

Главный редактор

Сергей Бирюков

Зам. главного редактора

Сергей Кузнецов

Редакционная коллегия

Павел Асташкевич
Александр Фрунзе
Виктор Йовчик

Дизайн и верстка

Ирина Чикина

Отдел распространения

(495) 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: (495) 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,
тел./факс (501)443-92-17, (272)6-25-36.
E-mail: marketing@chpk.ru

Тираж 5 250 экз.
Заказ № 1119.

Журнал зарегистрирован
в Министерстве РФ по делам печати,
телерадиовещания и средств
массовых коммуникаций
Per. № 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 не 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

- О. Николайчук.** Новые семейства USB микроконтроллеров фирмы SiLabs 2
- О. Вальпа.** Цифровые сигнальные процессоры 5
- С. Бирюков.** Микросхемы для импульсных источников питания NCP1050, NCP1051, NCP1052, NCP1053, NCP1054, NCP1055 фирмы ON Semiconductor 7

ИСКУССТВО СХЕМОТЕХНИКИ

- А. Фрунзе, А. Фрунзе.** Микроконтроллеры? Это же просто! 10
- С. Лозицкий.** О проблемах практической реализации некоторых типов звеньев ARC-фильтров 14
- В. Беспалько.** Управление базовым смещением 17
- А. Фрунзе.** Последовательная передача данных 18
- В. Баранов.** Динамическая индикация на сегментных светодиодных индикаторах 20
- Г. Прищепов.** Питание многокаскадных усилителей 22

СОФТ

- О. Петраков.** Анализ диодных схем в Maple 26

ПРАКТИКА

- А. Фрунзе.** 1001-е зарядное устройство. Эпилог 29
- С. Шишкин.** Блок управления для привода FM-Stepdrive фирмы Siemens 32
- В. Поляков.** Переходные процессы в малых антеннах 35
- О. Вальпа.** Микроконтроллеры и клавиатура IBM PC 36
- А. Тумакин.** Преобразователь интерфейса RS-232/485 38
- А. Гончаров.** Радиодлиннитель для пультов дистанционного управления 40
- И. Новоселов.** Устройство виртуальной индикации на микроконтроллерах фирмы Microchip 42
- Р. Аношин.** Робот-жук 46
- А. Бегиев.** Устройство плавного включения на полевом транзисторе 48
- М. Ершов.** Применение микроконтроллеров SiLabs в интегрированных измерителях углов поворота и наклона 50
- Н. Заец.** Двухканальный термометр с памятью 53

CD-ROM с журналами «Схемотехника» 2000–2003 г. (3 я стр. обложки)

Вниманию читателей (с. 5, 19). Новые книги. А. Фрунзе. «Микроконтроллеры фирмы Philips семейства x51» (с. 21). 8-я Международная научно-техническая конференция и выставка «Цифровая обработка сигналов и её применение — DSPA'2006» (с. 25). Семинары выставки «ДИСПЛЕИ-2006» (с. 28). Подписка-2006 (с. 56).

На нашей обложке. К статье И. Новоселова «Устройство виртуальной индикации на микроконтроллерах фирмы Microchip»

Новые семейства USB микроконтроллеров фирмы SiLabs

Целью настоящей статьи является ознакомление читателей с последними достижениями фирмы Silicon Laboratories в области развития USB микроконтроллеров. В статье рассматриваются различные архитектуры контроллеров, описываются основные системные особенности.

В середине февраля 2006 г. фирма SiLabs (Silicon Laboratories Inc.), являющаяся мировым лидером в области разработки и производства высокоэффективных микросхем смешанных сигналов, объявила о существенном расширении номенклатуры выпускаемых USB микроконтроллеров. К существующему в настоящее время семейству C8051F32x [1], состоящему из двух микроконтроллеров — F320 и F321, добавлено еще два — F326 и F327 [2]. Кроме того, объявлено о начале производства нового семейства C8051F34x [3], состоящего из восьми мощных микроконтроллеров F340—F347.

В табл. 1 приводятся основные параметры USB микроконтроллеров семейств C8051F32x и C8051F34x.

Структуры микроконтроллеров F320/321, F326/327, F340/341/344/345 и F342/343/346/347 приведены на рис. 1, 2, 3 и 4 соответственно.

Даже беглого взгляда на табл. 1 и приведенные на рис. 1 и 2 структуры семейства C8051F32x достаточно для того, чтобы выявить основные отличия описываемых микроконтроллеров. Сразу же бросается в глаза то обстоятельство, что новые члены семейства C8051F32x (микроконтроллеры F326 и F327) не имеют встроенных аналоговых узлов, а именно аналого-цифрового преобразователя ADC с мультиплексором AMX, источника опорного напряжения VREF, аналоговых компараторов, температурного датчика. Кроме того, уменьшено количест-

во встроенной цифровой периферии. Так, снижен объем встроенной оперативной памяти с 2304 до 1536 байт, уменьшено число линий ввода/вывода (до 15-ти), отсутствуют интерфейсы SMBus (I2C) и SPI, уменьшено число встроенных таймеров (с четырех до двух), из состава встроенных узлов удален программируемый таймер-счетчик PCA (следовательно, исчезла и возможность организации охранного таймера WDT на PCA). Отличия также коснулись и разводки выводов новых микроконтроллеров, но об этом будет сказано далее.

Анализ табл. 1 и приведенных на рис. 3 и 4 структур семейства C8051F34x позволяет описать главные особенности и архитектурные отличия микроконтроллеров этого семейства.

- Микроконтроллеры F340—343 обладают в два раза более высокой пиковой производительностью, чем остальные микроконтроллеры этого семейства, а также микроконтроллеры семейства C8051F32x.
- Во всех микроконтроллерах семейства C8051F34x существенно увеличен объем встроенной Flash-памяти команд/данных,

Таблица 1

Тип	Пиковая производительность, MIPS	Flash память, Кб	Оперативная память RAM, байт	Интерфейс внешней памяти EMI	Число линий ввода/вывода I/O	Последовательные интерфейсы	16-битные таймеры	Каналы счетчика PCA	Встроенный генератор, %	АЦП	Наличие ИОН, двух компараторов и датчика температуры	Корпус
C8051F320	25	16	2304	—	25	USB 2.0, UART, SMBus, SPI	4	5	1,5	10-бит, 17 канал., 200 ksp/s	+	9×9 мм LQFP32
C8051F321	25	16	2304	—	21	USB 2.0, UART, SMBus, SPI	4	5	1,5	10-бит, 13 канал., 200 ksp/s	+	5×5 мм QFN28
C8051F326	25	16	1536	—	15	USB 2.0, UART	2	—	1,5	—	—	5×5 мм QFN28
C8051F327	25	16	1536	—	15	USB 2.0, UART	2	—	1,5	—	—	5×5 мм QFN28
C8051F340	48	64	5376	+	40	USB 2.0, 2x UART, SMBus, SPI	4	5	1,5	10-бит, 17 канал., 200 ksp/s	+	9×9 мм TQFP48
C8051F341	48	32	3328	+	40	USB 2.0, 2x UART, SMBus, SPI	4	5	1,5	10-бит, 17 канал., 200 ksp/s	+	9×9 мм TQFP48
C8051F342	48	64	5376	—	25	USB 2.0, UART, SMBus, SPI	4	5	1,5	10-бит, 17 канал., 200 ksp/s	+	9×9 мм LQFP32
C8051F343	48	32	3328	—	25	USB 2.0, UART, SMBus, SPI	4	5	1,5	10-бит, 17 канал., 200 ksp/s	+	9×9 мм LQFP32
C8051F344	25	64	5376	+	40	USB 2.0, 2x UART, SMBus, SPI	4	5	1,5	10-бит, 17 канал., 200 ksp/s	+	9×9 мм TQFP48
C8051F345	25	32	3328	+	40	USB 2.0, 2x UART, SMBus, SPI	4	5	1,5	10-бит, 17 канал., 200 ksp/s	+	9×9 мм TQFP48
C8051F346	25	64	5376	—	25	USB 2.0, UART, SMBus, SPI	4	5	1,5	10-бит, 17 канал., 200 ksp/s	+	9×9 мм LQFP32
C8051F347	25	32	3328	—	25	USB 2.0, UART, SMBus, SPI	4	5	1,5	10-бит, 17 канал., 200 ksp/s	+	9×9 мм LQFP32



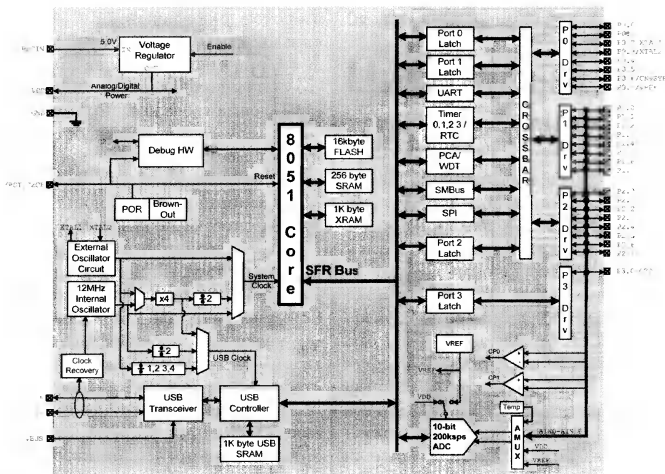


Рис. 1

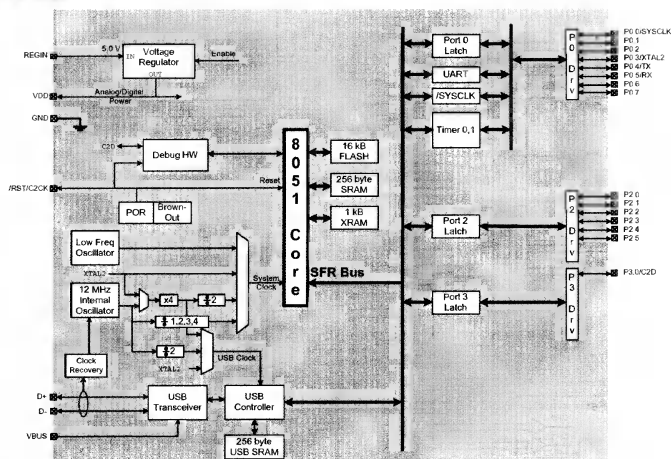


Рис. 2

причем у четных членов семейства (C8051F340/342/344/346) он составляет 64 Кб, а у нечетных (C8051F341/343/345/347) — 32 Кб.

- Во всех микроконтроллерах семейства C8051F34х существенно увеличен объем встроенной оперативной памяти данных RAM, причем у четных членов семейства он составляет 5376 байт, а у нечетных — 3328 байт.
- Микроконтроллеры C8051F340/341/344/345 имеют встроенный аппаратно реализованный интерфейс внешней памяти — EMI, аналогичный интерфейсу, имеющемуся, например, в семействах F02х и F12х, он программно настраи-

вается на возможность работы в мультиплексированном или немultipлексированном режимах.

- В микроконтроллерах C8051F340/341/344/345 увеличено число линий ввода/вывода до 40, т. е. до пяти полных восьмибитных портов по сравнению с базовым микроконтроллером C8051F320, у которого число линий ввода/вывода было 25. У остальных членов семейства — микроконтроллеров C8051F342/343/346/347 число линий ввода/вывода осталось равным 25.
- Все микроконтроллеры семейства C8051F34х оснащены стандартным набором периферии — интерфейсами USB v2.0, UART, SMBus (I2C) и SPI, кроме того, микроконтрол-

леры C8051F340/341/344/345 имеют по два интерфейса UART.

- Все микроконтроллеры описываемого семейства имеют одинаковый набор аналоговой периферии — 10-разрядный 17-канальный аналого-цифровой преобразователь ADC, работающий на скорости до 200 ksp/s (тысяч отсчетов в секунду), встроенный источник опорного напряжения VREF; два аналоговых компаратора и датчик температуры.
- Все приборы семейства C8051F34х выпускаются в корпусах, имеющих одинаковые посадочные размеры — 9×9 мм, однако микроконтроллеры C8051F340/341/344/345 выпускаются в 48-выводном корпусе TQFP48, а остальные — в 32-выводном LQFP32, т. е. таком же, как и базовый микроконтроллер C8051F320.

Из сравнения приведенных данных следует, что микроконтроллеры нового семейства примерно в 3...4 раза мощнее базового прибора С8051F320.

Сопоставим разводку выводов в микроконтроллерах семейства C8051F32х и C8051F34х. Как следует из табл. 1, микроконтроллеры этих семейств выпускаются в трех типах корпусов (приведены по убыванию числа выводов) — TQFP48, LQFP32, QFN28 (раннее назывался MLP28).

На рис. 5 показана разводка выводов микроконтроллеров С8051F340/341/344/345, которые выпускаются в корпусе ТОFР48.

Очевидно, что переход производителя на корпус с большим числом выводов вызван, в первую очередь, появлением пятого восьмибитного порта ввода-вывода, что, в свою очередь, обусловлено реализацией в этих микроконтроллерах аппаратного интерфейса внешней памяти — EMI.

На рис. 6 показана разводка выводов базового микроконтроллера С8051F320, а также ряда новых микроконтроллеров С8051F342/343/346/347.

Подчеркнем, что эти микроконтроллеры совместимы по выводам с базовым прибором, что позволяет производить уможощение существующих устройств, основанных на С8051F320.

На рис. 7 показана разводка выводов микроконтроллеров С8051F321/326/327, выпускающихся в корпусах OFN28.

Особенно отметим тот факт, что все три микроконтроллера имеют разную

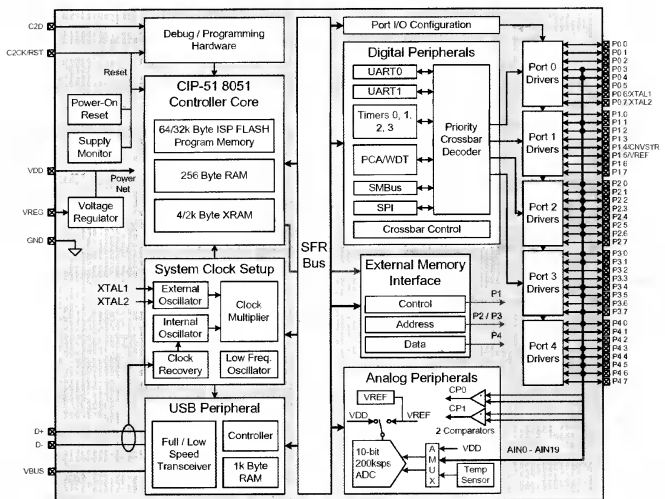


Рис. 3

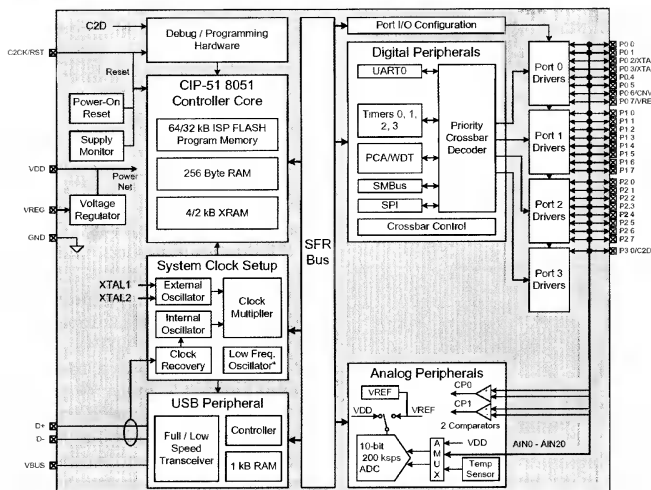


Рис. 4

разводку, причем не только линий портов ввода/вывода (с чем еще можно было бы мириться), но и линий общего провода GND, и сигнальных линий интерфейса USB. Это обстоятельство, конечно, внесет определенные сложности при переходе с базового микроконтроллера C8051F321 на более простые и дешевые модели C8051F326/327. И, конечно, не совсем понятно, зачем в чисто цифровых микроконтроллерах нужно было убирать цифровые интерфейсы SMBus и SPI.

Все микроконтроллеры нового семейства имеют максимальный ток потребления менее 15 мА при напря-

жении питания ядра 3,3 В и тактовой частоте 24 МГц. При снижении тактовой частоты, например до 1 МГц, ток потребления не превышает 0,7 мА, а при тактовой частоте 32 кГц (встроенный низкочастотный генератор) составляет всего 74 мкА.

Остановимся на некоторых особенностях новых приборов. В микроконтроллерах C8051F326/327 уменьшен встроенный USB буфер до 256 байт (1024 байта в базовом микроконтроллере), а также изменено число аппаратных USB буферов ввода/вывода (Endpoints) с восьми в базовом варианте до трех с фиксированным назначением.

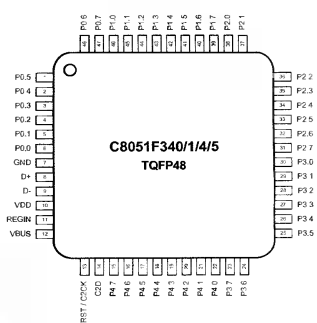


Рис. 5

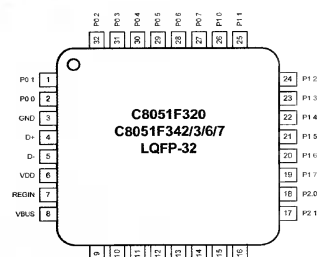


Рис. 6

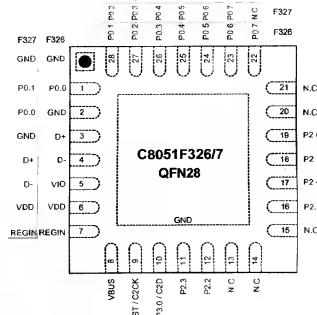
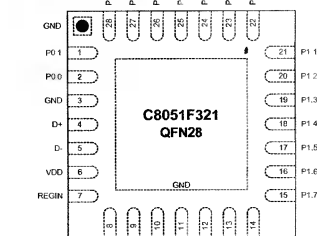


Рис. 7

В микроконтроллере C8051F326 имеется дополнительный ввод от источника питания линий ввода/вы-

вода — VIO, напряжение которого может быть от 1,8 В до напряжения питания ядра, т. е. примерно 3,6 В. Этот вход позволяет полностью отключать все линии ввода/вывода микроконтроллера.

Для всех микроконтроллеров оговорено минимальное и номинальное число циклов стирания/записи Flash-памяти, составляющее соответственно 20 и 100 тысяч циклов.

В заключение следует отметить, что фирма SiLabs планирует продолжить работу над развитием USB микроконтроллеров. Уже сейчас новое семейство C8051F34x во многих приложениях способно заменить популярные семейства F02x, F12x, F13x, существенно расширяя их возможности за счет интерфейса USB. Для полной замены вышеуказанных семейств осталось только увеличить разрядность аналого-цифрового преобразователя, разместить на кристалле два цифро-аналоговых преобразователя и поднять пиковую производительность до 100 MIPS. Будем надеяться, что специалисты фирмы SiLabs в скором будущем реализуют эти пожелания.

ЛИТЕРАТУРА:

1. http://www.silabs.com/public/documents/tpub_doc/dsheet/Microcontrollers/USB/en/C8051F32x.pdf.
2. http://www.silabs.com/public/documents/tpub_doc/dsheet/Microcontrollers/USB/en/C8051F326.pdf.
3. http://www.silabs.com/public/documents/tpub_doc/dsheet/Microcontrollers/USB/en/C8051F34x.pdf.

Олег Николаичук,
г. Кишинев, Молдавия

Редакция журнала «Схемотехника»

приглашает авторов к
сотрудничеству
по всем вопросам обращаться
e-mail: editor@bian.ru, тел./факс
(095)777-12-15

Требования по оформлению
статей см. в № 12, 2005, с. 42 и
на сайте редакции www.bian.ru.
Гонорары выплачиваются авторам,
проживающим на территории СНГ.

Окончание. Начало № 2/2004

Цифровые сигнальные процессоры

SPORT0 в отличие от SPORT1 может работать в режиме многоканальности, т. е. он может избирательно принимать и передавать данные последовательного потока с использованием мультиплексирования 24-х или 32-х каналов с временным разделением информации. Это необходимо для использования цифровых коммуникационных интерфейсов T1 и E1, а также может использоваться для сетевой коммуникации нескольких процессоров. В одноканальном режиме сигналы кадровой синхронизации обозначают начало слова или непрерывного потока слов. В многоканальном режиме сигнал кадровой синхронизации приема данных RFS0 обозначает начало конкретного слова в потоке данных, состоящих из 24-х или 32-х слов для одновременного приема и передачи этого слова по отдельным линиям приемопередатчика. Многоканальный режим разрешается установкой в единичное состояние 15-го разряда в регистре управления SPORT0 по адресу 0x3FF6. Формат пакетов при этом определяется разрядом 9 этого же регистра. Если он установлен в 1, будет задан 32-словный формат, при установке в 0 задается 24-словный формат данных. Кроме того, разряды с 10-го по 13-й этого же регистра, с условным названием

MFD, устанавливают задержку сигнала кадровой синхронизации в многоканальном режиме для того, чтобы кадровый синхросигнал обозначал необходимое для приема и передачи слово в потоке данных. Диаграмма задержки сигнала кадровой синхронизации для нескольких значений MFD при работе SPORT0 в многоканальном режиме показана на рис. 14.

Сигнал кадровой синхронизации передатчика TFS0 в многоканальном режиме работает как сигнал TDV (Transmit Data Valid) переводимый как «правильные данные передачи» и предназначенный для управления включением и отключением внешней буферной логики передатчика. Фактически этот сигнал осуществляет стробирование тех слов данных, которые были разрешены в конфигурационном регистре для передачи. В зависимости от установки седьмого разряда регистре управления SPORT0 по адресу 0x3FF6 описанный сигнал может иметь активное значение с высоким или с низким уровнем. На рис. 15 приведен пример диаграммы работы SPORT0 в многоканальном режиме.

Рассмотрим пример программного конфигурирования обоих последовательных портов сигнального процессора, приведенный в листинге 1.

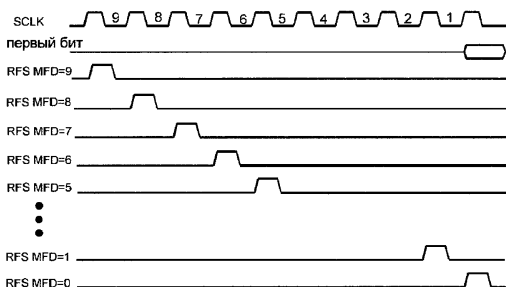


Рис. 14

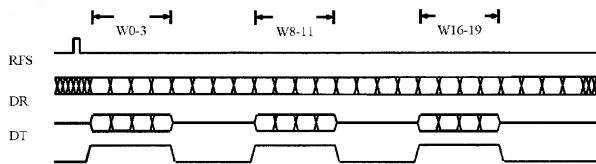


Рис. 15

Листинг 1

```

{ ===== S P O R T 0 ===== }
{ Регистр разрешения мультиканального приема/передачи данных SPORT0 }
{ Регистр разрешения приема SPORT0_RX_Channels1 = 0x3ffa }
{ Биты: FEDCBA9876543210 0-игнорирован 1-доступен }
{ Каналы: 33222222221111 }
{ 1098765432109876 }
{ ax0 = b#0000000000000000; DM(SPORT0_RX_Channels1) = ax0; }

{ Регистр разрешения приема SPORT0_RX_Channels0 = 0x3ff9 }
{ Биты: FEDCBA9876543210 0-игнорирован 1-доступен }
{ Каналы: 111111 }
{ 5432109876543210 }
{ ax0 = b#0000000000000000; DM(SPORT0_RX_Channels0) = ax0; }

{ Регистр разрешения передачи SPORT0_TX_Channels1 = 0x3ff8 }
{ Биты: FEDCBA9876543210 0-игнорирован 1-доступен }
{ Каналы: 33222222221111 }
{ 1098765432109876 }
{ ax0 = b#0000000000000000; DM(SPORT0_TX_Channels1) = ax0; }

{ Регистр разрешения передачи SPORT0_TX_Channels0 = 0x3ff7 }
{ Биты: FEDCBA9876543210 0-игнорирован 1-доступен }
{ Каналы: 111111 }
{ 5432109876543210 }
{ ax0 = b#0000000000000001; DM(SPORT0_TX_Channels0) = ax0; }

{ Регистр SPORT0_Control_Reg = 0x3FF6 (Регистр управления SPORT0) }
{ Биты: FEDCBA9876543210 }
{ Исх. cost: 0000000000000000 }
{ ax0 = b#1100011100110111; DM(SPORT0_Control_Reg) = ax0; }

{ Регистр SPORT0_SCLKDIV = 0x3FF5 (Модуль деления последоват. такт. имп.) }
{ частота CLKOUT внутренняя удвоенная частота процессора }
{ SCLKDIV = ----- - 1; }
{ (кадр.с.и.) 2*(частота SCLK синхронизация бит порта) }
{ }
{ SCLKDIV = ((2*16384KГц) / (2*2048KГц)) - 1 = 8-1 = 7 }
{ ax0 = 7; DM(SPORT0_SCLKDIV) = ax0; }

{ Регистр SPORT0_RFS DIV = 0x3FF4 (Модуль деления последоват. такт. имп.) }
{ частота SCLK }
{ RFS DIV = ----- - 1; }
{ частота RFC }
{ RFS DIV = 2048KГц / 8KГц - 1 = 256-1 = 255 }
{ ax0 = 255; DM(SPORT0_RFS DIV) = ax0; }

{ Регистр SPORT0_Autobuf = 0x3FF3 (Регистр управления автобуферизацией SPORT0) }
{ Биты: FEDCBA9876543210 }
{ Исх. cost: 0000XXXXXXX000 }
{ ax0 = b#0000011110101011; DM(SPORT0_Autobuf) = ax0; }

{ ===== S P O R T 1 ===== }
{ Регистр SPORT1_Control_Reg = 0x3ff2 (Регистр управления SPORT1) }
{ Биты: FEDCBA9876543210 }
{ Исх. cost: 0000000000000000 }
{ ax0 = b#0111101001001001; DM(SPORT1_Control_Reg) = ax0; }

{ Регистр SPORT1_SCLKDIV = 0x3FF1 (Модуль деления последоват. такт. имп.) }
{ частота CLKOUT внутренняя удвоенная частота процессора }
{ SCLKDIV = ----- - 1; }
{ (кадр.с.и.) 2*(частота SCLK синхронизация бит порта) }
{ }
{ SCLKDIV = ((2*16384KГц) / (2*11520 Гц)) - 1 = 142-1 = 852 }
{ ax0 = 141; DM(SPORT1_SCLKDIV) = ax0; { 11520 бод } }

{ Регистр SPORT1_RFS DIV = 0x3FF0 (Модуль деления последоват. такт. имп.) }
{ частота SCLK }
{ RFS DIV = ----- - 1; (или число бит в пакете -1) }
{ частота RFC }
{ RFS DIV = 19200 Гц / 1920 Гц - 1 = 10-1 = 9 }
{ ax0 = 9; DM(SPORT1_RFS DIV) = ax0; }

{ Регистр SPORT1_Autobuf = 0x3FEF (Регистр упр. автобуферизацией SPORT1) }
{ Биты: FEDCBA9876543210 }
{ Исх. cost: 0000XXXXXXX000 }
{ ax0 = b#0000000000000000; DM(SPORT1_Autobuf) = ax0; }

```

В первых двух блоках программы разрешается работа первого канала приемника SPORT0, в следующих двух — нулевого и первого канала передатчика SPORT0. Далее в регистр SPORT0_Control_Reg заносится информация о длине слова, формате данных, выравнивании слова, типе компандирования, инвертировании кадровых импульсов и др. режимов работы порта. После этого вычисляется коэффициент деления для тактовой частоты синхронизации SCLK и записывается в регистр SPORT0_SCLKDIV. Аналогично, в следующем блоке программы производится вычисление коэффициента деления для тактовой частоты кадровых импульсов и запись этого значения в регистр SPORT0_RFS DIV. Завершается конфигурирование SPORT0 записью режима работы порта в регистр управления автобуферизацией SPORT0_Autobuf. Аналогично производится конфигурирование порта SPORT1.

