp,(1<<SRE)    ;Установка разряда SRE (режим работы
                            ;с внешней памятью). Разряды SRWxx не
                            ;устанавливаем (работа без
                            ;дополнительного цикла ожидания)
     out    MCUCR,tmp       ;Вывод содержимого регистра tmp в
                            ;регистр MCUCR
;======== Загрузка данных в буферы
.equ wrBuf1 = $7FFD         ;Адрес для записи данных в буфер 1
                            ;(по схеме - элемент DD6)
.equ wrBuf2 = $BFFE         ;Адрес для записи данных в буфер 2 (DD7)
.equ wrBuf3 = $DFFF         ;Адрес для записи данных в буфер 3
                            ;(DD8)
.equ rdBuf1 = $FFFD         ;Адрес для считывания данных из
                            ;ячейки,
                            ;соответствующей буферу 1
.equ rdBuf2 = $FFFE         ;Адрес для считывания данных из
                            ;ячейки,
                            ;соответствующей буферу 2
.equ rdBuf3 = $FFFF         ;Адрес для считывания данных из
                            ; ячейки, соответствующей буферу 3
    ldi   tmp,$AA           ;Загрузка константы в tmp
    sts   wrBuf1, tmp       ;Сохранение содержимого
                            ;регистра tmp в буфере1
    ldi   tmp,$55           ;Загрузка константы в tmp
    sts   wrBuf2, tmp
    ldi   tmp,$71           ;Загрузка константы в tmp
    sts   wrBuf3, tmp
;======== Чтение/изменение данных в буферах
    lds   tmp, rdBuf1       ;Передача данных из ячейки с адресом
                            ;rdBuf1 в регистр tmp
    ori   tmp, (1<<7) + (1<<6) + (1<<5) + (1<<4) ;Установка
                            ;разрядов 4-7
    sts   wrBuf1, tmp       ;Сохранение содержимого регистра tmp
                            ;в буфере 1
    lds   tmp, rdBuf2
    ori   tmp, 0b11110000 ;Установка тех же разрядов, что
                            ;и для буфера 1. Только константа
                            ;представлена в двоичной форме. Для
                            ;обозначения двоичной константы
                            ;1111 0000 перед ней ставят символы
                            ;"нуль" и "b"
    sts   wrBuf2, tmp       ;Сохранение содержимого регистра tmp
                            ;в буфере 2
    lds   tmp, rdBuf3
    andi  tmp, 0b11110000 ;Сброс тех же разрядов
    sts   wrBuf3, tmp       ;Сохранение содержимого регистра tmp
                            ;в буфере 2
;======== Загрузка в память первого массива
.equ ArSize = 10            ;Размеры массивов
.equ aArBgn1 = $E060        ;Используем константу aArBgn как
                            ;адрес начальной ячейки
                            ;для хранения массива 1
    ldi   ZL,low(aArBgn1)
    ldi   ZH,high(aArBgn1);Загрузка в регистр Z адреса
                            ;начала массива 1
    ldi   cnt,ArSize        ;Загрузка в cnt размера массива
    ldi   tmp,$FF           ;Загрузка константы в tmp
arr1:  st Z+,tmp            ;Запись содержимого регистра tmp в
                            ;ячейку памяти, адрес которой - в
                            ;регистре Z, с последующим
                            ;увеличением адреса в регистре Z
                            ;на 1. В первом цикле содержимое tmp
                            ;запишется по адресу aArBgn1 ($E060),
                            ;во втором цикле - по адресу
                            ;aArBgn1 + 1 ($E061) и т. д.
    inc   tmp               ;Увеличить содержимое tmp на единицу
    dec   cnt               ;Уменьшить содержимое счетчика циклов
                            ;на единицу
    brne  arr1              ;Если разряд (флаг) Z в регистре
        ;состояния процессора SREG не
        ;установлен - перейти на команду с меткой ARR1:
;======= Загрузка в память второго массива
.equ aArBgn2 = $FFFC        ;Используем константу aArBgn2 как
                            ;адрес последней ячейки для хранения
                            ;массива 2
ldi   ZL,low(aArBgn2 + 1)
ldi   ZH,high(aArBgn2+1)  ;Загрузка в двухбайтный
                            ;регистр Z адреса конечного элемента
                            ;массива 2, увеличенного на единицу
ldi   cnt,ArSize            ;Загрузка в cnt размера массива
ldi   tmp,$03               ;Загрузка константы в tmp
arr2: st - Z,tmp            ;Сначала уменьшается на единицу
                            ;адрес, хранящийся в регистре Z
```

```
                ;(поэтому в Z загружался адрес,
                ;увеличенный на единицу). Затем по
                ;новому адресу запишется содержимое
                ;регистра tmp. В первом цикле
                ;содержимое tmp запишется по адресу
                ;(aArBgn2 + 1) - 1, то есть, по
                ;адресу aArBgn2, во втором цикле - по
                ;адресу aArBgn2 - 1, и т. д.
dec     tmp     ;Уменьшить содержимое tmp на единицу
dec     cnt     ;Уменьшить содержимое счетчика циклов
                ;на единицу
brne    arr2    ;Если разряд (флаг) Z в регистре
                ;состояния процессора SREG не
                ;установлен - перейти на команду с
                ;меткой ARR2:
STOP: rjmp STOP ;Зацикливание программы (перейти на
                ;команду с меткой STOP:)
```

Отладка программы обслуживания буферов

Ассемблируем программу и, установив опции симулятора (тактовая частота 4 МГц), приступим к отладке.

Для контроля отладки вызовем окна переменных, процессора и памяти: View/Watch, Processor и Memory.

В окно Watch введем переменные tmp и cnt.

Первые три команды были отлажены в проекте Memory.apr, поэтому переместим курсор на первую команду "Загрузка данных в буфер" (ldi tmp,$AA) и нажмем Ctrl + F10.

Нажмем F11 — в переменную tmp загрузилась константа $AA (смотрите в окне Watch).

В окне просмотра памяти Memory перейдем на адрес $7FFD (адрес wrBuf1). Для этого в окошке ввода адреса окна Memory заменим 0x0060 на 0x7FFD. Нажимаем F11 — в ячейке с адресом 7FFD появились данные AA.

Таким же способом переходим к ячейке $BFFE (wrBuf2), дважды нажимаем F11, проверяем состояние ячейки, оно равно 55.

Повторяем действия для ячейки $DFFF — ее состояние станет равным 71.

Теперь указатель выполнения команд находится на первой команде "Чтение/изменение данных в буферах" (lds tmp, rdBuf1).

К сожалению, отладчик не позволит правильно отобразить процессы, происходящие в нашем устройстве из-за того, что симулятор предполагает подключение к микроконтроллеру лишь внешней памяти размером 65536 Кб, поэтому параллельная запись данных в буфер и в соответствующую ячейку памяти никак им не отражается.

Возможный вариант — до выполнения команды LDS вручную загрузить в ячейки с адресами rdBuf1, rdBuf2 и rdBuf3 данные, которые должны были в них загрузиться при записи в буферы 1—3 ($AA, $55 и $71 соответственно).

Итак, в окне Memory перейдем к ячейке с адресом $FFFD (rdBuf1). В этом случае удобнее воспользоваться скроллером, переместив его в самый низ, так как интересующие нас ячейки с адресами $FFFD, $FFFE, $FFFF (rdBuf1, rdBuf2 и rdBuf3 соответственно) являются тремя последними ячейками, которые могут отображаться в окне Memory.

Щелкнем на третьей от конца ячейке — ее адрес в виде 0xFFFD отобразится в окошке адреса (справа в первой строке окна Memory). Вместо содержимого этой ячейки (скорее всего 00) введем AA, курсор автоматически перейдет на следующую ячейку с адресом 0xFFFE, введем в нее значение 55, в ячейку 0xFFFF — значение 71.

Еще один вариант (здесь не реализован, проверьте его отладку самостоятельно) — после команд записи (sts wrBuf1,tmp) добавлять команды sts rdBuf1,tmp и аналогичные команды для буферов 2 и 3. Что при этом произойдет?

В реальном устройстве при выполнении первой из команд запись произойдет как в буфер, так и в микросхему памяти, а вторая команда еще раз запишет те же данные в ту же ячейку микросхемы памяти.

При отладке одинаковые данные запишутся в два адреса — один, имитирующий ячейку микросхемы памяти, второй, имитирующий буфер. При этом программа несколько удлиняется. Однако после отладки дополнительные команды можно удалить.

Продолжим отладку. Следя за ячейками памяти wrBuf1, wrBuf1 и wrBuf3, а также за переменной tmp, выполним девять команд (девять нажатий F11).

Теперь указатель выполнения команд находится на первой команде, следующей за строкой комментария "Загрузка в память первого массива".

В окне Memory перейдем к ячейке с адресом 0xE060 (aArBgn1). Переведем курсор на команду inc tmp и нажмем Ctrl + F10. В ячейке с адресом 0xE060 появился байт данных FF, соответствующий значению переменной tmp.

Нажмем F11 — выполнение команды INC привело к тому, что переменная tmp стала равна нулю, в результате чего установился флаг Z (окно Processor). Поэтому если бы команда INC стояла перед командой BRNE, выполнился бы лишь один цикл записи элементов массива в память.

Замечание. $FF + 1 = $100, т. е. результат увеличения содержимого tmp на единицу командой INC — двухбайтная величина, но поскольку регистр может хранить только один байт, в нем остается младшая часть, т. е. нуль, а установка флага Z свидетельствует о переполнении регистра tmp в результате выполнения команды. Аналогичным образом $00 - 1 = $FF, при этом вычитание происходит как бы из двухбайтного числа $100.

Нажимаем F11 — выполнение команды DEC уменьшило до 9-ти значение переменной cnt, т. е. результат не нулевой, поэтому сбросился флаг Z (Processor), установленный после выполнения команды INC.

Отладка аналогичного цикла уже комментировалась, поэтому можно установить курсор на команде с меткой ARR2: и нажать Ctrl + F10. Заметьте, в регистр Z (окно Processor) записался адрес 0xFFFD, соответствующий константе aArBgn2 + 1.

В окне Memory перейдем к ячейке 0xFFFD, нажмем F11 — содержимое регистра tmp оказалось в ячейке с адресом 0xFFFC (aArBgn2).

Отладка данного цикла не требует комментариев.

Установим курсор на последней команде программы и нажмем Ctrl + F10. Проконтролируйте содержимое ячеек памяти, в которые записался второй массив.

Что будет, если убрать последнюю команду? Для проверки удобнее заменить ее командой NOP. Ассемблируем программу, нажмем F11, установим курсор на последней команде NOP и нажмем Ctrl + F10. В окне Processor/Cycle counter заметим число циклов процессора (153). Нажмем F11 — выполнение программы продолжилось с первой команды программы, но посмотрите на число циклов процессора: их стало 4206! После того, как все команды нашей программы были извлечены из памяти программ

и выполнены, продолжался поиск команд в свободной части памяти программ, при переходе к новой свободной ячейке счетчик циклов процессора увеличивал свое состояние, а вместе с ним и счетчик команд (Processor/Program counter). Максимальное значение, которое может храниться в этом счетчике для микроконтроллера ATmega8515, равно 4095. Следующее значение — снова нуль, поэтому и произошел переход в начало программы, а к содержимому счетчика циклов процессора добавились циклы загрузки отсутствующих команд.

Обычно микроконтроллеры работают в бесконечном цикле. Если программа должна остановиться на последней команде в ожидании прерываний, установите в конце программы команду, обеспечивающую бесконечный цикл Stop: rjmp Stop.

Продолжение следует

Вадим Баранов,
г. Харьков, Украина

Окончание. Начало — № 10/2005

ОУ с обратной связью по напряжению и по току

УПРОЩЕННЫЕ МОДЕЛИ И СХЕМЫ НОС ОУ THS4001 И ТОС ОУ THS3001

На рис. 7 и 8 показаны упрощенные принципиальные схемы операционных усилителей THS4001 (НОС) и THS3001 (ТОС), соответственно, и их упрощенные частотные модели.

Далее мы кратко поясним, как были получены эти модели.

Упрощенная частотнозависимая модель НОС ОУ THS4001

Дифференциальная пара. Транзисторы Q1 и Q2 образуют входную дифференциальную пару. Три источника тока I используются, чтобы задать режимы по постоянному току для нормальной работы входного каскада; $i = i_1 + i_2$.

- При $U_P = U_N$, $i_1 = i_2$ токи коллекторов транзисторов Q1, Q2, Q3, и Q4 равны.
- При $U_P > U_N$, транзистор Q2 открывается сильнее и увеличивает ток i_2, i_1 уменьшается.
- При $U_P < U_N$, транзистор Q1 открывается сильнее и ток i_1 увеличивается, i_2 уменьшается.

Таким образом, дифференциальное напряжение на входах U_N и U_P вынуждает транзисторы Q3 и Q4 генерировать дифференциальные токи. Дифференциальный входной каскад смоделирован усилителем с крутизной характеристики gm.

Каскад высокого импеданса. Протекание тока i_2 приводит к изменению напряжения U_C в узле высокого импеданса, сформированного токовым зеркалом D5Q5D6Q6 и конденсатором C_C. Каскад высокого импеданса моделируется параллельным импедансом $Z_C = R_C||C_C$. R_C моделирует эквивалентное сопротивление узла по постоянному току относительно общего провода. C_C фактически состоит из двух конденсаторов, один из них подключен к положительному источнику питания, другой — к отрицательному.

Двойной выходной буфер. Транзисторы Q7—Q10 составляют двойной буфер, который является усилителем класса АВ. Напряжение U_C буферизировано так, чтобы $U_{ВЫХ} = U_C$. Двойной выходной буфер смоделирован усилителем x1.

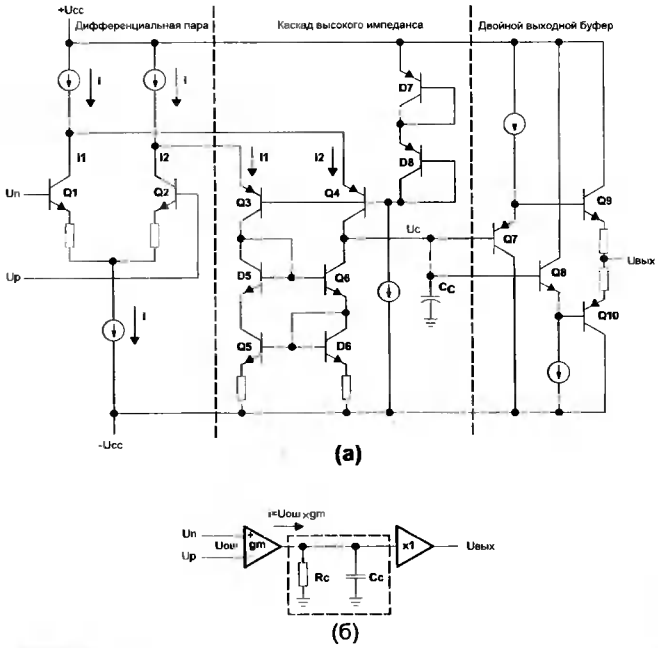


Рис. 7

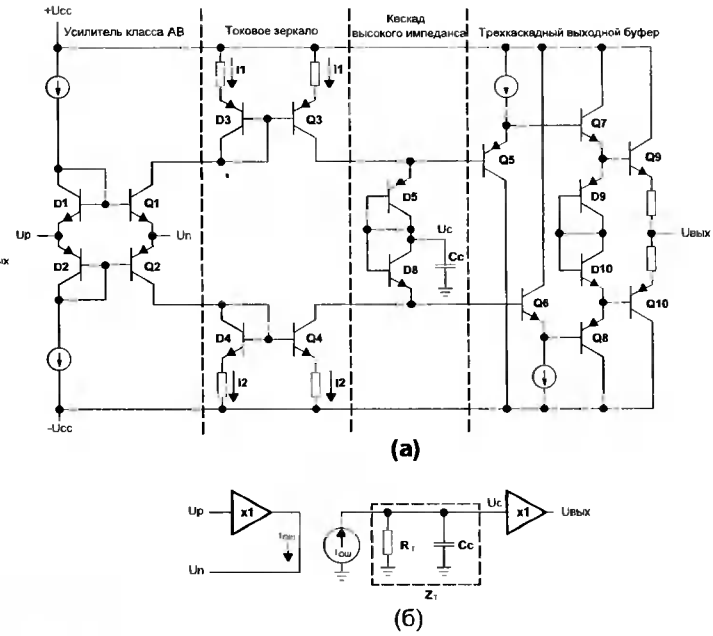


Рис. 8

Упрощенная частотнозависимая модель ТОС ОУ THS3001

Усилители класса АВ. Элементы D1Q1 и D2Q2 формируют усилитель класса АВ, где сигнал U_P буферизирован к U_N с единичным усилением. Входной каскад смоделирован буферным усилителем с единичным усилением между U_P и U_N.

Токовое зеркало. Ток коллектора транзистора Q1 проходит через диод D3. Элементы D3 и Q3 формируют токовое зеркало так, что ток коллектора транзистора Q3 равен току коллектора транзистора Q1. В свою очередь, ток транзистора Q2 «отражается» токовым зеркалом D4Q4. Это моделирует источник тока, равного входному току ошибки.

Каскад высокого импеданса. Токи i_1 и i_2 вызывают изменение напряжения U_C в узле высокого импеданса, выполненном на элементах D5, D6 и C_C. Этот узел смоделирован параллельным импедансом, $Z_T = R_T \,||\, Cc$. R_T моделирует эквивалентное сопротивление узла по постоянному току относительно общего провода.

Тройной выходной буфер. Транзисторы Q5—Q10 формируют трехкаскадный выходной буфер, который является усилителем класса АВ. Напряжение U_C буферизировано так, что $U_{ВЫХ} = U_C$. Тройной выходной буфер смоделирован буферным усилителем x1.

ТОЧНЫЕ МОДЕЛИ НОС ОУ THS4001 И ТОС ОУ THS3001

Моделирование в PSpice стало сегодня банальным. Однако прежние проблемы остались — это наличие точных моделей. Без хорошей точной модели результаты моделирования не намного ценнее, чем элементарный контроль правильности соединения цепей и режимов работы устройства. Создание модели Бойля (Boyle) для ОУ в середине 70-х годов прошлого века определялось потребностью в модели, которая не использовала бы много вычислительных ресурсов и давала разумные результаты для ОУ μA741. Со временем модель Бойля расширили, чтобы увеличить ее точность.

В этой части статьи мы опишем точные PSpice модели полупроводниковых высокоскоростных операционных усилителей THS3001 и THS4001. Предоставленные листинги могут быть скопированы и вставлены в редактор ASCII. Модели записаны в форме макромодели и были проверены с PSpice MicroSim версии 8 и OrCAD Pspice версии 10.3 (и версии 9.1). Они должны быть совместимы с большинством программ моделирования, базирующихся на Spice.

Сегодня транзисторные модели полностью моделируются с высоким быстродействием и точностью на обычных домашних ПК. Цель создания Spice моделей для микросхем THS3001 и THS4001 состоит в том, чтобы при моделировании получать достойный результат. Они созданы на основе полных транзисторных моделей, используемых фирмой Texas Instruments. В моделях сделаны упрощения, обеспечивающие ускорение моделирования, а различные параметры ее рабочих характеристик подобраны так, чтобы согласовываться с измеренными рабочими характеристиками реальных компонентов.

Модели отображают типичные параметры рабочих характеристик и реальные варианты характеристик, которые варьируются от компонента к компоненту. Параметры, измеренные вами в действительности, не могут быть повторены моделью. На частотах выше нескольких сотен мегагерц рабочие характеристики становятся все более и более зависящими от паразитных компонентов и результаты моделирования будут менее достоверными. Несмотря на то, что модель очень точна, всегда рекомендуется проверять параметры создаваемых устройств лабораторными методами.

Построение обозначений

Модель начинается с директивы .SUBCKT и кончается директивой .ENDS.

Первая строка описания схемы макромодели — .SUBCKT THS3001_NN 1 2 3 4 5 определяет название модели и узлов макромодели, необходимых для внешнего подключения. При создании символов для PSpice задание узлов макромодели должно быть согласовано свойством компонента Template (шаблон), и вместо метки Model должно быть подставлено название модели.

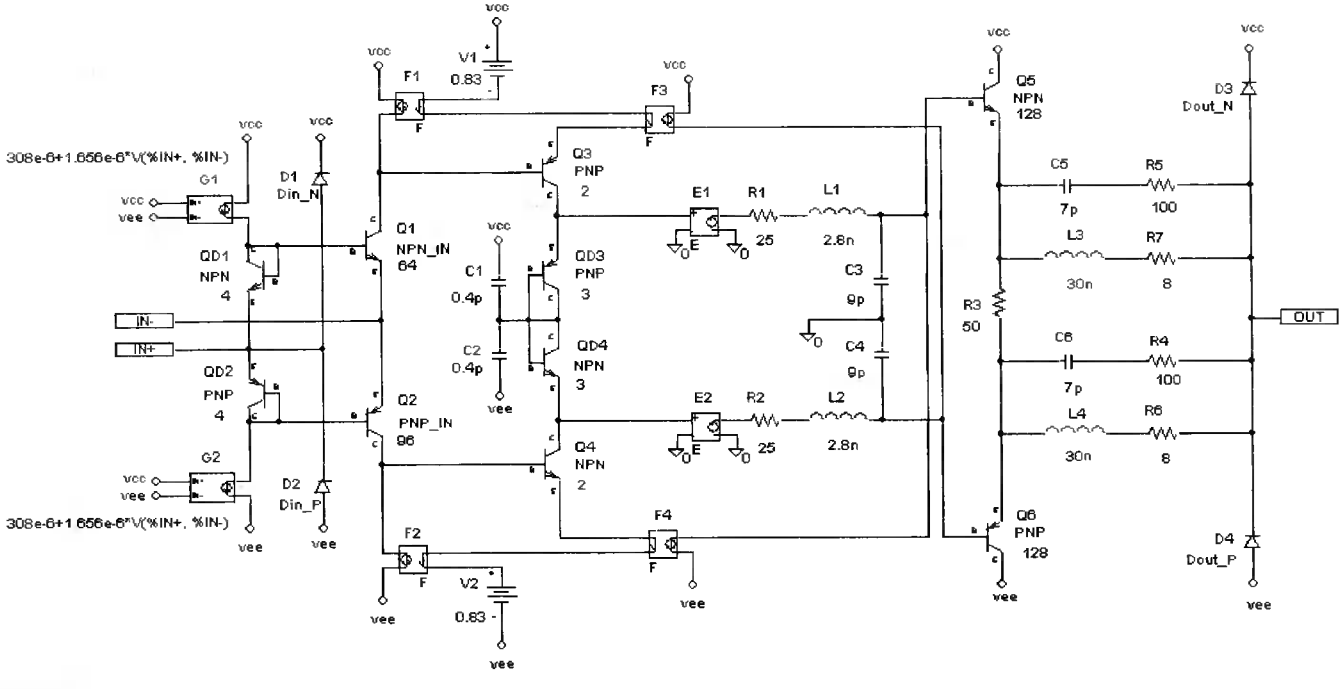


Рис. 9

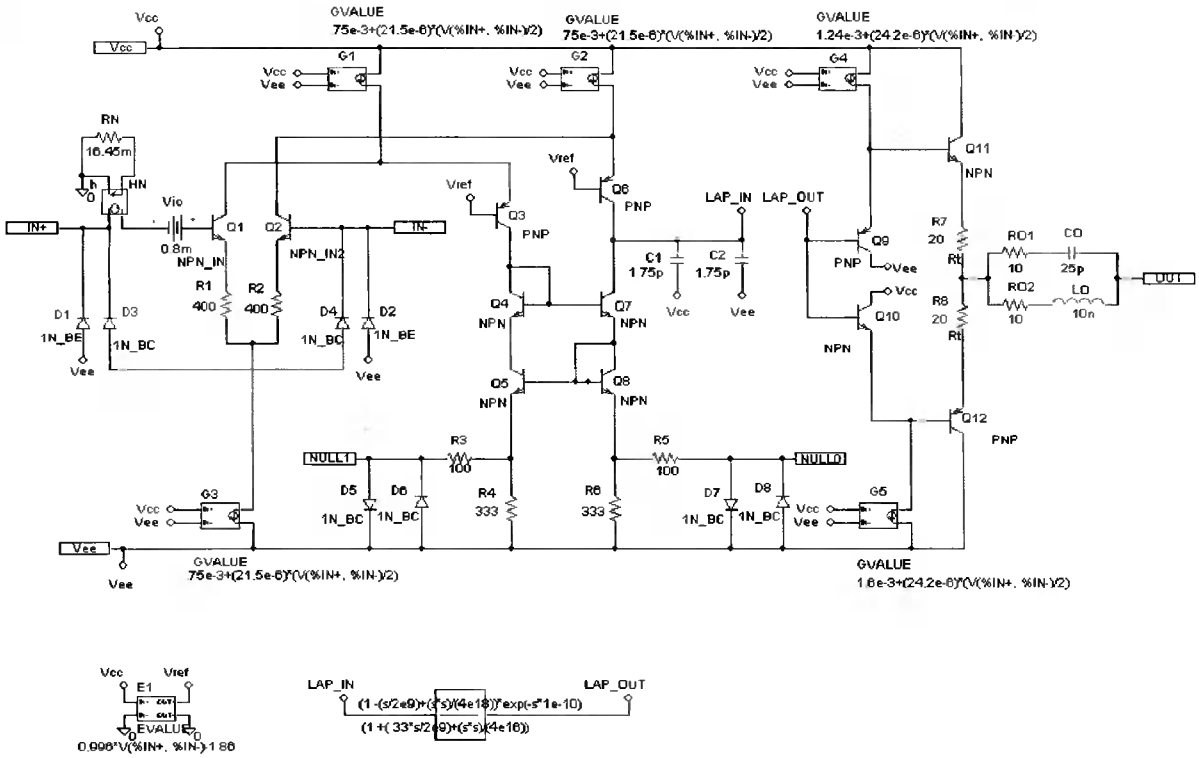


Рис. 10

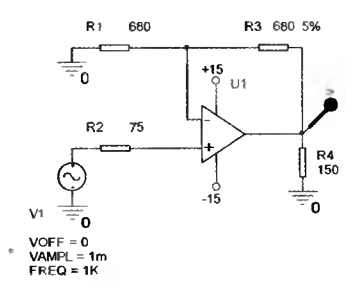


Рис. 11

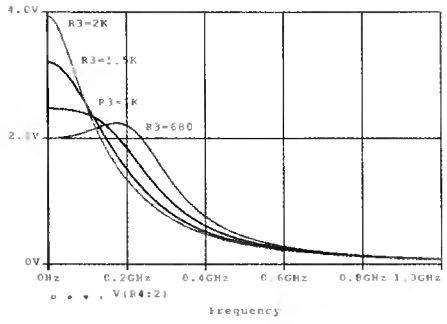


Рис. 12

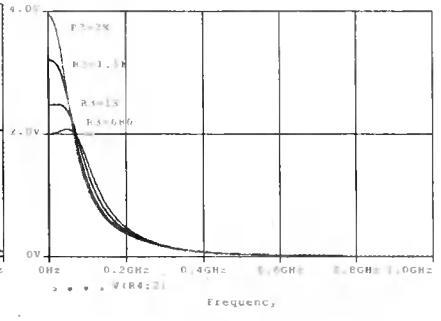


Рис. 13

В строке комментария листинга

```
* Template = X^@REFDES %IN+ %IN- %Vcc+%Vcc-%OUT @MODEL
```

собственно и указан необходимый шаблон, который подключает названия выводов к обозначениям узлов в макромодели, необходимых для внешних соединений. Номера вывода используются для того, чтобы упаковать цели и не используются для имитации. При использовании этого шаблона приходим к следующим ассоциациям (табл. 2):

Точные PSpice макромодели с ТОС ОУ THS3001 и с НОС ОУ THS4001 показаны на рис. 9 и 10, соответственно, а их PSpice листинги можно найти на сайте редакции по адресу www.diau.ru/programms.