Прием и передача данных через порты могут осуществляться с помощью регистров передатчика TX0, TX1 и регистров приемника RX0, RX1 в портах SPORT0 и SPORT1 соответственно. Эти регистры не отображены в карте памяти процессора, но распознаются мнемоникой ассемблера. Доступ к этим регистрам обеспечивается в произвольный момент во время выполнения программы. Например, следующая команда записывает данные из регистра AX0 в регистр передатчика SPORT1:

```
TX1 = AX0;
```

Естественно, что перед этим SPORT1 должен быть программно сконфигурирован ранее описанными командами.

Следующая команда запишет принятые данные из регистра приемника порта SPORT0 в регистр AX0:

```
AX0 = RX0.
```

Олег Вальпа,
г. Миасс Челябинской обл.

Продолжение. Начало № 3/2006

Микросхемы для импульсных источников питания NCP1050, NCP1051, NCP1052, NCP1053, NCP1054, NCP1055 фирмы ON Semiconductor

На рис. 21 приведена схема устройства для зарядки аккумуляторной батареи на напряжение 5,25 В током 1 А [1], использующее в качестве основного элемента микросхему NCP1053B. Входное напряжение зарядного устройства может находиться в пределах 85...265 В. При исключении цепей стабилизации выходного тока устройство можно превратить в обычный источник питания с примерно на 20 % большим выходным током.

Применение в описываемом устройстве микросхемы рассматриваемой серии обеспечивает его низкую цену при отличных характеристиках. Устройство использует динамическое питание микросхемы DA1 через ее высоковольтный вывод HV, являющийся выходом для подключения первичной обмотки обратного трансформатора T1. Этот режим, как уже указывалось в [3], имеет фирменное название DSS (Dynamic Self-Supply), он исключает необходимость намотки дополнительной обмотки трансформатора для питания микросхемы. Микросхема также обеспечивает автоматическую защиту от перегрузки, короткого замыка-

ния выхода, обрыва цепи обратной связи.

Схема преобразователя достаточно стандартна и может быть разбита на функциональные блоки. Конденсаторы C1, C6 и двухобмоточный дроссель L1 снижают уровень помех от преобразователя, проникающих в первичную сеть. Диоды VD1—VD4 вместе с конденсатором C2 обеспечивают выпрямление и фильтрацию сетевого напряжения. Нагрузкой микросхемы DA1 является первичная обмотка I трансформатора T1. Конденсатор C5 входит в цепь динамического питания DSS этой микросхемы. Резистор R1, конденсатор C3 и диод VD5 образуют цепь гашения высоковольтных импульсов, образующихся на индуктивности рассеяния первичной обмотки трансформатора T1 в моменты закрывания высоковольтного ключа микросхемы DA1. Цепочка C4R2 подавляет «звон» колебательного контура, образованного индуктивностью первичной обмотки и ее собственной емкостью, а также емкостью монтажа в те же моменты времени. Обе эти цепи исключают появление на выводе HV микросхемы

импульсов с амплитудой более 700 В, которые могли бы ее повредить, а также снижают уровень излучаемых преобразователем помех.

Диод VD6 является выпрямителем вторичной цепи, конденсаторы C7—C9 обеспечивают основное сглаживание пульсаций. Дополнительно высокочастотные составляющие пульсаций подавляются дросселем L2 и конденсаторами C11 и C12, образующими ФНЧ второго порядка. Микросхема DA2 служит основным элементом цепи обратной связи, обеспечивающей стабилизацию выходного напряжения. Работа этой цепи подробно рассмотрена в статье [4] при описании рис. 13, г. Выходное напряжение, уменьшенное делителем R6R5, сравнивается компаратором микросхемы (вход 1) с внутренним опорным напряжением 2,5 В. Ток анода (вывод 3) этой микросхемы резко увеличивается при превышении напряжения на входе компаратора указанного уровня. Этот ток протекает через светодиод U1.2 оптрона U1. Увеличивающийся ток фототранзистора U1.1 этого оптрона вызывает уменьшение выходного напряжения, как это описано в первой части настоящей статьи. Резистор R4 пропускает начальный анодный ток микросхемы DA2, резистор R3 и конденсатор C10 служат для обеспечения стабильности цепи ОС.

Стабилизацию выходного тока обеспечивает транзистор VT1 и связанные с ним элементы. При подключении к устройству разряженного аккумулятора преобразователь пытается повысить свое выходное напряжение до номинального уровня, увеличивая свой выходной ток. Когда этот ток достигнет уровня 1 А, транзистор VT1 открывается. Его

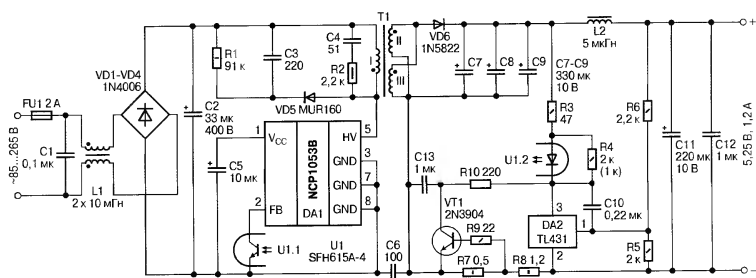


Рис. 21



коллекторный ток течет через светодиод U1.2 оптрона U1 и вызывает снижение выходного напряжения, выходной ток стабилизируется. Резистор R9 ограничивает ток базы транзистор VT1 при кратковременных перегрузках преобразователя, резистор R10 ограничивает коллекторный ток этого транзистора и вместе с конденсатором C13 стабилизирует цепь обратной связи в режиме ограничения выходного тока.

Особо следует отметить роль резистора R8. При его отсутствии и замыкании выхода преобразователя или при очень малом выходном напряжении максимально возможное напряжение на светодиоде U1.2 оптрона U1 несколько меньше напряжения база-эмиттер транзистора VT1 и, следовательно, недостаточно для его открывания. В результате цепь обратной связи не замыкается и преобразователь переходит в аварийный режим работы, харак-

теризующийся кратковременными «выпрысками» генерации. Если такой режим нежелателен, следует установить резистор R8 такого сопротивления, чтобы падение напряжения на нем было достаточно для четкого включения светодиода оптрона с учетом потерь на резисторах R3 и R10 и транзисторе VT1.

Если режим стабилизации тока не нужен, элементы R7—R10, VT1 и C13 следует исключить, а резистор R4 установить с сопротивлением, указанным на рис. 21 в скобках.

Отметим еще одну роль цепей, подключенных к первичной обмотке трансформатора T1. Кроме того, что они обеспечивают подавление высоковольтного выброса на выводе HV микросхемы DA1 при закрывании ключа этой микросхемы, они ограничивают амплитуду колебательного процесса в упоминавшемся выше колебательном контуре первичной обмотки трансформатора T1. Важно, чтобы первая

за высоковольтным выбросом отрицательная относительно плюса конденсатора C2 полярность не пересекла нулевой уровень и не открыла переход сток-подложка транзистора VT3 (рис. 3) микросхемы DA1. При малой выходной мощности элементы R1, C3 и VD5 не обязательны, поскольку обе задачи может решить правильно рассчитанная цепь C4R2.

В табл. 3 показаны результаты испытаний преобразователей без стабилизации выходного тока (колонка 3) и со стабилизацией (колонка 4).

На рис. 22—27 приведены графики, иллюстрирующие характеристики рассмотренных выше вариантов преобразователя. Зависимости выходного напряжения от напряжения сети для преобразователя без цепи стабилизации выходного тока при различных нагрузках показаны на рис. 22, на рис. 23 приведены его выходные характеристики для различных напряжений сети, на рис. 24 — зависимость

Таблица 1

Параметр	Условия измерения	Выходной ток, А	Значение параметра	
			Без стабилизации выходного тока	При стабилизации выходного тока
Стабильность выходного напряжения при изменении напряжения сети	$V_{IN} = 85 \dots 265 \text{ В}$	0,12	2 мВ	—
		0,6	1 мВ	—
		1,2	2 мВ	—
		0,1	—	11 мВ
		0,5	—	24 мВ
		1	—	41 мВ
Стабильность выходного напряжения при изменении тока нагрузки	$V_{IN} = 85 \text{ В}$	0,12...1,2	12 мВ	—
	$V_{IN} = 110 \text{ В}$		13 мВ	—
	$V_{IN} = 230 \text{ В}$		12 мВ	—
	$V_{IN} = 265 \text{ В}$		13 мВ	—
	$V_{IN} = 85 \text{ В}$	0,1...1	—	58 мВ
	$V_{IN} = 110 \text{ В}$		—	65 мВ
	$V_{IN} = 230 \text{ В}$		—	71 мВ
	$V_{IN} = 265 \text{ В}$		—	67 мВ
Полная амплитуда пульсаций выходного напряжения	$V_{IN} = 110 \text{ В}$	1,2	86 мВ	—
	$V_{IN} = 230 \text{ В}$		127 мВ	—
	$V_{IN} = 110 \text{ В}$	1	—	80 мВ
	$V_{IN} = 230 \text{ В}$	1	—	155 мВ
Коэффициент полезного действия	$V_{IN} = 110 \text{ В}$	1,2	72,4 %	—
	$V_{IN} = 230 \text{ В}$		69,6 %	—
	$V_{IN} = 110 \text{ В}, R8 = 1,2 \text{ Ом}$	1	—	54,6 %
	$V_{IN} = 230 \text{ В}, R8 = 1,2 \text{ Ом}$		—	53,6 %
	$V_{IN} = 110 \text{ В}, R8 = 0$		—	66,1 %
	$V_{IN} = 230 \text{ В}, R8 = 0$		—	63,3 %
Потребляемая мощность при отсутствии нагрузки	$V_{IN} = 110 \text{ В}$	0	100 мВт	100 мВт
	$V_{IN} = 230 \text{ В}$	0	200 мВт	200 мВт
Выходная мощность при входной мощности 1 Вт	$V_{IN} = 110 \text{ В}$	—	680 мВт	640 мВт
	$V_{IN} = 230 \text{ В}$	—	630 мВт	540 мВт
Потребляемая мощность при коротком замыкании выхода	$V_{IN} = 110 \text{ В}$	—	400 мВт	—
	$V_{IN} = 230 \text{ В}$	—	550 мВт	—
	$V_{IN} = 110 \text{ В}, R8 = 1,2 \text{ Ом}$	—	—	750 мВт
	$V_{IN} = 230 \text{ В}, R8 = 1,2 \text{ Ом}$	—	—	900 мВт
	$V_{IN} = 110 \text{ В}, R8 = 0$	—	—	700 мВт
	$V_{IN} = 230 \text{ В}, R8 = 0$	—	—	850 мВт

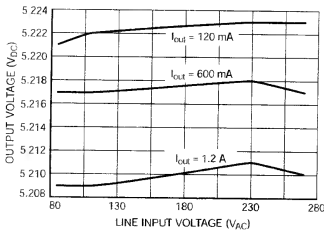


Рис. 22

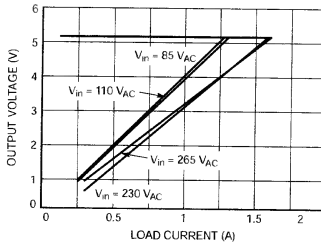


Рис. 23

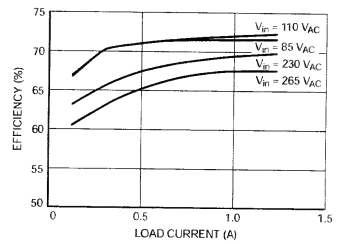


Рис. 24

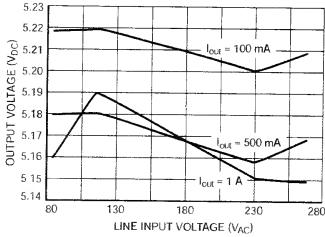


Рис. 25

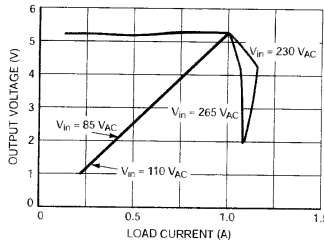


Рис. 26

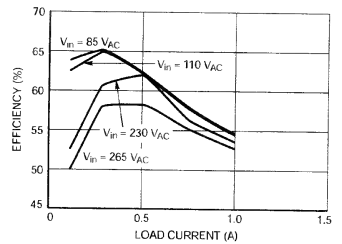


Рис. 27

ти КПД от тока нагрузки также при различных входных напряжениях. Аналогичные зависимости для преобразователя напряжения с цепью стабилизации выходного тока показаны на рис. 25—27.

ЛИТЕРАТУРА:

4. С. Бирюков. Сетевые обратноходные источники питания на микросхемах серии TOP22х. — Схемотехника, 2002, № 7, с. 6—10, № 8, с. 7—9, № 9, с. 7, 8.

Продолжение следует

Сергей Бирюков,
г. Москва



ООО "МАКРО ТИМ" ПРЕДСТАВЛЯЕТ ЛИНЕЙНЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ ON SEMICONDUCTOR



В большинстве электронных систем используются регуляторы напряжения. Сегодня от них требуется всё большая эффективность и точность выходных параметров, а также снижение цены самого регулятора и окружающих его элементов. Компания On Semiconductor идет навстречу этим требованиям и представляет широкий ряд линейных регуляторов напряжения на фиксированные выходные напряжения, а также с регулировкой выходного напряжения. Здесь представлен далеко не полный перечень продукции, выпускаемой компанией On Semiconductor, а только, на наш взгляд, наиболее интересные регуляторы с низким падением напряжения для широкого диапазона задач.

Наименование	Выходной ток	Падение напряжения	Потребление тока	Поддавление пульсаций	Входное напряжение	Корпус	Выходное напряжение
MC33761	80 mA	160 mV	180 µA	70 dB	12 V	SOT-23-5	2.5, 2.8, 2.9, 3, 5 V
MC78LCxx	80 mA	1.0 V	1.1 µA	-	12 V	SOT-23-5, SOT-89	1.5, 1.8, 2.5, 2.7, 2.8, 3, 3.3, 4, 5 V
LM2931A/C/AC	100 mA	160 mV	400 µA (@10mA)	90 dB	40 V	SO-8, TO-92, TO-220, DPAK, D2PAK	Adj, 5 V
LP2950C/AC	100 mA	350 mV	75 µA	-	30 V	DPAK, TO-92	3, 3.3, 5 V
LP2951C/AC	100 mA	350 mV	75 µA	-	30 V	SO-8, Micro8, DIP-8	Adj, 3, 3.3, 5 V
LA4949	100 mA	300 mV	150 µA	-	28 V	SO-8, DIP-8	5 V
MC78FC	120 mA	500 mV (@40mA)	1.1 µA	-	10 V	SOT-89	3, 3, 5 V
MC78FC	150 mA	200 mV (@100mA)	3 µA	70 dB	9 V	SOT-23-5	1.8, 2.5, 2.8, 3, 3.3, 5 V
NCP551	150 mA	720 mV	4.0 µA	25 dB	12 V	SOT-23-5	1.5, 1.8, 2.5, 2.7, 2.8, 3, 3.3, 5 V
MC33275	300 mA	260 mV	125 µA	75 dB	13 V	SO-8, DPAK, SOT-223, QFN-6	2.5, 3, 3.3, 5 V
MC33375	300 mA	260 mV	125 µA	75 dB	13 V	SO-8, SOT-223	1.8, 2.5, 3, 3.3, 5 V
NCP3335	500 mA	340 mV (max)	190 µA	-	12 V	Micro8	1.8, 2.5, 2.85, 3.3, 5 V
NCP3336	500 mA	340 mV (max)	190 µA	-	12 V	Micro8	Adj
MC33269	800 mA	1.1 V	5.5 mA	55 dB	20 V	SO-8, DPAK, SOT-223, TO-220	Adj, 3, 3.3, 5, 12 V
NCP1117	1.0 A	1.07 V	3.6 mA	73 dB	20 V	DPAK, SOT-223	Adj, 1.5 V
NCP5661	1.0 A	1.0 V	1.3 mA (@1A)	70 dB	18 V	D2PAK	Adj, 1.5 V
NCP565	1.5 A	900 mV	1.1 mA (@1.5A)	85 dB	18 V	D2PAK	Adj, 1.2 V
NCP5662	2.0 A	1.0 V	1.3 mA (@2A)	70 dB	18 V	D2PAK	Adj, 1.5 V
CS5253/B	3.0 A	400 mV	-	80 dB	13 V	D2PAK	Adj
NCP5663	3.0 A	1.0 V	1.3 mA (@3A)	70 dB	18 V	D2PAK	Adj, 1.5 V

Микроконтроллеры? Это же просто!

УМНОЖЕНИЕ ЗНАКОВЫХ ЧИСЕЛ В ДВОИЧНОЙ СИСТЕМЕ

После ознакомления с различными вариантами сложения и вычитания двоичных знаковых чисел перейдем, как нетрудно догадаться, к умножению. Здесь мы рассмотрим три различные вычислительные схемы.

Первая — самая очевидная, та, которой мы пользовались в школьном курсе алгебры. Напомню, что заключалась она в следующем. Вначале мы умножали друг на друга модули сомножителей, получая модуль произведения. Далее мы присваивали ему знак плюс, если оба сомножителя были одного знака (либо положительные, либо отрицательные). Если же один из сомножителей был положительным, а другой отрицательным, то мы присваивали произведению знак минус. Вспомнили? Если нет, то в качестве еще одного напоминания на рис. 88 показано формирование знака произведения знаковых чисел.

$$\begin{aligned} (+5) \times (+7) &= (+35); \\ (-5) \times (-7) &= (+35); \\ (+5) \times (-7) &= (-35); \\ (-5) \times (+7) &= (-35). \end{aligned} \quad (44)$$

Рис. 88

Многие уже, наверное, догадались, что организовать умножение знаковых двоичных чисел можно точно так же — перемножить модули сомножителей, оставив произведение положительным, если знаки сомножителей совпадают, и преобразовав произведение в отрицательное число (с тем же модулем), если знаки сомножителей разные. Именно таким образом организована подпрограмма SMUL16A. Однако, прежде чем рассмотреть ее, напомним, что наиболее простой способ найти модуль отрицательного двоичного числа (равно как и само это число по его модулю) — это инвертировать все биты числа (модуля), после чего прибавить к результату инверсии 1. На рис. 89 показана подпрограмма умножения 16-разрядных двоичных знаковых чисел, вариант 1.

Самая же подпрограмма SMUL16A довольно проста. Вначале операцией XOR над знаковыми битами сомножителей определяется знак произведения и вместе со знаком множимого сохраняется в стеке. Затем выделяются модули сомножителей и умножаются друг на друга при помощи подпрограммы умножения двоичных беззнаковых чисел MUL16A. В завершение произведение преобразуется в отрицательное число, если сомножители имели разные знаки, и остается без изменений, если знаки совпадали. И, наконец, устанавливается в 1 флаг CY, если произведение требует для своего представления больше, чем 16 бит. Все, подробности сказанного очевидны из комментариев к подпрограмме. Напомню, что макрокоманды JS и JNS определены в конце второй статьи данного цикла («Схемотехника», 2004, № 12, с. 28—30).

Отмечу, что аналогичным образом работает и подпрограмма SMULN, осуществляющая умножение двух целых многобайтных знаковых чисел. На рис. 90 показана подпрограмма умножения многобайтных двоичных знаковых чисел.

SMUL16A:

```

; Подпрограмма умножения двух целых
; 16-ти разрядных чисел со знаком
; Вход:
;   R3R2 — множимое
;   R5R4 — множитель
; Выход:
;   R7R6R5R4 — 32-х разрядное произведение (множимое*множитель)
; Флаги:
;   CY — признак переполнения 16-ти разрядного произведения
; Используемые регистры:
;   A, B
; Требуется свободных байт в стеке:
;   2+1+2 = 5
; Использует подпрограммы:
;   MUL16A

```

```

MOV     A, R3
RLC     A      ; CY = знак множимого (R3R2)
MOV     A, R3
XRL     A, R5   ; ACC.7 = знак произведения
RRC     A      ; ACC.7 = знак множимого, ACC.6 = знак
                  ; произведения

PUSH    ACC     ; сохранили знаки ММ и ПР, они понадобятся
                  ; позже

JNS     SMUL16A_1 ; если множимое >= 0, его модуль у нас
                  ; уже есть

MOV     A, R2
CPL     A
ADD     A, #1
MOV     R2, A
MOV     A, R3
CPL     A
ADDC    A, #0
MOV     R3, A   ; получили модуль множимого в R3R2

```

SMUL16A_1:

```

MOV     A, R5
JNS     SMUL16A_2 ; если множитель >= 0, его модуль у нас
                  ; уже есть

MOV     A, R4
CPL     A
ADD     A, #1
MOV     R4, A
MOV     A, R5
CPL     A
ADDC    A, #0
MOV     R5, A   ; получили модуль множителя в R5R4

```

SMUL16A_2:

```

LCALL   MUL16A   ; вычислили произведение модулей ММ и ММ

```

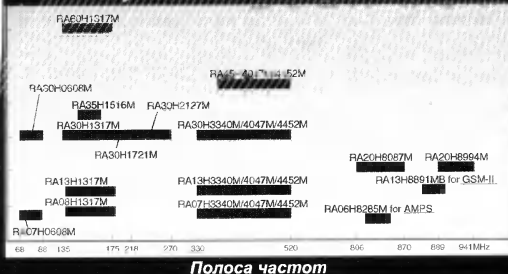

**MITSUBISHI
ELECTRIC**

ПЛАТАН
www.platan.ru

ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ ОТ ВЕДУЩИХ ПРОИЗВОДИТЕЛЕЙ

ВЧ УСИЛИТЕЛЬНЫЕ МОДУЛИ

ВЧ усилительные модули 12,5 В



Полоса частот

ВЧ кремниевые усилительные модули выполнены по CMOS технологии и предназначены для беспроводных систем коммуникаций в полосе частот от нескольких МГц до 1 ГГц. Они широко применяются на рынке TELEMATICS, в AMPS/GSM системах, любительской радиотехнике и другом портативном оборудовании.

Модули производятся на напряжение 7.2 В, 9.6 В и 12.5 В.