Проверка работоспособности точных моделей

Для проверки работоспособности моделей получим АЧХ неинвертирующих усилителей. На рис. 11 приведена схема усилителя, на рис. 12 и 13 — АЧХ для усилителей на ТОС ОУ THS3001 и НОС ОУ THS4001 соответственно.

Таблица 2

Узел макромодели	Название вывода символа THS3001, THS4001
2	IN–
3	U_{CC}+
4	U_{CC}–
5	OUT

ЛИТЕРАТУРА:

1. Dirk Gehrke and Andreas Hahn. 10 MHz Butterworth Filter Using the Operational Amplifier THS4001.

2. James Karki. Voltage Feedback Vs Current Feedback Op Amp.

3. James Karki. THS3001 SPICE Model Performance.

4. THS3001 420-MHz high-speed current-feedback amplifier. SLOS217C — Jjuly 1998 — revised november 2001.

5. THS4001 270-MHz high-speed amplifier. SLOS206A — December 1997 — revised March 1999.

6. THS3001 High-Speed Operational Amplifier. Evaluation Module. User's Guide.

7. THS4001 High-Speed Operational Amplifier. Evaluation Module. User's Guide.

8. James Karki. Application Report SLOA029 — October 1999. THS4001 Spice Model Performance.

9. James Karki. Gain Block Analysis for the THS3001.

Олег Петраков,
г. Москва

Импульсно-гармонические устройства на основе цифровых микросхем

Импульсные измерительные преобразователи обладают высоким КПД, стабильностью, надежностью и помехозащищенностью. В статье излагаются принципы построения импульсных преобразователей аналоговых измерительных устройств на основе цифровых микросхем.

Импульсно-аналоговые преобразователи давно и широко используются в устройствах, реализующих широтно-импульсную модуляцию (ШИМ). Носителем информации в них является постоянная составляющая импульсного сигнала. В импульсно-гармонических (ИГ) преобразователях информация переносится основной гармоникой импульсного сигнала. Для построения ИГ преобразователей используются элементы импульсной схемотехники, а анализ работы производится с помощью символического метода. Использование параметров переменного тока значительно расширяет возможности применения ИГ устройств в измерительной технике, автоматике и промышленной электронике. В частности, ИГ преобразователи можно использовать даже с такими своеобразными элементами, какими являются вихретоковые датчики.

Для описания ИГ схемотехники достаточно рассмотреть минимальный набор ИГ преобразователей, позволяющий построить любое измерительное устройство переменного тока. Типовой вариант измерительного устройства переменного тока включает в себя следующие элементы: усилитель мощности, детектор, фазосдвигающее устройство, фазорегулятор, преобразователь системы координат, компенсатор. Рассмотрим основные схемотехнические приемы построения некоторых преобразователей применительно к электромагнитным датчикам (ЭМД), частным случаем которых являются вихретоковые чувствительные элементы.

УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ ДЛЯ ПИТАНИЯ ДАТЧИКОВ

В ИГ схемотехнике питание датчиков осуществляется импульсными сигналами, а токи и напряжения в датчиках (в частности в ЭМД) имеют синусоидальный характер. На рис. 1 показан простейший вариант усилителя мощности для питания

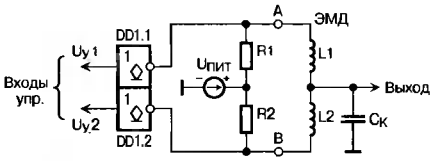


Рис. 1

дифференциально-параметрического ЭМД.

Усилитель мощности представляет собой импульсную мостовую цепь, образованную двумя ключами (входящими в состав логических элементов DD1.1 и DD1.2 с открытым коллектором), работающими противофазно, и резисторами R1, R2. В одну диагональ импульсного моста включен источник постоянного питающего напряжения, а в другую — дифференциальные обмотки ЭМД L1, L2. На рис. 2 представлены временные диаграммы напряжений в преобразователе.

Если L1 = L2 = L0, а R1 = R2, форма выходного напряжения соответствует графику $U_{ВЫХ1}(t)$, где амплитуды соседних полуволн равны между собой. Выходное напряжение мостовой цепи аналогично сигналу двухполупериодного выпрямителя, поскольку каждый полупериод происходит инверсия выходного сигнала. Здесь и далее период отсчитывается по управляющим сигналам U_{y1} и U_{y2}.

Если пренебречь остаточными параметрами открытого ключа на элементах DD1, то в течение одного полупериода (внутри которого, например, находится момент времени t_1, обозначенный на рис. 2), можно изобразить усилитель мощности таким образом, как это показано на рис. 3.

Импульсное питающее напряжение через балластные элементы R1 и L1 поступает на параллельный колебательный контур, образованный элементами L2 и C_K. При совпадении частоты управляющих сигналов U_{y1} и U_{y2} с собственной частотой колебательного контура на последнем формируется полуволна синусоидального выходного сигнала ($U_{ВЫХ}$ на рис. 2).

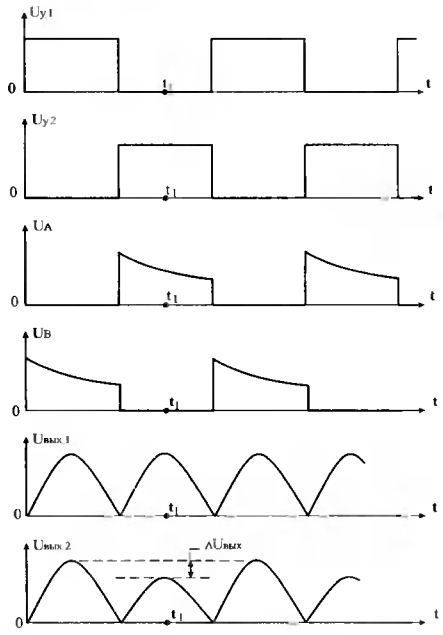


Рис. 2

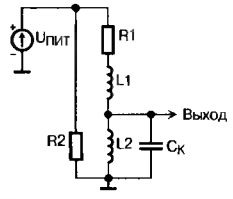


Рис. 3

В следующий полупериод достаточно формально поменять местами элементы L1 и L2 на рис. 3.

Если L1 ≠ L2 (за счет воздействия объекта измерения), форма выходного сигнала приобретает вид $U_{ВЫХ2}(t)$, как это показано на рис. 2. Здесь амплитуды соседних полуволн неодинаковы. Разность между ними ($\Delta U_{ВЫХ}$ на рис. 2) несет информацию о воздействии объекта измерения. Дифференциальная структура рассмотренного преобразователя обеспечивает независимость $\Delta U_{ВЫХ}$ от остаточных параметров ключей (в элементах DD1) и их нестабильности.

Анализируя с помощью символического метода схему на рис. 3, получаем соотношение для выбора емкости конденсатора в колебательном контуре:

$$C_K = 0{,}025/(f^2 \times L_0), \qquad (1)$$

где f — частота следования управляющих сигналов U_{y1} и U_{y2}; L_0 — начальная индуктивность обмоток ЭМД в сбалансированном состоянии.

График зависимости (1) показан на рис. 4.

Температурная нестабильность рассмотренного преобразователя определяется во многом стабильностью конденсатора C_K.

Следует отметить, что в рассмотренном устройстве (рис. 1) можно использовать не только ЭМД, но и резистивные чувствительные элементы (тензорезисторы, фоторезисторы, угольные микрофоны и т. д.). В пос-

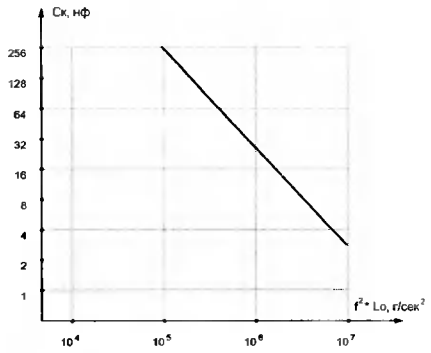


Рис. 4

леднем случае конденсатор C_K (рис. 1) не требуется, а форма выходного напряжения имеет вид, показанный на рис. 5 для разбалансированных чувствительных элементов.

При одинаковых сопротивлениях резистивных чувствительных элементов выходное напряжение становится постоянным (U_0 на рис. 5) и не содержит модуляционной компоненты.

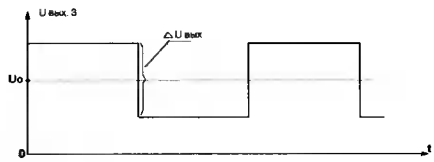


Рис. 5

ДЕТЕКТОР

С помощью цифровых микросхем удобно строить синхронные детекторы, обладающие высокими метрологическими свойствами. Простейший вариант двухполупериодного детектора показан на рис. 6.

Ключи на логических элементах с открытым коллектором или стоком замыкаются и размыкаются под действием входных управляющих сигналов со сдвигом на половину периода колебания. На выходных конденсаторах C1 и C2 формируются постоянные напряжения U_{C1} и U_{C2}.

При подключении входа детектора (рис. 6) к выходу мостового усили-

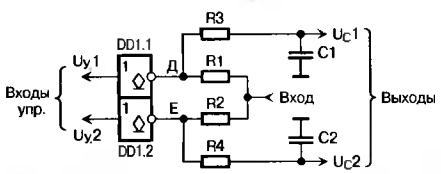


Рис. 6

теля мощности (рис. 1) в узлах Д и Е детектора выделяются отдельные полуволны напряжения $U_{ВЫХ2}(t)$. Вид временных зависимостей напряжений в узлах Д и Е показан на рис. 7.

В режиме холостого хода детектора и при условии, что постоянная времени разряда конденсаторов значительно больше периода управляющих сигналов, т. е. R3C1 = R4C2 >> T, напряжение на выходных конденсаторах детектора определяется по формулам:

$$U_{C1} = U_0 + \frac{U_1 \cos\varphi}{\pi\left(1+\frac{R1}{2R3}\right)};$$

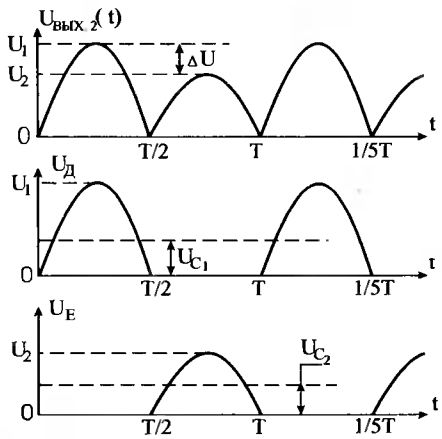


Рис. 7

$$U_{C2} = U_0 + \frac{U_2 \cos\varphi}{\pi\left(1+\frac{R1}{2R3}\right)}. \quad (2)$$

Здесь φ — фазовый угол между управляющими сигналами U_{y1} и основной гармоникой выходного напряжения ЭМД. Разность напряжений U_{C1} и U_{C2} является выходным сигналом детектора:

$$U_{C1} - U_{C2} = (U_1 - U_2)\frac{\cos\varphi}{\pi\left(1+\frac{R1}{2R3}\right)} = \frac{\Delta U \cos\varphi}{\pi\left(1+\frac{R1}{2R3}\right)} \quad (3)$$

Благодаря дифференциальной структуре выходное напряжение детектора не зависит от постоянной составляющей U_0 и ее нестабильности.

Если не требуется фазочувствительное выпрямление, можно увеличить чувствительность детектора за счет использования в его составе амплитудного выпрямителя. Для этого достаточно заменить резисторы R3 и R4 (рис. 6) на диоды, аноды которых подключены к узлам Д и Е, а катоды — к выходным конденсаторам C1 и C2. В этом случае (для холостого хода детектора)

$$U^*_{C1} = U_0^* + U_1 - U_Д;$$
$$U^*_{C2} = U_0^* + U_2 - U_Д, \quad (4)$$

где $U_Д$ — падение напряжения на открытом диоде.

Выходное напряжение детектора в амплитудном варианте:

$$U^*_{ВЫХ.ДЕТ} = U^*_{C1} - U^*_{C2} = U_1 - U_2 = \Delta U. \quad (5)$$

Следовательно, $U^*_{ВЫХ.ДЕТ}$ не зависит от $U_Д$, что обеспечивает термостабильность устройства.

ПРОСТЕЙШЕЕ ИМПУЛЬСНО-ГАРМОНИЧЕСКОЕ УСТРОЙСТВО

На рис. 8 показана схема простейшего измерительного устройства, составленного из описанных выше элементов. В устройство входят мультивибратор, усилитель мощности, ЭМД, синхронный детектор и усилитель постоянного напряжения.

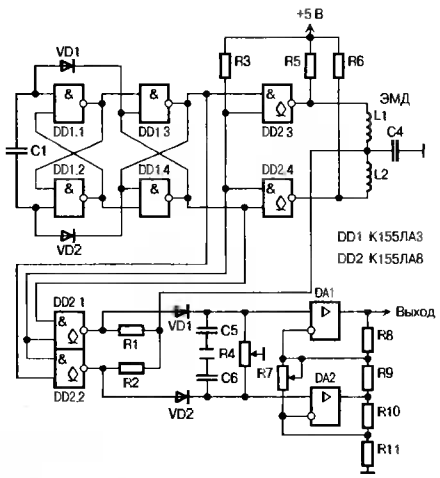


Рис. 8

Здесь ЭМД L1L2 включен по дифференциальной параметрической схеме. Если в одной из обмоток ЭМД появится вносимое сопротивление (за счет действия объекта контроля), то изменится выходное напряжение ЭМД на конденсаторе C4. Это напряжение демодулируется детектором на DD2.1 и DD2.2 и усиливается инструментальным усилителем на DA1 и DA2. Рабочая частота задается емкостью конденсатора C1 в мультивибраторе и может быть выбрана в диапазоне до 2 МГц при использовании цифровых микросхем серии К155. В мультивибраторе использована микросхема К155ЛА3, а в усилителе мощности и в синхронном детекторе — К155ЛА8. Погрешность измерения такого простейшего устройства в диапазоне

температур –20...+60 °С не превышает 0,5 %.

Приведенные в статье схемотехнические приемы постороения аналоговых узлов измерительных устройств на основе цифровых интегральных схем обладают простотой, надежностью и высокими метрологическими характеристиками. На основе показанных схемотехнических приемов можно строить разнообразные измерительные устройства, использующие в качестве чувствительных элементов различные датчики и выполняющие операции получения измерительной информации и ее первичной обработки.

ЛИТЕРАТУРА:

1. Ю. С. Дмитриев. Схемотехника построения аналоговых электронных блоков на основе цифровых интегральных схем. Оптоэлектронные и электромагнитные датчики механических величин. — Куйбышев: КуАИ, 1988, с. 23—33.

2. Ю. С. Дмитриев, О. О. Сильченко и др. Универсальный полупроводниковый преобразователь для различных типов датчиков. Методы и средства измерения в системах контроля и управления: Труды международной научно-технической конференции. — Пенза: Информационно-издательский центр Пенз. гос. университета, 2002, с. 95—97.

3. А. С. СССР № 406292, Б. И. № 45, 1973.

4. А. С. СССР № 1379608, Б. И. № 9, 1988.

Юрий Дмитриев,
Олег Сильченко,
г. Самара

ПОПРАВКИ

В статье «Сетевые обратноходовые источники питания на микросхемах серии TOP22x», опубликованной в журналах № 7—9 за 2002 г., фрагмент рис. 9 с цоколевкой микросхемы TOP22xY должен выглядеть, как показано на рисунке.

В статье «Универсальный таймер», опубликованной в журнале № 10 за 2005 г., на рис. 2 на проводнике, соединяющем коллектор VT1 и плюсовую шину питания, пропущен резистор R6.

Программа расчета индуктивности катушек без сердечников

Для расчета индуктивных элементов создано множество номограмм, таблиц и эмпирических формул, специализированных для каждой из конструкций (одиночный виток, спираль, одно- или многослойная катушка), со своими ограничениями и погрешностями. Все эти варианты были разработаны для условий расчета "вручную", либо с использованием логарифмической линейки, а затем и калькулятора. При нынешней же доступности компьютеров с их производительностью вполне реальным стал расчет индуктивных элементов, основанный непосредственно на известных законах электромагнитной индукции. В статье также описаны некоторые полезные приемы работы с DOS-программами.

На сайте журнала по адресу www.dian.ru/programs помещена программа Inductiv, построенная на математической базе, изложенной в книге М. В. Немцова «Справочник по расчету параметров катушек индуктивности», второе изд., перераб. и доп., М., Энергоатомиздат, 1989.

Расчет построен на суммировании взаимодействий элементарных кусочков каждого из витков с такими же кусочками как самого витка, так и всех остальных витков в катушке. Понятно, что даже при многих упрощающих допущениях проделать это под силу только современным быстродействующим компьютерам. К сожалению, автору предлагаемой программы не удалось аналитически взять интеграл в формуле расчета катушек с витками круглой формы

$$J = \int_0^{\pi} \frac{\mathrm{Cos}\varphi}{\sqrt{A - \mathrm{Cos}\varphi}} d\varphi.$$

Численное же его решение привело к удлинению времени расчета примерно на порядок по сравнению с расчетом катушек с витками квадратной и прямоугольной формы. Поэтому автор будет благодарен читателям, которые предложат аналитическое решение для этого интеграла (либо успокоят, подтвердив, что он не берется).

Программа написана на BASIC'е в DOS'овской оболочке и скомпилирована в исполняемый exe-файл, который исправно работает из Windows .

ФАЙЛОВЫЙ СОСТАВ ПРОГРАММЫ

Полный набор для этой программы содержится в папке Inductiv, где расположена папка Prg со следующими файлами:

1. Inductiv.exe — собственно программа;

2. KeyRus.com — досовский русификатор экрана и клавиатуры;

3. $TART.BAT — вспомогательный пакетный файл для загрузки русификатора, а также его выгрузки из резидентной памяти по окончании работы;

4. Label.ico — картинка специально разработанной иконки для запускающего ярлыка;

5. DATA-tst.txt — пример файла с записью данных и результатов расчета;

Такая «двухпапочная» конфигурация возникла из-за того, что в отличие от Windows 98 в Windows XP файлы Autoexec.NT и Config.NT (запускаемые для работы с DOS-программами) изначально не содержат русификатора экрана. Чтобы избежать корректировки этих файлов, был использован отдельный русификатор, который подключается, а после закрытия программы выводится из резидентной памяти через пакетный BAT-файл. Такая конфигурация оказалась удобной еще и тем, что в исходной папке Inductiv теперь будут находиться только папка Prg и запускающий программу ярлык $TART, внешне заметно отличающиеся от текстовых файлов data.txt, вариантов которых может накопиться здесь довольно много.

Папку Inductiv можно переименовать, а папку Prg — нельзя, т. к. ее имя используется в запускающем файле $TART.BAT (который, правда, несложно отредактировать).

НАСТРОЙКА

Хотя при работе в Windows 98 достаточно иметь только программный файл Inductiv.exe, однако работать в полном составе будет удобнее.

Настройка программы сводится к созданию запускающего ярлыка и установки его параметров.

1. Щелкнуть правой кнопкой мыши по файлу $TART.BAT (в папке Prg) и в вывалившемся меню щелкнуть по пункту «Создать ярлык».

2. Появившийся ярлык переименовать в $TART и перетащить его из папки Prg в папку Inductiv (это ВАЖНО !), где щелкнуть его правой кнопкой мыши, а в открывшемся меню выбрать самый нижний пункт — «Свойства».

Для Windows 98 и Windows XP окна и параметры настроек в них существенно различаются, поэтому дальнейшие шаги для них описаны отдельно.

Для Windows 98:

3. На закладке «Программа» открывшегося окна отметить пункт «Закрывать окно по завершении сеанса работы».

4. Удостовериться, что в окне «Командная строка» прописан весь путь, включая файл $TART.BAT — если этот файл не прописан, то, возможно, вы слишком глубоко «закопали» программу, либо в записи пути получилось чрезмерное число символов. Готового рецепта здесь нет, поскольку при экспериментальной проверке число уровней вложения папок и число символов в записи пути порой значительно превышали формальные ограничения для DOS.

5. В окне «Рабочая папка» надо удалить \Prg (это ВАЖНО!) — рабочей станет папка Inductiv, где и будет создаваться файл данных data.txt и где будет удобно сохранять другие его варианты. Внимание! — не удалите нечаянно закрывающие кавычки (справа от \Prg) при настройке в Windows XP.

6. На этой же закладке щелкнуть кнопку «Сменить значок» (в Windows XP надо щелкнуть ОК в объявлении «Смена значка») — появится окно «Изменение значка» (в Windows XP — «Смена значка») с выбором стандартных системных лейблов Windows. Щелкнуть кнопку «Обзор» и в открывшемся «Проводнике» добраться до файла Label.ico. После двойного щелчка по нему нужная картинка появится в окне «Изменение значка» — нажать ОК.

7. После возврата в окно «Свойства: $TART» выбрать закладку «Экран» и в группе «Режим» отметить пункт «Полноэкранный».

8. Щелкнуть ОК. Настройка для Windows 98 закончена — в папке Inductiv появился значок, щелчок по которому запускает программу в полноэкранном режиме.

Для Windows XP:

3. В открывшемся окне «Свойства: $TART» выбрать закладку «Параметры», где в группе «Отображение» выбрать пункт «Во весь экран».

4. Открыть закладку «Ярлык» и пройти по пунктам 4, 5 и 6 настройки для Windows 98 (здесь окошко «Командная строка» названо «Объект»).

После двойного щелчка на Label.ico произойдет возврат в окно «Свойства: $TART». На строку «Окно:» в закладке «Ярлык» внимания обращать не надо. Щелкнуть ОК внизу окна.

7. В папке Inductiv появится ярлык, щелчок по которому запускает программу. Если программа открылась в оконном режиме, то, не закрывая ее, надо щелкнуть правой кнопкой мыши по значку этой программы внизу экрана — там, где появляются значки запущенных программ ($TART). В вывалившемся меню выбрать строчку «Свойства» и в появившемся окне «Свойства: $TART» (оно отличается от окна, в котором только что проводилась настройка, хотя и имеет то же самое имя) на закладке «Общие» в пункте «Отображение» выбрать вариант «Во весь экран» и нажать ОК.

8. Появится маленькое окошко «Изменение свойств ярлыка», в котором надо выбрать вариант «Изменить ярлык для запуска этого окна» и нажать ОК. В результате окно программы развернется на весь экран и последующие запуски будут выполняться уже в полноэкранном режиме.

Переход в оконный режим и обратно возможен через клавиши ALT + ENTER. Стоит отметить, что в Windows 98 в настройки ярлыка записывается режим просмотра, в котором был выполнен выход из программы, и при следующем запуске программа откроется именно в нем (в Windows XP это не работает). Происходит это при корректном выходе по клавише ESC, а при «грубом» выходе из программы в ярлыке сохранится прежняя запись режима работы.

НЕКОТОРЫЕ ОСОБЕННОСТИ ПРОГРАММЫ

При вводе данных допускается ввод:

— запятой (вместо точки, требуемой DOS);

— незначащих нулей.

Не принимаются для ввода (придется повторить):

— нецелые значения для числа слоев и витков;

— буквы и другие нечисловые символы, а также более одной точки или запятой;

— нулевые и отрицательные значения;

— расстояния между слоями и витками меньше диаметра провода.

— размеры более 100 м;

— более 32767 витков или слоев.

Результат расчета выводится с округлением до четырех значащих цифр, поскольку, с одной стороны, с целью упрощения расчетов автору формул (Немцову М. В.) пришлось ввести некоторые допущения, снижающие точность результата, а с другой стороны, при реализации конструкции проблематично воспроизвести вводимые параметры с погрешностью менее 1 %.

В процессе расчета в правой нижней стороне экрана выводятся числа (рис. 1). Первое показывает, для витков из какого слоя идет расчет, второе — с витками из какого слоя определяется взаимодействие, третье — число витков в слое, оно появится по окончании расчета. Это сделано лишь для того, чтобы не возникало подозрений в зависании программы при длительных расчетах.

НЕШТАТНЫЕ СИТУАЦИИ

Выход из программы по клавише Esc предусмотрен на этапах выбора формы витка и конструкции индуктивного элемента, а также после вывода на экран результата расчета. При переходе к пункту «Ввести параметры для расчета...» и в процессе самого расчета покинуть программу можно только "грубым" способом, который Windows сопровождает предупреждающей надписью: "Завершить работу программы с потерей всех несохраненных данных?". Поскольку на этих этапах никаких ценных данных и не имеется (а нужные уже сохранены в файле data.txt), то такой вариант выхода из программы вполне допустим.

Непосредственно после приглашения "Ввести параметры..." все же возможно корректное завершение программы, если задать какие-нибудь допустимые данные, например, ввести 1 для всех запрашиваемых параметров (для одного витка время расчета минимально) чтобы быстро получить результат расчета.

Для "грубого" же выхода из программы Windows имеет много вариантов, причем некоторые из них могут оказаться полезными и во время работы с программой, поэтому их стоит рассмотреть.

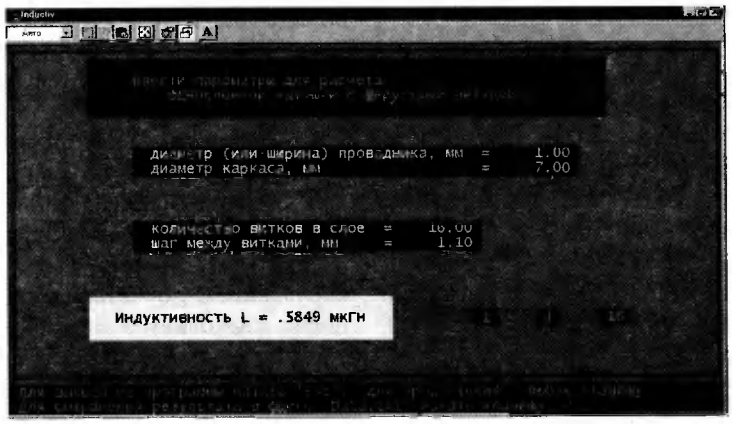


Рис. 1

- По Alt+Tab выбрать переход в окно «Проводника» или другую, уже открытую, программу (этот вариант удобен для временного перехода в файл с данными — data.txt), а затем щелкнуть правой кнопкой мыши по значку $TART—Inductiv в панели открытых программ, выбрать пункт «Закрыть» и согласиться на выход с потерей несохраненных данных.
- По клавише Windows (обозначена его символом — «форточкой») или Alt+Esc также можно перейти в окно Windows и уже описанным способом закрыть программу.
- Известная комбинация трех клавиш (Alt+Ctrl+Delete) выводит окно с запущенными программами — выбрать в нем $TART—Inductiv и нажать клавишу «Завершить задачу».
- Клавишами Alt+Enter перейти в оконный режим (кстати, в этом режиме можно полноценно работать) и, кроме предыдущего варианта, можно щелкнуть закрывающий программу крестик в верхнем правом углу окна (либо через пункт «Закрыть» в меню, вываливающемся после щелчка по значку программы в левом верхнем углу окна).

В использующемся русификаторе KeyRus.com не отключены клавиши переключения раскладки клавиатуры (русская — правый Shift с зеленой окантовкой экрана и пощелкиванием клавиш, альтернативная (для вывода символов псевдографики) — правый Alt с розовой окантовкой экрана и латинская — левый Shift без окантовки экрана). Сделано это сознательно ради унификации, с тем, чтобы при потере этого файла его можно было заменить любым другим KeyRus.com, либо при необходимости использовать этот файл с другой DOS-программой. Поэтому предусмотрено, чтобы печать данных в файл происходила при нажатии клавиши P при любой раскладке клавиатуры, а также при нажатой Shift и/или включенных клавишах Caps Lock и/или Num Lock — последнее удобно для ввода цифр с малой (цифровой) клавиатуры. На работоспособности программы все эти манипуляции никак не сказываются.

ПОЛЕЗНЫЕ ВОЗМОЖНОСТИ

При расчете многослойных катушек с большим числом слоев и витков в слое расчет может длиться довольно долго. Однако это компенсируется возможностью работы программы в фоновом режиме — по клавишам Alt+Tab можно перейти в другую программу (например, Word или Excel, либо не слишком «крутую» игрушку) и работать в ней. По окончании расчета будет подан звуковой сигнал.

Программа нормально работает в оконном режиме — переключение «туда и обратно» по клавишам Alt+Enter.

Можно запустить несколько программ одновременно для параллельного расчета нескольких катушек индуктивности с разными параметрами.

Введенные данные и результат расчета по ним можно распечатать в файл data.txt после вывода результата на экран. Этот файл можно открыть для чтения и коррекции любым текстовым редактором (т. к. текст будет в кодировке Windows cp1251), например, «Блокнотом». Корректировать этот файл (удалить ненужные записи, вписать комментарий) можно не закрывая программу, если перейти в Windows через клавиши Alt+Tab. Но во избежание недоразумений этот файл надо закрыть перед очередной записью из программы (до нажатия на клавишу P).

Если этот файл отсутствует, он будет создан при команде на запись (по клавише P). Первая запись сопровождается простановкой даты и времени, а так же списком принятых обозначений параметров, последующие записи в течение одной сессии выводятся в кратком виде (только обозначения параметров и их значения). При следующих запусках записи дописываются в тот же файл в том же порядке — простановка даты и времени, один раз описание параметров и последующие краткие записи. Чтобы этот файл не разрастался до необозримых размеров, его можно сохранять по частям, изменяя имя (напр.: data-1.txt, data-2.txt, ...). При очередном запуске программы автоматически создастся новый data.txt.

* * *

И в заключение для тех, кто не боится экспериментировать со своим ПК. Для подключения русификатора экрана и клавиатуры в Windows XP при запуске DOS-программ достаточно скопировать файл KeyRus.com из папки \Prg этой программы в корневую директорию C:\, а в самый конец файла Autoexec.NT, который находится по адресу C:\Windows\system32\. Autoexec.NT дописать строчку C:\KeyRus.com.

Внести эту запись проще всего с помощью «Блокнота». Для этого надо щелкнуть правой кнопкой мыши по файлу Autoexec.NT и в открывшемся меню выбрать пункт «Изменить». Пусть Вас не смущает, что не все в нем можно прочесть, поскольку пояснения на русском языке записаны в кодировке DOS-866, а «Блокнот» открывает текст в кодировке Windows cp1251). Поэтому смело записывайте C:\KeyRus.com в конец этого файла и закрывайте его через кнопку «Да» (с сохранением изменений). Теперь все DOS-программы будут русифицированы и в Windows XP. Указанная «доработка» Autoexec.NT никак не скажется на работе уже настроенной программы (и других программ, конечно, тоже).

Перед этой процедурой полезно сделать копию файла Autoexec.NT, например, следующим способом. Щелкнуть правой кнопкой мыши по этому файлу и в открывшемся меню выбрать пункт «Копировать». Теперь на пустом месте этого же окна опять щелкнуть правой кнопкой мыши и в появившемся меню выбрать пункт «Вставить». В результате в самом конце списка файлов в этом окне появится нужная копия под именем «Копия Autoexec.NT».

Евгений Власов,
г. Москва

Продолжение. Начало — № 1/2004

Компьютерное схемотехническое моделирование электронных устройств

Кварцевые генераторы

LC- и RC-генераторы имеют существенный недостаток, связанный с температурным изменением частоты генерируемого сигнала. Для стабилизации применяют различные решения, в том числе используют замечательное свойство кристаллов кварца — ничтожное температурное изменение его размеров, от которых зависит частота собственных колебаний. Включая кварцевый резонатор в контур или цепь ОС получают так называемый кварцевый (правильнее, очевидно, кварцованный) генератор.

На рис. 191 и 192 показаны схемы одного из вариантов кварцевого генератора, собранного по схеме Колпитца. Рядом с позиционным обозначением резонатора ZQ приведены его тип (HC-49/U) и рабочая частота (11 МГц). Осциллограммы на рис. 193 и 194, соответственно, иллюстрируют колебания на базе транзистора и выходе генератора. Регулировку частоты колебаний в некоторых пределах можно осуществлять, изменяя индуктивность контура L1.

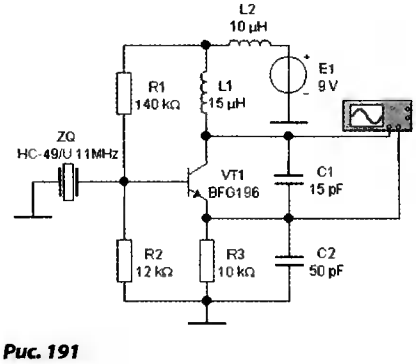


Рис. 191

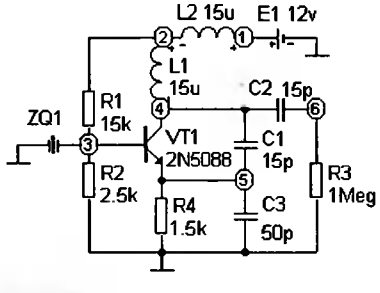


Рис. 192

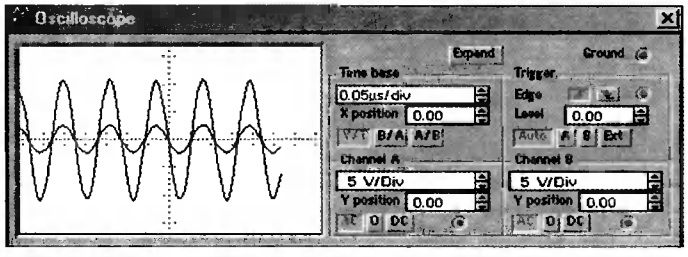


Рис. 193

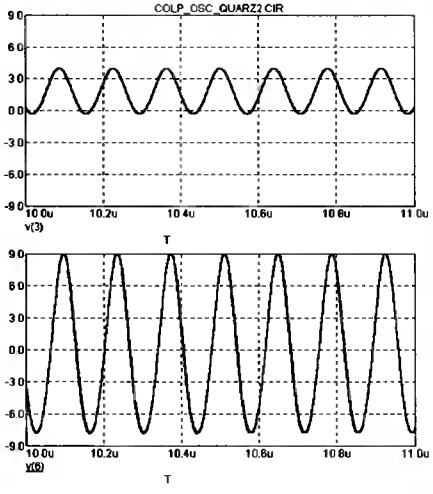


Рис. 194

Мультивибраторы

Мультивибраторы генерируют периодические колебания несинусоидальной формы. Термин «мультивибратор» происходит от двух латинских слов: multum — много и vibrare — колебать. Импульсы, создаваемые мультивибратором при периодической зарядке и разрядке конденсаторов, представляют одновременное множество колебаний разных частот, что и объясняет приведенное название.

Простейший мультивибратор представляет собой двухкаскадный усилитель, в котором выходы и входы каскадов соединены перекрестными RC-цепями ПОС.

На рис. 195 показана схема мультивибратора в программе EWB. Для исследования его работы выполним установки моделирования в режиме Transient согласно рис. 196. Результат анализа показан на рис. 197 в виде колебаний на базе VT1 (треугольные импульсы отрицательной полярности) и на коллекторе VT2 (импульсы положительной полярности с экспоненциально затянутым фронтом).

Подобная же схема смоделирована в программе MC на рис. 198. Задание на моделирование представлено на рис. 199. Здесь надо обратить внимание на выбранный шаг по времени (Maximum Time Step) 0,001 s и последнюю строку для гармонического

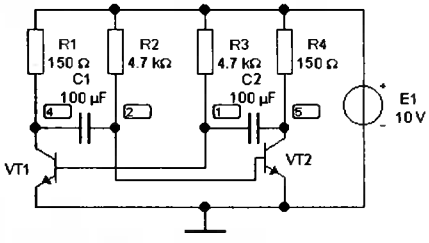


Рис. 195

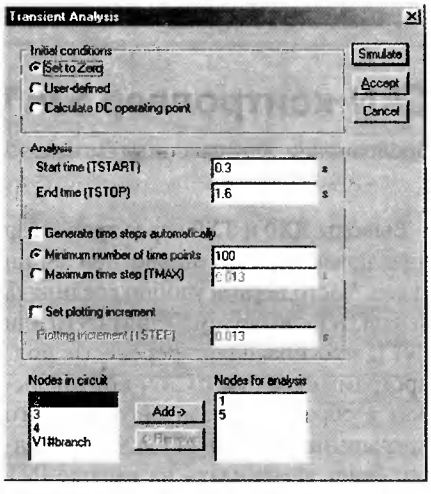


Рис. 196

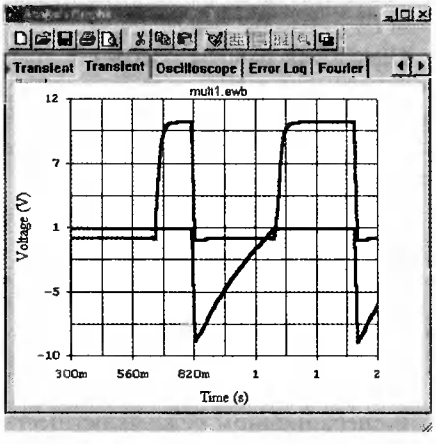


Рис. 197

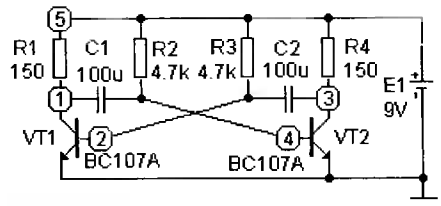


Рис. 198

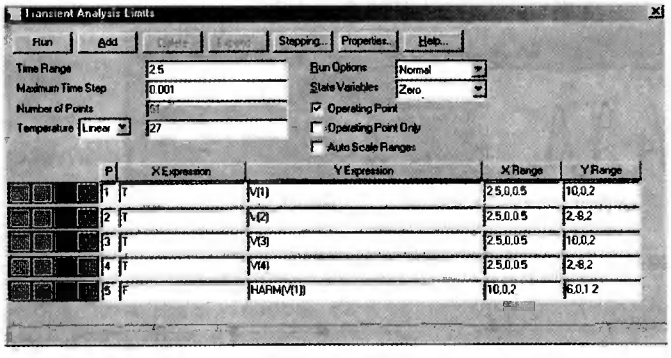


Рис. 199

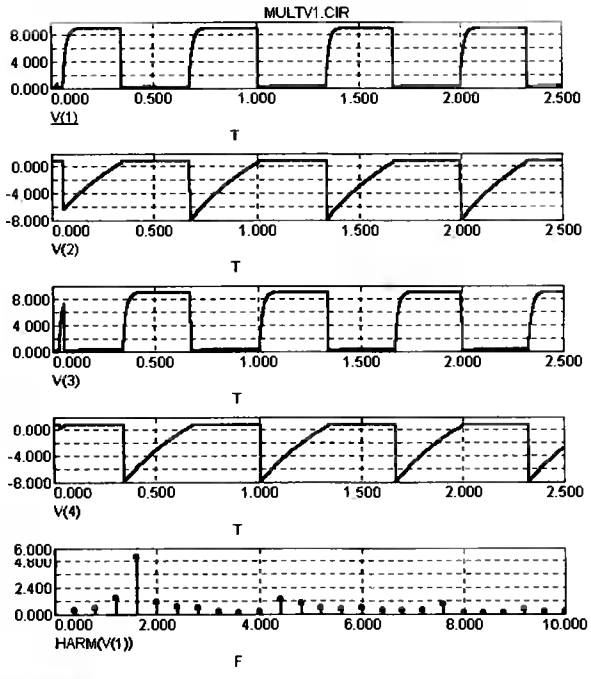


Рис. 200

анализа напряжения на коллекторе транзистора VT1: HARM(V(1)). Осциллограммы в узлах 1—4 и амплитудный спектр в полосе частот 0...10 Гц показаны на рис. 200.

Совет. *Старайтесь подобрать временной шаг и отрезок наблюдения, а также масштабы по оси ординат так, чтобы выявлялись характерные колебательные процессы. Установки в обеих программах по умолчанию или в автоматическом режиме могут быть не самыми удачными, а иногда и совсем неудачными.*

Продолжение следует

Генрих Кардашев,
г. Москва

CAN-контроллер SJA1000

Продолжение. Начало статьи см. на с. 10.

Выводы RX0 и TX0 через трансивер подключаются к двухпроводной линии связи. Часто весьма удобно соединять вывод INT с выводом ОЭВМ INT0 или INT1, что позволяет перенести подпрограмму работы с CAN-контроллером в обработчик соответствующего прерывания. При этом CAN-контроллер будет удерживать на выводе INT уровень лог. 0 до тех пор, пока не будет считано состояние регистра прерываний IR (табл. 3).

Таблица 3

Номер бита	Наименование бита	Описание
7	BEI	Ошибка шины. CAN-контроллер автоматически переводится в режим сброса
6	ALI	Потеря арбитража
5	EPI	Ошибка при передаче данных. CAN-контроллер будет пытаться сам повторно передать данные
4	WUI	Устанавливается при активности на шине, когда контроллер находится в режиме пониженного токопотребления
3	DOI	Переполнение данных
2	EI	Этот бит устанавливается при любом изменении статуса ошибки или ошибочного состояния на линии
1	TI	Данные переданы
0	RI	Данные получены

Идеология работы состоит в том, что контроллер работает двух режимах — операционном и режиме сброса. В режиме сброса задается режим работы CAN-контроллера:

- скорость передачи данных по шине;
- конфигурация выводов CLKOUT, INT, а также пар выводов TX и RX;
- фильтры сообщений;
- маска прерываний.

В операционном режиме осуществляется прием/передача данных. При первоначальном пуске контроллер SJA1000 переходит в режим сброса. Таким образом, прежде чем использовать микросхему, необходимо задать режим ее работы сразу после включения ОЭВМ. Для этого необходимо установить на выводе CS лог. 0. и после можно непосредственно работать с регистрами CAN-контроллера как с ячейками внешней памяти ОЭВМ.

Затем необходимо задать маску прерываний. Маска прерываний необходима для того, чтобы определить какие прерывания будут вызывать установку уровня лог. 0 на выводе INT. Делается это с помощью регистра IER. Для этого в маске прерываний соответствующий бит следует установить в 1. Седьмой бит регистра IER маскирует седьмой бит регистра IR, шестой бит IER — шестой бит IR и т. д.

Продолжение следует

Владимир Каратаев,
г. Таганрог, Ростовская обл.

Введение в MEMS-технологии

Целью настоящей статьи является ознакомление читателей с основными понятиями и определениями технологии MEMS. В статье приведены наиболее известные области применения приборов MEMS.

Термин «Миниатюрные электромеханические системы» (MEMS — Micro Electro-Mechanical Systems) следует понимать как интегральные полупроводниковые структуры, содержащие как миниатюрные электромеханические элементы, так и интегрированные микросистемы обработки данных. Иными словами, технологии MEMS — это комплект технологий, необходимых для производства двух интегральных компонентов — миниатюрного электромеханического элемента и микросистемы обработки данных.

Миниатюрные электромеханические элементы — это миниатюрные датчики, электроприводы, принимающие и излучающие мембраны и другие подобные элементы, выполненные на обычной кремниевой подложке с использованием процессов «микромеханической обработки». «Микромеханическая обработка» — это комплект технологий производства полупроводниковых структур, позволяющий формировать в полупроводниковой подложке (кремниевом основании) миниатюрные четко выраженные рельефные структуры достаточно большой глубины. Следует отметить, что использование именно комплекта технологий необходимо потому, что отдельные стандартные технологии производства, как правило, ориентированы на создание относительно неглубоких полупроводниковых структур. На рис. 1 показан рельеф поверхности кристалла кремния, обработанный «микромеханической обработкой» с целью создания рельефного (объемного датчика).

Микросистемы обработки данных — это, как правило, функционально ориентированные аналоговые или смешанные (аналоговые и цифровые) специализированные устройства, предназначенные для предварительной обработки информации и оптимального сопряжения с миниатюрными электромеханическими элементами. Обычно микросистемы обработки данных изготавливаются с использованием одной их стандартных интегральной технологии, например, биполярной, CMOS или BICMOS.

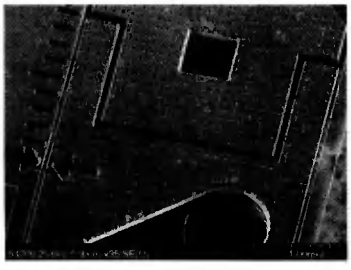


Рис. 1

Использование технологий MEMS позволяет по-новому представить практически все известные на сегодняшний день категории изделий микроэлектроники. Каждое изделие, изготовленное по технологии MEMS, имеет специализированную микросистему обработки данных, интегрированную либо с входным микромеханическим датчиком, либо с выходным микромеханическим устройством. Иными словами, использование приборов MEMS позволяет создавать высокоинтеллектуальные входные датчики или выходные исполнительные устройства. Такие устройства способны «самостоятельно» (т. е. без участия электроники более высокого уровня) контролировать информацию об изменениях окружающей среды в целом и ее механических, тепловых, биологических, химических, оптических или магнитных составляющих. Полученная от встроенных микромеханических датчиков информация обрабатывается специализированной микросистемой обработки данных на достаточно высоком вычислительном уровне, что позволяет принять необходимое решение непосредственно в приборе MEMS, и, следовательно, возможно осуществить необходимые воздействия на окружающую среду микромеханическими исполнительными устройствами, интегрированными в этот же прибор, например, изменить положение входных датчиков, включить исполнительные миниатюрные приводы, переместить или установить в заданную позицию другие датчики и т. п.

Прочитав о возможностях таких микросистем, невольно задаешь себе вопрос о размерах приборов MEMS. Для иллюстрации габаритов создаваемых приборов предлагается рис. 2.

Рис. 2

Внизу на рисунке видна созданная структура MEMS, огромная труба над ней является человеческим волосом, диаметр которого равен 100 мкм (10^{-4} м). Впечатляет, не правда ли?

Следует отметить, что основным материалом для производства приборов MEMS является кремний, поскольку он обладает наиболее подходящими физико-химическими свойствами из всех известных полупроводниковых материалов.

Не останавливаясь подробно на тонкостях технологии изготовления приборов MEMS, отметим, что она значительно более сложная по сравнению с технологией изготовления обычных микросхем, поскольку состоит из целого ряда стандартных технологий.

Ограничимся лишь коротким перечислением трех основных составляющих того технологического процесса, который принято называть емким термином технологии MEMS. Под этим, как правило, подразумеваются традиционные технологические циклы изготовления интегральных схем, адаптированные для создания трехмерных механических структур, а именно — объемная микрообработка, поверхностная микрообработка и так называемая технология LIGA [27].

Под термином «объемная микрообработка» (Bulk Micromachining) понимается такая технология, которая позволяет создавать объемные структуры внутри кремниевой подложки благодаря ее анизотропным свойствам, т. е. различной скорости травления кристалла в зависимости от направления кристаллографических осей. Другой вариант — объемная структура может быть получена методом наращивания, когда несколько подложек сплавляются и образуют вертикальные связи на атомарном уровне.

При поверхностной микромеханической обработке (Surface Micromachining) трехмерная структура образуется последовательным наложением основных тонких пленок и удалением вспомогательных слоев согласно требуемой топологии.

достаточно часто используется также термин NANO-технологии.

В России термины МСТ и MEMS стали использоваться в официальных документах после принятия в 1996 г. перечня критических технологий Федерального уровня. В приоритетные направления развития науки и техники Российской Федерации (раздел производственных технологий) в состав критических технологий Федерального уровня на 2001—2010 г. включена микросистемная техника [30].