0,3 W

50 W

Москва, ул. Ивана Франко, д.40, стр.2 Тел./факс: (095) 97-000-99 Почта: 121351, Москва, а/я 100 E-mail: platan@aha.ru

СПЕЦИАЛИЗИРОВАННАЯ ВЫСТАВКА

DISPLAY 14-16 ИЮНЯ 2006
МОСКВА ЦДХ

SID
RUSSIA CHAPTER

При поддержке Российского отделения
"Общества информационных дисплеев"

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

<http://display.chipexpo.ru>

```
POP      B          ; B.7 = знак множимого, B.6 = знак
                ; произведения

JNB      B.7, SMUL16A_3 ; множимое в R3R2 было >= 0, мы его
                ; не изменяли

MOV      A, R2
CPL      A
ADD      A, #1
MOV      R2, A
MOV      A, R3
CPL      A
ADDC     A, #0
MOV      R3, A      ; восстановили отрицательное множимое в R3R2
```

```
SMUL16A_3:
JNB      B.6, SMUL16A_4 ; если произведение >= 0, результат готов

MOV      A, R4
CPL      A
ADD      A, #1
MOV      R4, A
MOV      A, R5
CPL      A
ADDC     A, #0
MOV      R5, A
MOV      A, R6
CPL      A
ADDC     A, #0
MOV      R6, A
MOV      A, R7
CPL      A
ADDC     A, #0
MOV      R7, A      ; сделали произведение модулей отрицательным
```

```
SMUL16A_4:

MOV      A, R5
RLC      A          ; CY = старший бит R5
MOV      A, R6
ADDC     A, #0
MOV      B, A
MOV      A, R7
ADDC     A, #0      ; сложили R7R6 со старшим битом R5
ORL      A, B

CLR      C          ; сбросили CY
JZ       SMUL16A_5 ; конец, если R7R6+R5.7 = 0, т. к. R7R6 и R5.7
                ; содержат либо все нули, либо все единицы;
                ; т. е. R7R6 и R5.7 содержат только знак числа,
                ; иными словами,
                ; результат целиком укладывается
                ; в 16 бит R5R4, и R7R6 можно игнорировать

SETB     C          ; установили CY, т.к. результат не укладыва-
ется
                ; в 16 бит R5R4, и R7R6 игнорировать
                ; нельзя, т. к.
                ; R7R6 содержит кроме знака еще и значащие
                ; разряды
```

```
SMUL16A_5:
RET
```

```
SMULN:
; Подпрограмма умножения двух целых N-байтных чисел (N<32);
; со знаком
; Вход:
; R0 – адрес МЛБ множимого
; R1 – адрес МЛБ множителя, за которым следуют еще N байт
; для старшей половины произведения
; (более старшие байты чисел располагаются
; по более старшим
; адресам, т. е. для двухбайтовых чисел R0 и R1 будут
; указывать на МЛБ, а R0+1 и R1+1 – на СТБ)
; R2 – размер множителя/множимого в байтах
; (т. е. число N (N<32))
; Выход:
; R1 – адрес 2N-байтного произведения (записывается
; на место множимого)
; Флаги
; CY – признак переполнения N-байтного произведения
; Используемые регистры:
; R4, R3, A, B
; Требуется свободных байт в стеке:
; 2+1+4 = 7
; Использует подпрограммы
; MULNB, NEGN
```

```
MOV      A, R1
PUSH     ACC        ; сохранили R1 (адрес множителя)
```

```
MOV      A, R0
ADD      A, R2
DEC      A
MOV      R1, A
MOV      A, @R1
MOV      R3, A      ; R3.7 = знак множимого
RLC      A          ; CY = знак множимого
```

```
MOV      A, R0
MOV      R1, A      ; R1 = адрес множимого
```

```
JNC     SMULN_1 ; если множимое >= 0
```

```
LCALL    NEGN      ; получили модуль множимого
```

SMULN_1:

```
POP      ACC        ; A = адрес множителя
PUSH     ACC        ; сохранили адрес множителя
```

```
ADD      A, R2
DEC      A
MOV      R1, A
MOV      A, @R1
MOV      R4, A      ; R4.7 = знак множителя
RLC      A          ; CY = знак множителя
```

```
POP      ACC
MOV      R1, A      ; восстановили R1 (адрес множителя)
```

```
JNC     SMULN_2 ; если множитель >= 0
```

```
LCALL    NEGN      ; получили модуль множителя
```

SMULN_2:		ADDC	A, #0	
MOV	A, R3	XCH	A, R3	
MOV	C, SG ; CY = знак множимого	ORL	A, R3	
XRL	A, R4 ; ACC.7 = знак произведения	XCH	A, R3 ; вычислили R3 = R3 OR A – это для	
RRC	A ; ACC.7 = знак множимого, ACC.6 = знак			определения
	; произведения			равенства нулю суммы старшей половины
PUSH	ACC ; сохранили знаки множимого и произведения			произведения и старшего бита младшей
				половины
LCALL	MULNB ; вычислили модуль произведения			произведения. Если сумма окажется равной
				нулю,
POP	ACC			то это значит, что (N/2)*8+1 старших
RLC	A ; CY = знак множимого			разрядов
MOV	R3, A ; R3.7 = знак произведения			произведения равны, т. е. содержат только
				знак произведения. Это в свою очередь
JNC	SMULN_3 ; если множимое >= 0			означает
				то, что результат умещается в N байт.
MOV	A, R1	INC	R1	
PUSH	ACC ; сохранили R1 (адрес произведения)	DJNZ	B, SMULN_5 ; цикл по всем байтам старшей	
				половины произведения
MOV	A, R0			
MOV	R1, A ; R1 = адрес множимого	POP	ACC	
LCALL	NEGN ; восстановили отрицательное множимое	MOV	R1, A ; восстановили R1 (адрес произведения)	
POP	ACC	MOV	A, R3	
MOV	R1, A ; восстановили R1 (адрес произведения)			
SMULN_3:		CLR	C	
MOV	A, R3	JZ	SMULN_6 ; результат укладывается в N байт, CY = 0	
JNS	SMULN_4 ; если произведение >= 0	SETB	C ; результат не укладывается в N байт, CY = 1	
MOV	A, R2	SMULN_6:		
RL	A	RET		
MOV	R2, A ; удвоили N			
LCALL	NEGN ; сделали произведение отрицательным			
MOV	A, R2			
RR	A			
MOV	R2, A ; восстановили N			
SMULN_4:				
MOV	A, R1			
PUSH	ACC ; сохранили R1 (адрес произведения)			
ADD	A, R2			
PUSH	ACC			
DEC	A			
MOV	R1, A			
MOV	A, @R1			
RLC	A ; CY = старший бит младшей			
	; половины произведения			
POP	ACC			
MOV	R1, A ; R1 = адрес МЛБ старшей			
	; половины произведения			
MOV	R3, #0 ; R3 = 0			
MOV	B, R2			
SMULN_5:				
MOV	A, @R1			

Рис. 90

Рассмотренные выше подпрограммы умножения, основанные на умножении модулей сомножителей, очевидны и работоспособны, но вряд ли могут быть названы оптимальными. В самом деле, при умножении нам приходится хранить знаковые биты, выделять модули отрицательных чисел, преобразовывать при необходимости произведение в отрицательное число, а это требует затрат времени. Как правило, более быстрыми оказываются подпрограммы с корректирующим вычитанием, с алгоритмом которых мы и познакомимся в следующей части публикации.

Продолжение следует

**Александр Фрунзе,
Алексей Фрунзе,
г. Москва**

О проблемах практической реализации некоторых типов звеньев ARC-фильтров

1.2. Звенья эллиптических фильтров на трех ОУ

Звено эллиптического фильтра реализует передаточную функцию вида:

$$T(S) = H_{\infty} \frac{S^2 + \omega_z^2}{S^2 + \frac{\omega_p}{Q_p} S + \omega_p^2}, \quad (10)$$

где: H_{∞} — коэффициент передачи звена на бесконечной частоте; ω_p , Q_p — частота и добротность пары комплексно-сопряженных полюсов, реализуемых звеном; ω_z — частота пары мнимых комплексно-сопряженных нулей, реализуемых звеном.

При различных соотношениях частот ω_p и ω_z звено эллиптического фильтра является фильтром одного из трех следующих типов:

1. При $\omega_z > \omega_p$ — дробным фильтром низкой частоты второго порядка (ДФНЧ2);
2. При $\omega_z = \omega_p$ — режекторным (заградительным) фильтром второго порядка (РФ2);
3. При $\omega_z < \omega_p$ — дробным фильтром высокой частоты второго порядка (ДФВЧ2).

Схема фильтра на рис. 14, а также методики расчета и функциональной настройки звена эллиптического фильтра на трех ОУ и трех конденсаторах приведены в [9, 10].

Анализ схемы звена показывает, что оно одновременно отвечает условиям (1) и (2), а эквивалентные емкости входа и цепи ОС равны:

$$C_{\text{EQV IN}} = C_2, \quad (11)$$

$$C_{\text{EQV FB A3}} = C_3. \quad (12)$$

Заметим, что условие (2) выполняется для ОУ А3. Анализ звена средствами САПР OrCAD 9.2 показал, что ему в полной мере присущи все недостатки, которые свойственны рассмотренному выше звену ФВЧ2 с МОС. Проиллюстрируем сказанное примером. Расчет по методике [9] показывает, что для реализации РФ2 с параметрами:

- центральная частота полосы задерживания — 1 кГц;

- неравномерность АЧХ в частотных диапазонах (0...500) Гц и (2 кГц...∞) — 0,5 дБ,
- коэффициент передачи на бесконечной и нулевой частотах — 1 (0 дБ).

В схеме рис. 14 необходимо использовать следующие номиналы компонентов — $C_1 = C_2 = C_3 = 0,01$ мкФ, $R_1 = R_2 = \dots = R_5 = 15,92$ кОм, $R_6 = 30,38$ кОм. ЛАЧХ РФ2 для случаев использования макромоделей идеального ОУ и ОУ типа AD712 (кривые с метками соответственно Ideal и Actual) изображены на рис. 15.

На рис. 16 изображена схема звена эллиптического фильтра [11], известная под названием структуры Акерберга-Мосбергера (Akerberg-Mossberg).

Схема на рис. 16 получена путем преобразования в схеме рис. 14 последовательно включенных инвертирующего интегратора А1, R1, C1 и инвертора А2, R2, R3 в неинвертирующий интегратор А1, А2, R1, R2, R4, R5, C1. При использовании в звене Акерберга-Мосбергера идентичных усилителей (ОУ, выполненных на одном кристалле) происходит взаимная компенсация фазовых набегов отдельных ОУ, что существенно уменьшает влияние конечных величин частот единичного усиления ОУ на добротность звена [10, 21]. Однако в части проблем, обусловленных существенно емкостным характером входных сопротивлений звена и его цепи ОС, фильтр по схеме на рис. 16 не имеет преимуществ по сравнению с рис. 14. Следует заметить, что в результате исключения из схем рис. 14 и 16 резистора R1 получаются схемы полиномиальных ФВЧ2, которые, так же как и базовые схемы дробных фильтров, отвечают условиям (1) и (2).

ЗВЕНЬЯ ФИЛЬТРОВ С СУЩЕСТВЕННО ЕМКОСТНЫМ ХАРАКТЕРОМ ВХОДНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ

Все известные методики расчета каскадных ARC-фильтров [5–10] и расчетные процедуры программ [11–13] базируются на упрощающем предположении о том, что звенья фильтра обладают направленным действием, благодаря чему

воздействие последующего звена на предыдущее исключается. Также предполагается, что первое звено не оказывает воздействия на источник входного сигнала фильтра. В реальном фильтре последующее звено всегда оказывает некоторое воздействие на предыдущее или источник входного сигнала. При использовании большинства типов звеньев, в которых адекватно выбран уровень полных сопротивлений RC-цепей, указанное воздействие столь незначительно, что им обычно пренебрегают. Однако, если звено фильтра отвечает условию (1), то на высоких частотах его воздействие на предыдущее (или другую ОПС, например, масштабирующий усилитель на ОУ) обычно оказывается столь значительным, что успешная практическая реализация каскадного фильтра становится весьма проблематичной. Суть проблемы заключается в том, что в этом случае ОУ предшествующего звена на высоких частотах оказывается нагруженным на эквивалентную входную емкость $C_{\text{EQV IN}}$ последующего звена. Отрицательные последствия влияния емкостной нагрузки на параметры звена фильтра детально исследованы выше.

В этом разделе кратко рассматривается несколько схем фильтровых звеньев, отвечающих условию (1). Приводятся выражения, позволяющие оценить величины эквивалентных входных емкостей $C_{\text{EQV IN}}$ звеньев.

Звено ДФНЧ2 на одном ОУ

Звено ДФНЧ2 на одном ОУ (рис. 17) рассматривается в работах [1, 5, 6, 8, 15, 22].

На высоких частотах входная эквивалентная емкость звена равна емкости последовательно включенных конденсаторов C1, C3, C4:

$$C_{\text{EQV IN}} = \frac{C_1 C_3 C_4}{C_1 C_3 + C_1 C_4 + C_3 C_4}. \quad (13)$$

На рис. 18 изображена схема высокодобротного звена ДФНЧ2 (эта схема в качестве примера рассматривается в [1]), сигнал на которую поступает от ОПС, представляющей собой повторитель напряжения. Заметим, что в схеме ДФНЧ2 используются исключительно идеальные компоненты, а в ОПС используется макромоделю реального ОУ AD712 (параметры макромоделей приведены в табл. 3).

Результаты PSpice анализа схемы рис. 18 представлены на рис. 19 — на верхнем графике изображена ЛАЧХ

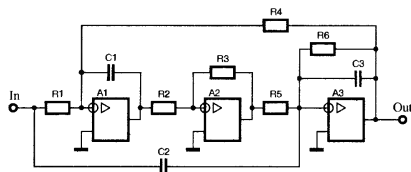


Рис. 14

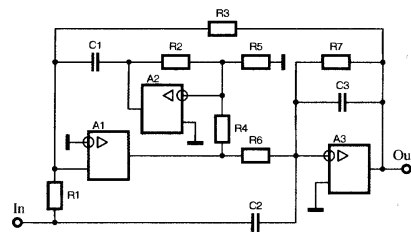


Рис. 16

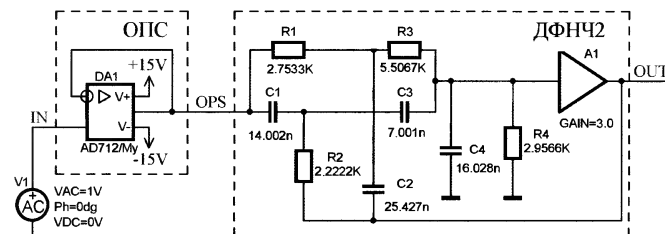


Рис. 18

входного сопротивления ДФНЧ2, на нижнем — ЛАЧХ ОПС и результирующая ЛАЧХ ОПС и ДФНЧ2.

На высоких частотах (превышающих 30 ГГц) входное сопротивление ДФНЧ2 уменьшается в 10 раз при декадном увеличении частоты, что свидетельствует о существенно емкостном характере входного сопротивления звена. В результате воздействия ДФНЧ2 на ОПС (на высоких частотах выход ОУ DA1 нагружен на емкость $C_{IN\text{EQV}} = 3615 \text{ пФ}$) на ЛАЧХ ОПС и результирующей ЛАЧХ фильтра появляются паразитные резонансные всплески значительной амплитуды. Результаты анализа наглядно иллюстрируют механизм влияния существенно емкостного характера входного сопротивления звена фильтра на АЧХ ОПС, которая является источником сигнала для этого звена.

Звено ДФНЧ2 Скалэтти (Sculfety)

На рис. 20 изображена схема звена ДФНЧ2 Скалэтти, которое используется в программе расчета каскадных фильтров [11].

На высоких частотах входная эквивалентная емкость звена равна емкости последовательно включенных конденсаторов C1 и C3:

$$C_{\text{EQV IN}} = \frac{C_1 C_3}{C_1 + C_3} \quad (14)$$

Звено ДФНЧ2 с Т-мостом Вина

Звено ДФНЧ2 с Т-мостом Вина (рис. 21) используется в программе расчета каскадных фильтров [11].

Входная эквивалентная емкость звена равна емкости последовательно включенных конденсаторов C1 и C2:

$$C_{\text{EQV IN}} = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \quad (15)$$

Звено ДФНЧ2 Флига (Fliege)

Звено ДФНЧ2 Флига (рис. 22) используется в программе расчета каскадных фильтров [11].

Входная эквивалентная емкость звена равна емкости последовательно включенных конденсаторов C1 и C3:

$$C_{\text{EQV IN}} = \frac{C_1 C_3}{C_1 + C_3} \quad (16)$$

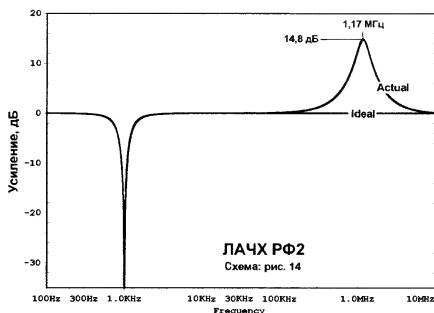


Рис. 15

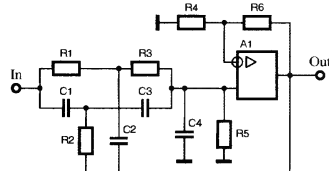


Рис. 17

Звенья фильтров с емкостным делителем напряжения на входе

Из теоремы Тевенина об эквивалентном генераторе [18, 23] следует, что передаточные функции звена, изображенных на рис. 23, а и б, при выполнении условия

$$C1a + C1b = C1 \quad (17)$$

отличаются только постоянным коэффициентом

$$T_B(S) = K_C T_A(S), \quad (18)$$

где $T_A(S)$, $T_B(S)$ — передаточные функции звеньев, изображенных соответственно на рис. 23, а и б, где K_C — коэффициент передачи работающего в режиме холостого хода выхода емкостного делителя напряжения, реализованного на конденсаторах C1a и C1b.

Величина коэффициента K_C определяется выражением:

$$K_C = \frac{C1a}{C1a + C1b} \quad (19)$$

Итак, передаточные функции исходного и преобразованного звена совпадают с точностью до постоянного множителя. Однако их входные сопротивления могут существенно отличаться. Если трехполосник A1 при неограниченном возрастании частоты сигнала имеет конечную величину входного сопротивления, то входное сопротивление узла рис. 23, а также конечно. Входное же сопротивление преобразованного узла рис. 23, б за счет шунтирующего действия емкост-

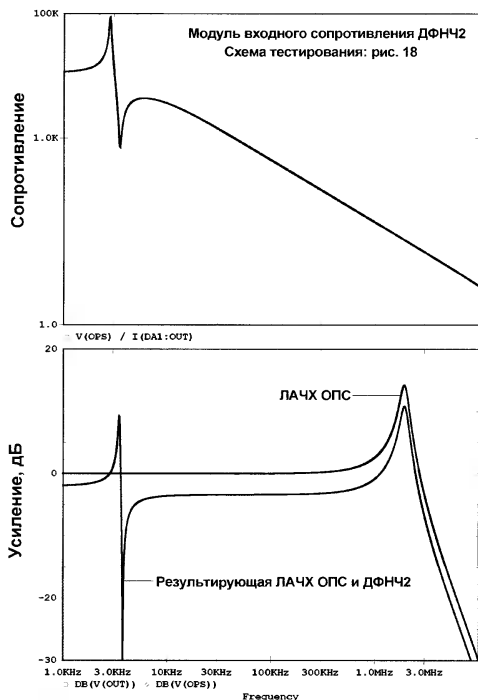


Рис. 19

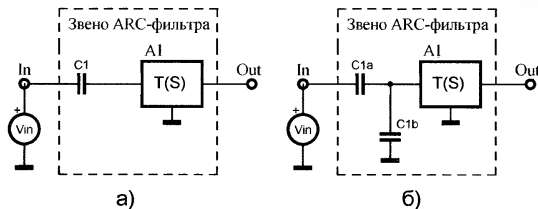


Рис. 23

ти C_{1b} при неограниченном возрастании частоты стремится к нулю.

Из сказанного следует, что если структура звена ARC-фильтра может быть представлена в виде рис. 23, а, и, если в этом узле заменить конденсатор C_1 на емкостной делитель напряжения C_{1a} , C_{1b} , выполнив при этом условие (17), то в результате получим преобразованное звено рис. 23, б, которое всегда (вне зависимости от характера входного сопротивления трехполюсника A_1), имеет существенно емкостной характер входного сопротивления. Если трехполюсник A_1 не отвечает условию (1), то эквивалентная входная емкость звена с емкостным делителем на входе равна емкости последовательно включенных конденсаторов C_{1a} и C_{1b} :

$$C_{EQV IN} = \frac{C_{1a} C_{1b}}{C_{1a} + C_{1b}}. \quad (19)$$

На рис. 24 изображено звено ФВЧ2 Саллена-Ки с емкостным делителем напряжения на входе [5, 14, 22].

Схема инвертирующего ПФ2 с емкостным делителем напряжения на входе [5, 22] изображена на рис. 25.

ЛИТЕРАТУРА:

21. В. И. Капустян. Активные RC-фильтры высокого порядка. — М.: Радио и связь, 1985.
22. П. П. Воробийко. Теория линейных электрических цепей. Сборник задач и упражнений. Учебн. пособие для вузов. — М.: Радио и связь, 1989, с. 296—303.
23. Л. Р. Нейман, К. С. Демирчан. Теоретические основы электротехники.

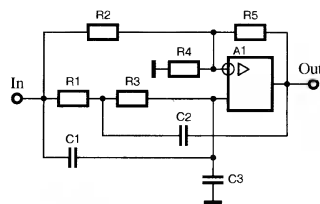


Рис. 20

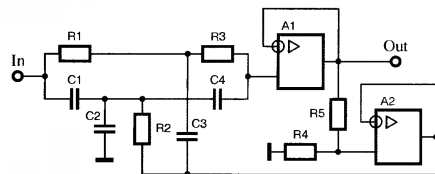


Рис. 21

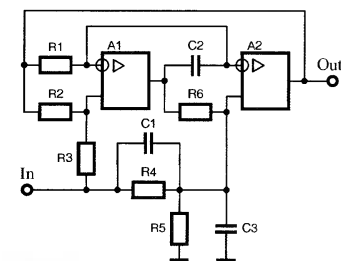


Рис. 22

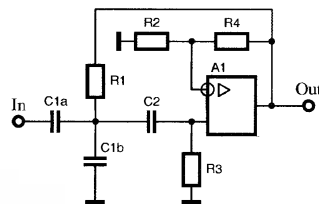


Рис. 24

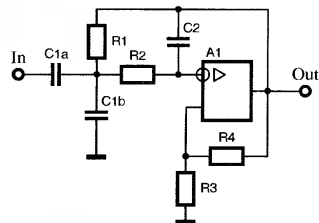


Рис. 25

В 2-х томах: Т1. — М.-Л.: Энергия, 1966, с. 216—220.

Окончание следует

Сергей Лоцицкий,
г. Брянск

Управление базовым смещением

Рассматриваются варианты организации смещения уровня сигнала на основе ОУ. Приведены примеры реализации фиксированного смещения для трансляции логических уровней NIM в ECL и TTL в ECL.

В электронных узлах иногда бывает необходимым иметь фиксированное или управляемое смещение уровня выходного сигнала (используется также и такой термин, как управление базовой линией). Например, это типично для выходных сигналов импульсных генераторов. Ниже рассматриваются варианты решения этой задачи.

Для организации смещения используется операционный усилитель (ОУ), работающий в режиме, близком к режиму буфера, поэтому резистор обратной связи R1 выбирается в соответствии с рекомендациями для режима единичного усиления (рис. 1).

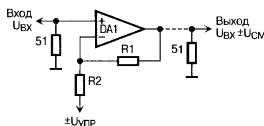


Рис. 1

С помощью резистора смещения R2 от источника напряжения $U_{упр}$ на инвертирующий вход ОУ задается ток, для компенсации которого ОУ устанавливает на своем выходе напряжение $U_{см}$, равное $U_{упр}R1/R2$. Если выбрать $R1/R2 \approx 0,1$, то при изменении $U_{упр}$ в диапазоне ± 10 В базовое смещение $U_{см}$ будет изменяться в диапазоне ± 1 В. Необходимо учитывать, что управление происходит с инверсией, т. е. при положительном знаке $U_{упр}$ смещение будет иметь отрицательный знак. Стабильность смещения весьма высока, так как она определяется только стабильностью резисторов и управляющего источника напряжения. За счет резистора смещения образуется делитель в цепи обратной связи и узел обладает небольшим усилением (примерно 1,1). Выбор конкретного операционного усилителя связан с частотными свойствами смещаемого сигнала и его амплитудой. Так, для одного из самых широкополосных ОУ фирмы Analog Devices AD8009, диапазон амплитуд смещаемых сигналов $U_{вх}$ может быть до $\pm 3,5$ В, полоса до 440 МГц для большого сигнала и до 1 ГГц для малого. Усилитель имеет скорость нарастания 5500 В/мкс, что позволяет практически без искажений смещать

импульсные сигналы с фронтами до 0,5...1 нс. Для ОУ THS3001 фирмы Texas Instruments, допускающего напряжение питания до ± 15 В, диапазон амплитуд смещаемых сигналов может быть расширен до ± 6 В (на нагрузке 50 Ом) или до ± 13 В (на нагрузке 150 Ом) при нескольких худших частотных свойствах. Необходимо следить за тем, чтобы выходное напряжение ОУ с учетом $U_{вх}$ и $U_{см}$ не выходило за рамки допустимого для него.

Аналогичный подход может быть применен и в тех частных случаях, когда надо получить не управляемое, а фиксированное смещение выходного сигнала. Например, такая задача возникает при необходимости транслировать логические уровни NIM (0 и $-0,8$ В) в уровни ECL ($-0,8$ и $-1,6$ В). NIM сигналы используются в скоростной ядерной электронике и при их трансляции необходимо сохранить высокую крутизну фронтов (около 1 нс). Рекомендуемое решение на основе эмиттерного повторителя [1] (рис. 2) осуществляет необходимое смещение за счет р-п перехода кремниевого транзистора.

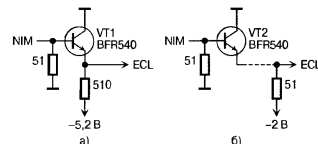


Рис. 2

Основным недостатком такого транслятора является значительная нестабильность выходных уровней т. к. они напрямую связаны с зависимостью напряжения на р-п переходе транзистора от температуры. От этого недостатка свободен транслятор на основе высокоскоростного операционного усилителя (рис. 3).

С помощью резистора смещения (2,2 кОм) от положительного источни-

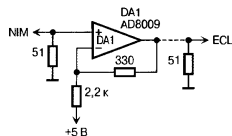


Рис. 3

ка напряжения питания на инвертирующий вход операционного усилителя задается ток, для компенсации которого операционный усилитель устанавливает на своем выходе напряжение около $-0,8$ В. Имеющееся небольшое усиление (около 1,15) является только положительным фактором, т. к. увеличивается помехозащищенность транслятора. Необходимо отметить, что при работе транслятора на 50-омную согласованную линию передачи не требуется специального источника -2 В, как это имеет место при использовании других решений (рис. 2, б). При наличии особых требований к задержке транслируемого сигнала необходимо обращать внимание и на этот параметр операционного усилителя (например, для ОУ AD8009 задержка около 0,7 нс, что сравнимо с задержками типовых ECL логических элементов).

На основе предлагаемого принципа легко осуществить и трансляцию TTL-ECL, как это показано на рис. 4 (транслятор осуществляет инверсию входных сигналов).

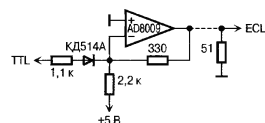


Рис. 4

При лог. 0 (0 В) на входе диод закрыт и напряжение на выходе транслятора определяется соотношением сопротивлений резисторов (330 Ом и 2,2 кОм) и равно $-0,8$ В (лог. 1 для ECL). При лог. 1 на входе (около $+2,5$ В) на инвертирующий вход операционного усилителя через открытый диод поступает дополнительный положительный ток, для компенсации которого выходное напряжение усилителя устанавливается на уровне $-1,6$ В (лог. 0 для ECL). Преимущество этого транслятора перед известными реализациями на микросхеме MC100HN125 (K500ПУ125) — хорошие скоростные свойства, характерна также малая потребляемая мощность и низкий уровень создаваемых транслятором шумов.