ОСНОВНЫЕ ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ MEMS-ПРИБОРОВ

В связи с высокой актуальностью разработки и применения приборов и технологий MEMS, как в Интернете, так и в различных печатных изданиях, публикуется очень большое число материалов на эту тему. Полная классификация областей применения MEMS-технологий в настоящее время — дело довольно неблагодарное, поскольку приборы MEMS используются практически в каждом из известных на сегодняшний день направлений электроники. Автору этих строк удалось насчитать не менее трех тысяч различных приборов, а число публикаций по технологиям MEMS превышает несколько десятков тысяч.

Естественно, что такой объем материала не может быть изложен в рамках одной статьи, поэтому мы приведем лишь наиболее яркие и известные:

1. Датчики давления, прогиба, вибрации, удара.
2. Микроприводы и микросдвигатели — актюаторы.
3. Искрообразователи — воспламенители.
4. Микрофоны.
5. Звуковые генераторы — буззеры.
6. Звуковые излучатели — микрогромкоговорители.
7. Звуковые сирены — ревуны.
8. Ультразвуковые излучатели, резаки, генераторы тумана.
9. Датчики уровня жидкости.
10. Датчики расстояния.
11. Твердотельные микротрансформаторы.
12. Микрокапиллярные микрофлюидные приборы — микронасосы, микроклапаны, микродозаторы.
13. Датчики химических элементов.
14. Радиочастотные элементы — катушки индуктивности и подстроечные конденсаторы.
15. СВЧ элементы.
16. Микрозеркала — миниатюрные отклоняющие системы.
17. Радиочастотные клапаны.
18. Оптические клапаны.
19. Микротурбины.
20. Датчики линейных ускорений — акселерометры.
21. Датчики угловых ускорений — гироскопы.
22. MEMS-робототехника.

Еще раз отметим, что это далеко не полный список. Очевидно, что областей применения приборов MEMS значительно больше, чем число самих приборов. Со многими из перечисленных устройств наши читатели довольно часто встречаются, даже не подозревая, что в них используют технологии MEMS. И еще одно важное замечание — многие из приведенных выше приборов впервые были разработаны при изучении пьезоэлектрического эффекта в кремнии начиная с середины прошлого века. Многие из датчиков первоначально не содержали встроенных микросистем обработки данных и исполнялись как дискретные приборы, аналогичная картина была и со многими исполнительными устройствами. Пожалуй, только за последние двадцать лет эти изделия начали приобретать отчетливые черты приборов MEMS.

Приведем короткое описание каждой из перечисленных групп приборов.

Датчики давления, прогиба, вибрации и удара выпускаются уже очень давно, более 40 лет. Это исторически самые первые из приборов MEMS. Если первоначально измерительные механические элементы этих датчиков (диски, балки, пластины и т. п.) изготавливались с помощью механической и химической обработки, а затем эти элементы собирались в единую конструкцию с помощью механических элементов крепления, пайки и других приемов, присущих технологиям производства дискретных радиоэлементов, то в современных приборах все это изготавливается из единой пластины монокристаллического кремния с помощью технологий MEMS. Мы не будем более подробно останавливаться на конструкции и свойствах этих приборов, поскольку и в технических журналах, и в Интернете существует достаточно много статей, посвященных этим датчикам, в большинстве своем, построенных с использованием пьезоэффекта [10, 12, 17—24].

Микроприводы и микросдвигатели — актюаторы. Актюаторы — это приборы, предназначенные для преобразования электрических величин в механические перемещения или сдвиги. Они, как правило, строятся на базе обратного пьезоэффекта. Современные технологии позволяю строить актюаторы, развивающие как очень большое усилие сдвига, так и очень малое. При этом величина сдвига может составлять единицы как нанометров, так и миллиметров. Применяются эти приборы в современных системах позиционирования микрометрических столов при производстве интегральных микросхем, системах позиционирования считывающих головок в сверхминиатюрных жестких дисках, а также в CD и DVD системах [17—24].

Искрообразователи и воспламенители — это всем нам хорошо известные пьезоэлектрические зажигалки, внешние зажигалки для газовых плит, встроенные поджигатели для газовых плит и современных газовых котлов индивидуального отопления [17].

Различные **пьезоэлектрические микрофоны, малогабаритные звуковые низкочастотные маломощные излучатели** — микрогромкоговорители, микрогромкоговорители с встроенными звуковыми генераторами — буззеры, малогабаритные звуковые низкочастотные мощные излучатели — ревуны и сирены. Все эти изделия широко распространены и используются практически в каждом современном бытовом приборе. Например, в мобильном телефоне используются микрофоны и микрогромкоговорители, а также микровибраторы, в автомобильной технике — ревуны и т. п. Более мощные излучатели используются для отпугивания насекомых, птиц и животных. Высокоинтенсивные излучатели используются для сварки, резки, мойки и очистки материалов, в системах диагностики состояния материалов, различных датчиках уровня жидкости и скорости ее протекания, распылителях и генераторах тумана, увлажнителях воздуха, ингаляторах, измерителях расстояния в воздухе и жидкости, дефектоскопии, толщиномерах, охранных системах в качестве датчиков движения и т. п.

Окончание следует

Олег Николайчук,
г. Кишинев, Молдавия

Источник питания для электролизера

Приведенный в статье источник питания применен в опытном образце электрохимического регенератора. Регенератор входит в состав гемодиализного аппарата с рециркуляцией (восстановлением) диализирующего раствора. Нагрузкой для источника питания является секция электролизера, где собственно и происходит регенерирование отработанного раствора. Режим работы электролизера определяет основные требования, предъявляемые к источнику питания. Автор приводит также теоретическое обоснование применения электролизера для окисления органических продуктов.

Искусственное очищение крови методом гемодиализа основывается на использовании технических средств, совокупность которых образует искусственный орган, временно замещающий функцию естественной почки посредством целенаправленного воздействия на кровь.

Тенденция расширения медико-технических требований к техническому оснащению искусственного очищения крови, потребность к снижению себестоимости искусственного очищения, необходимость упрощения, снижение энергопотребления, расхода воды и реактивов — все эти факторы определяют актуальность разработки альтернативных методик искусственного очищения и их технической реализации, которые не получили до настоящего времени широкого распространения из-за недостаточного уровня исследований и различных особенностей, связанных с их применением. Одной из таких методик является гемодиализ с регенерацией диализирующего раствора или диализата (солевой раствор NaCl). Необходим регенератор, который регенерирует раствор методом электролиза. Такой регенератор предъявляет следующие требования к источнику питания.

Нагрузкой для источника является секция электролизера. Рабочий ток в секции должен регулироваться и стабилизироваться в диапазоне 6...16 А с шагом 0,04 А. Напряжение на электродах секции электролизера при максимальном токе составляет 4...4,5 В. Соответственно, выходная мощность источника не менее 72 Вт.

Кроме того, источник должен обеспечивать переполюсовку (изменение полярности) электродов в секции электролизера.

Электрическая энергия при электролизе расходуется на аноде электролизера как на окисление органических веществ, так и на образование побочных продуктов, главным образом гипохлорида натрия, свободного хлора и кислорода. Для проведения более качественной очистки диализирующего раствора и уменьшения выработки побочных продуктов необходим управляемый процесс регенерации. Его могут осуществить датчик мочевины вместе с управляемым источником питания. Автор в своей статье приводит схемотехническое решение такого источника.

Установлено существование двух областей потенциалов адсорбции и электроокисления мочевины на платиновых электродах. При электролизе окислению подвергаются только адсорбированные частицы мочевины, причем скорость процесса окисления определяется скоростью адсорбции мочевины, которая, в свою очередь, зависит от потенциала электрода. В основном мочевина адсорбируется в двух диапазонах потенциалов — 0,8...1,4 В и более 1,9 В. В области низких потенциалов мочевина окисляется с небольшой скоростью до азотосодержащих продуктов, которые остаются в растворе. При потенциале анода относительно стандартного хлорсеребряного электрода более 1,9 В происходит прямое окисление мочевины до азота, углекислого газа и воды.

Для реализации электрохимического окисления в отработанном диализате органических продуктов диализата необходимы стойкие в хлорсодержащих нейтральных средах электроды-катализаторы, работающие в области высоких анодных потенциалов и выдерживающие при этом переполюсовку. Таким требованиям могут соответствовать только металлы платиновой группы. Применение платины в качестве металла для электродов достаточно дорого, и на практике ее наносят различными методами на инертные токопроводящие подложки из вентильных металлов, в основном на титан или тантал.

Отметим основные показатели назначения регенератора. Регенератор должен обеспечивать регенерирование отработанного диализата с удельной электропроводностью (14±2) мСм/см и температурой (38±2) °С при его рециркуляции с расходом (500±100) мл/мин и следующими исходными концентрациями:

- натрия хлористого (NaCl), г/л 7,9;
- калия хлористого (KCl), г/л 0,4;
- кальция хлористого шестиводного ($CaCl_2 \times 6H_20$), г/л 0,4;
- магния хлористого ($MgCl_2$), г/л 0,1.

Электролизер состоит из четырех секций, соединенных гидравлически последовательно. Каждая секция представляет собой монополярный электролизер с 12-ю электродами. Межэлектродное расстояние 1 мм. В качестве электродов применяются биметалические титан-платиновые пластины (шесть пластин — анод, шесть пластин — катод). Анодная плотность тока при номинальном токе через секцию 15 А равна 5×10^{-3} А/см^2. Во время работы в каждой секции идет активное выделение газовой фазы из раствора, поэтому конструкция электролизера должна обеспечивать ее удаление. Автор не будет приводить конструкцию секции электролизера. Отметим, что пластины электродов катода и анода соединены параллельно.

Всего в состав регенератора входит четыре подобных совершенно одинаковых источника питания. Каждый источник питания подключается к одной секции электролизера.

Структурная схема регенератора приведена на рис. 1.

Принципиальная схема источника питания, работающего на одну секцию электролизера, приведена на рис. 2.

Рассмотрим общий алгоритм управления электрохимического регенератора в составе гемодиализного аппарата (рис. 1). В состав регенератора входят следующие функциональные узлы: сетевой источник U1, формирующий питающие напряжения +24 В, ±15 В, +5 В, управляемые источники U2—U5. Нагрузкой каждого источника является секции электролизера, соответственно № 1—4. Работой регенератора управляет блок управления A1, который конструктивно относится к диализному аппарату. Обмен между блоком управления A1 и управляемыми источниками питания U2—U5 происходит по внутреннему интерфейсу, который имеет параллельную организацию ввода-вывода и вклю-

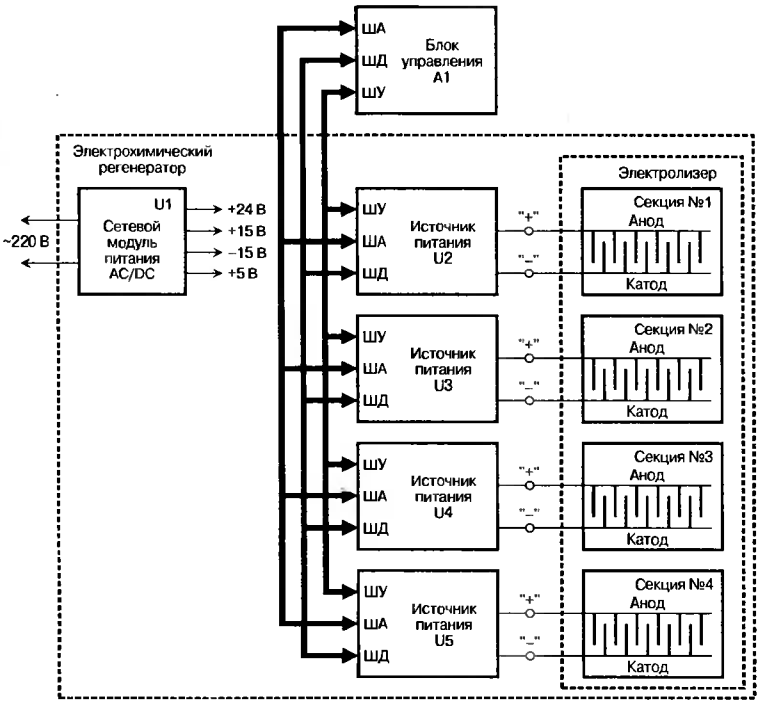


Рис. 1

чает в свой состав шину данных ШД, адреса ША и управления ШУ.

Блок управления A1 управляет работой всего гемодиализного аппарата, а не только регенератором и выполнен на базе процессорной платы PCI-6870. Работа шин данных ШД, адреса ША, и сигнала записи IOW шины управления ШУ, организована через плату ввода вывода PCA-1753A. Аналоговые сигналы шины управления поступают на плату АЦП PCI-1713 блока управления. Более подробную информацию о данных платах можно найти в [5]. Шина данных — восьмиразрядная (сигналы DB0—DB7), шина адресов также восьмиразрядная (сигналы AB0—AB7). Вышеуказанные сигналы имеют уровень ТТЛ. Рассмотрим сигналы шины управления:

- IOW — сигнал записи, активный уровень — лог. 0;
- RESET — сигнал начальной установки (общего сброса), активный уровень — лог. 0;
- I1 — аналоговый сигнал контроля тока в стабилизаторе тока № 1;
- I2 — аналоговый сигнал контроля тока в стабилизаторе тока № 2;
- U1 — аналоговый сигнал контроля входного напряжения (24 В) источника питания;
- U2 — аналоговый сигнал контроля выходного напряжения в нагрузке (в секции электролизера).

Более полная информация о назначении сигналов шины управления будет приведена далее при рассмотрении работы функциональных узлов источника питания.

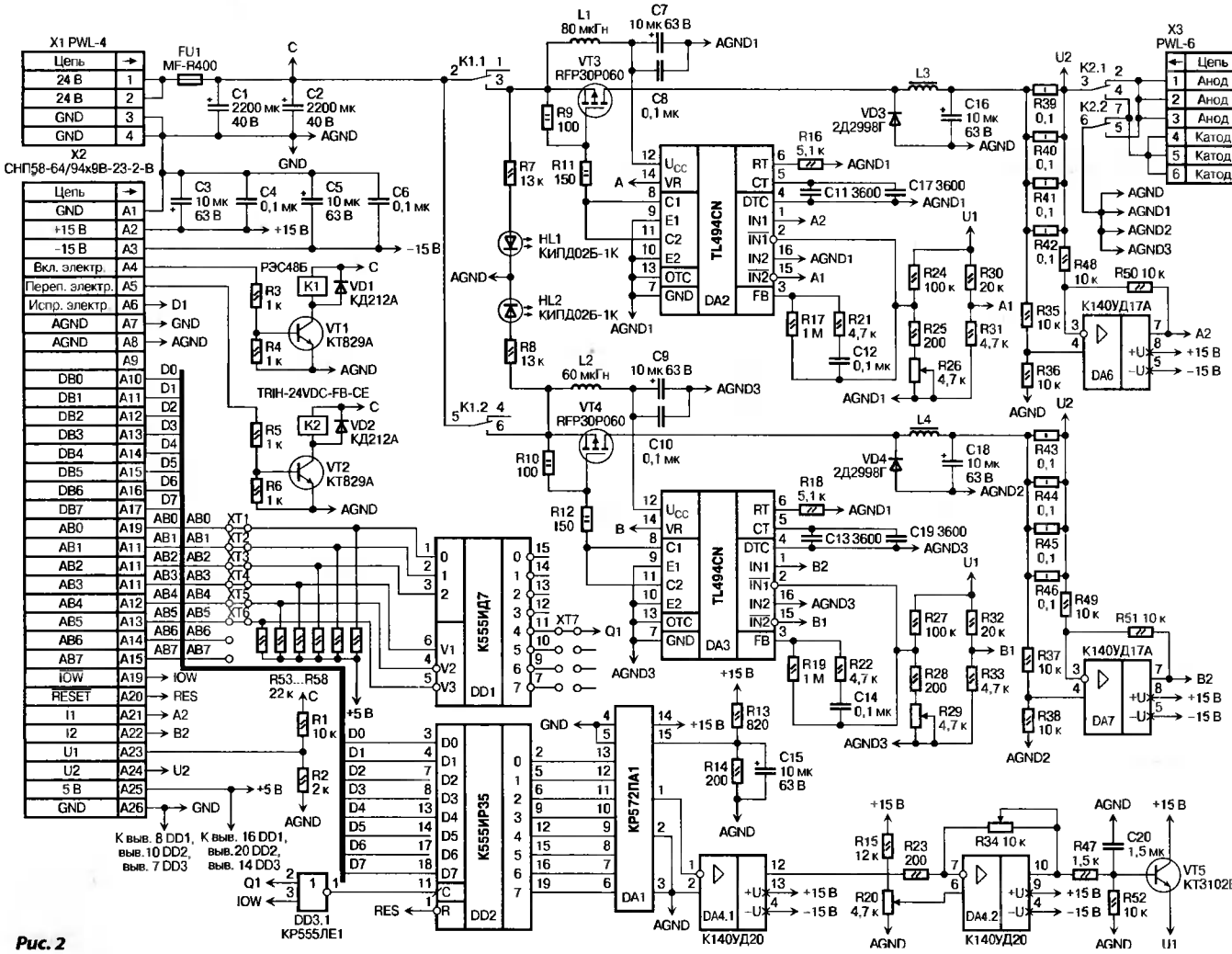


Рис. 2

Ниже приведены основные технические характеристика для источника питания, работающего на одну секцию электролизера.

Основные технические характеристики источника питания

Режим работы	стабилизатор тока
Входные питающие напряжения, В	24, ±15, +5
Номинальный выходной ток, А	15
Диапазон изменения выходного тока, А	6...16
Шаг изменения выходного тока, мА	40
Диапазон изменения управляющего напряжения, В	2,5...5
Нестабильность выходного тока при изменении температуры окружающей среды в диапазоне 0...+50 °С, %	1
Среднее значение КПД во всем интервале выходного тока, %	70
Частота преобразования, кГц	15
Интервал рабочей температуры, °С	–25...+85
Обеспечение режима переполюсовки (изменение полярности электродов в электролизере).	

Фактически источник питания представляет собой управляемый стабилизатор тока в диапазоне 6...16 А, при этом напряжение на нагрузке (на электродах секции электролизера) меняется в диапазоне 3,5...4,5 В. Применена двухканальная схема. Каждый канал собран по схеме импульсного понижающего стабилизатора в режиме стабилизации тока (далее стабилизатор тока № 1 и стабилизатор тока № 2). Стабилизатор тока № 1 собран на полевом транзисторе VT3, микросхеме DA2 (ШИМ-контроллер), диоде VD3, дросселе L3, датчике тока на резисторах R39—R42, дифференциальном усилителе DA6. Стабилизатор тока № 2 собран на полевом транзисторе VT4, микросхеме DA3, диоде VD4, дросселе L4, датчике тока на резисторах R43—R46, дифференциальном усилителе DA7. Максимальный выходной ток каждого стабилизатора — 8 А. Токи стабилизаторов суммируются в нагрузке (в секции электролизера). Каналы принципиально совершенно одинаковые и при работе практически не влияют друг на друга.

Рассмотрим работу стабилизатора тока № 1. Он собран на ШИМ-контроллере TL494CN (DA2). Подробное описание микросхемы приведено в [3]. Данные микросхемы обеспечивают расширенные возможности при разработке схем управления ИВП и реализуют полный набор функций ШИМ-управления. Микросхема осуществляет формирование опорного напряжения, усиление сигнала ошибки, формирование пилообразного напряжения, широтно-импульсную модуляцию, формирование двухтактного выхода, защиту от сквозных токов, защиту от перегрузок, внешнюю синхронизацию, мягкий запуск, широкий диапазон регулировки, имеет возможность внешнего включения.

Независимые выходные формирователи микросхемы на транзисторах обеспечивают также возможность работы выходного каскада по схемам с общим эмиттером или коллектором.

Входное напряжение 24 В на стабилизаторы поступает с соединителя X1 через самовосстанавливающий предохранитель FU1 и контакты реле K1.

Резистор R16 и конденсаторы C11, C17 задают частоту генератора пилообразного напряжения микросхемы DA2.

Следует отметить, что независимые выходные формирователи микросхемы TL494 обеспечивают работу выходного каскада как в двухтактном, так и в однотактном режимах. Выходной формирователь микросхемы включен в однотактном режиме, для чего вывод 13 соединен с общим проводом. Два выходных транзистора включены по схеме с общим эмиттером и работают параллельно, при этом выходная частота равна частоте генератора. Выходной каскад микросхемы через делитель R9R11 управляет полевым транзистором VT3. Для подавления различных высокочастотных помех и более устойчивой работы стабилизатора питание микросхемы осуществляется через LC-фильтр на элементах L1, C7, C8. Как видно из принципиальной схемы, при применении микросхемы TL494 требуется сравнительное небольшое число внешних элементов.

На микросхеме DA6 выполнен дифференциальный усилитель, преобразующий выходной ток в напряжение, которое с выхода усилителя (вывод 7 микросхемы DA6) поступает на неинвертирующий вход 1 усилителя ошибки микросхемы DA2. Резистор R21 и конденсатор C12 осуществляют частотную коррекцию этого усилителя.

Датчики тока — параллельные резисторы R39—R42 включены последовательно с нагрузкой. Значение тока в нагрузке (напряжение на инвертирующий входе усилителя, вывод 2 микросхемы DA2) задается делителем R24—R26. Управляющее напряжение на данный делитель поступает с эмиттера транзистора VT5. Резистором R25 осуществляется корректировка подаваемого на вход 2 микросхемы DA2 управляющего напряжения. В результате, стабилизируя напряжение на датчике тока, мы получаем стабилизированный ток в нагрузке. Включение датчиков тока на выходе в каждом стабилизаторе позволяет развязать стабилизаторы друг от друга.

Стабилизатор тока № 2 построен совершенно аналогично. Следует отметить, что управляющее напряжение с эмиттера транзистора VT5 поступает на два стабилизатора одновременно. Для включения источника необходимо установить сигнал «Вкл. электр.» в лог. 1, при этом открывается транзистор VT1. Реле K1 включает оба стабилизатора одновременно. После включения реле K1 включаются индикаторы HL1, HL2, которые позволяют визуально контролировать наличие напряжения на входе каждого стабилизатора. Для включения переполюсовки необходимо установить сигнал «Переп. электр.» в лог. 1, при этом открывается транзистор VT2 и включается реле K2. Переполюсовку следует производить при отключенных стабилизаторах (сигнал «Вкл. электр.» нужно установить в лог. 0).

Аналоговый сигнал контроля входного напряжения U1 источника питания поступает на контакт A23 соединителя X2 с делителя R1R2. Выходное напряжение источника (сигнал U2) поступает на контакт A24 соединителя X2. Сигналы с выводов 7 микросхем DA6, DA7 так же поступают на контакты соединителя X2. Все вышеуказанные сигналы для контроля по шине управления поступают на плату АЦП блока управления.

Рассмотрим работу канала, формирующего управляющее напряжение. Он состоит из селектора адреса на дешифраторе DD1, регистра DD2, ЦАП DA1, операционного усилителя DA4 и выходного транзистора VT5. Замыкателями XT1—XT7 задается адрес, необходимый для выбора регистра DD2. В регистр DD2 записывается число 0—255 (FFH).

Данное число поступает на входы ЦАП DA1. Выходное напряжение с ЦАП (вывод 12 DA4.1) подается на вход операционного усилителя DA4.2. В итоге код, записываемый в регистр DD2, определяет управляющее напряжение, которое с эмиттера транзисто-

ра VT5 поступает на оба стабилизатора тока. Резисторами R20 и R34 устанавливается смещение и коэффициент усиления операционного усилителя DA4.2. Более точная регулировка в каналах стабилизации тока № 1 и № 2 осуществляется резисторами R26 и R29. Установка выходов регистра DD2 в нулевое состояние происходит при подаче лог. 0 на вход R (вывод 1 DD2) сигналом RESET (поступает с контакта A20 соединителя X2). Параллельная запись информации в регистр осуществляется по фронту импульсов положительной полярности, подаваемых на вход C (вывод 11). Как видно из схемы, сигнал записи поступает с выхода элемента 2ИЛИ-НЕ микросхемы DD3. Нетрудно вычислить, что значение тока в секции электролизера при инкременте или декременте числа, записываемого в регистр DD2, меняется с шагом 40 мА.

Для записи значения тока в регистр DD1 необходимо выставить на соответствующих шинах адрес и данные и установить сигнала IOW в лог. 0.

Микросхема TL494 позволяет организовать и двухтактный режим работы, т. е. вполне можно было бы обойтись и одной такой микросхемой, а также исключить реле K1 для выключения источника, используя для отключения микросхем и транзисторов VT3, VT4 управляющие входы микросхем. Выбор схемотехники источника питания (два независимых стабилизатора тока, контроль тока в каждом стабилизаторе и включение источника питания с помощью реле) продиктован соображениями надежности, безопасности и особенностями работы источника при электрохимической регенерации раствора.

Источник питания имеет максимальный КПД около 75 % при минимальном выходном токе, при максимальном он снижается до 70 %.

Для уменьшения потерь мощности датчики тока (резисторы R39—R42 и R43—R46) выполнены с минимальным сопротивлением — 0,025 Ом каждый. При максимальном токе нагрузке 16 А рассеиваемая мощность на датчиках составляет 3,2 Вт. При необходимости для снижения потерь можно уменьшить сопротивление датчиков.