ЛИТЕРАТУРА

1. С. Г. Басиладзе. Интегральные микросхемы с эмиттерной связью и их применение в наносекундной ядерной электронике. — ПТЭ, № 6, 1976.

Владимир Беспалько,

г. Рига, Латвия

Последовательная передача данных

РЕАЛИЗАЦИЯ ТАБЛИЧНОГО АЛГОРИТМА CRC

Рассмотренная выше реальная схема расчета CRC в приведенном виде обычно не используется. Благодаря применению безаэмного вычитания оказалось возможным использовать не расчетные, а табличные (с минимумом расчетных действий) алгоритмы.

Без попытки объяснить (объяснение можно найти в [ftp://www.internode.net.au/clients/rocksoft/papers/crc_v3.txt](http://www.internode.net.au/clients/rocksoft/papers/crc_v3.txt), перевод выполнен на сайте <http://dore.on.ru>, автор перевода Sergey R., текст статьи на русском языке можно также найти на сайте <http://pyrometer.ru>) опишу последовательность расчета контрольной суммы для двухбайтового сообщения при помощи табличного алгоритма CRC-16 (контрольная сумма также двухбайтовая).

В соответствии с определенными правилами должна быть сформирована таблица из 256 двухбайтовых слов (она присутствует в приводимом ниже примере). Для расчета должен использоваться двухбайтовый регистр и дополнительный однобайтовый регистр. Последовательность действий следующая:

1. В начале расчета оба байта двухбайтового регистра заполняются нулями.

2. Осуществляется пересылка содержимого из старшего байта двухбайтового регистра в дополнительный однобайтовый регистр, затем — из младшего байта в старший, а в младший помещается первый байт двухбайтового сообщения.

3. Выдвинутый в однобайтовый регистр байт данных используется в качестве индексного для нахождения двухбайтового слова в упомянутой 256-элементной таблице.

4. Осуществляется побайтовая операция «Исключающее ИЛИ» найденного двухбайтового слова с содержимым двухбайтового регистра.

5. Повторяется содержимое шага 2, но в младший байт помещается второй байт двухбайтового сообщения.

6. Повторяются действия, описанные в шагах 3 и 4.

7. Повторяется содержимое шага 2, но в младший байт помещается нулевой байт.

8. Повторяются действия, описанные в шагах 3 и 4.

9. Повторяется содержимое шага 2, но в младший байт опять помещается нулевой байт.

10. Повторяются действия, описанные в шагах 3 и 4.

Таким образом, в двухбайтном регистре получена контрольная сумма алгоритма CRC-16. После этого последовательно передаем оба байта двухбайтового сообщения, а затем — оба байта контрольной суммы. И все!

И в завершение осталось лишь посмотреть, как описанный алгоритм конкретно реализован на Ассемблере для микроконтроллеров семейства x51 (программа написана и отлажена Алексеем Фрунзе). Программа отправки двухбайтового сообщения с двумя байтами контрольной суммы CRC-16 приведена на рис. 10.

SEND:

```
; send start character:
MOV     A, #CH_START
ACALL   PUTCH
; send 16-bit value
MOV     A, R5 ; MSB first
ACALL   PUTCH
MOV     A, R4 ; LSB second
ACALL   PUTCH
; calculate CRC-16 of the 16-bit value:
ACALL   CRC16_START
MOV     A, R5 ; MSB first
ACALL   CRC16_CALC_BYTE
MOV     A, R4 ; LSB second
ACALL   CRC16_CALC_BYTE
ACALL   CRC16_FINISH ; R7R6 = CRC-16 of R5R4
; send CRC-16:
MOV     A, R7 ; MSB first
ACALL   PUTCH
MOV     A, R6 ; LSB second
ACALL   PUTCH
RET
```

```
PUTCH: MOV     SBUF, A
JNB     TI, $
CLR     TI
RET
```

```
;;::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::
;; Initializes CRC16                                                    ;;
;; IN: none                                                             ;;
;; OUT: R7R6 - CRC16 initial value                                     ;;
;; USED REGS: none                                                     ;;
;;::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::
```

CRC16_START:

```
MOV     R7, #0
MOV     R6, #0
RET
```

```
;;::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::
;; Calculates/updates CRC16 value for a new data byte                 ;;
;; IN: A - new byte                                                    ;;
;; R7R6 - CRC16 value (initial or intermediate)                       ;;
;; OUT: R7R6 - CRC16 updated value                                     ;;
;; USED REGS: A, DPTR                                                  ;;
;;::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::
```

CRC16_CALC_BYTE:

```
XCH     A, R6 ; A = CRCLO, R6 = new byte
XCH     A, R7 ; R7 = CRCLO, A = CRCHI
CLR     C
RLC     A
MOV     DPTR, #CRC16_TAB
JNC     CRC16_CALC_BYTE_1
INC     DPH
```

CRC16_CALC_BYTE_1:

```
ADD     A, DPL
MOV     DPL, A
JNC     CRC16_CALC_BYTE_2
INC     DPH
```

```
;;::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::
;; Send 16-bit value and its CRC-16 to UART                             ;;
;; IN: R5R4 - 16-bit value to be sent over UART                       ;;
;; OUT: none                                                            ;;
;; USED REGS: A, R6, R7, DPTR                                          ;;
;;::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::
```

CRC16_CALC_BYTE_2:

```

CLR      A
MOV      A, @A+DPTR
XRL      A, R6
MOV      R6, A
INC      DPTR
CLR      A
MOV      A, @A+DPTR
XRL      A, R7
MOV      R7, A
RET
;

```

```

;::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::
;; Finishes CRC16 calculation                                                                ;;
;; (must be called after last data byte)                                                       ;;
;; IN: R7R6 - CRC16 value (after last data byte processed)                                ;;
;;          by CRC16_CALC_BYTE)                                                            ;;
;; OUT: R7R6 - CRC16 final value                                                            ;;
;; USED REGS: A, DPTR                                                                    ;;
;::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::

```

CRC16_FINISH:

```

CLR      A
ACALL    CRC16_CALC_BYTE
CLR      A
AJMP     CRC16_CALC_BYTE
;

```

```

;::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::
;; CRC16 table for CRC16_POLY = 08005h                                                       ;;
;; (X**16 + X**15 + X**2 + X**0)                                                            ;;
;::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::::
CRC16_TAB:

```

```

.DW 00000h, 08005h, 0800Fh, 0000Ah, 0801Bh, 0001Eh, 00014h, 08011h
.DW 08033h, 00036h, 0003Ch, 08039h, 00028h, 0802Dh, 08027h, 00022h
.DW 08063h, 00066h, 0006Ch, 08069h, 00078h, 0807Dh, 08077h, 00072h
.DW 00050h, 08055h, 0805Fh, 0005Ah, 0804Bh, 0004Eh, 00044h, 08041h
.DW 080C3h, 000C6h, 000CCh, 080C9h, 000D8h, 080DDh, 080D7h, 000D2h
.DW 000F0h, 080F5h, 080FFh, 000FAh, 080EBh, 000EEh, 000E4h, 080E1h
.DW 000A0h, 080A5h, 080AFh, 000AAh, 080Bbh, 000BEh, 000B4h, 080B1h
.DW 08093h, 00096h, 0009Ch, 08099h, 00088h, 0808Dh, 08087h, 00082h
.DW 08183h, 00186h, 0018Ch, 08189h, 00198h, 0819Dh, 08197h, 00192h
.DW 001B0h, 081B5h, 081BFh, 001BAh, 081ABh, 001AEh, 001A4h, 081A1h
.DW 001E0h, 081E5h, 081EFh, 001EAh, 081FBh, 001FEh, 001F4h, 081F1h
.DW 081D3h, 001D6h, 001DCh, 081D9h, 001C8h, 081CDh, 081C7h, 001C2h
.DW 001A0h, 081A5h, 081AFh, 001AAh, 0815Bh, 0015Eh, 00154h, 08151h
.DW 08173h, 00176h, 0017Ch, 08179h, 00168h, 0816Dh, 08167h, 00162h
.DW 08123h, 00126h, 0012Ch, 08129h, 00138h, 0813Dh, 08137h, 00132h
.DW 00110h, 08115h, 0811Fh, 0011Ah, 0810Bh, 0010Eh, 00104h, 08101h
.DW 08303h, 00306h, 0030Ch, 08309h, 00318h, 0831Dh, 08317h, 00312h
.DW 00330h, 08335h, 0833Fh, 0033Ah, 0832Bh, 0032Eh, 00324h, 08321h
.DW 00360h, 08365h, 0836Fh, 0036Ah, 0837Bh, 0037Eh, 00374h, 08371h
.DW 08353h, 00356h, 0035Ch, 08359h, 0034Bh, 0834Dh, 08347h, 00342h
.DW 003C0h, 083C5h, 083CFh, 003CAh, 083DBh, 003DEh, 003D4h, 083D1h
.DW 083F3h, 003F6h, 003FCh, 083F9h, 003EBh, 083EDh, 083E7h, 003E2h
.DW 083A3h, 003A6h, 003ACh, 083A9h, 003Bbh, 083BDh, 083B7h, 003B2h
.DW 00390h, 08395h, 0839Fh, 0039Ah, 0838Bh, 0038Eh, 00384h, 08381h
.DW 00280h, 08285h, 0828Fh, 0028Ah, 0829Bh, 0029Eh, 00294h, 08291h
.DW 082B3h, 002B6h, 002BCh, 082B9h, 002ABh, 082ADh, 082A7h, 002A2h
.DW 082E3h, 002E6h, 002ECh, 082E9h, 002F8h, 082FDh, 082F7h, 002F2h
.DW 002D0h, 082D5h, 082DFh, 002DAh, 082CBh, 002CEh, 002C4h, 082C1h
.DW 08243h, 00246h, 0024Ch, 08249h, 00258h, 0825Dh, 08257h, 00252h
.DW 00270h, 08275h, 0827Fh, 0027Ah, 0826Bh, 0026Eh, 00264h, 08261h
.DW 00220h, 08225h, 0822Fh, 0022Ah, 0823Bh, 0023Eh, 00234h, 08231h
.DW 08213h, 00216h, 0021Ch, 08219h, 00208h, 0820Dh, 08207h, 00202h

```

Собственно, особенно комментировать здесь нечего. Отправку данных осуществляет подпрограмма SEND — вначале отправляется байт #CH_START, который информирует приемник о передаче, затем передаются информационные байты, размещенные предварительно в регистры R4, R5, после этого по вышеописанному табличному алгоритму считается двухбайтовая контрольная сумма, помещаемая в регистры R6, R7, и эти байты передаются вслед за информационными. И все.

Как должен быть модифицирован алгоритм подсчета контрольной суммы, если мы захотим передавать информацию не двухбайтовыми, а, например, четырехбайтовыми информационными блоками? Модификация будет небольшая.

1. В начале расчета оба байта двухбайтового регистра заполняются нулями.

2. Осуществляется пересылка содержимого из старшего байта двухбайтового регистра в дополнительный однобайтовый регистр, затем — из младшего байта в старший, а в младший помещается первый байт четырехбайтового сообщения.

3. Выдвинутый в однобайтовый регистр байт данных используется в качестве индексного для нахождения двухбайтового слова в упомянутой 256-элементной таблице.

4. Осуществляется побайтовая операция «Исключающее ИЛИ» найденного двухбайтового слова с содержимым двухбайтового регистра.

5. Повторяется содержимое шага 2, но в младший байт помещается второй байт четырехбайтового сообщения.

6. Повторяются действия, описанные в шагах 3 и 4.

7. Повторяется содержимое шага 2, но в младший байт помещается третий байт четырехбайтового сообщения.

8. Повторяются действия, описанные в шагах 3 и 4.

9. Повторяется содержимое шага 2, но в младший байт помещается четвертый байт четырехбайтового сообщения.

10. Повторяются действия, описанные в шагах 3 и 4.

11. Повторяется содержимое шага 2, но в младший байт помещается нулевой байт.

12. Повторяются действия, описанные в шагах 3 и 4.

13. Повторяется содержимое шага 2, но в младший байт опять помещается нулевой байт.

14. Повторяются действия, описанные в шагах 3 и 4.

Вот и все.

Продолжение следует

Александр Фрунзе,
г. Москва

Вниманию авторов и читателей!

Если вы обнаружите какие-либо ошибки в журнальных статьях, сообщите в редакцию, мы опубликуем поправки. Ваши поправки будут, по возможности, учтены при выпуске очередного диска с содержанием журнала.

Редакция

Динамическая индикация на семисегментных светодиодных индикаторах

Одиночный полупроводниковый семисегментный индикатор требует подачи сигналов на него по восьми или девяти проводам. При многоразрядной индикации статическое управление становится проблематичным из-за большого числа необходимых микросхем управления и множества необходимых проводников. Проблема также обостряется при управлении индикаторами от микроконтроллеров, стоимость которых существенно увеличивается с увеличением числа выводов. Резко уменьшить число сигналов и, соответственно, выводов многоразрядных индикаторов позволяет использование динамической индикации.

При динамической индикации с использованием полупроводниковых семисегментных индикаторов соединяют одноименные аноды нескольких индикаторов между собой в общие аноды А, В, С, D, E, F и G, катоды коммутируются управляющими сигналами через транзисторные ключи на общий провод схемы. На рис. 1 три индикатора объединены штриховой линией — такие трехразрядные

3 не светилась на втором и третьем индикаторах.

Для индикации цифры 1 на аноды В и С надо подать положительное напряжение. Остальные аноды следует отключить, ключ VT2 открыть, соединив катод 2 с общим проводом. Транзисторы VT1 и VT3 надо закрыть, чтобы цифра 1 не светилась на индикаторах 1 и 3.

Для индикации цифры 7 на аноды А, В и С следует подать положитель-

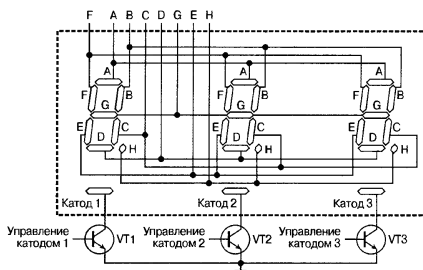


Рис. 1

индикаторы выпускаются в одном корпусе, их одноименные аноды объединены внутри корпуса (пример — TOT-3361АН-1N). Выпускаются также индикаторы, в которых соединены одноименные катоды, а управление осуществляется коммутацией анодов.

Опишем процедуры, которые надо выполнить для того, чтобы зажечь цифры 3, 1 и 7 соответственно на первом, втором и третьем индикаторах.

Для индикации цифры 3 следует подать положительное напряжение на общие аноды А, В, С, D и G, а катод 1 соединить с общим проводом, открыв ключ на транзисторе VT1. Аноды F и E оставляют свободными или соединяют с общим проводом. Ключи на транзисторах VT2 и VT3 надо закрыть для отключения катодов 2 и 3 от общего провода, чтобы цифра

3 не светилась на втором и третьем индикаторах. Остальные аноды надо отключить, ключ VT3 открыть, соединив катод 3 с общим проводом. Транзисторы VT1 и VT2 надо закрыть, чтобы цифра 7 не светилась на индикаторах 1 и 2.

Если перечисленные действия циклически повторять, будет светиться цифра 3 на первом индикаторе, затем она погаснет и засветится цифра 1 на втором, а вслед за ней цифра 7 на третьем индикаторе.

Человек не замечает мелькания частотой выше 25 Гц. Поэтому, если в каждом цикле каждый индикатор будет светиться в течение времени, меньшего $1/(25N)$ с, где $N = 3$ (число знакомест), мы будем воспринимать индикацию числа 317 так, как если бы все три цифры светились одновременно.

Поскольку теперь каждый разряд светится лишь треть цикла, для сохранения яркости свечения надо увеличить ток, протекающий через сегменты. Однако не следует увеличивать их в три раза для трехразрядного индикатора, так как в динамическом режиме зависимость яркости свечения светодиода от протекающего через него тока нелинейна.

ВОСЬМИРАЗРЯДНОЕ УСТРОЙСТВО ОТОБРАЖЕНИЯ ЦИФРОВОЙ ИНФОРМАЦИИ

На рис. 2 приведен фрагмент схемы контроллера станка по выпечке печенье, обеспечивающего управление восьмиразрядным индикатором.

Управление индикатором осуществляется через порты С и D микроконтроллера. Линия PB6 порта В используется для организации управления с помощью кнопочной клавиатуры. Порт А работает в режиме АЦП.

В качестве восьмиразрядного индикатора использован узел, собранный из набора, предназначенного для использования в АОН (автоматический определитель номера для телефонов).

В набор входят три уже рассмотренных выше трехразрядных индикатора TOT-3361АН-1N и плата. Поскольку из такого набора получается девятиразрядная индикаторная линейка, разряд, находящийся посередине, в контроллере не используется, что позволяет отображать одновременно два четырехразрядных числа, разделенных неиспользуемым разрядом.

Справа на рис. 2 изображена плата индикатора. На плате имеется маркировка первого контакта.

В данном устройстве сегменты Н индикаторов (запаятые после цифр) не используются, но их общий анод подключается к микроконтроллеру. Для управления индикацией сегментов Н достаточно лишь изменить программу. Не стоит экономить на индикаторах и использовать АЛС333 и им подобные, их свечение будет крайне слабым. Индикаторы, использованные в устройстве, светятся достаточно ярко и при непосредственном подключении их катодов к микроконтроллеру без буферной микросхемы DD2. Эта микросхема обеспечивает дополнительную защиту выходов микроконтроллера от перегрузки.

Резисторы R66—R73 определяют ток через сегменты (светодиоды) индикаторной линейки. На схеме справа от резисторов и микросхемы DD2 показаны контакты платы контроллера

Питание многокаскадных усилителей

Рассмотрено влияние конструкции многокаскадного усилителя, конфигурации шин питания его каскадов на усиление и форму амплитудно-частотной характеристики (АЧХ). Показано, как улучшить устойчивость и равномерность АЧХ усилителя, не применяя для этого RC-цепей, экранов и перегородок между каскадами.

Традиционно узлы многокаскадного усилителя получают питание от общего источника. При миниатюризации устройств и уменьшении размеров проводников исчезает понятие «общий провод, сопротивление которого равно нулю». Межкаскадное сопротивление проводников в микроборках достигает 0,1...1 Ом. Изоляция каскадов от переменного напряжения, наведенного в цепях питания, с помощью RC-цепей или экранов-перегородок становится невозможной. Борьба с «паразитно-конструктивными связями» теряет смысл.

Для обеспечения устойчивости усилителей необходимо изучать свойства совокупности каскадов, взаимодействующих через R-сетку «общего провода», находить конфигурацию «общего провода», гарантирующую их нормальную работу. Рекомендации М. Л. Волина [1] дополняются исследованиями о взаимодействии каскадов — схемотехникой «общего провода». Эта схемотехника обещает нам ряд полезных эффектов.

Объект исследования — шестикаскадный усилитель, состоящий из одинаковых каскадов. Схема усилителя приведена на рис. 1.

Шины (проводники), соединяющие коллекторные, эмиттерные цепи каскадов (К, Э), с источником питания Е, обозначены на рис. 1 и 2 как ШК, ШЭ.

Размеры этих шин (ширина — b , длина — ℓ) ограничим условием «параметры должны быть сосредото-

ченными»:

$$b < \lambda/20, \ell < \lambda/20.$$

Тогда для рабочих частот шины эквивалентны R-сеткам.

На рис. 1 показаны сопротивления генератора сигнала, источника питания R_r, R_p , емкости коллектор-база транзисторов C_k . Емкость нагрузки последнего каскада C_H и емкость выход-вход усилителя $C_{ВВ}$ подключаются при необходимости. Особо выделено сопротивление, соединяющее точку Э6 с источником питания, — $R_{кон}$. RC-фильтры в коллекторных цепях (обычно их обозначают $R_0 C_0$) в усилителе отсутствуют. При наличии «длинных резисторов» Э1—Э6, К1—К6 применение цепей $R_0 C_0$ теряет смысл.

Цель работы — найти схемы питания каскадов, которые улучшали бы устойчивость усилителя. Термин «схема питания каскадов» поясняет рис. 2, на котором показаны шины коллекторов и эмиттеров. Перемычки выделены толстыми линиями ($R = 0$). Узел 0 — нулевой, к нему присоединяются корпуса измерительных приборов и корпус усилителя. По краям верхней шины в точках К1—К6 подключены коллекторные цепи каскадов, в конце верхней шины в узле E^+ — положительный вывод источника питания. Широкая щель в шине эмиттеров расчленяет ее на две полосы — с одной полосе подключены эмиттерные цепи нечетных каскадов (Э1, Э3, Э5) к другой — четных.

Обе полосы соединены перемычками П1, П2. Нижний провод генератора сигнала (1) подключен к узлу 0. Отрицательный вывод источника питания (E^-) также подключен к узлу 0 в конце шин эмиттеров.

Возможно множество вариантов питания каскадов. К примеру, узел E^+ можно переместить в любую точку К1—К6; ввести подвижную перемычку П, изображенную штриховой линией; узел 1 генератора сигнала соединить с узлом 0 или П1, П2; отрицательный вывод источника питания E^- подключить к 0, или к Э1, Э2. Верхнюю шину коллекторов (ее ширина — b , длина — ℓ) можно расчленить на две полосы, показанные штрихами и т. д.

Переменные токи каскадов протекают по шинам, имеющим конечное сопротивление. Эти токи создают напряжения, которые поступают на базы транзисторов. Возникает множество обратных связей, влияющих на усиление и форму АЧХ усилителя. Таким образом, следует говорить о сложении комплексных токов в R-сетке шин, изучать особенности этого явления, находить схемы питания каскадов, улучшающие работу усилителя.

Факторы, которые выявляют запас устойчивости, — вариации R и E . Так, при увеличении напряжения E растут токи эмиттеров, усиление каскадов, петлевое усиление скрытых контуров положительных обратных связей, возникает типичный «горбик АЧХ». Если допустить относительное приращение $\delta K = 1$ (прирост усиления 100 %), то из двух схем лучше та, для которой δE окажется больше.

Метод поиска — переборы вариантов схем при совмещении физического и математического экспериментов. Это означает, что сначала измеряются амплитудно-частотные характеристики реальных усилителей (физический эксперимент, Приложение 1 и 3); затем измерения повторяются с

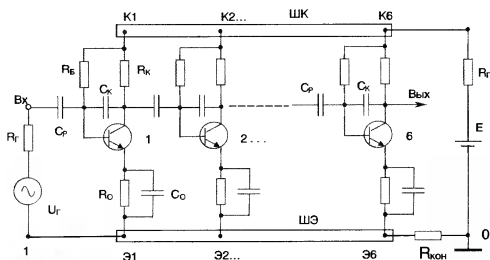


Рис. 1

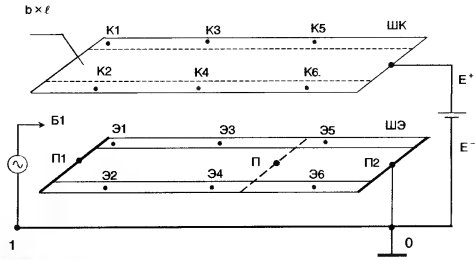


Рис. 2

помощью программы анализа электронных схем (математический эксперимент, Приложение 2). Эксперименты объединены по принципу «что не может один, может другой».

Вариант 0 — сопротивление шин равно нулю, соответствует множеству проводников, соединяющих каждый коллектор, каждый эмиттер каскада, генератор сигнала с узлом 0. Сопротивление источника питания $R_{П} = 0$. В этом варианте каскады не влияют через сопротивление шин друг на друга. Энергия усиленного сигнала с выхода на вход проходит только через емкости $C_K - C_P - C_K - \dots$. Частотные характеристики такого усилителя показаны на рис. 3.

Вариант 1 — классическая «линейка» широкополосного усилителя. Здесь активные элементы традиционно располагают на металлическом шасси в ряд (рис. 1). Вход усилителя делают в начале (слева по схеме), а выход и источник питания размещают в конце линейки.

Вариант 2 (рис. 2) выполнен по теории Эльвина Скотта [2]. Эмиттеры и коллекторы транзисторов подключают к шинам питания по синфазному признаку. Эмиттеры нечетных каскадов — к одному проводнику ШЭ, эмиттеры четных каскадов — к другому. Аналогично подключаются коллекторы к ШК. Если точки нечетных каскадов в данное мгновение увеличиваются, то у четных каскадов они уменьшаются. В результате такой группировки каскадов образуются две однонаправленные (независимые) ARC-линии, устойчивые по Э. Скотту [2].

Результаты опытов

1. Амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) усилителей, полученные экспериментально, хорошо воспроизводятся на ЭВМ, если программа анализа настроена на реальный объект (Приложения 1, 2). Кроме того, ЭВМ позволяет собрать графики

АЧХ в альбом — получить информацию для анализа вариантов схем.

2. Приведенные ниже результаты справедливы для однородного шестикаскадного усилителя без эмиттерного повторителя на выходе.

3. Особая роль принадлежит сопротивлению соединителей (коннекторам). На рис. 1 это $R_{КОН}$ и $R_{П}$, соединяющие Эб с Е-, К6 с Е+. Через эти сопротивления протекают токи всех каскадов, их влияние на АЧХ усилителя максимально. Поэтому в начале исследований принимаем $R_{КОН}$ и $R_{П}$ равными нулю, находим оптимальные схемы питания каскадов, затем выясняем влияние $R_{КОН}$ и $R_{П}$.

4. Схема варианта 0 принята здесь за основу, ее АЧХ представлены на рис. 3. Частотная характеристика варианта 0 при $E = 10$ В, $R = 0$ показана на других графиках, на фоне других АЧХ как индикатор отличия испытуемых схем от основной. Отметим устойчивость варианта 0 к емкостной связи «вход-выход». При соединении выхода усилителя с Б1 (рис. 2) через емкость выход-вход, равную 50 пФ, наблюдается только срез высоких частот (рис. 3, кривая, помеченная знаком *).

5. Вариант «линейка» (рис. 1) конструктор может позволить себе лишь в случае, когда сопротивление шин эмиттеров равно нулю. Если это не так, то между корпусами генератора сигнала и источника питания появится нежелательное переменное напряжение. При увеличении сопротивления шин усиление растет и достигает критического уровня при сопротивлении шин $R = 4,2$ Ом. Далее следует самовозбуждение.

Внимание. Программа анализа электронных схем в режиме измерения АЧХ выдает ложные результаты, если анализ делается за критическим усилением при $k\beta > 1$. Это поясняет формула

$$K = k/(1-k\beta),$$

в которой коэффициенты передачи системы с ОС — K , усилителя без ОС — k , обратной связи — β . На рис. 4 усиление сначала растет, достигает бесконечности при $R = 4,2$ Ом, затем ложно падает.

Пунктирная АЧХ реально не существует. Экстремум функции $K(R)$ — артефакт.

Для устранения переменного напряжения между корпусами генератора сигнала и источника питания (рис. 1) соединим узлы 1 и Е- = Эб с 0. При этом получается контур Б1—Э1—Эб—0—1—Б1 и на вход первого каскада поступает напряжение с ШЭ, порожденное токами всех каскадов. В результате наблюдается АЧХ с выбросом в области низких частот и с подавлением высоких (рис. 5).

Чтобы улучшить АЧХ рис. 5, переместим узел Е+ по шине коллекторов, а узел (Е- = 1 = 0) — по шине эмиттеров от конца шины к началу. При достижении узлом Е+ коллектора К1, а узлом (Е- = 1 = 0) — эмиттера Э1 усиление становится меньше, чем у основного варианта. В системе появляются отрицательные обратные связи. Если при этом менять сопротивление шин, то видно, как падает усиление на средних частотах, но сохраняется уровень для низких и высоких частот (рис. 6).

Эффект повышения усиления в области низких частот для многокаскадного усилителя требует специального изучения. Однако неравномерность АЧХ можно исправить, увеличивая емкость C_H , применяя разные емкости C_P в каскадах, например, 1, 2, 1, 2, 1, 2 мкФ.

Таким образом, утверждение, что «линейка — идеальная конструкция для устойчивого широкополосного усилителя», неточно. Уточнение сводится к тому, что источник питания и генератор сигнала следует подключить к началу «линейки», обеспечить $R_{КОН} = 0$.

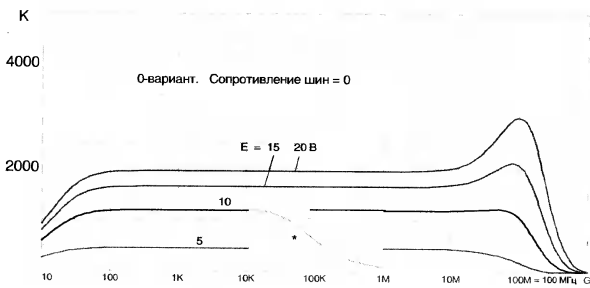


Рис. 3

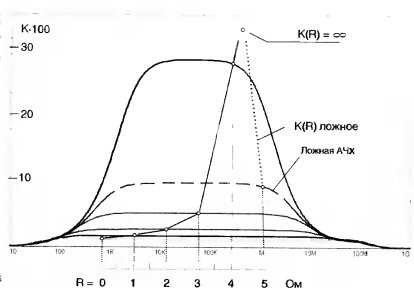


Рис. 4

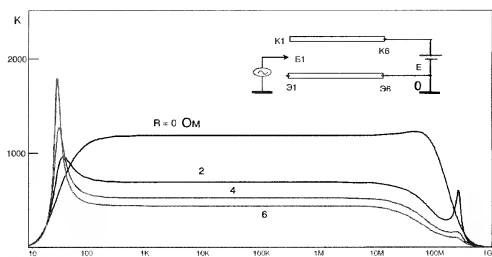


Рис. 5

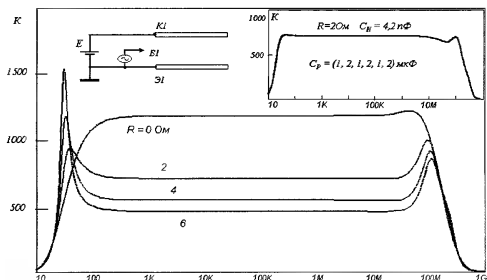


Рис. 6

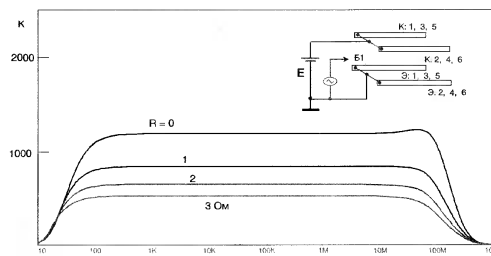


Рис. 7

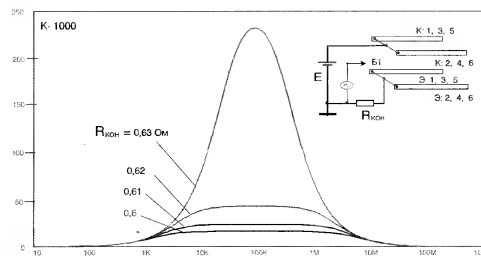


Рис. 8

Анализ конструкций т. н. «устойчивых линеек», выполненных ранее на лампах [1], показал следующее. В «ламповых линейках» находим ряд отверстий для панелек — вместо сплошного общего провода шасси фактически состоит из двух полос-проводников с перемычками. В устойчивом транзисторном усилителе [1] каскады (ОЭ+ОБ) поставлены вдоль линейки «зигзагом» — эмиттеры нечетных каскадов подключены к одной стороне, а четных — к другой стороне линейки. Ширина шасси увеличена за счет вертикальной перегородки по осевой линии. Такие конструкции эквивалентны рис. 2.

6. Вариант 2 соответствует чет-нечетной группировке каскадов по синфазному признаку относительно расщепленных шин эмиттеров и коллекторов (рис. 2). Как и следовало ожидать, хороший результат получается, если источник питания и генератор сигнала подключить к зажимам K1, E1, как показано на рис. 7.

Влияние сопротивления $R_{\text{кон}}$ на работу шестикаскадного усилителя, выполненного по варианту 2, показано на рис. 8.

Здесь $R_{\text{кон}}$ расположено во входной цепи первого каскада. Стремительное изменение $K(R_{\text{кон}})$ происходит при $R_{\text{кон}} = 0,5 \dots 0,63$ Ом.

Заключение. Чтобы построить устойчивый широкополосный усили-

тель с равномерной частотной характеристикой без заградительных цепей $R_0 C_0$, экранов и перегородок, следует выполнить по две шины питания эмиттеров и коллекторов. Далее надо сгруппировать каскады относительно шин по синфазному признаку (вариант 2, рис. 2, 7). Конструкция упрощается, если шины коллекторов отсутствуют [3, 4]. Узел 0, к которому подключается минус источника питания, генератор сигнала, корпуса усилителя и измерительных приборов, следует соединить с точкой E1 первого каскада, плюс источника питания — с K1.

Сопротивление цепей, подводящих питание от источника к точкам E1, K1, должны быть не более 0,1 Ом. Усиление сильно зависит от $R_{\text{кон}}$ (рис. 4, 8). Это сопротивление определяет характер обратных связей между каскадами и может быть использовано для настройки АЧХ и для частотной коррекции.

Совмещение натурного и математического опытов (Приложения 1, 2) — эффективный метод анализа и синтеза электронных устройств с заданными параметрами. Реальные измерения вскрывают некоторые «дефекты АЧХ». Математическое моделирование на ЭВМ позволяет понять причины «дефектов», сформулировать условия для новых, более точных измерений. Программа анализа может то, что нельзя

получить в реальном опыте. К примеру, задавая шум-фактор транзисторов, равный нулю, удастся изучать частотные характеристики усилителей с усилением порядка 100000 (рис. 8). В реальной ситуации все иначе — такой усилитель будет перегружен шумами, на его выходе будут хаотические прямоугольные импульсы (картина ложного самовозбуждения).

Отметим, что в конце исследуемого усилителя (рис. 1) нет эмиттерного повторителя, поскольку выходной ток повторителя, добавленный в эмиттерную шину, нарушит выявленную устойчивость. Следует применять балансный повторитель, состоящий из двух частей, работающих в противофазе. Увеличение тока одной части повторителя должно компенсироваться уменьшением тока другой. Аналогичная неустойчивость присуща и операционным усилителям, имеющим, кроме дифференциальных каскадов, каскад с динамической (активной) нагрузкой, выходной эмиттерный повторитель, реальное сопротивление источника питания.

Корпус усилителя, если он выполнен из металла, влияет на форму АЧХ, поскольку является дополнением к общему проводу усилителя. Конструктор обязан определить, где подключить к корпусу шины усилителя, надо ли сделать щели в корпусе и

т. д. Следует подчеркнуть, что устойчивость усиления можно обеспечить и с помощью многих проводников, соединяя каждую цепь эмиттера и каждую цепь коллектора с источником питания. Перемычки П, П1, П2 (рис. 2), премещаемые по эмиттерным шинам — дополнительное средство настройки формы АЧХ многокаскадного усилителя, средство изменения квазиобъема, в котором происходит интерференция токов каскадов.

Приложение 1. При измерении и записи АЧХ усилителей следует использовать приборы серии Х1 — Х1-27, Х1-46 для частот 20...200000 Гц Х1-30, Х1-43 (0,1...1500 МГц) [5]. Детекторную головку измерителей АЧХ полезно заменить детектором из миниатюрных элементов, поместить детектор на плату исследуемого усилителя. Диод детектора смещают током 1 мкА.

Частотно-модулированное напряжение на выходе приборов Х1-27 и т. п. содержат до 25 % гармоник, поэтому АЧХ колебательного контура резонансной частоты F изображается на экране индикатора еще и на частотах $F/2$, $F/3$, $F/4$... с некоторым ослаблением.

Приложение 2. Программы анализа электронных схем (MICROCAP и т. п.) [6] настраивают на реальные транзи-

сторы. Для этого измеряют их параметры, вольтамперные характеристики, емкости, частоты. Затем параметры транзисторов вносят в библиотеку программы, составляя соответствующие тест-схемы для измерения параметров «машинных» транзисторов. Программа считается настроенной, если тест-параметры «машинных» транзисторов совпадут с параметрами реальных.

Приложение 3. Конструкции усилителей-микросборков для реальных измерений приведены в сборнике [7]. В усилителях из навесных элементов применялись транзисторы КТ355А, КТ363Б, диод КД514А, печатная плата с размерами 120×60×1 мм, медная фольга толщиной 50 мкм, монтажные штыри 10×1 мм, резисторы МЛТ-0,125. На рис. 1 — $R_T = 50$ Ом; $R_B = 510$ кОм; $R_K = 300$ Ом; $R_0 = 75$ Ом; $C_0 = 42$ пФ, КДК; $C_P = 1$ мкФ, ЭТО; C_K — емкость коллекторного перехода транзистора 2 пФ; $E = 10$ В (возможны варианты — 5, 10, 15, 20); токи эмиттеров транзисторов 1,8 мА при $E = 10$ В. Запись « $R = 1$ Ом» означает, что, на длине шины от первого каскада до второго измерено сопротивление 1 Ом. Между первым и третьим каскадом — сопротивление 2 Ом и т. д.

ЛИТЕРАТУРА:

1. М. Л. Волин. Паразитные процессы в радиоэлектронной аппаратуре. — М.: Советское радио, 1972.
2. Э. Скотт. Волны в активных и нелинейных средах в приложениях к электронике. — Советское радио, 1977, с. 24.
3. Г. Ф. Прищепов, Т. М. Прищепова. Транзисторная структура для экономичных усилителей. — Полупроводниковая электроника в технике связи — Связь, 1978, вып. 19.
4. Г. Ф. Прищепов, А. С. СССР № 1504787, МКИ H03F 3/42. Широкополосный RC-усилитель. Оубл. 30.08.89. Бюлл. № 32.
5. В. А. Кузнецов и др. Измерения в электронике. Справочник. — М.: Энергоатомиздат, 1987.
6. В. Д. Развиг. Система схемотехнического моделирования MICROCAP 5. — М.: Солон, 1997.
7. Г. Ф. Прищепов, Т. М. Прищепова. Экономичные пленочные УПЧ — Микроэлектроника и полупроводниковые приборы. — М.: Радио и связь, 1981, вып. 6, с. 229—233.

Геннадий Прищепов,
г. Таганрог

8-Я МЕЖДУНАРОДНАЯ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ И ВЫСТАВКА «ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ И ЕЕ ПРИМЕНЕНИЕ — DSPA'2006»

29—31 марта 2006 г. в Москве состоялась 8-я Международная научно-техническая конференция и выставка «Цифровая обработка сигналов и ее применение — DSPA'2006», организованные Российским НТОРЭС имени А.С. Попова и компанией AUTEX Ltd. совместно с IEEE Signal Processing Society, Отделением информатики, вычислительной техники и автоматизации РАН, Институтом радиотехники и электроники РАН, Институтом проблем управления РАН, Институтом проблем передачи информации РАН, МИИТИ, Российской секцией IEEE. В работе конференции и выставки приняли участие около 1500 человек.

На конференции было заслушано 200 докладов, по материалам которых изданы Труды Конференции в двух томах на русском и английском языках общим объемом 667 стр.

Работа Конференции проходила по десяти секциям:

- теория сигналов и систем;
- теория и методы цифровой обработки сигналов;
- обработка сигналов в системах телекоммуникаций;
- обработка сигналов в радиотехнических системах;
- обработка и передача изображений;
- обработка измерительной информации;
- проектирование и техническая реализация систем ЦОС;
- цифровое радиовещание;
- цифровая обработка многомерных сигналов (нейрокомпьютерная обработка сигналов и изображений).

Одновременно с Конференцией компанией AUTEX Ltd. была организована Выставка новых информационных технологий реального времени и инструментальных средств ЦОС.

В дни работы Конференции и Выставки состоялись семинары по новым разработкам в области DSP, которые посетили около 800 человек:

- Университетская программа компании Texas Instruments;
- ГУП НПП «ЭЛВИС»: «Отчетственные DSP контроллеры "Мультикор" и аналого-цифровые СБИС НПП «ЭЛВИС» для систем связи, мультимедиа и цифровой обработки сигналов»;
- «SPIRIT»: «DSP-продукты SPIRIT в решениях лидеров мировой IT-индустрии»;
- «Крутой стелс DSPA». Доклады:
- Белорусский государственный университет. Центр информационно-измерительных систем: «Виртуальные средства измерений AURIS»;

- ООО «Лаборатория автоматизированных систем (АС)»: «Опыт создания автоматизированных измерительных и испытательных систем на базе комплекса "АСТест". Приборы, комплексы и испытательные системы на базе интерфейса КОП (IEC625, IEEE488) и принципы их программирования»;
- НТЦ «Модуль»: «НТЦ "Модуль". Состояние и перспективы развития»;
- МЭИ (ТУ). Кафедра Электротехники: «Обзор разработок кафедр»;
- ООО «PCB Technology»: «Особенности проектирования сложных печатных плат в современных условиях»;
- ООО «РАСТР ТЕХНОЛОДЖИ»: «Об использовании DSP обработки в цифровых камерах»;
- ООО «Центр АЦП»: «Новый высокочастотный АЦП с большим динамическим диапазоном»;
- НПП «Цифровые решения»: «Разработка цифровых систем обработки сигналов на базе унифицированных платформ»;
- ГУП НПП «Элвис»: «К вопросу об импортозамещении зарубежных СБИС микросхемами серии "Мультикор"»;
- ЗАО «Электронные технологии и метрологические системы — ЗЭТ»: «ZetLab. Современные методы автоматизации измерительных процессов»;
- ANALOG DEVICES, Inc. — AUTEX Ltd.: «Новые DSP-продукты и отладочные средства, а также другие новости ANALOG DEVICES. Blackfin и процессоры с плавающей точкой»;
- ЗАО «Инструментальные системы»: «Опыт реализации устройств ЦОС для задач гидроакустики, радиолокации и радиосвязи»;
- ООО «PCB Technology»: «Десять секретов проектирования многослойных и гибко-жестких печатных плат»;
- «Альтернатива Солонха Альт-Сх»: «Аппаратная поддержка верификации цифровых ИС».

Информационную поддержку Конференции и Выставки обеспечивали журналы: «В мире науки», «Датчики и системы», «Компоненты и технологии», «Радиотехника», «Современная электроника», «Схемотехника», «Цифровая обработка сигналов», «Chip News», «Электроника: НТБ», «Электронные компоненты», «Электросвязь»; издательство «Орчальная линия — Телеком».

Следующая, 9-я Конференция и Выставка DSPA'2007 состоится в марте 2007 г. в Москве, в здании ИТУ РАН, м. Калужская. Следите за объявлениями на сайтах www.autex.ru и www.dspa.ru.

Анализ диодных схем в Maple

В статье рассмотрен способ получения точного аналитического решения обобщенного уравнения диода при анализе радиосхем. В ней поясняется, как рассчитывать схемы с диодом в символическом виде с помощью одного из самых мощных пакетов символьной математики Maple.

Программа символьных вычислений Maple известна как одна из самых мощных в мире. Автор использует Maple V.10 от 2005 г., которая стала общедоступной! Это великолепная альтернатива BASIC, поскольку сочетает в себе возможности мощного текстового редактора и языка программирования сверхвысокого уровня интерпретирующего типа с великолепными графическими возможностями. BASIC и другие подобные программы существенно уступают Maple при проведении инженерных расчетов. Работа с Maple настолько проста, что позволяет быстро решать весьма сложные задачи буквально в несколько строчек. От специалиста требуется знать, в основном, только свой предмет исследования. Несмотря на доступность и эффективность моделирующих программ, таких как PSpice, при проведении расчета электрических схем иногда требуется получить решение в символическом виде. Раньше такие задачи решались с большим трудом, весьма приближенно, требовали линеаризации и изрядных математических способностей. Теперь ситуация изменилась и в этой области.

Статья полностью написана в Maple, а затем сохранена в формате *.rtf, который открывается с помощью Microsoft Word. По мнению автора, в ближайшее время такое оформление станет одним из стандартов для подобных статей, т. к. оно интегрирует в себе текст, рисунки, безупречную математическую логику с естественным видом математических символов, алгоритм решения задачи и великолепную визуализацию результатов. При этом возможен и обратный процесс. Если через буфер обмена текст статьи с программой из Microsoft Word копировать в соответствующие строки Maple, то он станет документом Maple и будет исполняемым файлом.

Сторонникам использования Mathcad для подобных расчетов скажем, что, несмотря на превосходную графику, подготовка статей в нем — значительно более трудоемкий процесс, в чем автор убедился лично, решив несколько достаточно сложных задач. Как известно, «красота требует жертв». Mathcad действительно позволяет создавать красивые документы, работать с графиками в нем несколько удобнее, но его математические возможности ниже, чем у Maple.

Предположим, что схема содержит произвольное число линейных независимых и зависимых источников, линейных сопротивлений и один диод. Можно упростить эту схему, вычислив эквивалент по теореме Твинина относительно выводов диода. Полученная таким образом упрощенная схема будет образована последовательным соединением независимого источника напряжения V_{th} , сопротивлением R_{th} и диодом V_d .

На рис. 1 показана упрощенная схема с диодом.

До недавнего времени считалось, что невозможно получить точное аналитическое решение для зависимости тока I_d от напряжения V_d , если для диода используется экспоненциальная модель. Много лет мы располагали только аналитическими решениями с аппроксимацией [1—5], либо численными решениями [6]. Однако, совсем недавно, Т. С. Banwell предложил точное аналитическое решение с использованием W-функций Ламберта [7]. Теперь мы увидим, как легко получить это решение, ис-

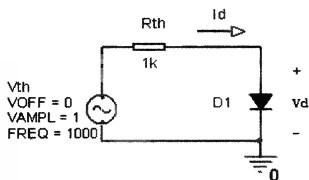


Рис. 1

пользуя программу символьных вычислений Maple. После решения уравнения мы зададим численные значения параметров, построим график и анимируем решение.

> restart;

Экспоненциальная модель диода задается выражением

> eq1:= Id=Is*(exp(Vd/(eta*VT))-1);

Синим показана реакция программы Maple:

$$eq1 := Id = Is \left(e^{\frac{V_d}{\eta VT}} - 1 \right),$$

где I_s — ток насыщения, VT — тепловой потенциал, η — поправочный коэффициент диода, I_d — ток через диод и V_d — напряжение между выводами диода.

Используя закон Кирхгофа для напряжений, можно получить выражение:

> eq2:= Vd=Vth-Id*Rth;

$$eq2 := V_d = V_{th} - I_d R_{th},$$

здесь V_{th} и R_{th} — эквивалент источника напряжения и сопротивления по Твинину.

Если подставить eq2 в eq1, получим:

> eq3:= subs(eq2,eq1);

$$eq3 := Id = Is \left(e^{\left(\frac{V_{th} - I_d R_{th}}{\eta VT} \right)} - 1 \right).$$

Это трансцендентное выражение известно как обобщенное диодное уравнение. Известно, что невозможно решить его для I_d в виде комбинации общих элементарных функций. Однако этот факт не препятствует существованию решения в виде комбинации, возможно, менее знакомой функции [7]. Давайте посмотрим, способен ли Maple решить эту задачу.

> eq4:= simplify(solve(eq3, {Id}));

$$eq4 := Id = - \frac{-\text{LambertW}\left(\frac{R_{th} Is e^{\frac{V_{th} + R_{th} Is}{\eta VT}}}{\eta VT}\right) \eta VT + R_{th} Is}{R_{th}}$$

Да! Maple решил уравнение в W-функциях Ламберта. Это решение соответствует уравнению (4) в [7].

Чтобы лучше понять решение, удобно построить график и анимировать его. Сначала мы должны дать численные значения для параметров — $V_T \approx 25$ мВ, I_S лежит в диапазоне $10^{-8} \dots 10^{-14}$ А [8]. Для кремниевых диодов при токах до 10 мА $\eta = 2$ [8].

```
> VT:=k*T/e;
```

$$V_T = \frac{kT}{e}$$

```
> with(ScientificConstants):
```

```
# подключение пакета для работы с константами
```

```
> Constant(e): e:=GetValue(X); GetUnit(X);
```

```
# заряд электрона
```

$$e = 1.602176462 \cdot 10^{-19} \text{ [C]}$$

```
> Constant(k): k:=GetValue(X); GetUnit(X);
```

```
# константа Больцмана
```

$$k = 1.380650277 \cdot 10^{-23} \text{ [J m}^{-1} \text{ kg}^{-1} \text{ s}^{-2} \text{ K}^{-1}]}$$

```
> T:=273+27; # температура диода по Кельвину
```

```
> Is:=10e-9;
```

```
> eta:=evalf(18/10);
```

$$\eta = 1.8$$

$$I_S = 0.10 \text{ [A]}$$

$$\eta = 1.800000000$$

```
> VT:=VT;
```

$$V_T = 0.02585202647$$

Пусть источник V_{th} генерирует синусоидальный сигнал с амплитудой A и частотой 1 Гц, а $R_{th} = 1000$ Ом.

```
> Rth:=1000;
```

```
> Vth:=A*sin(2*Pi*t);
```

$$V_{th} = A \sin(2\pi t)$$

```
> assign(eq4): # Замена переменной Id на правую сторону eq4.
```

Теперь мы можем построить график тока I_d через диод при $A = 1$ В. На рис. 2. приведен результат.

```
> plot(eval(Id,A=1),t=0..2,color=black,thickness=3,
labels=['время','Id'],title='Рис.2. Ток через диод.');
```

```
> assign(eq2): # Замена переменной Vd на правую сторону eq2.
```

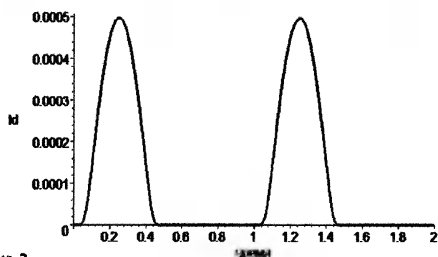


Рис. 2

Мы можем построить график напряжения V_d в на диоде при $A = 1$ В, а также график V_{th} , чтобы сравнить эти два сигнала (рис. 3).

```
> plot([eval(Vth,A=1),eval(Vd,A=1)],t=0..2,color=[black,red],t
hickness=3,
labels=['время','Vth_Vd'],
title='Рис.3. Напряжение на диоде и источника сигнала.');
```

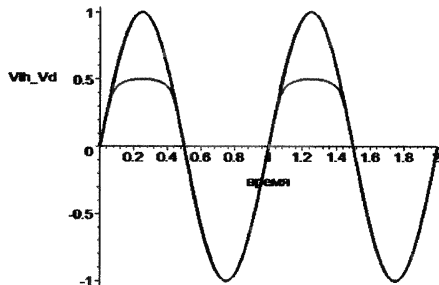


Рис. 3

Эта диаграмма V_d более точна, чем диаграмма, полученная с обычной кусочно-линейной моделью. Этот факт может быть подтвержден при использовании для проверки численного симулятора схем типа PSpice.

Интересно исследовать, как влияет изменение V_d на амплитуду A при синусоидально изменяющемся сигнале. Для этого лучше всего анимировать решение. Для этого мы сначала должны подключить графический пакет **Plots**. Этот пакет содержит функции анимации графиков.

```
> with(plots): # подключение графического пакета plots.
```

```
Warning, the name changecoords has been redeclared
```

Теперь мы можем анимировать сигналы V_d и V_{th} , показанные на рис. 3, в диапазоне напряжений $0 \dots 2$ В. Для запуска анимации надо установить указатель мыши на график (рис. 4), сделать левый клик, и из контекстного меню выбрать сначала команду **Animation/Continuous**, а затем **Animation/Play**.