Дроссели L3, L4 выполнены каждый на двух сложенных вместе кольцевых магнитопроводах K36×25×9,7 из материала МП-140 и содержат по 45 витков в два провода ПЭТВ-2 ∅1,1, уложенных равномерно в два слоя по всему периметру кольца. Между слоями проложены два слоя лакоткани ЛШМС-105-0.06 ГОСТ 2214-78. Индуктивность дросселей около 400 мкГн. Резисторы — С2-33Н. Конденсаторы C1—C3, C5, C7, C9, C15, C16, C18 — К50-35; остальные — К10-17. Микросхему TL494CN можно заменить, на TL494LN или на КР1114ЕУ4. Дроссели L1, L2 — ДМ-0,1-80. Самовосстанавливающийся предохранитель MF-R400 заменим на любой другой с аналогичными характеристиками. Диод VD2 можно заменить любым другим диодом Шоттки с рабочим напряжением 35 В и током 30 А, например 20TQ045.

Резисторы R39—R42, R43—R46 — С5-16МВ-1 Вт-0,1 Ом±1 %. Резисторы R20, R26, R29, R34 — СП5-3 или СП5-2ВА.

Ключевые транзисторы в стабилизаторах VT3, VT4 и диоды VD3, VD4 устанавливаются на отдельных радиаторах. Площадь эффективной поверхности каждого радиатора для транзистора не менее 100 см^2, для диода — 40 см^2.

Для устойчивой работы источника при разработке печатной платы следует обратить внимание на разводку проводников и расположение элементов на ней с целью подавления электромагнитных излучений. Целесообразно разделить в каждом канале общие проводники ключевого каскада и микросхемы управления (ШИМ-контроллера), а точку соединения сделать перед реле K2. Реле K2 расположить непосредственно перед выходным соединителем X3.

Проверку и настройку источника можно проводить и с резистивной нагрузкой. Подойдет любая нагрузка сопротивлением порядка 0,2 Ом, рассчитанная на ток не менее 20 А.

Настройку источника целесообразно начать с формирователя управляющего напряжения, при этом каналы стабилизаторов тока нужно отключить. После подачи питания установить сигнал RESET в лог. 0 (достаточно импульса длительностью около 100 мс) и проконтролировать наличие лог. 0 на выходах регистра DD2. Вращая движок переменного резистора R20 установить напряжение 2,5 В на эмиттере транзистора VT5.

Далее записать в регистр DD2 число 255 (FFH) и, вращая движок переменного резистора R34, установить напряжение 5 В на эмиттере транзистора VT5. Затем нужно поочередно проверить оба стабилизатора, и только после проверки всех функциональных узлов источника его можно включить вместе с электролизером.

Первое включение, лучше сделать при токе 6 А, затем медленно увеличивать ток до 16 А.

Входное напряжение источника 24 В можно уменьшить или увеличить, если учесть все вышеизложенные требования к каналам источника, но при этом нужно заново рассчитать делители R9R11 и R10R12, чтобы ток делителей и напряжение исток-затвор транзисторов VT3, VT4 не изменились. При другом входном напряжении изменится входной ток и придется подобрать предохранитель FU1 с соответствующим номинальным током.

Источник можно использовать для выработки гипохлорида в растворе хлористого натрия.

ЛИТЕРАТУРА:

1. *А. Ф. Мазанко, Г. М. Камарьян, О. П. Ромашин. Промышленный мембранный электролиз. — М.: Химия, 1989. — 240 с.; ил.*
2. *В. Л. Кубасов, С. А. Зарецкий. Основы электрохимии основы электрохимии. — М.:Химия, 1985.*
3. *Интегральные микросхемы: Микросхемы для импульсных источников питания и их применение. — М. Додека, 1997.*
4. *Г. С. Найвельт, К. Б. Мазель, Ч. И. Хусаинов и др., под ред. Г. С. Найвельта. Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры. Справочник. — М.: Радио и связь, 1985.*
5. *http://www.prosoft.ru*
6. *Д. Хрусталев. Особенности конструирования печатных плат для импульсных источников питания. — Схемотехника, 2002, № 12, с. 18, 19.*

Сергей Шишкин,
г. Саров Нижегородской обл.

Продолжение. Начало — № 10/2005

Управление мобильным телефоном при помощи компьютера

ПРИНЦИП РАБОТЫ КАНАЛА СВЯЗИ

Скажем несколько слов о функционировании канала связи «персональный компьютер — телефонный аппарат». Передача данных осуществляется при помощи последовательного канала связи (один провод для передачи данных от персонального компьютера на мобильный телефон и один провод для передачи данных с телефонного аппарата на компьютер). Передача как в одну сторону, так и в другую осуществляется со строго определенной скоростью, пачками по восемь бит, также используется один старт-бит и один стоп-бит, по которым собственно и определяется начало и конец байта данных. В целом канал связи соответствует стандарту RS-232.

Специфика работы программы HyperTerminal состоит в том, что скан-код ASCII любого символа, набранного при помощи клавиатуры, сразу же выводится на передающую шину последовательного порта. Это означает, что передача от компьютера к устройству осуществляется не блоками (целыми командами), а отдельными символами, представляющими синтаксический код этих самых команд.

В свою очередь, телефонный аппарат имеет приемный буфер определенного размера (соответствующий размерам команд). Буфер, как стек данных, принимает любые данные в виде отдельных байтов информации. Опознавание конца команды осуществляется при получении символа с кодом окончания команды (символ CR). Только после этого устройство начинает обработку команды. Отдельные символы, составляющие код команды, могут вводиться с большой разницей во времени (от нескольких секунд до нескольких минут). Очищается буфер только после приема символа окончания и обработки текущей команды.

Аналогичным образом передается информация и с телефонного аппарата на персональный компьютер за исключением того, что в программе HyperTerminal нет приемного буфера, т. е. вся информация, что поступает на последовательный интерфейс связи, сразу же выводится в рабочее окно программы. Все данные, которые поступают на последовательный порт персонального компьютера, преобразуются программой HyperTerminal в стандартные символы таблицы ASCII (правильнее будет сказать, коды, поступающие на вход, преобразуются в символы). Таким образом, в окне программы в качестве ответа терминала GSM на команды мы видим понятные символы латиницы.

СИНТАКСИС АТ-КОМАНД

Стандарт AT — это командный язык с целевой ориентацией. Каждая команда (табл. 1) состоит из трех элементов — префикса, основной части и символа окончания.

- Префикс всегда состоит из сочетания букв «AT» (единственное исключение представляет команда «A/»).
- Основная часть состоит из отдельных символов, которые будут описаны далее. В основную часть входит название команды, а также

Таблица 1

Команда	Функция
A/	Повтор последней введенной командной строки
ATA	Прием вызова
ATD	Набор абонентского номера с носимого телефона
ATD><mem><n>	Установление соединения по абонентскому номеру <n> в памяти <mem>
ATD=<n>;	Установление соединения по абонентскому номеру <n> в текущей памяти
ATD<str>	Установление соединения по абонентскому номеру в памяти с соответствующим алфавитно-цифровым полем
ATDI<n>	Установление соединения по абонентскому номеру ЦСИС <n> с носимого телефона
ATDL	Набор последнего использованного номера (повторный набор)
ATE	Режим «эхо» выводимых команд
ATH	Разъединение установленного соединения
ATI	Вывод данных об изделии
ATL	Регулировка громкости громкоговорителя
ATM	Задание режима работы громкоговорителя
ATO	Переключение из командного режима в режим передачи данных
ATP	Задание импульсного способа набора номера
ATQ	Выбор режима вывода кодов результатов
ATS0	Автоматический прием вызова после n вызывных сигналов
ATS3	Задание символа окончания командной строки
ATS4	Задание символа форматирования для кодов результатов
ATS5	Задание символа редактирования для командной строки
ATS6	Задание паузы перед «слепым» набором
ATS7	Задание времени ожидания в секундах перед установлением соединения
ATS8	Задание времени ожидания в секундах для модификатора набора «запятая»
ATS10	Задание задержки разъединения при потере несущей
ATT	Задание тонального способа набора номера
ATV	Задание режима форматирование для кодов результатов
ATX	Задание формата ответа «CONNECT» и контроля соединения
ATZ	Задание всех параметров в соответствии с настройками пользователя
AT&C	Задание режима работы управляющей линии DCD (детектор принимаемого линейного сигнала канала данных)
AT&D	Задание режима работы управляющей линии DTR (оконечное оборудование готово)
AT&F	Задание для всех параметров заводских настроек
AT&S	Задание режима работы управляющей линии DSR (аппаратура окончания канала данных готова)
AT&V	Вывод текущей конфигурации
AT&W *)	Сохранение текущих значений параметров в настройках пользователя
AT&Z	Сохранение абонентского номера в энергонезависимой памяти
AT%D	Автоматический набор абонентского номера из памяти оконечного устройства при появлении лог. 1 на линии DTR
AT+DR	Сообщение о сжатии данных V.42bis
AT+DS	Задание режима сжатия данных V.42bis
AT+GCAP	Опрос полного списка функций ТА
AT+GMI	Опрос кода изготовителя
AT+GMM	Опрос кода модели ТА
AT+GMR	Опрос кода версии ТА
AT+GOI	Опрос глобального кода объекта
AT+GSN	Опрос серийного номера ТА
AT+ICF	Задание синхронизации управляющих символов TE-TA
AT+IFC	Задание локального управления потоками TE-TA
AT+ILRR	Задание режима сообщений о локальной скорости передачи TE-TA
AT+IPR	Задание фиксированной локальной скорости передачи

в некоторых случаях определенные значения. Если значение не обязательно, то оно приводится в квадратных скобках ([...]).

- Символ окончания является стандартным для всех команд и обозначается CR.

Символу CR в таблице ASCII соответствует код 0x0D. При работе программы HyperTerminal код 0x0D пересылается при нажатии клавиши Enter. Это значит, что команда считается полностью переданной только после нажатия данной клавиши.

Команды можно объединять в командную строку. Пробелы между отдельными основными частями игнорируются. Команды можно разделить на следующие категории:

- основной набор команд (с «+» или «^»);
- расширенный набор (с «+» или «^»).

Выполнение команд сопровождается сообщениями OK или ERROR. Обработка команд прерывается при поступлении любого другого символа, поэтому следующая команда должна ожидать подтверждения, так как в противном случае текущая команда будет прервана.

Для временной последовательности команд интерфейса применимы рекомендации для модемов V.25ter.

Следует сказать, что существует качественный перевод документации с детальным описанием AT-команд на русский язык, а также принципов функционирования данного языка. Перевод является полной технической документацией на терминал GSM Siemens M20. Найти данный материал можно по ссылке [4]. Там же также можно найти описание многих современных терминалов GSM таких известных фирм как Siemens, Sony Ericsson, Nokia, Motorola, Wavecom, Sagem, Enfora и др.

В табл. 1 приведены стандартные команды для управления GSM телефоном или терминалом.

В принципе данный список команд должен поддерживать любой телефонный аппарат с функциями модема.

В табл. 2 приведены AT-команды сетей сотовой связи в соответствии со стандартом GSM 07.07.

В табл. 3 указаны AT-команды в соответствии с GSM 07.05 для текстовых сообщений SMS.

В табл. 4 приведены основные форматы для работы с командами в соответствии с GSM 07.07 и GSM 07.05.

Таблица 2

Команды GSM 07.07	Функция
AT+CACM	Опрос/сброс текущего счетчика тарификации (ACM)
AT+CAMM	Опрос/сброс максимального значения для суммирующего счетчика тарификации (ACMmax)
AT+CAOC	Данные тарификации (Advice of Charge)
AT+CBC	Зарядка аккумулятора
AT+CBST	Выбор типа службы связи
AT+CCFC	Задание абонентского номера и условия для переадресации вызовов
AT+CCUG	Управление закрытыми группами пользователей (CUG)
AT+CCWA	Управление сигнализацией второго вызова (Call Waiting)
AT+CEER	Опрос причины разъединения последнего соединения
AT+CGMI	Опрос кода изготовителя
AT+CGMM	Опрос кода модели
AT+CGMR	Опрос кода версии
AT+CGSN	Опрос серийного номера изделия (IMEI)
AT+CHLD	Удержание вызова и конференц-связь (Call Hold и Multiparty)
AT+CHUP	Завершение всех соединений (Hangup)
AT+CIMI	Опрос международного кода мобильного абонента (IMSI)
AT+CLCC	Список текущих соединений оконечного устройства
AT+CLCK	Включение и выключение блокировки
AT+CLIP	Индикация абонентского номера вызывающего абонента (CLIP)
AT+CLIR	Подавление индикации абонентского номера вызывающего абонента (CLIR)
AT+CMEE	Сообщение о неисправностях носимого устройства
AT+COLP	Индикация абонентского номера вызванного абонента у вызывающего абонента (COLP)
AT+COPS	Выбор оператора сети
AT+CPAS	Опрос состояния носимого устройства
AT+CPBF	Поиск записей в телефонном справочнике
AT+CPBR	Чтение записей текущего телефонного справочника
AT+CPBS	Выбор телефонного справочника
AT+CPBW	Ввод записей в телефонный справочник
AT+CPIN	Ввод PIN-кода
AT+CPWD	Изменение пароля
AT+CR	Задание сообщений при установлении соединения (Service Reporting)
AT+CRC	Задание кода результата в сотовой связи для индикации входящих соединений
AT+CREG	Индикация состояния регистрации (состояние сети)
AT+CRLP	Задание параметров радиоканала (RLP) для исходящего «непрозрачного» соединения передачи данных
AT+CSCS	Выбор набора символов TE
AT+CSQ	Вывод данных о качестве сигнала
AT+FCLASS	Факс: выбор режима работы, опрос или проверка
AT+FMI	Факс: опрос кода изготовителя
AT+FMM	Факс: опрос кода модели
AT+FMR	Факс: опрос кода версии (состояния ПО)
AT+VGR	Задание усиления для громкоговорителя
AT+VGT	Уровень усиления микрофона
AT+VIP	Инициализация речевых параметров
AT+VTD	Задание продолжительности многочастотных тональных сигналов
AT+VTS	Создание и передача многочастотных тональных сигналов
AT+CCLK	Часы реального времени
AT+CVIB	Настройки виброзвонка
AT+CALM	Настройка громкости звонка

Таблица 3

Команда	Функция
AT+CMGD	Стирание сообщения SMS
AT+CMGF	Выбор формата сообщения SMS
AT+CMGL	Листание сообщений SMS в выбранной памяти
AT+CMGR	Чтение сообщения SMS
AT+CMGS	Передача сообщения SMS
AT+CMGW	Запись сообщения SMS в память SMS
AT+CMSS	Передача сообщения SMS из памяти SMS
AT+CNMI	Индикация новых полученных сообщений SMS
AT+CPMS	Выбор памяти сообщений SMS
AT+CRES	Восстановление настроек сообщений SMS
AT+CSAS	Сохранение настроек текстовых сообщений SMS
AT+CSCA	Адрес сервисного центра сообщений SMS
AT+CSCB	Выбор информационных сообщений SMS
AT+CSDH	Индикация параметров текстового режима SMS
AT+CSMP	Задание параметров текстового режима SMS
AT+CSMS	Выбор услуги текстовых сообщений SMS

Как видно из таблицы, существует четыре варианта использования команды. Первый — это команда проверки AT+CXXX=?. В результате выполнения данной команды пользователь получит ответ, в котором будут указаны списки параметров и диапазоны значений, которые

Таблица 4

Команда		Ответ
Команда проверки	AT+CXXX=?	Устройство передает в качестве ответа список параметров и диапазонов значений, которые заданы соответствующей командой записи или внутренним процессом
Команда чтения	AT+CXXX?	При выполнении этой команды возвращается текущее установленное ранее значение параметра/параметров
Команда записи	AT+CXXX=<...>	С помощью этой команды устанавливается значение параметра, заданное пользователем
Выполняемая команда	AT+CXXX	Выполняемая команда считывает неизменяемые параметры, влияние на которые оказывается внутренними процессами в телефонном аппарате

Таблица 5

Ответ	Тип	Значение
OK	Окончательный	Команда выполнена, ошибок нет
ERROR	Окончательный	Неправильная команда или слишком длинная командная строка
CONNECT	Промежуточный	Установлено соединение при параметре X = 0
CONNECT[<text>]	Промежуточный	Установлено соединение при параметре X > 0 <text>: например 'cnx 9600'. В этом случае скорость передачи равна 9600 бит/с
RING	Независимый	Поступил вызывной сигнал
NO CARRIER	Окончательный	Соединение не установлено или прервано
NO DIAL TONE	Окончательный	Нет сигнала готовности к набору, установление соединения невозможно, неправильный режим работы
BUSY	Окончательный	Вызываемый абонент занят
NO ANSWER	Окончательный	Превышено ограничение по времени при установлении соединения

Таблица 6

Список команд, определенных фирмой Siemens	Функция
AT^SACM	Опрос данных тарификации (AOC) и ACM/ACMmax
AT^SCID	Вывод кода SIM-карточки
AT^SCKS	Подключение карточки SIM
AT^SCNI	Листание информации об абонентских номерах
AT^SCTM	Критическая рабочая температура: задание режима индикации или опрос температуры
AT^SLCK	Включение и выключение блокировок (включая специфичные блокировки Siemens)
AT^SMGO	Переполнение SMS: задание режима индикации и опрос переполнения
AT^SMSO	Выключение носимого аппарата
AT^SNFA	Задание и опрос уровня затухания микрофона
AT^SNFE	Задание и опрос параметров подавления эхо
AT^SNFI	Задание параметров микрофона
AT^SNFM	Отключение микрофона (Mute)
AT^SNFO	Задание и опрос параметров для аудио-выхода (канал громкоговорителя)
AT^SNFS	Выбор аудио-оборудывания
AT^SNFV	Задание или опрос громкости громкоговорителя
AT^SPIC	Вывод значения счетчика PIN-кода
AT^SPLM	Чтение списка сетей (PLMN)
AT^SPLR	Чтение записи из списка предпочтительных операторов сети
AT^SPWD	Изменение пароля блокировки (включая специальные блокировки Siemens)
AT^SRTC	Выбор, опрос или проверка вызывного сигнала
AT^MONI	Контроль режима готовности и режима работы по выделенному каналу
AT^MONP	Контроль соседних сотов
AT+CXXCID	Вывод кода карточки SIM (команда идентична AT^SCID)

возможно установить при помощи данной команды. Существует также команда чтения AT+CXXX?, в результате выполнения которой возвращается текущее значение параметра/параметров. Основной командой является команда записи AT+CXXX=<...>, результатом выполнения которой является запись нового значения, заданного пользователем. Последней является команда чтения неизменяемых параметров, влияние на которые оказывают внутренние процессы, происходящие в телефонном аппарате.

Кроме всего вышеизложенного существует довольно мощная система ответов, которые возвращаются телефоном при передаче команд. В табл. 5 представлены сообщения, возвращаемые при обычной передаче данных.

Сообщения выводятся при выполнении любой команды (даже если эта команда имеет неверный синтаксис, устройство возвращает ответ ERROR).

Кроме указанных выше, существует также набор AT-команд для расширенных функций, или как еще их называют специфических функций. Эти команды реализованы только в телефонных аппаратах фирмы Siemens (компания сама определяет список данных команд) и используются в основном для расширенного управления мобильным телефоном/терминалом (табл. 6). Самостоятельно определенные команды не должны реализовываться в соответствии с официальным синтаксисом, поэтому последовательность символов «+C» заменена на «^S» ("^" = 0x5E). Если в будущем самостоятельно определенная команда будет включена в рекомендации GSM, эту команду можно будет вызывать с помощью обеих последовательностей символов.

Общие замечания. Функционирование многих возможностей зависит от конкретной сети GSM. Также число поддерживаемых команд зависит от конкретной модели и версии программного обеспечения (прошивки) телефонного аппарата. Современные модели телефонных аппаратов поддерживают весь список команд, старые могут не поддерживать те или иные команды, а также некоторые параметры. В связи с этим перед началом использования команды рекомендуется проверить список поддерживаемых параметров при помощи команды проверки AT+CXXX=?. Кроме того, списки специальных команд и рекомендованных в соответствии с GSM 07.07 и GSM 07.05 постоянно обновляются новыми командами, поэтому в этих таблицах некоторые команды могут отсутствовать.

Окончание следует

ЛИТЕРАТУРА:

4. http://www.telemetry.ru/documents.htm

Марис Потапчук,
г. Ровно, Украина

Окончание. Начало № 10/2005

Адаптер USB — RS-232

Схема адаптера, приведенная ниже, позволит понять, как легко и просто можно внедрить интерфейс USB в новые разработки на базе микроконтроллеров и процессоров с универсальным последовательным приемопередатчиком (UART), который присутствует практически во всех микроконтроллерах. Таким образом, на основе предложенного решения можно будет разрабатывать различные устройства со встроенным портом USB.

Принципиальная схема адаптера приведена на рис. 2.

Дроссель L1 вместе с конденсаторами C1…C8 осуществляет фильтрацию питающих напряжений адаптера. Резисторы R1 и R2 являются согласующими элементами шины данных USB. Резистор R3, как было указано выше, определяет скорость работы. Конденсаторы C9, C10 вместе с кварцевым резонатором ZQ1 обеспечивают генерацию задающей частоты контроллера. Конденсаторы C11…C14 участвуют в формировании положительного и отрицательного напряжений для сигналов интерфейса COM-порта. Резисторы R4 и R5 задают режим работы котроллера, а резисторы R6 и R7 подтягивают сигналы интерфейса I²C к шине питания. Микросхему DD2 и резисторы R6, R7 допускается не устанавливать, если нет необходимости в изменении заводской конфигурации контроллера. Назначение цепей и контактов в разъеме X2 соответствует стандартному COM-порту, поэтому при подключении периферийного устройства к данному адаптеру не потребуется никаких переходников или дополнительных кабелей. Со стороны USB адаптер подключается к компьютеру через разъем X1 с помощью стандартного кабеля USB длиной 1,5…5 м.

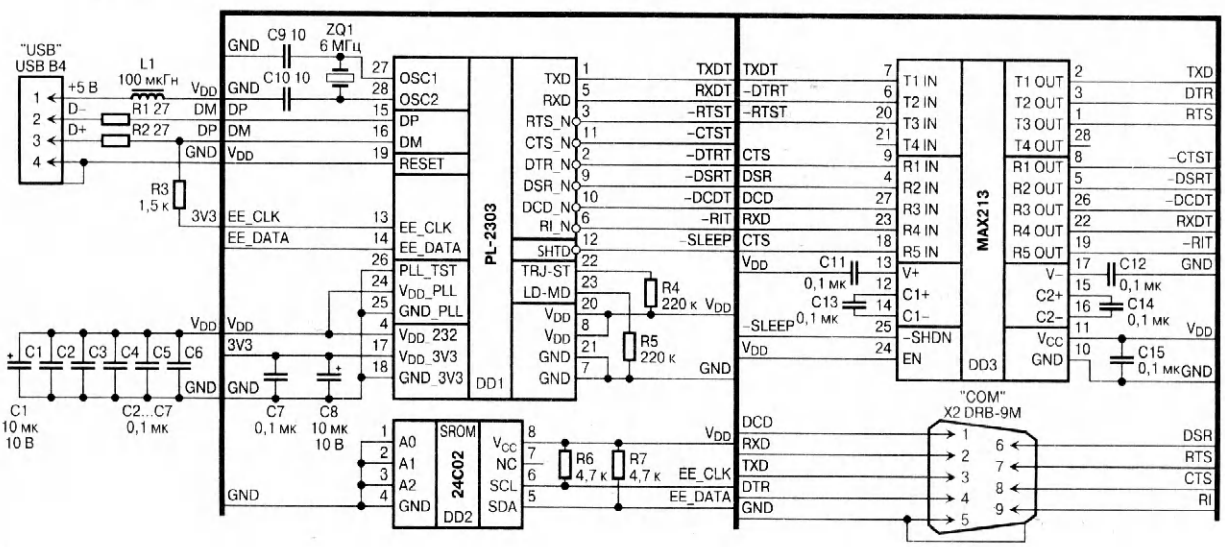


Рис. 2

Порт USB подключается к адаптеру через соединитель X1. В адаптере все операции по поддержанию протокола USB и преобразованию данных выполняет контроллер DD1. Для согласования по уровню выходных сигналов контроллера с подключаемой периферией применен преобразователь уровней DD3. Он содержит DC/DC преобразователь и позволяет преобразовывать сигналы уровней ТТЛ в сигналы стандарта RS-232. Преобразованные данной микросхемой сигналы подключены непосредственно к разъему X2.

В качестве внешней энергонезависимой памяти применяется микросхема DD2. Она представляет собой постоянную электрически перепрограммируемую микросхему памяти EEPROM с последовательным интерфейсом I²C. Объем памяти составляет 1 Кбит. Стирание и запись производится через интерфейс USB с помощью контроллера DD1 уже после распайки на плате, т. е. внутрисхемно.

Для изготовления адаптера автором была разработана печатная плата. Расположение проводников на двух сторонах платы приведено на рис. 3 и 4, размещение элементов — на рис. 5 и 6.

Питание адаптера производится от USB порта, ток потребления — не более 50 мА.

До подключения адаптера к компьютеру необходимо убедиться в том, что доступ к USB разрешен в BIOS компьютера. Обычно вход в BIOS происходит после перезапуска компьютера удержанием клавиши Del или F1 (в зависимости от BIOS компьютера). После разрешения порта USB в BIOS и перезапуска компьютера произойдет обнаружение этого порта, и компьютер произведет автоматическую установку всех необходимых драйверов для порта USB из инсталляционного пакета операционной системы.

После выполнения этой процедуры или если порт USB уже был разрешен ранее, в свойствах компьютера должна присутствовать запись о наличии

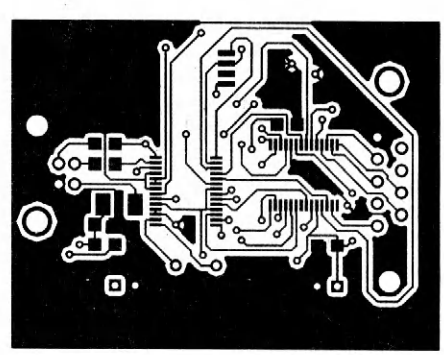


Рис. 3

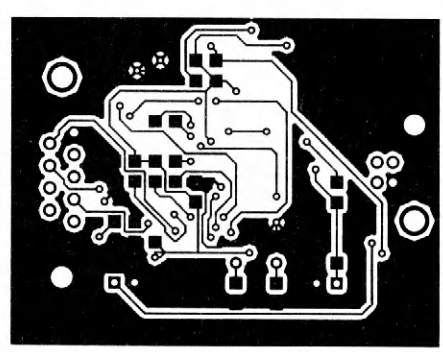


Рис. 4

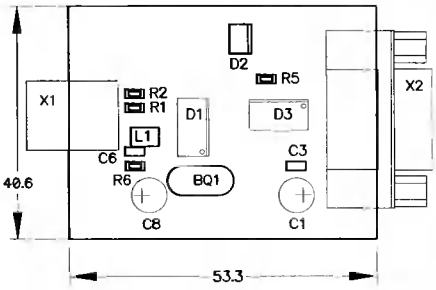


Рис. 5

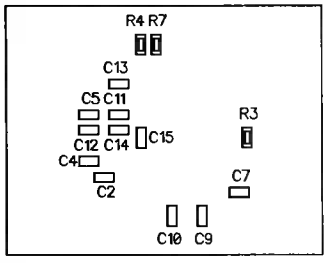


Рис. 6

контроллера шины USB, включающего в себя корневой разветвитель для USB и универсальный хост-контроллер. Пример такой записи для операционной системы Windows98 приведен на рис. 7.

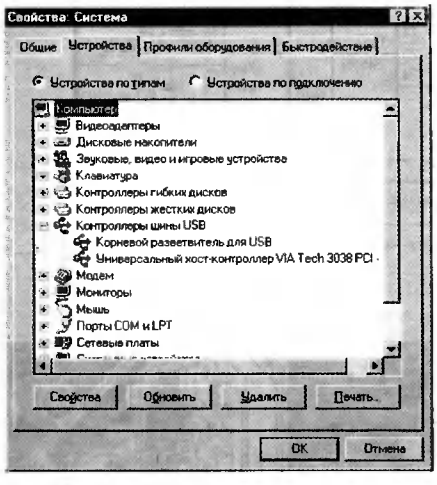


Рис. 7

Далее необходимо запустить файл с именем pl-2303.exe для установки драйверов адаптера. Эту программу можно бесплатно загрузить с сайта производителя микросхемы по адресу http://www.prolific.com или с сайта редакции журнала www.dian.ru. Программа обеспечивает установку драйвера на операционные системы Windows98SE/ME/2000/XP.

После запуска данной программы мастер установки автоматически распакует ее и через несколько секунд на экране появится окно сообщения, показанное на рис. 8.

Программа приветствует пользователя и сообщает ему о том, что будет выполнена установка драйверов

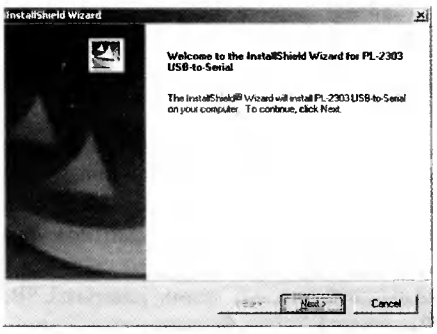


Рис. 8

на компьютер. Для продолжения установки необходимо щелкнуть левой кнопкой мыши по кнопке Next.

Далее программа выполнит установку драйверов и выведет окно сообщения, показанное на рис. 9.

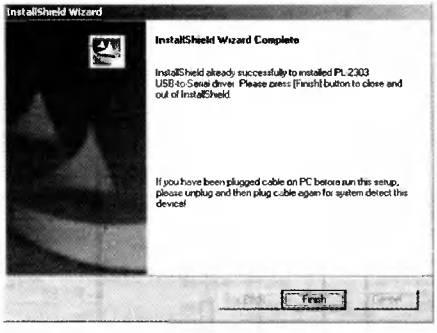


Рис. 9

В нем говорится об успешной установке драйверов и предлагается нажать кнопку Finish для завершения установки. Кроме того, в сообщении говорится о том, что если к компьютеру был подключен адаптер до запуска программы установки драйверов, его необходимо отключить и подключить вновь после завершения работы программы.

Если возникнет необходимость в удалении установленных драйверов, необходимо запустить программу деинсталляции: Пуск→Программы→ PL-2303 USB-Serial Driver→Uninstaller. При этом программа произведет удаление установленных драйверов контроллера PL-2303 и выведет окно сообщения, показанное на рис. 10, в

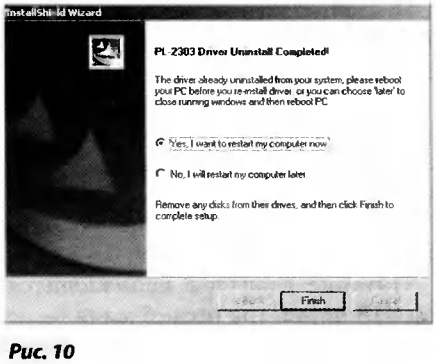


Рис. 10

котором пользователю будет предложено перегрузить компьютер.

После установки драйверов к компьютеру можно подключить адаптер. Однако перед первым подключением адаптера к компьютеру, необходимо убедиться в правильности монтажа адаптера и в отсутствии короткого замыкания между любыми контактами разъема X1, а также в отсутствии замыканий между разноименными цепями.

Как только адаптер будет подключен к порту USB, компьютер обнаружит его и автоматически включит в состав системы, назначив для него свободный номер виртуального COM-порта.

При успешном выполнении этих процедур в свойствах компьютера должна появиться запись Profilic USB-to-Serial Comm Port в составе контроллера шины USB, а также новый виртуальный порт USB to Serial Port в составе портов COM и LPT, которому будет присвоен номер COM3 или другой свободный. Пример такой записи для операционной системы Windows98 приведен на рис. 11.

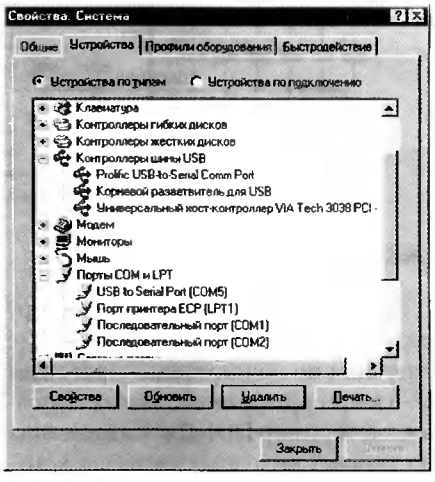


Рис. 11

После этого можно использовать адаптер как обычный COM-порт, естественно за исключением прямых обращений к регистрам порта, как это можно было делать в DOS. К нему можно подключить любое периферийное устройство, которое раньше подключалось к COM-порту компьютера, при этом оно также автоматически будет обнаруживаться компьютером как устройство, подключенное через COM-порт.

Для тестирования адаптера и обычных COM-портов компьютера можно использовать разработанную автором статьи программу testrs.exe и тестовую заглушку, описанную в [1]. Новую вер-

сию этой программы можно загрузить с сайта редакции www.dian.ru.

На основе описанного здесь адаптера можно изготовить очень популярные в последнее время кабели Data для подключения к компьютеру сотового телефона. Такие кабели позволяют не только обеспечить доступ к ресурсам мобильного телефона для загрузки новых мелодий, картинок, редактирования записной книжки и телефонных номеров, но и использовать телефон в качестве модема GPRS для выхода в Интернет. Благодаря мобильности телефона выход в Интернет возможен не только с работы или из дома, но и на природе, в поезде, машине и любом месте, где доступна сотовая связь. В зависимости от модели телефона Data кабель должен иметь соответствующий разъем и назначение контактов в нем должно соответствовать сигнальным цепям. Многие модели сотовых телефонов имеют встроенный беспроводной интерфейс инфракрасной связи IRDA. Заменив в предложенном адаптере микросхему преобразователя уровней RS-232 на микросхему адаптера интерфейса IRDA, можно получить адаптер USB-IRDA.

Таким образом, рассмотренный здесь адаптер может быть легко переработан в любой из перечисленных интерфейсных устройств для обеспечения связи компьютера через порт USB с различными электронными приборами.

ЛИТЕРАТУРА:

1. О. Вальпа. Тестирование COM-порта. — Схемотехника, 2003, № 4, с. 39, 40.

Олег Вальпа,
г. Миасс Челябинской обл.

Пожарный извещатель пламени ИП332-1/4

В статье описан перспективный пожарный извещатель на основе нового фотоприемника ИК диапазона, разработанного в НИИ «Гириконд».

Представленный извещатель пламени ИП332-1/4 является новой разработкой в линейке извещателей ИП332, физические основы функционирования которых изложены в [1]. Извещатель ИП332-1/2 (описание которого было представлено в [2]) имел, помимо бесспорных достоинств, и несколько недостатков, таких как слабую защищенность от ИК излучения нагретых объектов, некоторое снижение чувствительности при прямой солнечной засветке, большое число дискретных элементов. Эти недостатки ограничивали применение и затрудняли настройку извещателя. С целью устранения указанных недостатков в новой разработке были применены уникальный трехспектральный фотоприемник ИК диапазона ФМ611М1-1, разработанный ОАО НИИ «Гириконд», и использован микроконтроллер.

Фотоприемник имеет в своем составе два фотогальванических приемника ИК излучения с максимумами чувствительности для основного канала 2,8 и 4,3 мкм (максимумы спектра ИК излучения пламени) и 3,5 мкм для фонового. Это позволило реализовать спектральный принцип селекции пламени на фоне оптических помех и добиться более высокой помехозащищенности, чем у ранее рассмотренного устройства. В извещателе также реализован режим автоматического контроля чистоты входного окна и работоспособности фотоприемника и входных усилителей сигнала с периодом 8 с.

Принципиальная схема извещателя ИП332-1/4 приведена на рис. 1.

Сигнал фонового канала с вывода 5 фотоприемника BL2 усиливается ОУ DA1.1 и поступает на один из входов АЦП микроконтроллера DD1 (вывод 18), а также на вход усилителя основного канала на ОУ DA1.2, где происходит его вычитание из сигнала основного канала.

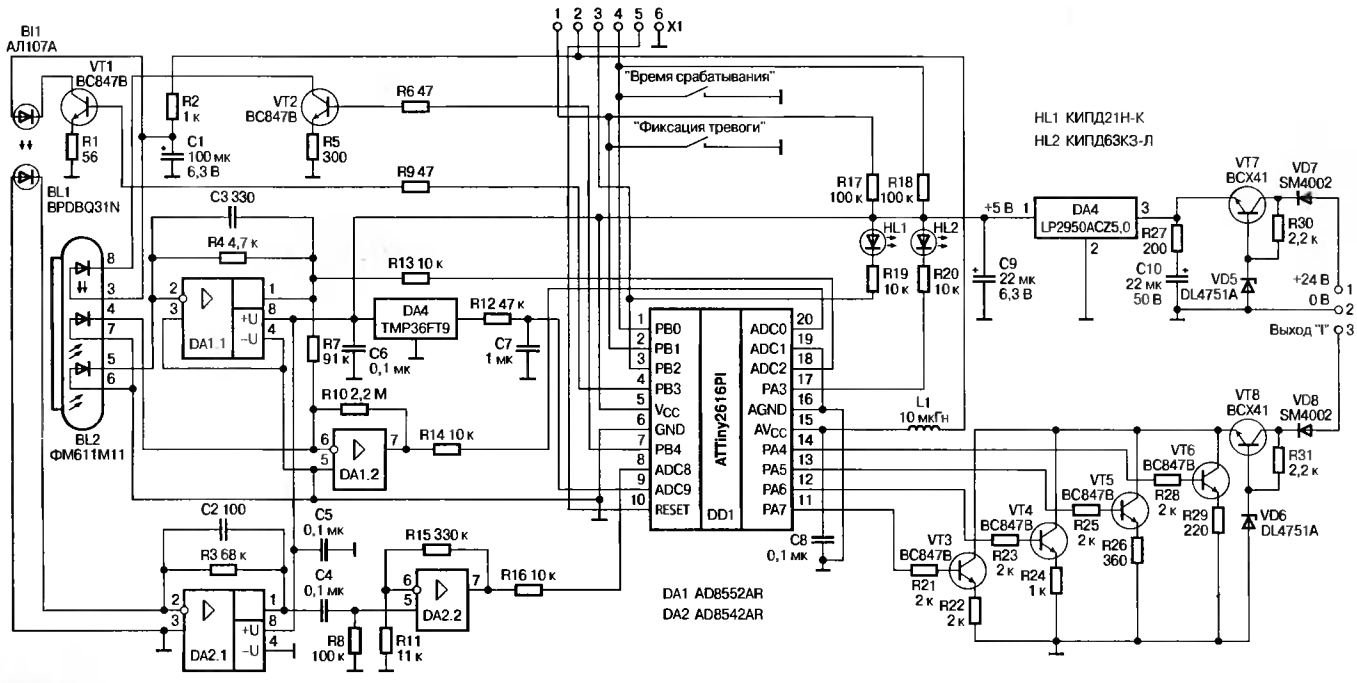


Рис. 1

Разность сигналов основного и фонового каналов поступает на другой вход АЦП (вывод 20 DD1). На основании соотношения этих двух сигналов микроконтроллер принимает решение о наличии пламени в поле зрения извещателя. Перед каждым измерением сигнала происходит контроль смещения на входах АЦП и его величина вычитается из величины полезного сигнала. На третий вход АЦП (вывод 9 DD1) поступает сигнал с интегрального датчика температуры DA4. Этот сигнал используется микроконтроллером для учета температурной зависимости чувствительности фотоприемника и оптопары контроля чистоты входного окна.

Фотоприемник BL2 ФМ611М1-1 имеет ИК светодиод (выводы 8 и 3) для контроля работоспособности извещателя. Излучение светодиода формирует сигнал, который служит для проверки чувствительности фотоприемника и исправности усилителей.

Оптопара из светодиода BI1 и фотодиода BL1 используется для контроля чистоты входного окна извещателя. Импульсный сигнал с фотодиода BL1, амплитуда которого несет информацию о степени прозрачности входного окна, усиливается двухкаскадным усилителем, собранным на микросхеме DA2 и поступает на один из входов АЦП микроконтроллера DD1 (вывод 8). Измерение сигнала от BL1 происходит дважды — непосредственно перед включением светодиода BI1 и во время его включения. Вычитание первого результата измерения из второго позволяет избежать влияния внешней засветки и напряжения смещения усилителя на точность измерений.

Входной каскад усилителя на DA2 и усилители на DA1 построены по схеме преобразователя тока в напряжение для получения линейной зависимости сигнала от величины падающего излучения, низкого уровня шумов и темнового тока. В усилителе сигнала фотоприемника применена микросхема AD8552AR, имеющая низкие значения входного тока и напряжения смещения.

Источники питания светодиодов BI1 и фотоприемника построены по схеме стабилизатора тока, что позволяет исключить влияние сопротивления нагрузки и напряжения питания на величину токового импульса.

Выход датчика (контакт 3) представляет собой стандартный токовый интерфейс 0...20 мА (по отдельному проводу), построенный по схеме стабилизатора тока. Это исключает влияние сопротивления нагрузки и напряжения питания извещателя на выходной ток.

Диоды VD7, VD8 предназначены для защиты от напряжения обратной полярности, а цепи VT7R30VD5 и VT8R31VD6 — для защиты от повышенного напряжения питания.

При настройке извещателя может потребоваться подбор некоторых деталей. Резистор R7 подбирается в диапазоне 75...120 кОм, R10 — 1,2...3,3 МОм. В данной конструкции не применяются подстроечные резисторы, так как они не обеспечивают необходимой надежности. Для точной настройки токов срабатывания может потребоваться подбор резисторов R22, R24, R26, R29. С целью исключения возможности выхода из строя микроконтроллера DD1 в процессе настройки в цепи баз транзисторов VT3—VT6 включены резисторы R21, R23, R25, R28.

В качестве микросхемы DD2 используется AD8542AR, которая дешевле AD8552AR.

Извещатель в зависимости от текущих условий может находиться в одном из следующих состояний:

- дежурный режим;
- неисправность;
- предупреждение о тревоге;
- тревога.

Дежурный режим индицируется непрерывным свечением зеленого светодиода HL2. При этом выходной токовый сигнал извещателя равен 4 мА.

Режим «неисправность» устанавливается, если не было выполнено хотя бы одно из условий самотестирования (грязное входное окно, неисправность фотоприемника, усилителей сигнала). При этом в цепи выходного сигнала устанавливается значение тока 2 мА. Режим «неисправность» индицируется миганием красного светодиода HL1. Режим «неисправность» всегда является фиксированным.

Режим «предупреждение о тревоге» свидетельствует об обнаружении ИК излучения, которое, однако, еще не достигло уровня, при котором можно уверенно говорить о появлении пламени. Значение выходного сигнала устанавливается равным 12 мА. Этот режим индицируется одновременным постоянным включением светодиодов HL1 и HL2. Режим «предупреждение о тревоге» всегда является нефиксированным. Извещатель возвращается в дежурный режим, как только ИК излучение уменьшится. В том случае, если ИК излучение, свидетельствующее о наличии пламени продолжается, извещатель переходит из режима «предупреждение о тревоге» в режим «тревога».

Режим «тревога» сигнализирует о том, что критерии обнаружения пламени имели место в течение времени, выбранного с помощью внутренних предустановок извещателя (непрерывно 3 или 6 с). В режиме «тревога» значение выходного сигнала устанавливается равным 20 мА. Режим «тревога» индицируется постоянным свечением красного светодиода. Если внутренними предустановками выбран режим тревоги без фиксации, то режим «тревога» будет снят, как только уменьшится уровень ИК излучения, при этом извещатель перейдет в дежурный режим.

Все фиксированные режимы могут быть сброшены кратковременным выключением напряжения питания. В случае отсутствия питания извещателя значение выходного сигнала устанавливается равным нулю.

Напряжение питания извещателя — 8...28 В постоянного тока. Потребляемый ток в дежурном режиме — 8 мА; в режиме тревоги — 26 мА. Аналоговый выход 0...20 мА питается от источника питания извещателя и может работать на нагрузку сопротивлением 0...800 Ом (при напряжении питания 24 В). При напряжении питания 8 В максимальное значение сопротивления нагрузки составляет 120 Ом.

Описанный в статье извещатель ИП332-1/4 позволяет надежно регистрировать пламя на фоне нагретых объектов и при прямой солнечной засветке до 100000 Лк. По сравнению со своим предшественником он более пригоден для работы в условиях повышенной температуры и на открытых площадках. В настоящее время извещатель готовится к сертификационным испытаниям.

ЛИТЕРАТУРА:

1. Л. К. Дийков, Ф. К. Медведев и др. Электронно-оптические извещатели пламени. ИК приемники нового поколения. Электроника-НТБ, 2000, № 6, с. 26.

2. В. Кулагов. Пожарный извещатель пламени ИП332-1/2 «СК». Схемотехника, 2001, № 3, с. 32, 33.

Андрей Потехин,
Александр Смирнов,
г. С.-Петербург

Контроллер последовательного порта для стрелочных приборов

На практике иногда возникает необходимость в несложном устройстве, позволяющем делать визуальную оценку различных параметров с небольшой точностью, находясь на некотором удалении от компьютера. Например, отображать телеметрические данные на нескольких стрелочных индикаторах, выводить показания приборов тренажера на приборную панель (мечта виртуальных пилотов), или даже управлять простейшими многоканальными аналоговыми системами, где не требуются слишком высокие точность и надежность (некоторые сервоприводы позиционирования и т. д.). Именно о таком приборе и пойдет речь в данной статье.

Для решения данных задач автором разработан весьма простой контроллер на базе микропроцессора AT90S2313. Этот процессор очень дешев и в ближайшие несколько лет все еще будет широко доступен. К тому же, в отличие ATTiny2313, его поддерживает практически все программное обеспечение по отладке и прошивке. Еще одно своеобразное преимущество состоит в том, что он обладает гораздо меньшим числом служебных битов, в которых неподготовленному человеку легко запутаться со всеми вытекающими (иногда плачевными) последствиями. Это облегчает повторение конструкции неспециалистами.

Устройство подключается к стандартному последовательному порту ПК и позволяет организовать семь восьмибитных каналов ШИМ и один десятибитный. Кроме того, оно обеспечивает независимое дискретное управление пятью выходами, к которым можно подключить световые индикаторы, реле, зуммеры и т. п.

Частота ШИМ для восьмибитных каналов — 1,3 кГц, для десятибитного — около 4 кГц. Выходное напряжение — 0...5 В.

Погрешность установки выходных напряжений в значительной степени зависит от стабильности питающего напряжения и составляет менее 1 % от полной шкалы, что сопоставимо с точностью большинства стрелочных приборов.

Принципиальная схема устройства приведена на рис. 1.

Контроллер состоит из микропроцессора AT90S2313-10 и драйвера последовательного порта MAX232A. Сборка произведена на макетной плате, поэтому печатная плата не разрабатывалась.

Резисторы R3—R7 позволяют подключать светодиоды или базы ключевых транзисторов непосредственно к выходам разъема X2.

Подключение нагрузок к выводам ШИМ (X3) производится через интегрирующие устройства, например, RC-цепочки, параметры которых определяет пользователь, исходя из необходимого тока нагрузки, уровня пульсаций и времени установления выходного напряжения. Стрелочные индикаторы магнитоэлектрической системы можно подключать непосредственно через калибровочный подстроечный резистор. Варианты подключения нагрузок показаны в нижней части рис. 1. Для гальванической развязки исполнительных устройств удобно применять оптроны.

Максимально допустимая токовая нагрузка каждого выхода равна 40 мА, причем, сумма токов всех нагрузок не должна превышать 200 мА, если требуются большие токи, необходимо применять буферные усилители.

При одновременном подключении нескольких аналогичных устройств к одному ПК выходы TD окажутся включенными параллельно. Никаких коллизий не возникнет, так как в данной конструкции эти выходы используются только для поддержания интерфейсного нуля на линии TD. Но поскольку правила хорошего тона не поощряют параллельного соединения двуплечевых выходов, последовательно с ними включен резистор R1. Если к линии будет подключено только одно устройство, без этого резистора можно обойтись.

Частота кварцевого резонатора должна быть равна 8 МГц, этого требует временные соотношения сигналов последовательного интерфейса.

Сторожевой сброс активизируется при отсутствии команды WDR более 120 мс (типовое значение). В процессе приема данных эта команда не выполняется. Таким образом, можно производить дистанционный сброс устройства, отправляя ему посылку длительностью более периода заполнения сторожевого таймера. Это

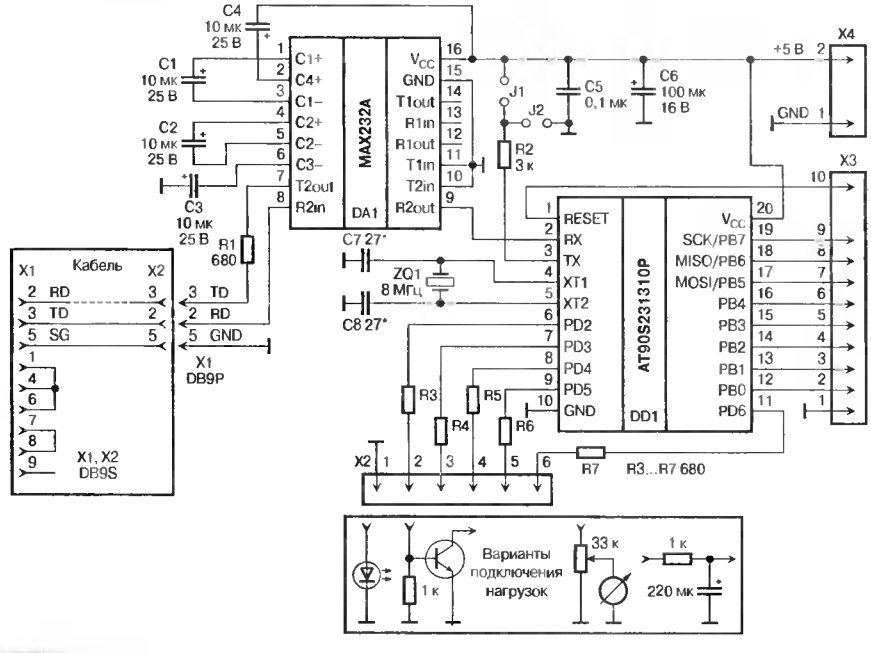


Рис. 1

следует учитывать при попытках установить резонатор на меньшую частоту для соответствующего изменения скорости обмена.