График будет анимироваться в цикле. Для прекращения анимации надо выбрать команду **Animation/Stop**.

```
> animate({Vth,Vd},t=0..2,A=0..2,color=black,
labels=['время','Vth_Vd'],title='Рис.4. Анимация Vth и Vd.');
```

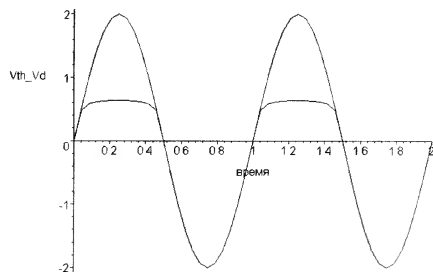


Рис. 4

Заметим, что для малых величин A , $V_d = V_{th}$. В этом случае диод не проводит ток ($I_d = 0$) в течение всего расчета.

Для полноты картины построим вольт-амперную характеристику диода, она показана на рис. 5.

```
> Vd:='Vd': T:='T': VT:=k*T/e:
# восстановление статуса переменной Vd, T и VT
> Id:=Is*(exp(Vd/(eta*VT))-1);
                                     / 6446.947857 Vd \
                                     \ -0.1010^-
Id := 0.1010^- e

> plot([eval(Id,T=273-0),eval(Id,T=273+27),eval(Id,T=273+50)],
Vd=0..0.75,thickness=3,
legend=[«t= 0»,«t= +27»,«t= +50»],
color=[black,red,blue],
labels=[`Напряжение Vd (В)`,`Id (А)`],
title=`Рис. 5. Вольт-амперная характеристика диода.`);

> # END
```

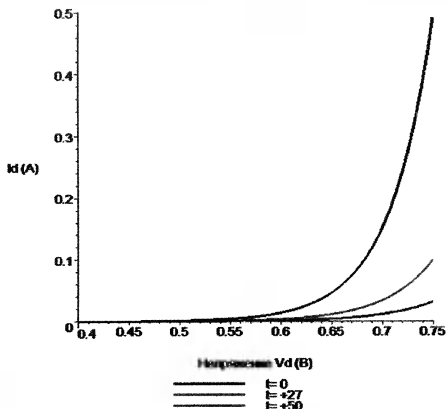


Рис. 5

Мы увидели, насколько легко решить эту задачу с помощью Maple — получили точное аналитическое решение обобщенного диодного уравнения, которое было неумолимо много лет, несмотря на усилия исследователей. Также легко построить график и анимировать решение. Вы можете попробовать для параметров взять различные величины и увидеть все явления на диаграммах. Точно так же можно проанализировать другие цепи, в особенности некоторые схемы на транзисторах, используя W-функцию Ламберта [7]. Файл с программами для данной статьи вы можете найти на сайте журнала по адресу www.dian.ru/programs.

ЛИТЕРАТУРА:

1. T. A. Fjeldly, B. Moon, and M. Shur. Approximate analytical solution of generalized diode equation. — *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 38, pp. 1976, 1977, Aug. 1991.
2. M. T. Abuelma'Atti. Improved approximate analytical solution for generalised diode equation. — *Electronics Letters*, vol. 28, pp. 594, 595, March 1992.
3. A. Ortiz-Conde and F.J. Garcha Sánchez. — Approximate analytical expression for equation of ideal diode with series and shunt resistances. — *Electronics Letters*, vol. 28, pp. 1964, 1965, Oct. 1992.
4. J. Le Bihan. Simple accurate analytical approximation for normalised diode characteristic. — *1999 Symposium on High Performance Electron Devices for Microwave and Optoelectronic Applications*, pp. 206—209, Nov. 1999.
5. J. Le Bihan. Accurate approximate function for normalised diode characteristic. — *8th IEEE International Symposium on High Performance Electron Devices for Microwave and Optoelectronic Applications*, pp. 248—252, Nov. 2000.
6. J. M. Pimbley. Iterative solutions of the generalized diode equation. — *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 39, pp. 1268, 1269, May 1992.
7. T. C. Banwell. Bipolar transistor circuit analysis using the Lambert W-function. — *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 47, pp. 1621—1633, Nov. 2000.
8. M. N. Horenstein. — *Microelectronic Circuits and Devices*. 2nd ed., Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1996, p. 121.

Олег Петраков,
г. Москва

Уважаемые коллеги!

Приглашаем вас принять участие в работе тематических круглых столов и технических семинаров выставки «ДИСПЛЕЙ-2006»!

Первая отечественная специализированная выставка средств и систем отображения информации «ДИСПЛЕЙ-2006» пройдет 14—16 июня 2006 г. в Москве (ЦДХ на Крымском Валу). Мероприятие организуют: выставочная компания “ЧипЭКСПО”, Российское отделение Международного общества информационных дисплеев (SID) при поддержке Федерального агентства по промышленности, Департамента науки и промышленной политики Москвы, Российской инженерной академии.

Мероприятие ориентировано на специалистов предприятий промышленности, транспорта, энергетики, ВПК, органов МВД и МЧС, городской инфраструктуры (вокзалы, аэропорты, торговые, офисные и развлекательные центры, гостиницы, городские информационные службы), а также на разработчиков, производителей и поставщиков средств и систем отображения информации.

Помимо семинаров и круглых столов ежедневно с 11 до 17 часов на выставочной площадке будут проходить постоянные технические презентации и отдельные семинары участников выставки — программа публикуется на сайте <http://display.chipexpo.ru>. Для специалистов участие в работе мероприятий и посещение выставки бесплатное (по предварительной регистрации). Регистрация и заказ пригласительных билетов на сайте <http://display.chipexpo.ru/rus/tickets.htm>, либо по факсу (495) 368-1039.

1001-е зарядное устройство. Эпилог

УСТРОЙСТВО ДЛЯ СКОРОСТНОЙ ЗАРЯДКИ NI-CD И NI-MH АККУМУЛЯТОРОВ

Вышеописанный алгоритм необходим и достаточен для реализации скоростной ΔV -зарядки любого Ni-Cd или Ni-MH аккумулятора. В несколько упрощенном варианте он был описан в моей упомянутой статье пятилетней давности. Очевидно, что реализация алгоритма без использования микроконтроллера весьма затруднительна, кроме того, для того, чтобы осуществить этот алгоритм, микроконтроллер должен иметь возможность измерять напряжение и на аккумуляторе, и на термодатчике. Соответственно, если устройство предназначено для зарядки двух аккумуляторов, то каналов измерения напряжения должно быть четыре.

Далее, необходимы управляемые микроконтроллером цепи зарядки аккумулятора (аккумуляторов) токами 1C, 0,1C, цепи разрядки, светодиоды контроля режима работы и тумблеры задания предварительной разрядки. В экспериментальном ус-

тройстве крайне желательно иметь также многоразрядный цифровой индикатор, на котором бы отображались измеряемые напряжения — без него отладка может оказаться весьма затруднительной.

Удовлетворяющая этим критериям схема устройства для зарядки двух аккумуляторов типоразмера AA приведена на рис. 5.

В основе ее лежит микроконтроллер DD1 AT89C51 с АЦП DA3 ADS7816 и аналоговый мультиплексор DA2 ADG513. Последние две микросхемы обеспечивают контроль напряжения на аккумуляторах и термодатчиках. Опорное напряжение 4,095 В для АЦП формируется на делителе R27R28.

Микросхема DA4 LM317L вырабатывает напряжение 1,5 В, необходимое для питания индикатора HG1 HT1610.

Переключатели S2 и S3 служат для информирования процессора о необходимости предварительной разрядки заряжаемого аккумулятора — при замыкании на общий провод P1.7 микроконтроллера в момент установки аккумулятора 1 в свое зарядное гнез-

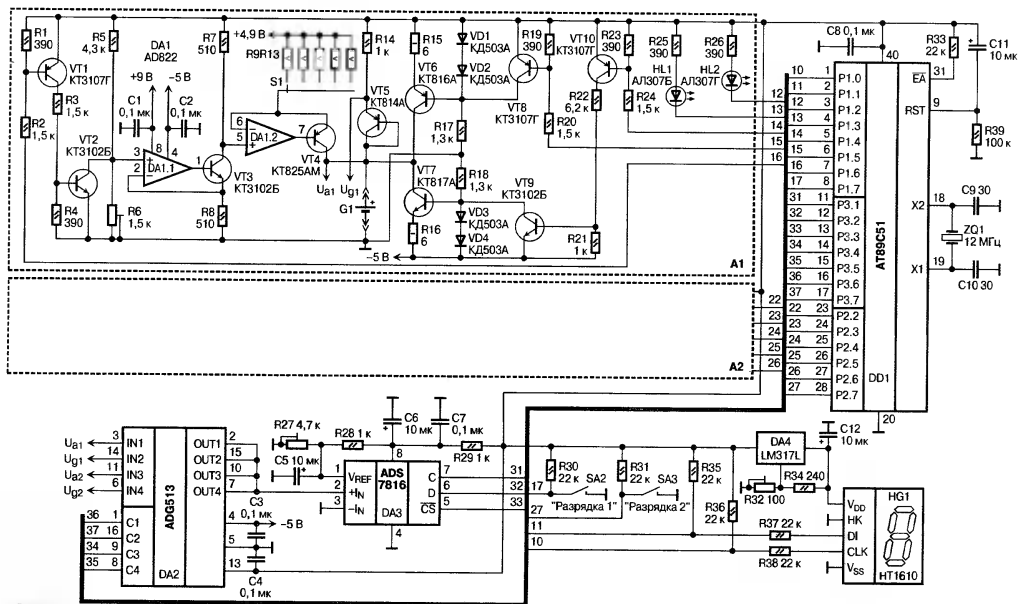
до зарядке будет предшествовать разрядка. Аналогично и для аккумулятора 2 — чтобы он разряжался, нужно в момент его установки в зарядное гнездо замкнуть на общий провод линию P2.7.

Зарядку и разрядку аккумулятора 1, а также индикацию состояния осуществляют цепи, входящие в блок A1.

Зарядку малым током осуществляет генератор тока на транзисторе VT6, включает этот ток управляемый микроконтроллером транзистор VT8. Установка лог. 1 на линии P1.5 микроконтроллера разрешает прохождение через VT6 тока, равного 0,6 В/R15 (в данном случае примерно 100 мА). Лог. 0 на P1.5 уменьшает этот ток до единиц микроампер, т. е. фактически выключает VT6.

Разрядку осуществляет генератор тока на транзисторе VT7, включает этот ток транзистор VT9, управляемый от микроконтроллера. Установка лог. 1 на линии P1.4 микроконтроллера разрешает прохождение через VT7 тока, равного 0,6 В/R16 (в данном случае также примерно 100 мА).

Несколько более сложной является цепь зарядки аккумулятора большим током. В ее основе лежит генератор тока на транзисторе VT4 и операционном усилителе DA1.2. Ток зарядки равен отношению падения напря-



жения на резисторе R7 (в данном случае примерно 0,7 В) к сопротивлению резистора в эмиттерной цепи VT4. Выбор резистора определяется положением движка потенциометра S1. Подключением резистора R9 (0,91 Ом, 5 Вт) обеспечивает зарядку током 0,8 А; R10 (0,7 Ом, 5 Вт) — током 1 А; R11 (0,47 Ом, 5 Вт) — током 1,5 А; R12 (0,39 Ом, 5 Вт) — током 1,8 А; R13 (0,3 Ом, 5 Вт) — током 2,2 А.

Падение напряжения на резисторе R7 задается подстроечным резистором R6. Включение тока в этой цепи обеспечивается транзисторами VT1, VT2. Установка лог. 1 на линии P1.6 микроконтроллера закрывает эти транзисторы, разрешая прохождение тока по цепи — плюс источника питания 4,9 В — один из резисторов в эмиттерной цепи VT4 — транзистор VT4 — аккумулятор G1 — минус источника 4,9 В. Лог. 0 на P1.6 открывает VT1, VT2, и последний шунтирует резистор R6. Правда, при шунтировании на R6 все же остается небольшое падение напряжения порядка 20...30 мВ. Чтобы это напряжение не вызвало прохождения нежелательного тока 20...50 мА, напряжение на верхнем по схеме выводе резистора R7 должно быть на 50...100 мВ выше, чем на общей точке резисторов R9—R13. Именно поэтому напряжение источника, который заряжает аккумулятор большим током, выбрано равным 4,9 В — на 100 мВ меньше, чем напряжение на выходе источника питания 5 В, питающего остальные цепи.

Описываемая цепь обеспечивает ступенчатое переключение токов зарядки при помощи S1. Если возникает желание более плавно переключать токи зарядки, необходимо в каждом канале зарядки установить управляемый от микроконтроллера ЦАП и соединить его выход с инвертирующим входом DA1.1. В этом случае можно исключить S1, оставив в цепи эмиттера VT4 только один резистор сопротивлением 1 Ом. Ток зарядки будет определяться отношением напряжения на выходе ЦАП к сопротивлению резистора в цепи эмиттера VT4 (1 Ом).

Кроме того, нужно еще позаботиться о том, чтобы как-то вводить в микроконтроллер значение тока зарядки. Все это заметно усложняет устройство, ввиду чего был выбран его упрощенный вариант с использованием переключателя S1.

Индикаторные светодиоды HL1 (красный), HL2 (зеленый) управляют через соответствующие резисторы от выходов P1.3 и P1.2 микроконтроллера.

В качестве термодатчика используется эмиттерный переход транзистора VT5. Как известно, при постоянстве протекающего через p-n переход тока падение напряжения на нем линейно зависит от температуры. Для большинства биполярных транзисторов крутизна преобразования составляет $-2...-2,4$ мВ/°C. При этом росту температуры соответствует снижение падения напряжения на p-n переходе, понижению температуры — увеличение.

Ток через эмиттерный переход VT5 равен примерно 3 мА, он определяется сопротивлением резистора R14. В программе при расчете температуры использовано минимальное значение крутизны преобразования -2 мВ/°C. Это означает, что если падение напряжения на VT5 снизится на 20 мВ, то микроконтроллер будет считать, что температура возросла на 10 °C. Реально, если коэффициент преобразования равен, например, $2,2$ мВ/°C, рост будет составлять не 10, а 9 °C. Но, поскольку нам нужно, чтобы нагрев аккумулятора не превысил заданного значения, лучше пусть наша аппаратура будет несколько завышать результат измерения в сравнении с истинным — в этом случае мы не рискуем перегреть аккумулятор из-за погрешности измерений.

Контроль температуры с использованием транзистора VT5 осуществляется следующим образом. В момент установки аккумулятора в гнездо микроконтроллер измеряет падение напряжения на VT5 и запоминает его. Далее в процессе зарядки аккумулятора он периодически производит измерение напряжения на VT5, вычитает его из запомненного в момент уста-

новки аккумулятора в гнездо, и делит разность на два. Полученное значение и есть величина нагрева аккумулятора в сравнении с температурой окружающего воздуха.

Перегревом считается снижение напряжения на VT5 в сравнении с первоначальным на 60 мВ. Для микроконтроллера эта величина выглядит как возрастание температуры на 30 °C. Таким образом, даже если температура воздуха равна +30 °C, спад напряжения на 60 мВ дает значение $30 + 30 = 60$ °C. Реально же температура будет ниже из-за большего, чем 2 мВ/°C коэффициента температурного преобразования VT5. Кроме того, если температура окружающей среды не +30 °C, а +25 °C, есть еще запас 5 °C. Таким образом, выбранный способ измерения температуры на аккумуляторе предельно прост и дешев, и при этом вполне надежно предохраняет аккумуляторы от перегрева.

Конструктивно термодатчик можно выполнить так, как описано в моей статье пятилетней давности.

Зарядку и разрядку аккумулятора 2, а также индикацию состояния осуществляют цепи, входящие в блок A2, который полностью идентичный блоку A1.

Блок питания особенностей не имеет, он содержит стабилизаторы напряжения на +5 В и -5 В с допустимыми токами нагрузки до 500 мА, и стабилизатор напряжения +4,9 В с током нагрузки до 5 А (рис. 6). В блоке использован трансформатор TH50.

Стабилизатор DA3 установлен на теплоотводе с площадью рассеивания около 300 см², DA1 и DA2 — 100 см².

Поскольку устройство содержит силовые цепи, монтаж его должен быть проведен достаточно аккуратно. Я это понял не сразу, только когда обнаружил, что токи зарядки 1,5 А и выше создают

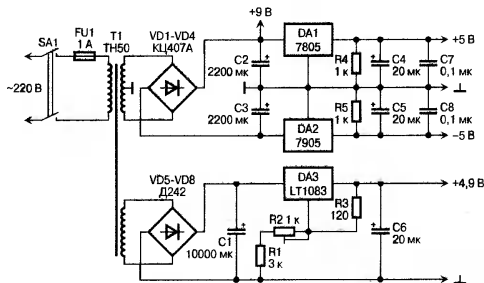


Рис. 6

сильные помехи АЦП (десятки мВ), приводящие к ложным срабатываниям микроконтроллера в процессе зарядки большим током. При этом измерения с помощью внешнего вольтметра (Щ300) показали, что реальные шумы на заряжаемом аккумуляторе меньше милливольт. Так что происхождение этих помех — неудачный монтаж.

Увы, перемотировать устройство уже не было ни времени, ни сил, поэтому его экспериментальное исследование я проводил на токах зарядки, меньших 1,5 А. С учетом появившегося опыта советую при повторении устройства придерживаться следующих рекомендаций.

Отрицательные выводы гнезд обоих аккумуляторов должны быть соединены проводником минимально возможного сопротивления. Точка этого соединения должна являться «Меккой заземления» — к ней отдельными проводами, не пересекающимися в других точках, должны прийти проводники общего провода от АЦП с мультиметром, от микроконтроллера с индикатором, переключателей S2 и S3, от блока A1 и от блока A2 (т. е. четыре провода), в эту же точку, толстые приходят общие провода от стабилизаторов питания, причем последние соединения (с общими проводами стабилизаторов) также должны иметь минимальное сопротивление. С целью выполнения последнего требования эти соединения нужно выполнить многожильным проводом диаметром не менее 1...1,5 мм и длиной не более 5...10 см, на мой взгляд, этого достаточно.

Транзисторы VT4, VT6 и VT7 каждого блока должны быть установлены на общем (для них всех) теплоотводе площадью примерно 300 см². Поскольку у всех этих транзисторов коллекторы соединены с корпусом, а по схеме коллекторы всех этих транзисторов объединены, то устанавливать на общем радиаторе их можно без изолирующих прокладок. Теплоотвод транзисторов VT4, VT6 и VT7 первого блока не должен иметь электрического контакта с теплоотводом аналоговых транзисторов второго блока.

НАЛАДКА УСТРОЙСТВА

Имитатор напряжения на аккумуляторах и термодатчиках

На рис. 7 приведена схема отладочного устройства, имитирующего

напряжения на заряжаемых аккумуляторах и на термодатчиках.

В качестве резисторов R2 и R6 используются двоянные переменные резисторы с линейной зависимостью сопротивления от угла поворота движка резистора. В точках Б и Г формируются напряжения 0,7...2,2 В (т. е. те, которые обычно бывают на аккумуляторах в процессе их зарядки или разрядки), в точках А и В — на 550...650 мВ выше, чем в точках Б и Г соответственно.

Необходимость использовать для отладки подобное устройство проистекает из того, что реальный процесс зарядки занимает один-два часа, и если что-то в монтаже не так, то может понадобиться произвести несколько циклов запуска устройства, а это потребует неоправданно много времени на отладку. Применение же подобного устройства позволит быстро смоделировать все возможные варианты поведения заряжаемых аккумуляторов и проверить правильность отработки микроконтроллером всех предусмотренных вариантов зарядки.

Выводы 3, 6, 11 и 14 DA2 нужно вначале отсоединить от блоков A1 и A2. Далее, вывод 3 DA2 должен быть соединен с точкой Б, вывод 6 DA2 — с точкой В, вывод 11 DA2 — с точкой Г, вывод 14 DA2 — с точкой А имитатора. Такое соединение имитирует подключение обоих каналов зарядного устройства к положительным выводам заряжаемых аккумуляторов и к эмиттерам транзисторов термодатчиков. Вращение движков резисторов R2 и R6 позволяет имитировать изменение напряжения на аккумуляторах в процессе работы с ними, а резисторов R3 и R7 — нагрев термодатчиков.

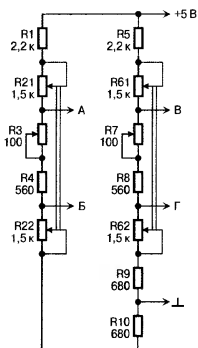


Рис. 7

Отладка устройства по постоянному току

Отсоедините нижние по схеме выводы резисторов R2, R20 и R24 обоих блоков A1 и A2 от выводов микроконтроллера и соедините их все с общим проводом, отключив таким образом все цепи зарядки и разрядки обоих аккумуляторов. Соединения с общим проводом лучше осуществить через нормально замкнутые контакты кнопочных переключателей (по одному переключателю на каждый резистор). Установите вместо аккумуляторов резисторы C5-16 мощностью 5 Вт и сопротивлением 0,1...0,5 Ом.

Не устанавливая микроконтроллер с программой в панельку, подайте на устройство напряжение питания и установите движки резисторов имитатора R2 и R6 в такое положение, чтобы напряжения в точках Б и Г были максимальными (более 2 В). Поверните движки резисторов имитатора R3 и R7 в положение, когда напряжения в точках А и В также будут максимальными. Подстроечным резистором R27 установите на выводе 1 DA3 напряжение, равное 4,090...4,095 В, а резистором R32 на выходе DA4 — 1,55...1,6 В. Убедитесь в наличии питающих напряжений на выходах 4 DA2 (-5 В), 13 DA2, 8 DA3, 40 DD1 (+5 В), а также лог. 1 на выводе 31 DD1.

Проверьте, что напряжения в точках соединения резисторов R9—R13 блоков A1 и A2 на 100 мВ ниже, чем на верхних по схеме выводах резисторов R7, если это не так, подстройте напряжение на выходе микросхемы LT1083 в блоке питания. Убедитесь также, что ток через резисторы, установленные вместо аккумуляторов, не превышает 2...4 мА (если это не так, найдите, какое из устройств зарядки или разрядки не отключено, и устраните причину его включения). Проверьте наличие напряжений +9 В на выходах 8 DA1 и -5 В на выходах 4 DA1 в обоих блоках A1 и A2. Между эмиттерами и коллекторами транзисторов термодатчиков VT5 напряжение должно составлять примерно 0,6...0,7 В. Отключите питание.

Продолжение следует

Александр Фрунзе,
г. Москва

Блок управления для привода FM-Stepdrive фирмы Siemens

В данной статье предлагается схемное решение блока управления для работы с приводами (преобразователями) FM-Stepdrive фирмы Siemens. К данным приводам подключаются шаговые двигатели Simoster этой же фирмы. К разработанному автором блоку управления можно подключить три подобных привода и, соответственно, три шаговых двигателя. Автор достаточно подробно и полно приводит алгоритм работы блока, по которому разработано программное обеспечение для микроконтроллера AT89C4051-24PI.

Приводы FM-Stepdrive в настоящее время достаточно широко представлены на рынке в различных системах автоматизации для обрабатывающих станков. Они с высокой точностью управляют движением шаговых двигателей Simoster серии 1FL3, и, вместе с функциональными модулями FM-NC, FM 353 и FM357-2, выполняют задачи высокоточного позиционирования в диапазоне мощности 50...600 Вт. Привод FM-Stepdrive может применяться для шаговых двигателей, обладающих крутящим моментом 2...15 Н·м. Конструкция привода соответствует серии Simatic S7-300. Привод FM-Stepdrive также подходит для встраивания в системы управления других производителей.

Информацию по приводу можно найти на сайте производителя [1]. Приводы имеют высокую надежность и достаточно простой интерфейс управления. На рис. 1 показан внешний вид привода FM-Stepdrive со стороны панели соединителей и индикаторов состояния.

Основные технические характеристики привода FM-Stepdrive

Напряжение питания, В	115 или 230 В $\pm 20\%$ (50 Гц)
Потребляемый ток, А	≤ 11
Частота сети, Гц	47...63
Напряжение питания (сигнальное), В	20,4...28,8
Потребляемый ток по цепи 24 В, А	$\leq 1,5$
Напряжение вторичного контура, В	325
Импульсный интерфейс	вилка DRB-15M
Напряжение, подаваемое на шаговый двигатель, В	3×325
Фазовый ток, А	1,7...6,8
Длина силового кабеля, м	
при сечении жил $3 \times 1,5 \text{ мм}^2$	≤ 50
при сечении жил $3 \times 0,75 \text{ мм}^2$	≤ 30

Число шагов на один оборот	500, 1000, 5000, 10000
Защита по DIN	IP20
EN 60 529	
Температурный режим хранения и транспортировки, °C	-40...75
эксплуатации, °C	0...50

Масса, кг 0,85
Размеры, мм 80×125×118
Схема подключения к приводу функциональных узлов и жгутов приведена на рис. 2.

Обозначение винтовых зажимов X1, X2, X4 и соединителя X3 привода FM-Stepdrive показано условно. Подключение шагового двигателя Simoster к приводу осуществляется через винтовой зажим X2 кабелем 1 (6FX5008-5AA00-1FA0 — экранированный кабель, три жилы сечением 1,5 мм), который также поставляется фирмой Siemens.

В табл. 1 приведены типы двигателей из серии Simoster, подключаемые к приводу FM-Stepdrive.

Напряжение питания силовой части — 115 В или 230 В, для его выбора сетевой фазовый провод нужно подключить к контакту 3 или 4 зажима X1 соответственно.