Конденсаторы C7, C8 устанавливаются и подбираются при нестабильном запуске кварцевого генератора. Никакого другого налаживания не требуется.

Подключение к COM порту персонального компьютера производится с помощью простейшего нуль-модемного кабеля. Можно использовать самодельный кабель. Перемычки между выводами 7, 8 и 1, 4, 6 на разъеме, подключенном к компьютеру, могут потребоваться для корректной работы порта.

Поскольку линия TD не используется, для соединения с компьютером достаточно и одной пары проводов (GND и RD), но в этом случае на свободную входную линию RD компьютера нужно подать уровень интерфейсного нуля (+3...12 В). В крайнем случае можно попробовать соединить ее с общим проводом. Следует обратить внимание на то, что линия устройства RD должна соединяться с линией TD компьютера.

Иногда в зависимости от расстояния, качества кабеля или других причин может возникнуть необходимость выбора скорости соединения, для этого при помощи перемычек J1 и J2 вывод 3 микроконтроллера через резистор R2 можно соединить либо с шиной питания (+5 В), либо с общим проводом. В первом случае скорость соединения составит 38400 бит/с, во втором — 4800 бит/с.

ИНТЕРФЕЙС

Входная последовательность должна представлять собой одиннадцать байт с тайм-аутом 7 мс. Это означает, что больший интервал между окончаниями отдельных байтов считается окончанием посылки, и байт, принятый после его истечения, будет считаться первым.

Если до тайм-аута поступит меньшее число байт, будут переписаны только эти байты.

Если поступит больше одиннадцати байт, лишние будут проигнорированы. Однако, в течение обработки даже лишних байт обнуления сторожевого таймера не происходит, что и позволяет осуществлять дистанционный сброс.

Первый байт содержит «имя» (адрес) конечного устройства и обычно равен 255.

Байты со второго по девятый могут содержать любые значения (0—255).

Десятый байт должен содержать значения 0—3.

Одиннадцатый байт должен содержать значения 0—31.

Никакого контроля за корректностью данных и надежностью их пересылки сверх обеспечиваемых встроенными в аппаратуру средствами автор не предусмотрел, посчитав это излишеством для столь простого устройства.

Поскольку в системе используется только чтение передающей линии, появилась возможность подключить к ней не одно, а несколько устройств, подобных описываемому. Для того чтобы различать данные, отправленные разным устройствам, используется первый байт. Получив первый байт, каждый адресат сравнивает принятое значение со своим «именем», записанным по адресу 0x7F0 в программной памяти, если значения не совпадают, вся посылка игнорируется. Разумеется, что устройства, подключенные к одной линии, не должны иметь одинаковых имен (содержимого ячейки 0x7F0). По умолчанию это значение равно 255 — состояние незапрограммированной ячейки, которое остается после операции стирания, обязательной в процессе записи микропрограммы. Изменить его можно предварительным редактированием файла прошивки или прямо в окне «прошивающей» программы.

Байтам со второго по восьмой соответствуют данные о длительности импульсов на выводах 12—14, 16—19 (именно в таком порядке). Девятый и десятый байты — соответственно, младшему и старшему байтам длительности импульса на выводе 15. Пять младших битов (0—4) одиннадцатого байта соответствуют логическим значениям, устанавливаемым на выводах 6—9, 11 микроконтроллера.

Микропрограмма для контроллера имеет объем около 230 байт, что позволяет легко набрать ее даже вручную.

Файл прошивки в формате .HEX приведен в табл. 1, а также на сайте журнала по адресу www.dian.ru/programs.

Можно набрать его в текстовом редакторе «Блокнот» как текстовый файл, а затем поменять расширение .txt на .hex.

Для «прошивки» через интерфейс SPI автор пользовался программой PonyProg_206 и самодельным устройством, аналогичным программатору STK200. Линии, необходимые для интерфейса SPI, присутствуют на выводах 1, 7, 8, 9, 10 разъема X3, что позволяет программировать процессор «внутрисистемно» прямо в устройстве.

Таблица 1

```
:020000020000FC
:100000000AC00000000007C006C005C004C059C0F7
:1000100000000000000F8942FED2DBF20E0922E8C
:100020002FEF27BB2DEF21BB92BA819B02C02CE0A2
:1000300001C027E629B920E92AB9E0EFF7E0C89521
:10004000A02C20E6C22FD92DB92D2FEF422F20E072
:1000500029BF23E82FBD21E02EBDA8952BE021BDAF
:100060007894A89549E0192DCFE5A0E61D902D9034
:100070003D904D905D906D907D905D916D916BBDCB
:100080005ABD8D90880C880C82BA3FEF98BA311512
:1000900009F4C09A321509F4C19A331509F4C29AC9
:1000A000341509F4C49A351509F4C59A361509F4BE
:1000B000C69A371509F4C79A3A9549F74A95A9F6A9
:1000C000D0CF8FB78CB149E0CF3529F4C3958A11D1
:1000D00008C0139506C0191521F08993C03809F49A
:0600E000CFE78FBF189569
:00000001FF
```

Из четырех служебных битов LB1, LB2, SPIEN, и FSTRT микропроцессора AT90S2313 Pony Prog позволяет изменять два первых — биты блокировки доступа к памяти. Их можно оставить незапрограммированными, по умолчанию. При использовании других оболочек и программаторов необходимо следить за тем, чтобы случайно не изменить бит SPIEN (разрешение/запрет SPI интерфейса), иначе перезаписать микроконтроллер можно будет только после его полного стирания устройством «высоковольтного параллельного программирования». Следует помнить, что служебный бит считается записанным, если его логическое значение — нуль, и наоборот.

Во избежание путаницы автор рекомендует прочитать текущее состояние служебных битов и не изменять их без необходимости.

СОФТ

Для демонстрации возможностей контроллера (и, возможно, отладки устройств с его использованием) автором разработана демонстрационная программа COM_ILDEMO, которая позволяет передавать вводимые с экрана ПК данные на устройство через последовательный порт.

Примерный вид фрагмента кода в среде Delphi, непосредственно отвечающий за вывод данных, приведен ниже (требуется установленный компонент XcommDrv). Переменные addr...datds должны иметь тип Byte:

```
//****COM OUT section *****
xcomm1.OpenDevice ;
```

```
xcomm1.Sendbyte(addr);
xcomm1.Sendbyte(dat12);
xcomm1.Sendbyte(dat13);
xcomm1.Sendbyte(dat14);
xcomm1.Sendbyte(dat16);
xcomm1.Sendbyte(dat17);
xcomm1.Sendbyte(dat18);
xcomm1.Sendbyte(dat19);
xcomm1.Sendbyte(ldat15);
xcomm1.Sendbyte(hdat15);
xcomm1.Sendbyte(datds);
xcomm1.CloseDevice ;
```

Таблица 2

Вывод	Параметр	Диапазон	Дискретность
6	Закрылки в боевом положении	Да/Нет	—
7	Закрылки во взлетном положении	Да/Нет	—
8	Закрылки в посадочном положении	Да/Нет	—
9	Левая стойка шасси выпущена	Да/Нет	—
11	Правая стойка шасси выпущена	Да/Нет	—
12	Курс, °	0...359	1,4
13	Горизонтальная скорость, км/ч	0...1000	4,0
14	Вертикальная скорость, м/с	–25...+25	0,2
16	Запас топлива, л	0...250	1,0
15	Высота, м	0...10000	10
17	Температура цилиндров, °С	0...250	1,0
18	Температура масла, °С	0...150	0,6
19	Обороты двигателя, об/мин	0...5000	20

Почитателям авиасимулятора «ИЛ-2» предлагается программа COM_IL. IL означает Interface Length_of_pulse — «длиноимпульсный» интерфейс.

В табл. 2 показаны параметры полета, которые при помощи COM_IL через интерфейс DeviceLink можно вывести из авиасимулятора (версии не ниже 2.01).

Отметим, что положение закрылков корректно отображается, начиная с версии симулятора 2.04.

Для того, чтобы активизировать DeviceLink, в файл CONF.INI симулятора необходимо вставить секцию

```
[DeviceLink]
port=21100
IPS=127.0.0.1
```

Эта программа тоже является лишь демонстрационной и должна запускаться только при запущенной игре. Байт «имени» (адреса) нужно оставлять незапрограммированным (255).

Скорость передачи — 38400 бит/с (перемычка J1 замкнута, J2 — разомкнута).

Подробное описание интерфейса DeviceLink можно найти в файле devicelink.txt, который располагается в директории, где установлен симулятор. Следует заметить, что в версии 2.04 этого файла нет.

Обе программы написаны и протестированы под Windows2000, их работа под другими операционными системами не проверялась.

Автор не является профессиональным программистом, поэтому он:

- не выкладывает исходники (чтобы не смешить профессионалов);
- на плечи специалистов перекладывает задачу по разработке достойного софта для управления устройством;
- не будет отвечать на любые вопросы, связанные с «софтовой» частью этой статьи.

Файлы с программами можно найти на сайте редакции журнала по адресу www.dian.ru/programs.

Андрей Леонтьев,
г. Харьков

Электронный кодовый замок на основе микроконтроллера

Каждый день наша жизнь становится все более автоматизированной. Широкое распространение в системах ограниченного доступа получили магнитные карточки. Однако постоянно носить с собой эту карточку не совсем удобно, особенно для забывчивых людей. Это делает все более востребованными электронные кодовые замки, открываемые с помощью пароля.

Пароль необходим при включении компьютера, сотового телефона или при входе в Интернет. Таким образом, если нам необходимо открыть дверь с помощью пароля, то это должно быть простым делом (но только для нас!).

По сравнению с обычным механическим замком замок на базе микроконтроллера имеет следующие преимущества:

- в нем нет изнашивающихся механических частей, которые затрудняют отпирание замка;
- исключается подбор пароля;
- пароль легко заменяется;
- переменная длина пароля затрудняет его вскрытие.

Как же разработать такой замок? Для проектирования любого устройства необходима идея (или основные положения, лежащие в основе разработки). Требуемые характеристики устройства являются основой для разработки принципиальной схемы, печатной платы, спецификации, блок-схемы, программы, программы тестирования, настроек и получения рабочего образца.

Зададимся следующими требованиями к замку на базе микроконтроллера.

Замок должен позволять устанавливать 4—8-символьный пароль, вводимый с помощью клавиатуры, блокировку и разблокировку запорного механизма, а исполнительное реле должно оставаться включенным в течение 10 с.

Детализируем работу устройства:

1. После включения должны подаваться три коротких звуковых сигнала.

2. Диапазон задания пароля — 0000—99999999.

3. Пароль не должен стираться при отключении питания.

4. После установки пароля должны подаваться два коротких звуковых сигнала.

5. При правильном вводе пароля для отпирания должен раздаваться один короткий звуковой сигнал.

6. Если пароль введен правильно, должно включаться реле.

7. При неправильном вводе пароля должен раздаваться длинный звуковой сигнал.

8. После трех неудачных попыток ввода пароля должны раздаться четыре длинных звуковых сигнала и ввод блокироваться на 10 мин.

Для разработки замка выберем восьмиразрядный микроконтроллер HT48R10A фирмы Holtek, имеющий высокую помехозащищенность, встроенный генератор и высокую нагрузочную способность по выходам. Для замка нужна клавиатура с кнопками для ввода символов «0»—«9», «Ввод» (Enter), «Отмена» (Esc), «Блокировка» (Lock), «Изменение пароля» (Change Password), всего 16 клавиш. Устройство должно индицировать пароль в процессе его начального ввода и текущее состояние с помощью жидкокристаллического дисплея, иметь зуммер. Единственным выходом замка является реле. Для того, чтобы пароль не стирался при выключении питания, необходимо дополнительное ЭСППЗУ (EEPROM).

На рис. 1 приведена возможная схема замка. Хотя микроконтроллер HT48R10A имеет встроенный генератор, на схеме показано как вариант подключение внешних RC-цепей генератора R8C3 и цепь сброса R1R5C4.

В состав замка входит стабилизатор напряжения DA1 (7805), разъем X1 для внешнего источника и светодиод HL1 как индикатор наличия питания.

Из-за ограниченного числа контактов ввода-вывода вместо стандартной матрицы кнопок 4×4 применена матрица 8×2 и использованы те же восемь выводов PA0—PA7 микроконтроллера, что и для работы с ЖК-дисплеем. Для исключения подачи на эти выводы сигналов от клавиатуры в моменты вывода информации на индикатор использован буферный регистр DD1 (SN74LS373). При опросе клавиатуры низкий уровень на линии кнопок SB1—SB16 подается с выводов PC0 и PC1 микроконтроллера. Если какая-либо из кнопок нажата, это состояние идентифицируется на одном из входов PA0—PA7 как лог. 0, если нет — как лог. 1. Для повышения надежности работы микросхемы DD1

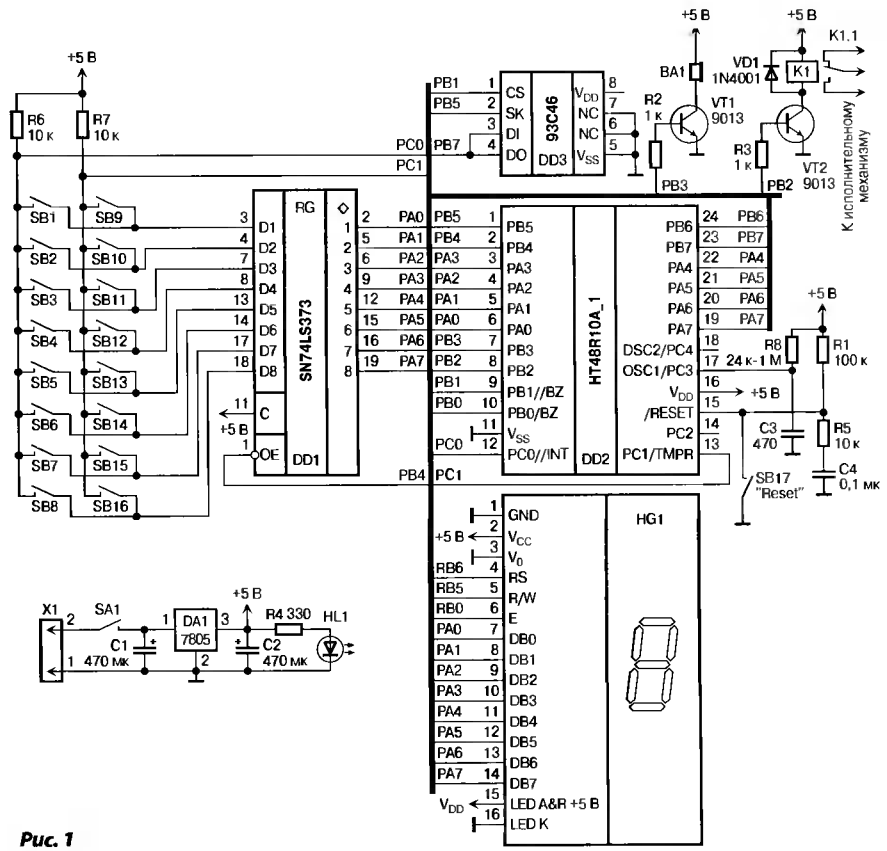


Рис. 1

1	2	3	Lock
4	5	6	Change Password
7	8	9	ESC
*	0	#	Enter

Рис. 2

Рис. 3

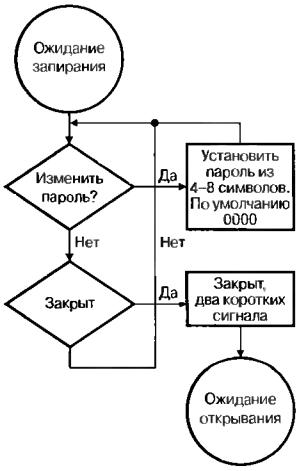


Рис. 4

рекомендуется ее входы D1—D8 через резисторы сопротивлением порядка 20 кОм соединить с цепью +5 В.

В замке использован жидкокристаллический дисплей HG1, имеющий две строки по 16 символов. Выводы 15 и 16 обеспечивают подсветку.

Для подачи звуковых сигналов установлен зуммер BA1, управляемый через транзистор VT1, через аналогичный транзистор VT2 включается исполнительное реле K1.

Возможный вариант оформления клавиатуры показан на рис. 2, на рис. 3—5 приведен алгоритм работы программы замка.

* * *

Чем больше запоров, тем выше безопасность. В настоящее время, когда число краж постоянно растет, еще один замок поможет спасти ваше имущество, особенно это касается ав-

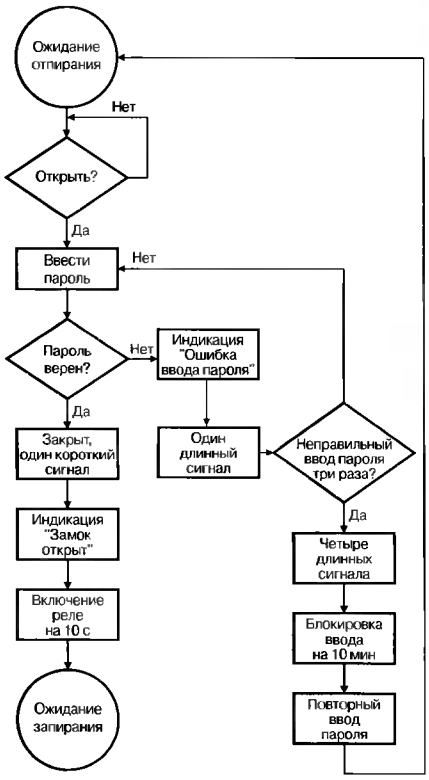


Рис. 5

томобилей. Нет автомобиля, который нельзя украсть, и нет вора, который не хотел бы это сделать. Чем больше замков, тем выше шансы, что ваш автомобиль останется у вас. С помощью беспроводных систем автомобильной охраны владельцы автомашин могут эффективно противостоять ворам.

Уменьшить число грабежей, похищения детей и других криминальных проявлений можно при использовании обычных и электронных замков, которые можно устанавливать на всех дверях в квартирах. Произвольное по времени изменение паролей значительно повысит защищенность дома.

Установка электронных замков на системы, связанные с Интернетом, позволят защититься от несанкционированного доступа.

Все это является хорошей основой для развития этого направления.

Microcomputer Combination Lock

Перевод **Николая Раковича**

CHIPSELECT
ПОСТАВКА ЭЛЕКТРОННЫХ КОМПОНЕНТОВ
официальный дистрибьютор Holtek
поставки всего спектра продукции Holtek
HOLTEK
возможность монтажа CHIP-ON-BOARD, CHIP-ON-GLASS, CHIP-ON-CABLE
(095) 267-47-33
(095) 263-96-64
(095) 263-27-37
(095) 101-37-65
(многоканальный)
info@chipselect.ru
www.chipselect.ru

Усилитель мощности звуковой частоты NF406

НАБОР УЖЕ В ПРОДАЖЕ!
ЭЛЕКТРОННЫЕ НАБОРЫ И МОДУЛИ
МАСТЕР КИТ
WWW.MASTERKIT.RU

Предлагаемый набор NF406 позволит собрать простой высококачественный усилитель мощности звуковой частоты (УМЗЧ). УМЗЧ может успешно использоваться в домашнем аудиовидеокомплексе и дает возможность ощутить всю полноту передаваемой звуковой картины. Высокая выходная мощность усилителя позволит применять его и при озвучивании культурно-массовых мероприятий.

Усилитель мощности звуковой частоты, о котором пойдет речь в этой статье, имеет малые искажения усиливаемого сигнала при высокой мощности, отдаваемой в нагрузку. Это стало возможным, поскольку выходной каскад усилителя работает в режиме класса АВ. Расплатой за качественное звучание УМЗЧ класса АВ является повышенное энергопотребление в режиме покоя. Режим класса В хорошо использовать в недорогих экономичных усилителях, к которым не предъявляются высокие требования, ток покоя у них близок к нулю, однако таким усилителям свойственны большие нелинейные искажения усиливаемого сигнала.

Важной особенностью усилителя является отсутствие в цепи нагрузки развязывающего оксидного конденсатора, приводящего к снижению КПД на низких частотах, ухудшению демпфирования громкоговорителя, увеличению нестационарных процессов в его подвижной системе, что проявляется на слух в виде неприятного «бубнения». Благодаря использованию в усилителе двуполярного питания постоянная составляющая на выходе УМЗЧ равна нулю. Предлагаемый усилитель особенно целесообразно использовать для сабвуфера.

Технические характеристики

Напряжение питания, В	±36…50
Выходная мощность, Вт	100
Полоса частот, Гц	10…100000
Сопротивление нагрузки, Ом	8
Коэффициент усиления	50
Входное сопротивление, кОм	20
Коэффициент гармоник, %	0,02
Уровень входного сигнала, В	1
Размеры печатной платы, мм	149×62

Общий вид собранного усилителя показан на рис. 1, принципиальная схема — на рис. 2.

Усилитель собран по классической трехкаскадной схеме. Входной дифференциальный каскад выполнен на транзисторах VT1 и VT2. Рабочий ток каскада стабилизирован источником тока на транзисторе VT3. Диоды VD1 и VD2 формируют опорное напряжение для транзистора VT3. Такое построение дифференциального каскада позволило добиться большого коэффициента усиления, малого дрейфа нуля и стабильных характеристик в широком диапазоне питающих напряжений.

Рис. 1

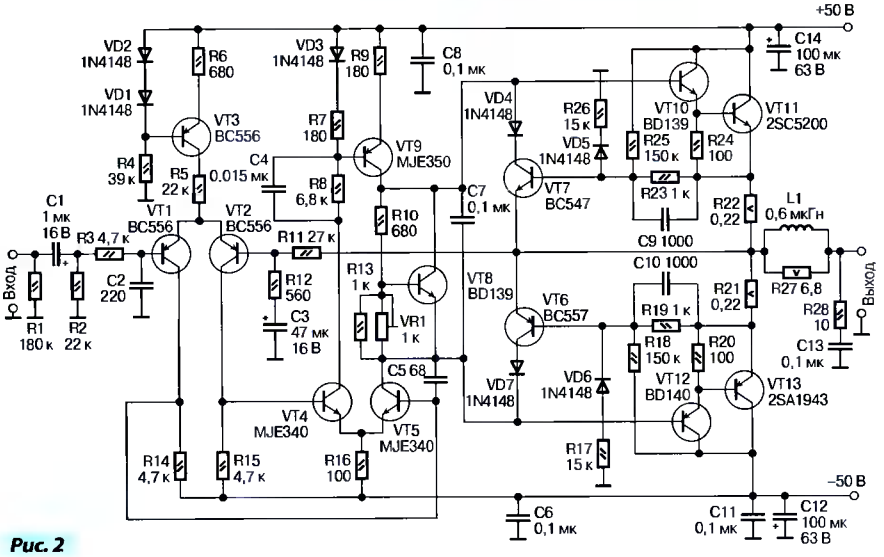


Рис. 2

Второй дифференциальный каскад усиления выполнен на транзисторах VT4 и VT5. Токовое «зеркало» на транзисторе VT9 обеспечивает симметричную подачу сигнала на выходной каскад УМЗЧ.

Транзистор VT8 служит для термостабилизации рабочей точки выходного каскада и устанавливается на общем теплоотводе с транзисторами VT10—VT13.

Транзисторы VT6, VT7 защищают выходной каскад от перегрузок по току.

Выходной каскад выполнен на транзисторах VT10—VT13. Транзисторы VT10, VT12 и VT11, VT13 составляют комплементарные пары, которые строятся из транзисторов разной структуры с близкими характеристиками. Это позволяет уменьшить в УМЗЧ глубину отрицательной обратной связи, применяемой для уменьшения нелинейных искажений.

Катушка L1 намотана на оправке диаметром 7 мм проводом ПЭВ-2 диаметром 1 мм и содержит 16 витков, намотанных в один слой.

Усилитель смонтирован на печатной плате размерами 149×62 мм из односторонне фольгированного стеклотекстолита. Мощные транзисторы устанавливаются на теплоотвод (входит в состав набора) размерами 148×55×47 мм.

Рисунок печатной платы, расстановку элементов на ней и монтажную схему усилителя можно найти на сайте журнала по адресу www.dian.ru/programs.

Набор состоит из печатной платы, теплоотвода, слюдяных прокладок под транзисторы VT8, VT10—VT13, штыревых контактов, крепежа, всех необходимых компонентов и инструкции по сборке и эксплуатации.

Блок питания УМЗЧ можно изготовить самостоятельно. Для этого понадобится трансформатор с двумя вторичными обмотками на напряжение 35 В и ток не менее 3 А, диодный мост (любой, на напряжение не ниже 200 В, рассчитанный на ток не менее 8 А), а также два оксидных конденсатора 10000 мкФ×63 В. Схема блока питания также выложена на сайте журнала.

Настройка заключается в установке тока покоя выходного каскада усилителя. Для этого перед подачей напряжения питания необходимо повернуть движок подстроечного резистора VR1 в положение максимального сопротивления. При отключенном питании усилителя подключить миллиамперметр в цепь «+50 В», после включения блока питания медленно вращая движок подстроечного резистора VR1 надо добиться тока покоя 25 мА. Усилитель готов к работе.

Сергей Степаненко,
пос. Арти Свердловской обл.

АДРЕСА НЕКОТОРЫХ МАГАЗИНОВ, В КОТОРЫХ МОЖНО ПРИОБРЕСТИ ПРОДУКЦИЮ МАСТЕР КИТ И ЖУРНАЛЫ "СХЕМОТЕХНИКА"

РОССИЯ

Москва
«МиТраКон», e-mail: mtk@mitracon.ru, www.mitracon.ru
3-й Павловский пер, д. 14/18, стр. 1. Тел: (095) 237-10-95, 237-11-29.
Факс 959-96-32.
Проезд до ст. м. «Серпуховская», «Павелецкая», далее 10 мин. пешком.

«Радиохобби», e-mail: radiohobby@dessy.ru
ул. 2-я Владимирская, дом 3. В помещении 123-го отделения связи. Вход со двора.
Тел. 8-916-927-67-65. Время работы: понедельник—пятница 10.00—18.00;
суббота 10.00—17.00 без перерыва на обед. Выходной — воскресенье.

«Чип и Дип», e-mail: sales@chipindustry.ru, http://www.chipindustry.ru
ул. Беговая, д. 2,
ул. Гиляровского, д. 39,
ул. Земляной Вал, д. 34,
ул. Космонавта Волкова, д. 10 (гарантийная мастерская), тел. 159-50-66.
Тел. единой справочной: розн. 780-95-09, опт. 780-95-00, факс 671-31-45.

«Царицыно», радиорынок, место 126.
Проезд до ст. метро «Царицино», далее пешком 5 мин. Время работы: 9.00—16.00 без выходных.

«На Можайке», радиорынок, пав. 14/22.
Проезд до ст. м. «Киевская» или «Молодежная», далее бесплатным экспрессом до магазина «Три кита». Время работы: 9.00—18.00. Выходной день: понедельник.

«Посылторг», наборы по почте наложенным платежом,
e-mail: post@solon.ru, http://www.solon.ru
111401, г. Москва, а/я 1. Тел. (095) 304-72-31.

С.-Петербург. «Мега-Электроника», e-mail: info@megachip.ru,
www.icshop.ru — магазин электронных компонентов on-line
ул. Большая Пушкарская, д. 41. Тел: (812) 327-32-71,
факс: (812) 325-44-09

Барнаул. «Поток», e-mail: escor_radio@mail.ru
ул. Титова, д. 18, 2-ой этаж. Тел. (3852) 33-48-96, 36-09-61

Владивосток. «Электромаркет», e-mail: elektro@eastnet.febras.ru, www.elektro.febras.ru
Партизанский проспект, д. 20, к. 314. Тел: (4232) 40-60-03,
факс: 26-17-27

Волгоград. «ChipSet», e-mail: chipset@interdacom.ru
ул. Петроградская, д. 3. Тел: (8442) 43-13-30

Екатеринбург. «Мегатрон», e-mail: 3271@mail.ur.ru
ул. Малышева, д. 90. Тел: (3432) 56-48-36

Ижевск. «Радио», e-mail: rdo@udmnet.ru
ул. Коммунаров, 230, пер. Широкий, 16,
ул. 40-лет Победы, д. 52а. Справки по тел/факс (3412)43-72-51, 43-06-04

Киров. «Алми», e-mail: mail@almi.kirov.ru
ул. Степана Халтурина, д. 2а. Тел. (8332)62-65-84

Красноярск. «Чип-маркет», e-mail: sergals@mail.ru, http://www.chip-market.ru
ул. Вавилова, д.2а, радиорынок, строение 24. Тел. (3912)58-58-65

Мурманск. «Радиоклуб», e-mail: rclub137@aspol.ru
ул. Папанина, д. 5. Тел: (8152) 45-62-91

Новокузнецк. «Дельта», e-mail: vic@nvkz.kuzbass.net, http://www.delta-n.ru
ул. Воровского, д. 13. Тел: (3843) 74-59-49

Новосибирск. «Радиотехника», e-mail: wolna@online.sinor.ru
ул. Ленина, д. 48. Тел/факс: (3832) 54-10-23

«Радиодетали», e-mail: wolna@online.sinor.ru
ул. Геодезическая, д. 17. Тел/факс: (3832) 54-10-23

Норильск. «Радиомагазин», e-mail: alex.minus@norcom.ru
ул. Мира, д. 1. Тел/факс: (3919) 48-12-04

Ставрополь. «Радиотовары», e-mail: stavtvt@mail.ru
ул. Доваторцев, д. 4а. Тел: (8652) 35-68-24

«Тепезапчасти», e-mail: koketka@koketka.stavropol.net
пер. Черняховского, д. 3. Тел: (8652) 24-13-12, факс (8652) 24-23-15

Тольятти. «Радиодетали», e-mail: alexasa1@infopac.ru
ул. Революционная, д. 52. Тел: (8482) 37-49-18

Тольятти. «Электронные компоненты», e-mail: impulse@infopac.ru
ул. Дзержинского, д. 70. Тел: (8482) 32-91-19

Томск. ООО «Элко», м-н «Радиодетали», e-mail: elco@tomsk.ru, http://elco.tomsk.ru
пер. 1905 года, д. 18, оф. 205. Тел. (3822) 51-45-25

Тюмень. «Саша», e-mail: vissa@sibtel.ru
ул. Тульская, д. 11. Тел/факс: (3452) 32-20-04

Уфа. «Электроника», e-mail: bes@diaspro.com
пр. Октября, д. 108. Тел: (3472) 33-10-29, 33-11-39

Хабаровск. «ТВ Сервис», e-mail: tvservice@pop.redcom.ru
ул. Шеронова, д. 75, оф. 13. Тел: (4212) 30-43-89

БЕЛАРУСЬ

Минск, продажа под заказ, срок до 5 дней. Пересылка наборов наложенным платежом. Тел. (375-17) 288-13-13, 285-24-13, моб. 8-029-682-03-37, 8-029-771-50-32,
e-mail: service@imelcom.by.

Брест. ОДО «Лебедь»
ул. Гоголя, д. 82. Тел. 21-38-87, 21-37-06.

Мозырь. УП «Гала».
ул. Я. Коласа, д. 21. Тел. 8-(023-51)-2-64-74.

Могилев, «Электронные компоненты», e-mail: fek@fek.belpak.mogilev.by
ул. Королева, дом 20. Тел. +375 (22) 46-83-76.

УКРАИНА

Киев. «Инициатива», e-mail: ic@mgk-yaroslav.com.ua. Тел.: (044) 234-02-50, 235-21-58, факс: (044) 235-04-91, ул. Ярославов Вал, 28, помещение сервисного центра «SAMSUNG»; рынок «Радиолюбитель» (ул. Ушинского, 4), торговые места № 43, 44.

«Имрад», e-mail: masterkit@tex.kiev.ua
ул. Дегтяревская, д. 62, 5-й этаж, офис 67. Тел/факс: (044) 495-21-09, 495-21-10,
рынок «Радиолюбитель» (ул. Ушинского, 4), торговые места № 45, 46, 47.

«НикС», e-mail: chip@nics.kiev.ua , http://www.nics.kiev.ua
ул.Флоренции, 1/11, 1 этаж, 24. Тел: (044) 516-47-71, 290-46-51,
рынок «Радиолюбитель» (ул. Ушинского, 4), торговые места № 108, 109.

«Электронные наборы наложенным платежом», e-mail: val@sea.com.ua.
Киев-110, а/я 50, издательство «Радіоаматор» («Мастер КИТ»). Тел. (044)219-30-20, 213-09-83.

«Радиоман», http://www.radioman.com.ua
ул. Урловская, д. 12. Тел. (044)255-15-80

Одесса. «Радиодетали и наборы "Мастер КИТ"», ул. Успенская, д. 26 (во дворе).
Тел. (0482)34-48-84, факс 47-69-94.
Радиорынок, место № 10, по воскресеньям 8.00—14.00.

КАЗАХСТАН

Алматы. «IC FOR US», e-mail: alexander@diy-ic.net,
пр. Сейфуллина, д.534. Время работы 9.00—19.00. Тел. +7(3272) 61-64-29,
61-03-04, факс 72-87-24.

Супергетеродинный КВ приемник с низкой промежуточной частотой

Вниманию читателей предлагается устройство для приема радиовещательных станций с амплитудной модуляцией в диапазоне 75 м (4,75...4,995 МГц). Радиоприемник построен по схеме супергетеродина с очень низкой промежуточной частотой. По сравнению с известными супергетеродинными радиоприемниками он имеет ряд преимуществ.

По сравнению с широко распространенными супергетеродинами с высокой промежуточной частотой предлагаемый приемник позволяет получить улучшенные характеристики избирательности и помехоустойчивости. Кроме того, он проще в изготовлении и настройке. Более высокая избирательность связана с тем, что приемник имеет мало паразитных каналов (в основном на гармониках гетеродина).

Избирательность приемника по соседнему каналу обеспечивается при помощи апериодических ФНЧ, что также позволяет относительно просто уменьшить чувствительность приемника к импульсным помехам.

По сравнению с другими супергетеродинами с низкой промежуточной частотой (например, собранными на микросхемах TDA7000, К174ХА42 и т. д.) у предлагаемого устройства лучшая избирательность, чувствительность и помехоустойчивость, в основном, благодаря уменьшению промежуточной частоты.

В супергетеродинах с низкой промежуточной частотой (ПЧ) ее значение обычно выбирается в соответствии с теоремой Котельникова, т. е. ПЧ должна более чем в два раза превышать наивысшую частоту в спектре принимаемого сигнала f_{MAX}.

В разработанном приемнике ПЧ снижена в четыре раза относительно указанного значения, что позволило уменьшить полосу пропускания ФНЧ, обеспечивающих избирательность по соседнему каналу и за счет этого повысить избирательность приемника, а также практически полностью подавить зеркальный канал приема. Кроме того, применение в приемнике нескольких смесителей и демодуляторов приводит к уменьшению внутренних шумов и, следовательно, к увеличению чувствительности.

Функциональная схема приемника приведена на рис. 1.

Приемник работает следующим образом. Принимаемый сигнал из антенны через усилитель высокой частоты 1 (УВЧ) подается на сигнальные входы смесителей 2 и 6. На управляющие входы смесителей через фазовращатель 13 поступает напряжение с выхода гетеродина 12. На рис. 2 приведены эпюры напряжений в различных точках приемника.

Напряжение гетеродина 12 на выходах фазовращателя 13 сдвинуто на 90°, поэтому напряжение промежуточной частоты на выходах смесителей 2 и 6 имеет такой же сдвиг фазы. Сигналы промежуточной частоты с выходов смесителей 2 и 6 через ФНЧ 3 и 7, усилители переменного напряжения (УПН) 4 и 8 подаются на входы двухполупериодных демодуляторов 5 и 9 (диаграммы 1 и 2 на рис. 2). Демодулированные напряжения с их выходов подаются на входы цепи выделения максимума 10, а затем, через ФНЧ 11 — на выход приемника. Кроме того, напряжение с выхода цепи 10 через усилитель системы автоматической регулировки усиления (АРУ) 14 и ФНЧ 15 подается на управляющий вход УВЧ 1 и изменяет его усиление таким образом, что напряжение сигнала на входах смесителей 2 и 6 поддерживается постоянным.

Из этого следует, что частота пульсаций ($f_{ПУЛЬС}$) сигнала, образующегося при выпрямлении в демодуляторах переменного напряжения промежуточной частоты, на выходах демодуляторов в два раза больше промежуточной частоты (диаграммы 3 и 4 на рис. 2).

Для нормальной работы приемника необходимо выполнение следующих условий:

- фазовращатель 13 должен создавать сдвиг фаз 90°;
- демодуляторы 5 и 9 должны иметь одинаковый коэффициент для обеих полуволн выходного напряжения;
- цепь выделения максимума 10 должна иметь одинаковый коэффициент передачи для обоих входов;
- усиление обоих каналов приемника, состоящих из последовательно соединенных смесителя 2 (6), ФНЧ 3 (7), УПН 4 (8) и демодулятора 5 (9), должно быть одинаковым;
- оба канала должны иметь одинаковые АЧХ.

На практике выполнить перечисленные выше условия несложно. Если эти условия выполняться не будут, то на выходе приемника кроме четвертой гармоники могут появиться первая и вторая гармоники промежуточной частоты. Колебания с такими частотами попадают в полосу пропускания ФНЧ 11, и их амплитуда на выходе приемника будет заметна.

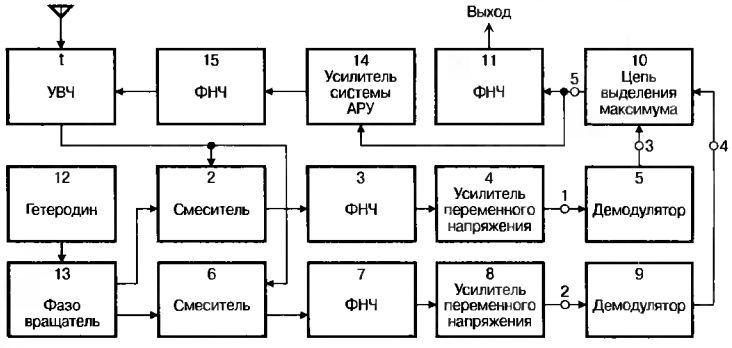


Рис. 1

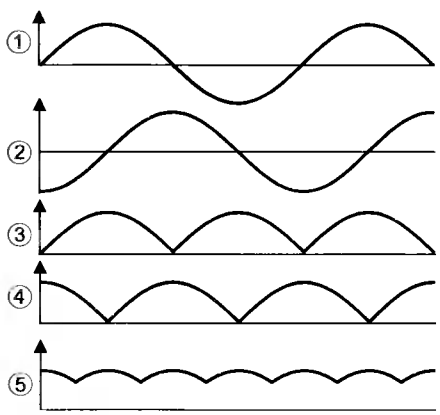


Рис. 2

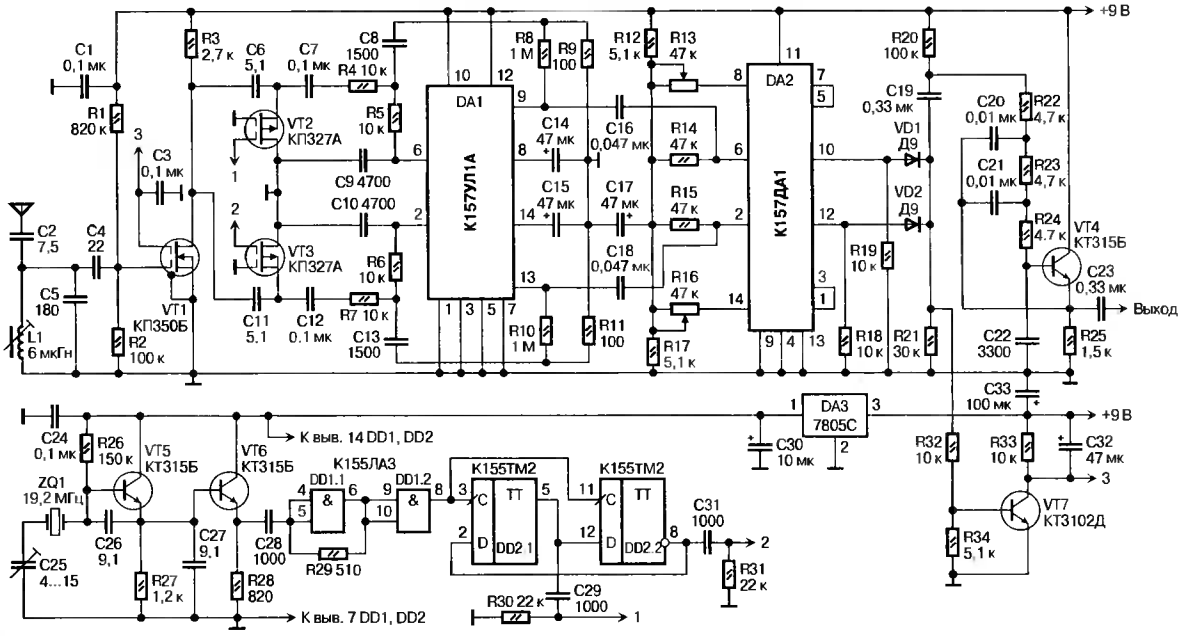


Рис. 3

В качестве цепи выделения максимума можно использовать, например, два диода. Граничная частота ФНЧ 3, ФНЧ 7 и ФНЧ 11 должна быть равна наивысшей частоте в спектре принимаемого сигнала.

Принципиальная схема приемника приведена на рис. 3.

УВЧ 1 выполнен на транзисторе VT1, смесители 2 и 6 — на транзисторах VT2 и VT3. ФНЧ 3 и ФНЧ 7 построены соответственно на элементах R4, C8, R5, C9 и R7, C13, R6, C10. Они являются активными фильтрами второго порядка, т. к. на конденсаторы C8 и C13 с резисторов R9 и R11 подается напряжение положительной обратной связи. Изменяя R9 и R11 можно регулировать форму АЧХ ФНЧ 3 и ФНЧ 7.

Микросхема DA1 усиливает переменное напряжение (узлы 4 и 8 на рис.1), микросхема DA2 является двухполупериодным демодулятором (узлы 5 и 9). Резисторами R13 и R16 можно изменять коэффициент передачи демодуляторов. Узел выделения максимума 10 выполнен на VD1 и VD2. ФНЧ третьего порядка 11 собран на транзисторе VT4. Усилитель-ограничитель системы АРУ 14 выполнен на транзисторе VT7, а ФНЧ 15 — на R33, C32.

Гетеродин 12 собран на VT5. Транзистор VT6 и элементы DD1.1 и DD1.2 используются в качестве буферного усилителя. Фазовращатель 13 построен на микросхеме DD2. Гетеродин и фазовращатель питаются через стабилизатор напряжения на микросхеме DA3.

Приемник собран в корпусе из листового алюминия, но можно использовать и другую конструкцию. Дополнительная экранировка каких-либо узлов не применялась. Катушка L1 намотана на сердечнике СБ-12а и содержит 18 витков провода ПЭВ 0,45 мм.

Если приемник собран из исправных деталей, настройка его достаточно проста. Необходимо подключить к приемнику антенну (или генератор сигналов), а к R21 — осциллограф. Затем, изменяя емкость C25 (рис. 3), нужно установить значение промежуточной частоты $f_{ПР}$ = 1,5 кГц, а подстройкой контура L1C5 добиться максимального напряжения на R21 (при этом на нем будет пульсирующее напряжение с частотой 6 кГц). Затем, изменяя сопротивление резисторов R13 и R16, нужно выровнять усиление обоих каналов приемника, ориентируясь по минимальному напряжению второй гармоники промежуточной частоты на резисторе R21. На этом настройка заканчивается.

В некоторых случаях, возможно, потребуется подстроить АЧХ ФНЧ 3 и ФНЧ 7 резисторами R9 и R11. Изменяя R34, можно регулировать порог срабатывания системы АРУ.

Частота гетеродина в приемнике стабилизирована кварцевым резонатором, хотя в этом нет необходимости, поскольку приемник не требует высокой стабильности частоты гетеродина. Кварцевый резонатор удобен тем, что обеспечивает бесподстроечный и беспоисковый режим. При напряжении питания 9 В приемник потребляет ток 60 мА, основные потребители — микросхемы DD1 и DD2.

В схему приемника можно внести большое число изменений, исходя из его назначения, требований к характеристикам, ассортимента имеющихся радиодеталей. Например, если увеличить коэффициент усиления УПН 4 и 8, приемник можно использовать в составе радиостанции, т. е. в качестве связного.

А при увеличении числа каналов с двух до четырех, можно уменьшить собственные шумы приемника еще в 1,4 раза, что приведет к повышению реальной чувствительности. Кроме того, в этом случае при заданном значении промежуточной частоты частота пульсаций на выходе приемника увеличится до 12 кГц, т. е. улучшится качество выходного сигнала.

Если при увеличении числа каналов до четырех сохранить частоту пульсаций на выходе $f_{ПУЛЬС}$ = 6 кГц, то промежуточную частоту можно уменьшить до 0,75 кГц. При этом на управляющие входы смесителей должно подаваться напряжение гетеродина со сдвигом фаз 45°.

В качестве гетеродина можно применить синтезатор частот. Для повышения качества выходного сигнала в качестве ФНЧ 11 желательно применить более совершенный ФНЧ с формой АЧХ, близкой к прямоугольной.

Для уменьшения потребляемого приемником тока желательно применить быстродействующие цифровые микросхемы КМОП (например, серии КР1554).

Александр Сергеев,
г. Сасово Рязанская обл.

ПОДПИСКА — 2006

Журнал «СХЕМОТЕХНИКА»
Через каталог Агентства «РОСПЕЧАТЬ» (красный)
- индекс 80724 — подписка на 1-е полугодие 2006 г.;
- индекс 82117 — подписка на архив журнала с 2000 по 2003 г. на CD.

Через Объединенный каталог «ПРЕССА РОССИИ» (зеленый)
индекс 41733 — подписка на 1-е полугодие 2006 г.
Через каталог «ПОЧТА РОССИИ»
- индекс 60192 — подписка на 1-е полугодие 2006 г.
- индекс 60193 — годовая подписка на 2006 г.

Оформить подписку с последующей доставкой в ЛЮБОЙ СТРАНЕ можно через подписное агентство «МК-PERIODICA». Подробная информация по телефонам в Москве 7+095 681-9345, 681-5715, 681-3322, e-mail: info@periodicals.ru
Подписка на Украине осуществляется также через каталог Подписного агентства KSS (тел: в Киеве 044 - 270-6220, 270-6222), подписной индекс 10540.

Журнал «КОМПОНЕНТЫ и ТЕХНОЛОГИИ»
Через каталог Агентства «РОСПЕЧАТЬ» (красный)
- индекс 80743 — подписка на 1-е полугодие 2006 года;

Через Объединенный каталог «ПРЕССА РОССИИ» (зеленый)
- индекс 41734 — подписка на 1-е полугодие 2006 года;

Через каталог «ПОЧТА РОССИИ»
- индекс 60194 — подписка на 1-е полугодие 2006 года (5 номеров);
- индекс 60195 — годовая подписка на 2006 год (9 номеров).

Оформить подписку с последующей доставкой в ЛЮБОЙ СТРАНЕ можно через подписное агентство «МК-PERIODICA». Подробная информация по телефонам в Москве 7+095 681-9345, 681-5715, 681-3322, e-mail: info@periodicals.ru.
Подписка на Украине осуществляется также через каталог Подписного агентства KSS (тел: в Киеве 044 - 270-6220, 270-6222), подписной индекс — 10358.

Журнал «СИЛОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА»
Через каталог Агентства «РОСПЕЧАТЬ» (красный) –
- индекс 20370 – подписка на 1-е полугодие 2006 г. (2 номера).

Подписаться также можно через редакцию, тел. (095)777-1215, podpiska@dian.ru.
Для подписки через редакцию
- перечислите деньги на наш расчетный счет через Сбербанк по квитанции, либо через почтовое отделение почтовым переводом;
- отправьте квитанцию об оплате (или копию) и свой точный почтовый адрес (индекс обязательно) в редакцию по почтовому адресу: 127015, Москва, ул. Бутырская, д. 41/47, ООО «ИД Скимен», отдел подписки или по факсу (095) 777-1215, e-mail: podpiska@dian.ru.
- вы можете также подписаться на журнал непосредственно в редакции по адресу: г. Москва, ул. Бутырская, д. 41/47 (метро «Савеловская», во дворе д. 17, вход с торца здания) и на специализированных выставках.

Пример заполнения банковского извещения для подписки на издания ИД "СКИМЕН":

<table>
<tr><td rowspan="3">Извещение</td><td colspan="2">ООО «ИД СКИМЕН»
ИНН/КПП 7731195492/773101001
в ОАО КБ «НК банк» в г. Москва
Р/с 40702810200000005646
К/с 30101810900000000278 БИК 044579278
Плательщик
Адрес (с индексом)</td></tr>
<tr><td>Назначение платежа</td><td>Сумма</td></tr>
<tr><td></td><td></td></tr>
<tr><td>Кассир</td><td colspan="2">Подпись “___” _____2005 г.</td></tr>
<tr><td rowspan="3">Квитанция</td><td colspan="2">ООО «ИД СКИМЕН»
ИНН/КПП 7731195492/773101001
в ОАО КБ «НК банк» в г. Москва
Р/с 40702810200000005646
К/с 30101810900000000278 БИК 044579278
Плательщик
Адрес (с индексом)</td></tr>
<tr><td>Назначение платежа</td><td>Сумма</td></tr>
<tr><td></td><td></td></tr>
<tr><td>Кассир</td><td colspan="2">Подпись “___” _____2005 г</td></tr>
</table>