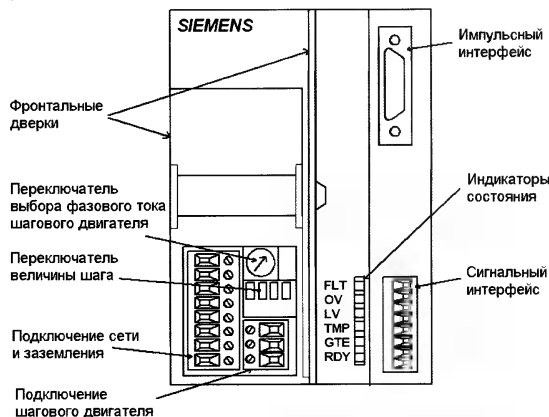


Рис. 1

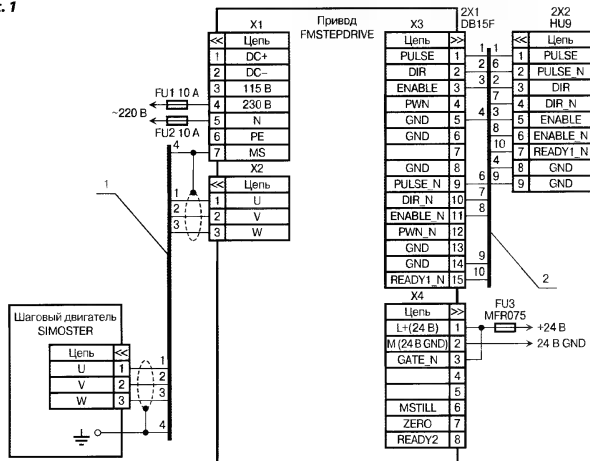


Рис. 2

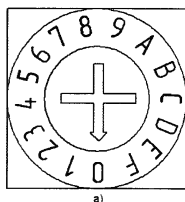
Таблица 1

Тип ШД	Номинальный момент, Н·м	Номинальный ток, А	Заказной номер	
			без тормоза	с тормозом
SIMOSTEP 1FL3041	2	1,75	1FL3041-0AC31-0BK0	1FL3041-0AC31-0BJ0
SIMOSTEP 1FL3042	4	2	1FL3042-0AC31-0BK0	1FL3042-0AC31-0BJ0
SIMOSTEP 1FL3043	6	2,25	1FL3043-0AC31-0BG0	1FL3043-0AC31-0BH0
SIMOSTEP 1FL3061	10	4,1	1FL3061-0AC31-0BG0	1FL3061-0AC31-0BH0
SIMOSTEP 1FL3062	15	4,75	1FL30621FL3041-0AC31-0BK0-0AC31-0BG0	1FL3062-0AC31-0BH0

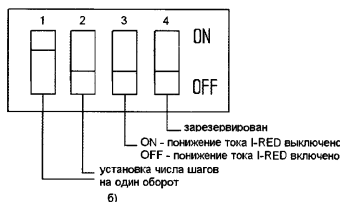
Переключатель для выбора фазового тока шагового двигателя показан на рис. 3, а.

Установка переключателя фазового тока производится в соответствии с в табл. 2.

На рис. 3, б показан переключатель числа шагов шагового двигателя на один оборот. Нумерация движжков в переключателе условна. Их устанавливают в соответствии с табл. 3.



а)



зарезервирован
ON — понижение тока I-RED выключено
OFF — понижение тока I-RED включено
установка числа шагов на один оборот

б)

Рис. 3

Таблица 2

Тип ШД	1FL3041	1FL3042	1FL3043	1FL3061	1FL3062
№ поз. переключателя	0	1	2	7	9
Ток, А	1,75	2,0	2,25	4,1	4,75

Таблица 3

Шагов на оборот	ШД №1	ШД № 2
500	OFF	OFF
1000	ON	OFF
5000	OFF	ON
10000	ON	ON

Режим понижения тока (I-Red, выключается и выключается движковым переключателем 3) позволяет снизить ток на 60 % через 100 мс после остановки двигателя (в режиме управления) без потери удерживающего момента. Индикаторы (рис. 1) обеспечивают визуальное отображение диагностики состояния привода (короткое замыкание фаз двигателя, перегрев силовой части и т. д.). Если привод находится в рабочем режиме, включены индикаторы зеленого света GTE и RDY. При различных неисправностях включаются индикаторы, функциональное назначение которых приведено в табл. 4.

FM-Stepdrive управляется с помощью сигналов импульсного (соедини-

тель X3) и сигнального (соединитель X4) интерфейсов (рис. 2). Через импульсный интерфейс подаются следующие сигналы:

- PULSE (вход) — тактовые импульсы;
- DIR (вход) — сигнал направления движения;
- ENABLE (вход) — сигнал разрешения работы;
- READY1_N (выход) — сигнал готовности.

Через сигнальный интерфейс поступают такие сигналы:

- L (+24V) — питание 24 В;
- M (24V GND) — общий провод для 24 В;
- GATE_N (вход) — сигнал разрешения/блокировки тактовых импульсов (при уровне 0 В считывание сигналов не производится);
- READY2 (выход) — сигнал готовности привода (для ЧПУ).

Все цепи вышеуказанных сигналов гальванически развязаны.

Принципиальная схема блока управления приведена на рис. 4.

Соединитель X3 (рис. 2) привода FM-Stepdrive через жгут 2 подключается к соединителю X1 (рис. 4) блока управления. К соединителям X2 и X3 подключаются через аналогичные жгуты два других привода. В подъемнике, где был применен данный блок управления, можно задавать следующие значения частот вращения ротора шаговых двигателей, об/мин — 35, 36, 37, 38, 39, 40, 41, 42, 44, 45, 46, 48, 50, 51, 53, 55, 57, 60, 62, 65, 68, 71, 75, 78, 83, 88, 93, 100, 107, 115, 125, 136, 150, 166, 187, 214, 250, 300, 375. К приводам FM-Stepdrive подключались двигатели Simostep 1FL3043. Установлено 1000 шагов на один оборот.

В интерфейсе блока (рис. 5) входит клавиатура (кнопки S1—S8), индикаторы HL1—HL6, и дисплей из четырех цифровых индикаторов HG1—HG4. Кнопки клавиатуры имеют следующее назначение:

S1 (▲) — увеличение частоты вращения шагового двигателя, каждое нажатие на данную кнопку увеличивает ее на одну позицию в ряду задаваемых значений, удержание кнопки в нажатом состоянии более 3 с приводит к непрерывному увеличению частоты вращения выбранного привода через каждые 0,5 с;

S2 (▼) — уменьшение частоты вращения шагового двигателя;

S3 (H) — направление вращения вала выбранного шагового двигателя — вперед (по часовой стрелке), назад (против часовой стрелке), при выбранном направлении вращения двигателей включаются индикаторы HL1—HL3 (вперед для приводов 1—3) или HL4—HL6 (назад для приводов 1—3);

S4 (B) — выбор привода (выбор шагового двигателя) в цикле («привод 1», «привод 2», «привод 3») после режима «привод 3» выбирается режим «привод 1»;

S5 (C1) — кнопка старт/стоп для привода 1.

S6 (C2) — кнопка старт/стоп для привода 2.

S7 (C3) — кнопка старт/стоп для привода 3.

S8 (C) — общий стоп для всех приводов.

Сразу после подачи питания устройство переходит в режим работы «привод 1». На дисплее индицируется 35 об/мин (минимальное значение), ротор шагового двигателя не вращает-

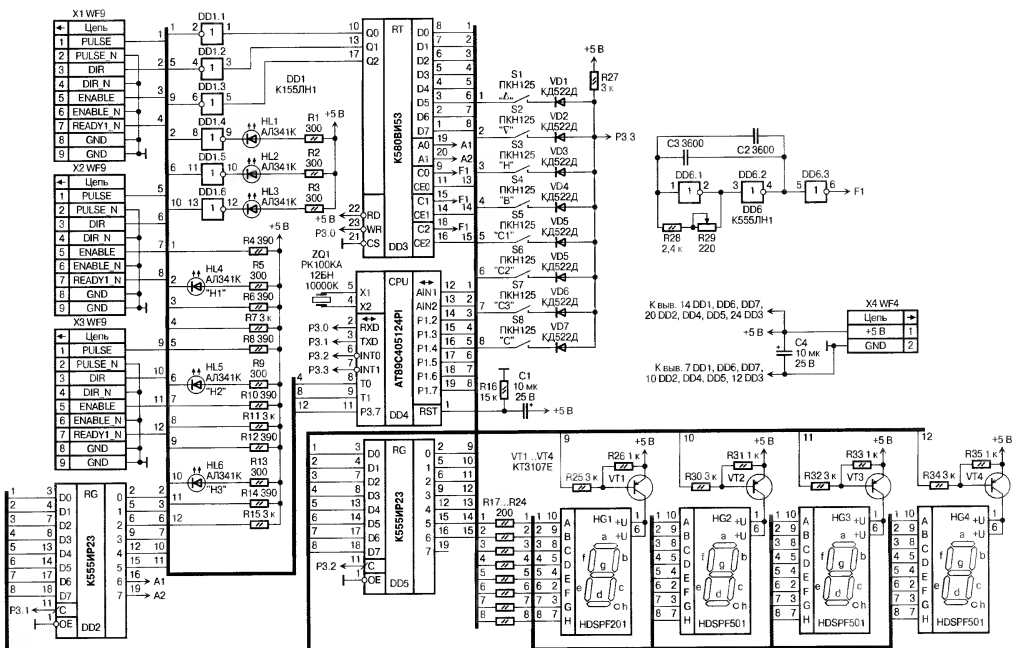


Рис. 4

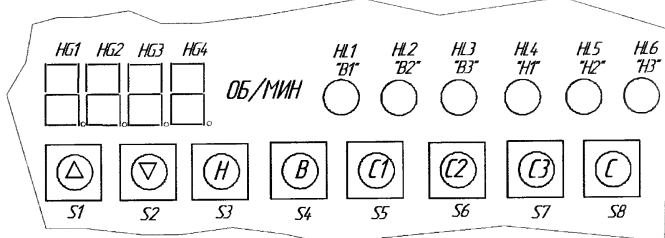


Рис. 5

ся. Для запуска двигателя необходимо нажать на кнопку S2 (▼). Кнопками S1, S2 (▲, ▼) устанавливается необходимая частота, кнопкой S3 — направление вращения, при этом включаются соответственно индикаторы HL1 (вперед) или HL4 (назад). Все заданные параметры для данного привода сохраняются при переходе на другой режим работы блока («привод 2» или «привод 3»).

Рассмотрим функциональные узлы блока. Основой устройства служит микроконтроллер DD4, тактовая частота задается кварцевым резонатором ZQ1 10 МГц. Клавиатура собрана на кнопках S1—S8. Для функционирования клавиатуры используется вывод 7 (P3.3) микроконтроллера DD4. Резисторы R1—R3, R5, R9, R13 — токоограничительные для индикаторов HL1—HL6. Регистр DD5, транзисторы

VT1—VT4, цифровые семисегментные индикаторы HG1—HG4 входят в узел динамической индикации.

Таймер KP580BI53 как нельзя лучше подходит для применения в данном устройстве. Эта микросхема — трехканальный программируемый таймер, предназначенный для организации работы микропроцессорных систем в режиме реального времени. Подробная информация о ее работе приведена в [2]. В блоке используются все три канала таймера. Канал 0 формирует последовательность тактовых импульсов для привода 1, каналы 1, 2 — для приводов 2, 3. Все три канала функционируют в режиме 3 (меандр). Тактовая частота на входы таймеров (выводы 9, 15, 18 DD3) поступает с генератора, собранного на микросхеме DD6, его частота — 6,25 кГц. Резистором R29

осуществляется точная установка частоты.

ЛИТЕРАТУРА:

1. <http://www.siemens.ru>.
2. Микропроцессоры и микропроцессорные комплекты интегральных схем: Справочник, в 2-х т. под ред. В. А. Шахнова. — М.: Радио и связь, 1988.
3. В. Б. Бродин, И. И. Шагурин. Микроконтроллеры. Архитектура, программирование, интерфейс. — М.: Издательство ЭКОМ, 1999.
4. А. В. Фрунзе Микроконтроллеры: Это же просто! т. 3. — М.: ООО «ИД Схимен», 2002.

Сергей Шишкин,
г. Саров Нижегородской обл.

Переходные процессы в малых антеннах

Прочитавшие статью «О ближнем поле приемной антенны» [1] задали вопрос о явлениях, происходящих в антенне при включении внешнего поля, когда собственного поля антенны еще нет, и поэтому она не может извлекать энергию из внешнего поля. Этот вопрос о переходных процессах в антенне на удивление мало освещен в литературе. Мы исключено, что он возникнет и у других читателей. Поэтому предлагаю короткую статью с исчерпывающим ответом.

В последние годы появились системы радиосвязи, основанные не на узкополосных синусоидальных, а на широкополосных и сверхширокополосных, в том числе и импульсных, сигналах [2, 3]. Чаще всего их используют на небольших расстояниях для передачи информации между компьютерами и периферийными устройствами. В связи с общей тенденцией к миниатюризации аппаратуры желательно и уменьшение размеров антенн.

Вопрос об эффективности электрически малых антенн освещен в [4]. Развита там «теория объемов» утверждает, что малую антенну удастся сделать эффективной увеличением ее добротности (снижением потерь) до такой степени, чтобы резонансный объем ее ближнего реактивного поля достиг примерно $(\lambda/3)^3$. Но увеличение добротности Q приводит к сужению полосы пропускания антенны $2\Delta f = f_0/Q$, где f_0 — ее резонансная частота. Таким образом, уже из спектральных соображений ясно, что малые антенны плохо подходят для передачи и приема широкополосных сигналов.

Однако спектральный подход хорош для стационарных сигналов (продолжительных, или медленно меняющихся во времени). Рассмотрим переходные процессы в малой высокодобротной антенне, тем более, что у прочитавших статью [1] возник следующий вопрос — если приемная антенна черпает энергию из приходящего электромагнитного поля посредством своего ближнего реактивного собственного поля, то откуда последнее берется до прихода принимаемого сигнала?

Разумеется, до прихода сигнала собственного поля приемной антенны нет. Рассмотрим такую же, как в [1] короткую антенну (рис. 1, а), обладающую некоторой емкостью C_d , индуктивностью катушки L , на-

страивающей антенну в резонанс, и активным сопротивлением r .

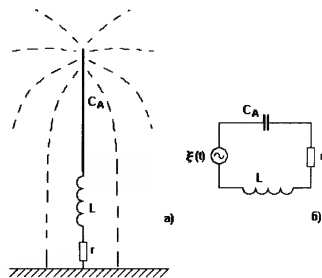


Рис. 1

Последнее сложено из сопротивлений потерь, излучения и входного сопротивления приемника. Соотношение между ними влияет только на КПД антенны.

Приходящее поле по закону электромагнитной индукции наводит (причем сразу) в проводе антенны ЭДС $\xi = E_{\text{нд}}$, где E — напряженность приходящего поля, h_d — действующая высота антенны. Однако ток в антенне устанавливается далеко не сразу. Его путь легко проследить по эквивалентной схеме рис. 1, б от источника ЭДС через емкость антенны C_d (ток смещения), затем через L и r .

Пусть приходящее поле возникло у антенны в какой-то момент времени $t_0 = 0$, т. е. пришел импульсный радиосигнал с очень крутым фронтом.

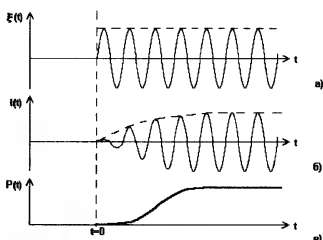


Рис. 2

В этот же момент «включилась» и ЭДС $\xi(t)$ (рис. 2, а).

Таким образом, мы свели задачу к давно и успешно решенному случаю воздействия радиоимпульса на колебательный контур (рис. 1, б). Не утруждая читателя составлением неоднородного дифференциального уравнения для тока в контуре (8-1 на с. 384 в [4]), напишем сразу его решение (8-61 на с. 411 там же):

$$\xi(t) = U \sin \omega t, t > 0;$$

$$i(t) = U/r \times (1 - e^{-\alpha t}) \sin \omega t.$$

Огибающая тока нарастает по экспоненциальному закону (рис. 2, б), причем тем медленнее, чем выше добротность антенной цепи. Коэффициент α прямо связан с полосой пропускания:

$$\alpha = r/2L = \omega_0/2Q = \pi f_0/Q = 2\pi \Delta f.$$

Теперь любопытно посмотреть, как изменяется мощность колебаний в контуре (решения этой задачи уже в первом попавшемся учебнике не найти!). Прежде заметим, что активная мощность в нагрузке r , так же, как и реактивная в каждом из элементов L и C , пульсирует с удвоенной частотой $2f_0$, однако пульсации реактивной мощности противофазны, и сумма реактивных мощностей в L и C меняется медленно. Реактивная мощность в Q раз больше активной. Найдем последнюю:

$$P = i^2 r = U^2/r \times (1 - e^{-\alpha t})^2 \sin^2 \omega t = U^2/2r \times (1 - 2e^{-\alpha t} + e^{-2\alpha t}) (1 - \cos 2\omega t).$$

Средняя за период колебаний высокой частоты мощность изменяется по закону

$$P_{\text{CP}} \sim 1 - 2e^{-\alpha t} + e^{-2\alpha t}.$$

Это уже не экспонента, а более сложная функция (рис. 2, в). Сначала мощность нарастает очень медленно по той простой причине, что собственное поле антенны еще слабо, оно ограничено физическим объемом антенны V , поэтому антенна и принимает плохо. Но, по мере нарастания реактивной энергии в антенне, собственное поле увеличивается, антенна принимает все лучше, и кривая мощности круче идет вверх. Наконец, амплитуда колебаний в антенне стабилизируется, объем ближнего поля достигает резонансного $V_p = VQ$ и антенна отдает номинальную мощность.

При резком выключении приходящего поля колебания в приемной антенне будут спадать по экспоненциальному закону, и она какое то время еще будет отдавать мощность в приемник, переизлучать ее, тратить в своем сопротивлении потерь, пока не израсходует всю запасенную реактивную энергию. Длительность процессов установления и спада колебаний в антенне легко оценить, вспомнив, что добротность пропорциональна отношению запасенной реактивной энергии к потраченной за период. Таким образом, время спада займет примерно столько периодов, какова добротность антенны. А поскольку коэффициент α одинаков и для нарастания, и для спада, то число пе-

риодов, пока антенна «не выйдет на режим», также примерно равно Q .

Теперь ясно, что для коротких импульсов в 2...3 периода, о которых идет речь в [3], короткие антенны с добротностью более, скажем, 10 совершенно не годятся — они даже не успеют почувствовать столь короткий сигнал! То же относится и к передающим антеннам, где физика явлений еще проще. Вывод прост — надо согласовывать импульсные (переходные) характеристики антенн с параметрами сигнала.

ЛИТЕРАТУРА:

1. В. Поляков. О ближнем поле приемной антенны. — *Схемотехника*, 2006, № 3, с. 35—37, № 4, с. 38—40.

2. И. Иммерев, А. Судаков. Сверхширокополосные и узкополосные системы связи. — *Электроника*, 2003, № 2, с. 34—37 (http://www.uwbgroup.ru/pdf/electronics_ntb_uwb.pdf).

3. О СШП (UWB). — <http://www.pulstech.ru/?mod=abouttech>.

4. Н. В. Зернов, В. Г. Карнов. *Теория радиотехнических цепей*. — М.: Энергия, 1965.

Владимир Поляков,
РА3AAE

Микроконтроллеры и клавиатура IBM PC

Большинству микропроцессорных устройств необходим какой-либо интерфейс с человеком. Статья описывает один из путей решения этого вопроса с использованием стандартной клавиатуры IBM PC.

Довольно часто при разработке и создании программируемых микропроцессорных устройств возникает необходимость иметь в составе этого устройства клавиатуру с большим числом клавиш (цифр, букв, функциональных клавиш и т. п.). При этом требуется высокая надежность клавиатуры и ее небольшая стоимость.

Выпускаемые промышленностью устанавливаемые клавиатуры, как правило, имеют ограниченное число клавиш и довольно высокую цену.

Здесь приводится описание того, как использовать для решения обозначенной проблемы надежную и недорогую клавиатуру от обычного персонального компьютера семейства IBM PC.

В связи с тем, что компьютерное производство стало крупносерийным и очень хорошо развита сеть продаж компьютерной техники, цена стандартной клавиатуры персонального компьютера составляет обычно \$5...15. В то же время такая клавиатура обладает высокой надежностью и функциональностью. Даже самая простая клавиатура этого типа имеет более 100 клавиш, обеспечивающих ввод данных и команд. Кроме того, она представляет собой законченное устройство, имеющее собственный

корпус и хороший внешний вид. Интерфейс клавиатуры позволяет удалить ее от устройства, к которому она подключена, на расстояние до 1,5 м, что немаловажно. К тому же клавиатуры одного типа полностью совместимы между собой, что позволяет легко производить их замену в случае порчи или физического износа.

Итак, доступность, многофункциональность, надежность и совместимость позволяют сделать выбор в пользу именно такой клавиатуры.

Ниже описывается способ сопряжения микроконтроллера с клавиатурой на базе очень популярного и недорогого прибора компании Atmel. Для этих целей подойдет любой контроллер, имеющий внутреннюю память и два программируемых двунаправленных вывода. Один из этих выводов должен быть выводом прерывания. Дополнительные аппаратные средств при этом не требуются.

Проект реализован проекта на базе микроконтроллера AT90S8515 (можно использовать его новый аналог ATmega8515). В силу довольно больших ресурсов и наличия множества программируемых выводов данный контроллер позволит не только обеспечить сопряжение с клавиатурой

IBM PC, но и решить другие задачи конкретного устройства.

Программное обеспечение для сопряжения с клавиатурой написано на языке С и может быть легко адаптировано для другого типа микроконтроллера. Программа позволяет осуществить преобразование кодов, получаемых от клавиатуры, в стандартные коды ASCII и их трансляцию через последовательный порт UART микроконтроллера. Естественно, в случае необходимости программу можно модифицировать для непосредственного выполнения каких-либо действий при получении определенных кодов от клавиатуры.

Физический интерфейс между клавиатурой и управляющим устройством показан на рис. 1.

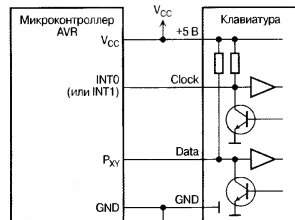


Рис. 1

Две сигнальные линии связи используются для синхронизации и передачи данных. Сигнальные линии управляются транзисторными ключами с открытым коллектором и содержат резисторы, расположенные в самой клавиатуре. Такая схема включения позволяет устанавливать на любой линии низкий уровень сиг-

нала как со стороны клавиатуры, так и управляющего устройства.

Большинство стандартных клавиатур имеют один из двух типов разъемов — пятиштырьковый разъем DIN или миниатюрный шестিশтырьковый разъем miniDIN. Расположение выводов этих разъемов показано на рис. 2. В табл. 1. приведено назначение выводов этих разъемов.

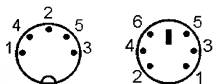


Рис. 2

Таблица 1

Сигнал	Тип разъема	
	DIN (DIN41524)	Mini DIN (PS2)
Clock	1	5
Data	2	1
NC	3	2, 6
GND	4	3
+5 В	5	4
Экран	Корпус	Корпус

Временная диаграмма передачи данных от клавиатуры к управляющему устройству показана на рис. 3.

Формат передачи данных включает в себя один стартовый бит (всегда 0), восемь бит данных, один бит паритета

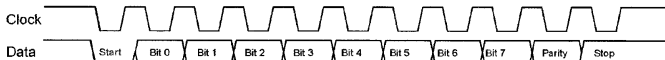


Рис. 3

та (четности/нечетности) и стоповый бит (всегда 1). Данные достоверны в течение импульса синхронизации, имеющего отрицательную полярность относительно уровня лог. 1. Длительность импульсов и пауз синхросигнала для клавиатуры обычно составляют 30...50 мкс.

Управляющее устройство может посылать клавиатуре команды, выставив лог. 0 на линии синхронизации, затем оно должно установить низкий уровень на линии данных, формируя тем самым стартовый бит. После этого линия синхронизации должна быть освобождена. Клавиатура будет отсчитывать десять импульсов синхронизации. Линия данных должна устанавливаться перед перепадом синхросигнала из 1 в 0 и быть неизменной до очередного изменения сигнала синхронизации из 0 в 1. После десятого бита клавиатура проверяет наличие высокого уровня на линии данных (стоповый бит) и, если он высокий, формирует на линии лог. 0. Это сообщает управляющему

устройству о том, что данные клавиатурой получены.

Программное обеспечение в рассматриваемом здесь проекте не посылает клавиатуре никаких команд.

АТ клавиатура имеет коды сканирования (скан-коды), ассоциированные с каждой клавишей, код передается когда клавиша нажата. Если клавиша удерживается некоторое время, передача скан-кода повторяется. Частота повторений составляет обычно 10 Гц. Когда клавиша отпускается, вслед за скан-кодом передается код «прерывания» (F0). Для большинства клавиш код сканирования является однобайтовым. Некоторые клавиши, например Home, Insert и Delete, имеют расширенный код сканирования, от двух до пяти байт. Первый байт для таких кодов всегда имеет значение E0.

Описываемое далее программное обеспечение позволяет работать с обычной АТ клавиатурой. Оно обеспечивает прием кодов сканирования, преобразование в ASCII коды и последующую их трансляцию через UART.

Исходный текст программы написан на языке программирования Си и может быть легко модифицирован для адаптации к любому AVR микро-

контроллеру, имеющему внутреннюю статическую память SRAM для организации буферов данных.

Прием кодов от клавиатуры выполняется обработчиком прерывания INT0, благодаря чему он обслуживается независимо от остальной части программы.

Алгоритм приема очень прост — запоминается значение линии данных после фронта синхроимпульса (перехода из 1 в 0). Это легко выполнить, если линия синхронизации подключена к выводу INT0 или INT1. Функция прерывания будет выполняться по каждому такому фронту, данные будут последовательно сохраняться. В конце концов все биты будут получены и данные могут быть декодированы, это делается при вызове функции декодирования. Для символьных клавиш эта функция сохраняет символ ASCII в буфере. Далее будет учтено, удерживалась ли клавиша Shift во время нажатия символьной клавиши.

Другие клавиши — функциональные, клавиши навигации (клавиши-стрелки, Page Up/Down и т. п.) и специальные клавиши, например, Ctrl и Alt, программой игнорируются.

Преобразование кодов сканирования в ASCII символы осуществляется с помощью таблицы соответствия для символов с удержанием клавиши Shift и таблицы для символов без удержания клавиши Shift.

Если управляющее устройство выйдет из синхронизации с клавиатурой, все полученные данные будут неправильными. Один из путей решения этой проблемы — использование тайм-аута. Если 11 битов не будут получены в течение 1,5 мс, следовательно, произошла ошибка. При этом битовый счетчик должен быть сброшен, а неправильные — проигнорированы.

Если некоторые параметры клавиатуры, например, скорость автоповтора и задержку нажатия потребуется изменить, необходимо послать клавиатуре соответствующие команды. Как это можно сделать, описано выше. Команды для клавиатуры приводятся в спецификации изготовителя.

Листинг программы, состоящей из нескольких модулей функций и заголовочных модулей, а также код прошивки для микроконтроллера в формате Intel Hex, полученный в результате трансляции программы, находятся на сайте журнала по адресу www.dian.ru/programs. Начало каждого модуля озаглавлено именем файла, который содержит данный код программы.

Программа собирается в проект и транслируется с помощью компилятора IAR AVR. Можно модифицировать программу для выполнения трансляции с помощью другого компилятора с языка C для AVR или с целью внесения в нее дополнительных функций для непосредственной работы с внешними устройствами. Кроме того, используя описанный здесь проект, можно разработать аналогичный вариант на базе микроконтроллеров MCS-51, PIC и т. п., если в этом появится необходимость.

ЛИТЕРАТУРА:

1. www.atmel.com
2. http://www.atmel.com/dyn/resources/prod_documents/DOC1235.PDF

Олег Вальпа,
г. Миасс Челябинской обл.

Преобразователь интерфейса RS-232/485

При построении систем автоматического управления актуальным становится вопрос передачи информации между датчиками, исполнительными механизмами и управляющими устройствами, часто находящимися на значительном расстоянии. Для этих целей большинство микропроцессорных систем использует стандарт EIA RS-485. В статье рассматривается построение преобразователя интерфейса RS-232 в RS-485, позволяющий передавать информацию на расстояние до 1,2 км.

Обыкновенный (не в промышленном исполнении) персональный компьютер (ПК) не оснащен средствами передачи информации на большие расстояния. Типовые интерфейсы, такие как USB, RS-232 и Centronics не позволяют без доработки передавать данные на расстояние более 10 м. Использование интерфейса Ethernet, ввиду его сложности, затруднено. В то же время, большинство интеллектуальных систем автоматизации (GE Fanuc, Allen Bradley, Advantech, Schnider Electric и др.) используют распространенный высокоскоростной и помехоустойчивый последовательный интерфейс RS-485, позволяющий передавать информацию на расстояние до 1,2 км. Актуальным становится вопрос оснащения ПК интерфейсом RS-485.

Для этого можно пойти двумя путями:

- использовать дополнительную плату (например PCI или ISA), устанавливаемую внутри ПК;
- разработать преобразователь существующего в ПК интерфейса.

В первом случае задача является более сложной (особенно, если используется шина PCI), поэтому автор пошел по второму пути.

Один из вариантов преобразователя интерфейса собран на базе микроконтроллера ATmega162, имеющем в своем составе два универсальных асинхронных приемопередатчика UART, он представлен на рис. 1.

Для пояснения схемотехники и принципа работы преобразователя кратко рассмотрим характеристики интерфейсов RS-232 и RS-485.

Традиционный интерфейс RS-232 в промышленной автоматизации применяется достаточно редко. Его сигналы передаются перепадами напряжения относительно общего провода амплитудой 3...15 В, поэтому длина линии связи RS-232, как правило, ограничена расстоянием в несколько метров из-за низкой помехоустойчивости. Интерфейс RS-232 имеется в каждом PC-совместимом компьютере, где используется, в основном, для подключения манипулятора «мышь», модема, и реже — для передачи данных на небольшое расстояние от одного компьютера в другой. Передача производится последовательно, построчно, каждое слово длиной 5...8 бит начинается стартовым битом и заканчивается необязательным битом четности и стоп-битами. Интерфейс RS-232 принципиально не позволяет создавать сети, так как соединяет только два устройства, так называемое соединение точка-точка (рис. 2).

Для преобразования сигналов интерфейса RS-232 в уровни TTL используется микросхема DD1. Конденсаторы C1 и C2 входят в состав преобразователя напряжения +5 В в ±15 В (на выходах V+ и V-).

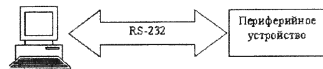


Рис. 2

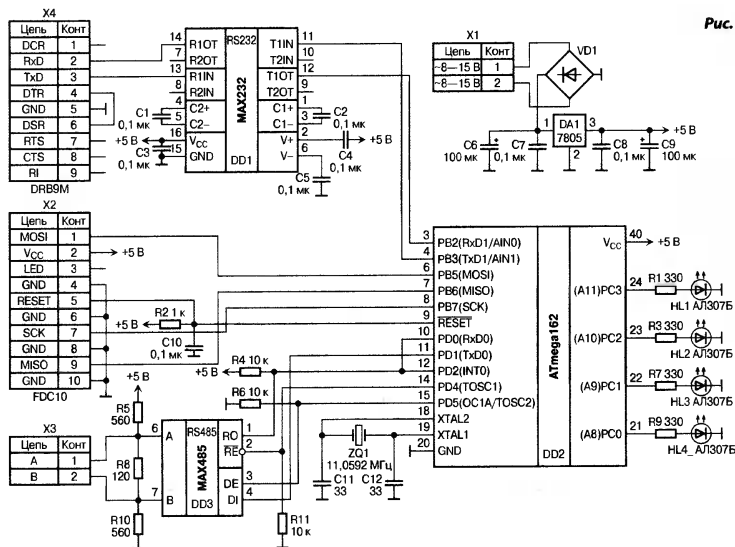


Рис. 1

Сигналы интерфейса RS-485 (его другое название — EIA/TIA-485) передаются дифференциальными перепадами напряжения величиной (0,2...8) В. Дифференциальная передача обеспечивает высокую помехоустойчивость и общую длину линии связи до 1 км и более с использованием специальных устройств — повторителей. Кроме того, интерфейс RS-485 позволяет создавать сети путем параллельного подключения многих устройств к одной физической линии (так называемая «мультиплексная шина»), как показано на рис. 3.

RS-485 — полудуплексный интерфейс. Прием и передача идут по одной паре проводов с



Рис. 3

разделением по времени. В сети может быть много передатчиков, так как они могут отключаться в режиме приема.

Сеть, построенная на интерфейсе RS-485, представляет собой приемопередатчики, соединенные при помощи витой пары — двух скрученных проводов. В основе интерфейса RS-485 лежит принцип дифференциальной (балансной) передачи данных (рис. 4).

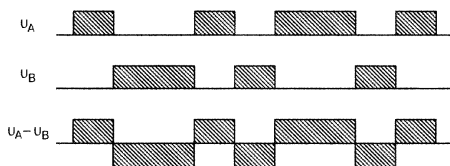


Рис. 4

Суть его заключается в передаче одного сигнала по двум проводам. Причем по одному проводу (условно А) идет оригинальный сигнал, а по другому (условно В) — его инверсная копия. Другими словами, если на одном проводе «1», то на другом «0» и наоборот. Таким образом, между двумя проводами витой пары всегда есть разность потенциалов: при «1» она положительна, при «0» — отрицательна.

Именно этой разностью потенциалов и передается сигнал. Такой способ передачи обеспечивает высокую устойчивость к синфазной помехе. Синфазной называют помеху, действующую на оба провода линии одинаково. К примеру, электромагнитная волна, проходя через участок линии связи, наводит в обоих проводах некоторый сигнал. Если сигнал передается в одном проводе относительно общего, как в RS-232, то наводка на этот провод может исказить сигнал относительно хорошо поглощающего наводки общего провода. Кроме того, на сопротивлении длинного общего провода может существовать разность потенциалов обших проводов — дополнительный источник помех. При дифференциальной передаче искажения сигнала не происходит. В самом деле, если два провода пролегают близко друг к другу, да еще перевиты, то наводка на оба провода практически одинакова. Наведенное

помехами в обоих одинаково нагруженных проводах напряжение одинаково, при этом информативная разность потенциалов остается без изменений.

Для реализации интерфейса используются микросхемы приемопередатчиков, например MAX485 (рис. 5).

Назначение узлов и выводов микросхемы:

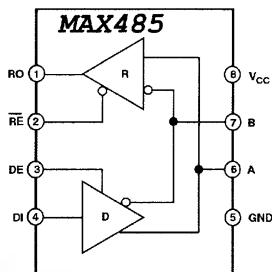


Рис. 5

D (driver) — передатчик;
R (receiver) — приемник;
DI (driver input) — цифровой вход передатчика;
RO (receiver output) — цифровой выход приемника;
DE (driver enable) — разрешение работы передатчика;
RE (receiver enable) — разрешение работы приемника;
A — прямой дифференциальный вход/выход;
B — инверсный дифференциальный вход/выход;
Vcc — напряжение источника питания;
GND — общий провод.
Выход приемника (RO) подключается к порту приемника UART (RX), вход передатчика (DI) — к порту передатчика UART (TX). Поскольку на дифференциальной стороне приемник и передатчик соединены, во

время приема нужно отключать передатчик, а во время передачи — приемник, для этого служат управляющие входы — разрешение приемника (RE) и разрешения передатчика (DE). Так как вход RE инверсный, то его можно соединить с DE и переключать приемник и передатчик одним сигналом с любого порта контроллера. При лог. 0 — происходит прием, при лог. 1 — передача.

Приемник, получая на дифференциальных входах А и В разность уровней U_{AB} , переводит их в цифровой сигнал на выходе RO. Чувствительность приемника может быть разной (для различных микросхем), но гарантированный пороговый диапазон распознавания такой: $U_{AB} > +200$ мВ приемник определяет как 1, когда $U_{AB} < -200$ мВ — 0. Если разность потенциалов в линии настолько мала, что не выходит за пороговые значения, правильное распознавание сигнала не гарантируется. Кроме того, в линии могут быть и несинфазные помехи, которые исказят столь слабый сигнал.

Все устройства подключаются к одной витой паре одинаково — прямые выходы А к одному проводу, инверсные В — к другому.

Входное сопротивление приемника со стороны линии обычно составляет 12 кОм. Так как мощность передатчика ограничена, это определяет число приемников, подключаемых к линии. Согласно спецификации RS-485 с учетом согласующих резисторов передатчик может вести до 32-х приемников. Однако есть ряд микросхем с повышенным входным сопротивлением, что позволяет подключать к линии больше 32-х устройств.

Сопротивления R5, R8 и R10 выбирают из следующих соображений.

При больших расстояниях между устройствами, связанными по витой паре, и высоких скоростях передачи начинают проявляться так называемые эффекты длинных линий. Причина — конечная скорость распространения электромагнитных волн в проводниках. Скорость эта существенно меньше скорости света в вакууме и составляет немногим более 200 мм/нс. Электрический сигнал имеет также свойство отражаться от открытых концов линии передачи и ее ответвлений. Грубая аналогия — желоб, наполненный водой. Волна, созданная в одном конце, идет по желобу и, отразившись от стенки в конце, идет обратно, отражается опять и так далее, пока не затухнет. Для ко-

ротких линий и малых скоростей передачи этот процесс происходит так быстро, что остается незамеченным. Однако время реакции приемников — десятки и сотни наносекунд. В таком масштабе времени несколько десятков метров электрический сигнал проходит отнюдь не мгновенно. И, если расстояние достаточно большое, сигнал, отразившийся в конце линии и вернувшийся обратно, может исказить текущий или следующий сигнал. В таких случаях нужно каким-то образом подавлять эффект отражения.

У любой линии связи есть такой параметр, как волновое сопротивление Z_B . Оно зависит от характеристик используемого кабеля, но не от длины. Для обычно применяемых в линиях связи витых пар $Z_B = 120$ Ом. Если на удаленном конце линии между проводниками витой пары включить резистор с номиналом, равным волновому сопротивлению линии, то электромагнитная волна, дошедшая до этого конца, поглощается на таком резисторе. Отсюда его назва-

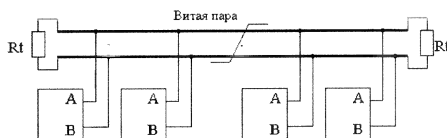


Рис. 6

ния — согласующий резистор или «терминатор».

Эффект отражения и необходимость согласования накладывают ограничения на линии связи.

Линия должна представлять собой кабель с витой парой. К этому кабелю присоединяются все приемники и передатчики. Расстояние от линии до микросхем интерфейса RS-485 должно быть как можно меньше, так как длинные ответвления вносят рассогласование и вызывают отражения.

В оба наиболее удаленных конца кабеля ($Z_B = 120$ Ом) включают согласующие резисторы R_1 по 120 Ом, как показано на рис. 6.

Если в системе только один передатчик, и он находится в конце ли-

нии, то достаточно одного согласующего резистора на противоположном конце линии.

ЛИТЕРАТУРА:

1. <http://news.rtc.ru/html.cgi/txt/ic/Maxim/interfaces/rs485/start.htm?fid=2>
2. В. Н. Баранов. Применение контроллеров AVR: схемы, алгоритмы, программы. — М.: ИД «Додэка-XXI», 2004.
3. А. В. Есипов. Микроконтроллеры AVR серии Tiny и Mega фирмы Atmel. — М.: ИД «Додэка-XXI», 2004.

Продолжение сюжета

Алексей Тумакин,
г. Волгоград

Радиоудлиннитель для пультов дистанционного управления

Радиоудлиннитель ПДУ предназначен для управления различной радиоаппаратурой домашнего видеоаудиокомплекса из разных комнат квартиры.

Один из способов дистанционного управления описан в [1]. Однако он не всегда удобен, поскольку требует прокладки проводной линии. В предлагаемом варианте радиоудлиннитель используется для управления цифровым спутниковым терминалом, прослушивание передач с которого осуществляется по ЧМ стереорадиоканалу, описанному в [2].

Принцип работы радиоудлиннителя заключается в следующем. Инфракрасный сигнал с ПДУ поступает на ИК-приемник, выходной сигнал которого является модулирующим для передатчика, в качестве которого используется соответствующий узел автомобильной сигнализации. Приемный узел автосигнализации управляет, в свою очередь, ИК-диодом, излучение которого поступает на ИК-приемник устройства.

Были проанализированы схемы сигнализаций Fortress, Excalibur AL-900,

Excalibur 1700, Pantera XS-100. Анализ показал, что все они собраны по одной схеме. Брелок-передатчик содержит высокочастотный генератор, работающий на частоте 433,92 МГц с амплитудной модуляцией и микроконтроллер, формирующий кодовую последовательность. Принципиальная схема высокочастотного генератора сигнализации Pantera XS-100 приведена на рис. 1.

На рисунке отсутствует часть схемы с микроконтроллером и его цепями. Эта часть не используется в радиоудлиннителе. Проводник U-образной формы (не имеющий обозначения), соединяющий коллектор транзистора VT1 с конденсаторами C2 и C3 и являющийся индуктивным элементом генератора, одновременно выполняет функции антенны. Модулирующая кодовая последовательность подается в цепь базы транзистора VT1 через резистор R2.

В моменты ожидания, когда кнопки брелока не нажаты, транзистор VT1 закрыт и генерация отсутствует. При нажатии кнопки брелока на базу VT1 подается кодовая последовательность, транзистор открывается и происходит генерация ВЧ колебаний.

При управлении через радиоудлиннитель ИК-излучение с ПДУ поступает на передатчик радиоудлиннителя, схема которого приведена на рис. 2.

На его входе установлена микросхема DA1, преобразующая ИК пачки в импульсы. С выхода DA1 импульсная последовательность поступает на инвертор, выполненный на транзисторе VT1. Проинвертированная импульсная последовательность подается на модулирующий вход рассмотренного выше узла DA3 (рис. 1) и излучается антенной. Промодулированный ВЧ сигнал по радиоканалу поступает на вход приемника радиоудлиннителя.

Принципиальная схема использованной радиоприемной части сигнала

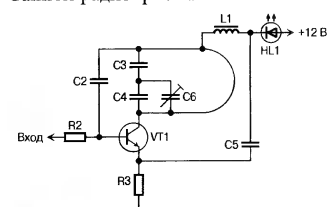


Рис. 1

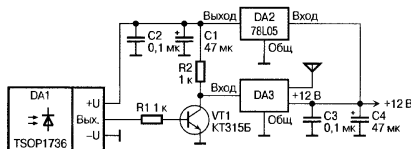


Рис. 2

лизации Excalibur AL-900 приведена на рис. 3.

На транзисторе VT1 выполнен усилитель ВЧ по схеме с общей базой, на VT2 — сверхрегенеративный детектор. Протектированный сигнал поступает на усилитель низкой частоты на ОУ DA1.1, а затем на формирователь импульсов на ОУ DA1.2. Сигнал с его выхода используется для подачи импульсной последовательности на излучающий ИК диод.

Полная схема приемника удлинителя показана на рис. 4, на ней приемный узел по схеме рис. 3 обозначен как DA1.

С выхода узла DA1 импульсная последовательность подается на вывод 1 элемента DD1.1. На его вывод 2 приходят импульсы заполнения с генератора несущей частоты, который выполнен на элементах DD1.2, DD1.4. Частота повторения импульсов заполнения рав-

лока. Неиспользованные элементы (микроконтроллер, кнопки, резисторы и диоды) удалены. На освободившееся место установлены транзистор VT1, стабилизатор напряжения DA2, резисторы и конденсаторы. На плате брелока имеются отверстия под разъем для перепрограммирования микроконтроллера. В эти отверстия вставлены выводы микросхемы DA1. Монтаж выполнен многожильным проводом МГТФ-0,14, лишние печатные проводники обрезаны. Передатчик радиоудлинителя помещен в пластмассовый корпус, для этих целей хорошо подходят корпуса различных автомобильных реле. Аналогично выполнен приемник радиоудлинителя. Неиспользуемая часть платы базового блока сигнализации отрезана.

Излучающий ИК диод установлен в корпус, выполненный из отрезка авторучки подходящего сечения, и

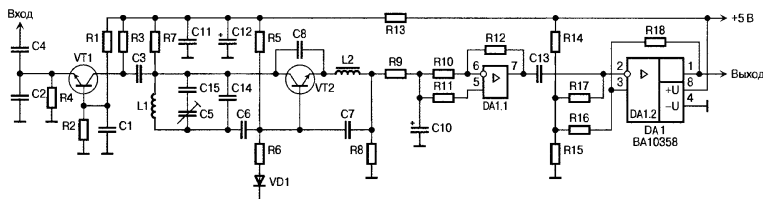


Рис. 3

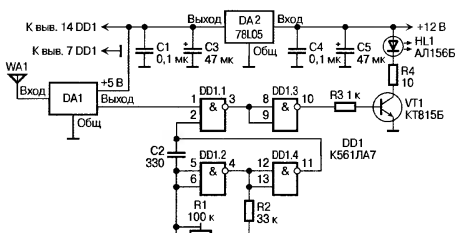


Рис. 4

на 36 кГц. С выхода инвертора DD1.3 (вывод 10) пакеты импульсов положительной полярности подаются на ключ, собранный на транзисторе VT1, нагрузкой которого является излучающий ИК диод HL1. Далее инфракрасный сигнал поступает на ИК приемник управляемой радиоаппаратуры.

Конструктивно передатчик радиоудлинителя выполнен на плате брелока.

соединяется с приемником многожильным проводом необходимой длины, не превышающей 3 м.

В радиоудлинителе можно применить резисторы МЛТ, С2-23, С2-33, керамические конденсаторы — КМ, К10-17 или аналогичные импортные, оксидные конденсаторы — К50-35 или импортные аналоги. Транзистор КТ315Б можно заменить на любой маломощный структу-

ры п-р-п, КТ815 — с любым буквенным индексом. Микросхему К561ЛА7 можно заменить на CD4011, стабилизатор 78L05 — на KP1157EH5A, Б.

Было собрано два радиоудлинителя. В одном из них вместо микросхемы TSOP1736 применен ИК приемник UR0022, выполненный в металлическом корпусе. Можно применить любой ИК приемник, на выходе которого импульсы имеют отрицательную относительно шины +5 В полярность. Если импульсы имеют положительную полярность, необходимо исключить инвертор на транзисторе VT1 (рис. 2), соединив выход ИК приемника непосредственно с модулирующим входом передатчика (левый по схеме рис. 1 вывод резистора R2). Излучающий ИК диод можно заменить на АЛ107А, Б или АЛ156А. Более подробную информацию по подбору и проверке ИК приемника и излучающего диода можно найти в [1] и [3].

В качестве источников питания приемника и передатчика радиоудлинителя применены сетевые стабилизированные адаптеры на напряжение 12 В.

Наладка собранного без ошибок в монтаже приемника и передатчика радиоудлинителя заключается в установке частоты повторения импульсов

36 кГц резистором R1 (рис. 4). Эта операция не требует большой точности в связи с тем, что добротность полосового фильтра ИК приемника довольно низкая (7...10).

ЛИТЕРАТУРА:

1. Ю. Петропавловский. Многокомнатная видеоаудиосистема. — Радио, 2004, № 3.
2. А. Гончаров. ЧМ-передатчик на BA1404. — Схемотехника, 2006, № 4, с. 46, 47.
3. Ю. Петропавловский. «Удлинитель» для пультов дистанционного управления. — Радио, 2005, № 5.

Александр Гончаров,
г. Воронеж

Устройство виртуальной индикации на микроконтроллерах фирмы Microchip

В Интернете был обнаружен сайт с описанием устройства «Propeller Clock» Mechanically Scanned LED Clock (виртуальные часы) [1]. Это необычно и красиво зрелище, когда светящиеся логотипы или текст как будто висят в воздухе. Из-за вращения светодиодных планок они не видны, создается ощущение виртуальности. Была поставлена задача усовершенствовать прототип. О результатах такой попытки и рассказывается в этой в этой статье.

В разрабатываемом устройстве хотелось предусмотреть возможность многократного увеличения числа светодиодов и их размеров, загрузку нового изображения без остановки вращения, возможность многоцветного отображения текстов или логотипов.

Было просмотрено большое число публикаций на эту тему в Интернете. Выяснилось, что в большинстве конструкций не слишком удачно решены следующие задачи:

- подача электропитания на вращающийся узел;
- коррекция индицируемой информации;
- обеспечение хорошей яркости индикации;
- исключение мерцания;
- повышение объема отображаемой информации;
- балансировка.

Подачу питания чаще всего решают с помощью коллекторно-щеточного механизма [2], либо с использованием подшипников [3].

Коллекторно-щеточное решение — специально выточенные кольца к диэлектрике или подключение к коллектору двигателя [4]. В первом случае требуются токарные работы, во втором — установка многофазного выпрямительного моста т. к. питание будет менять полярность; необходимо протачивание оси двигателя для вывода проводов от коллектора на вращающуюся плату.

Как показало опробование подобных решений, контакт при таких соединениях часто нарушается.

Сопротивление смазанных подшипников оказалось более 1 кОм (ка-

залось бы металл катится по металлу, но хорошего электрического контакта нет), что вообще ставит под сомнение такой способ.

Ни один из приведенных вариантов не оказался удачным, поскольку для получения хорошей яркости и устранения мерцания на вращающийся узел требуется передавать не менее 2 Вт для питания всего 16-ти светодиодов.

Загрузка новой информации с установкой [1—5] не представляет интереса. Для коррекции без остановки требуется надежный канал связи т. к. применять обратную связь для квитирования — необоснованное усложнение конструкции. ИК и радиоканалы [6] имеют равное право на существование, но это усложняет конструкцию. Ниже будет показано, что решая задачу в комплексе число дополнительных деталей можно свести к минимуму.

Получения хорошей яркости изображения можно добиться тщательным выбором светодиодов. Большую яркость имеют сверхяркие и направленные (не матовые) светодиоды. Выбор светодиодов ограничивает применение — если требуется отображать текст, то прозрачные светодиоды малоприменимы, т. к. светящаяся часть у них составляет всего лишь около 1/4 от излучающей поверхности. Применение матовых светодиодов подходит только для случая, когда светодиоды направлены параллельно оси вращения. При перпендикулярном же расположении, (например, бегущая строка на виртуальном цилиндрическом индикаторе) матовые светодиоды будут видны практически с любого

направления, но при этом изображение размывается.

Для исключения мерцания можно увеличить число лопастей с одинаковыми группами светодиодов [6], которые индицируют одну и ту же информацию, создавая повышенную частоту регенерации. Этот способ хорош еще и тем, что увеличивается яркость индикации. Недостаток способа — усложнение синхронизации управления светодиодами.

Другой способ — повышение частоты вращения двигателя до 20...24 об/с, его недостаток состоит в том, что при расстоянии от светодиодов до оси вращения всего 0,2 м их линейная скорость составит 25 м/с (90 км/ч). На такой скорости появляется характерный шум, как от вентилятора. Ускорение, вызванное вращением, требует качественного и легкого крепления плат светодиодов. Сами лопасти представляют опасность травмирования.

Для увеличения размеров отображаемой информации необходимо увеличивать радиус от оси вращения до светодиодов. С другой стороны, при увеличении радиуса падает яркость индикации. Как показали испытания, для светодиодов с диаметром 5 мм оптимальным является вращение с радиусом примерно 0,2 м. Окружность с таким радиусом можно поделить на 256 позиций, тогда каждая из них будет отстоять от соседней на 4,9 мм. Глядя светодиод на половину времени прохождения между соседними позициями, получаем фиктивное (за счет вращения) удлинение светящегося пятна светодиода сверх его габаритов на 2,35 мм. Это вполне удовлетворительный вариант. Матрица 8x8 выглядит почти квадратной. Для светодиодов других размеров требуется другой радиус вращения, либо другое число позиций.

Для удобства балансировки можно применить симметричные конструкции, т. е. симметричное равномерное расположение лопастей, при этом балансировка практически не требуется.

В разработанном прототипе было решено большинство указанных проблем.

Для передачи питания на подвижную плату был выбран вращающийся трансформатор с сердечником из феррита. Наилучшим образом подо-



шел сердечник Ч26 из феррита марки M2000HM1. Эта ферритовая чашка имеет большой внутренний диаметр при малой высоте. Это соотношение важно из-за того, что, чем длиннее ось двигателя, тем она должна быть толще, ведь вся вращающаяся часть конструкции крепится на конце вала. По передаваемой мощности эта чашка имеет хороший запас, изменив число витков, можно увеличить передаваемую мощность до 10 Вт. Необходимо поддерживать небольшой зазор между неподвижной и вращающейся чашкой — 0,05...0,2 мм. Увеличение расстояния уменьшает КПД, уменьшение приводит к трению при вращении и появлению шума.

Схема стационарной части устройства приведена на рис. 1.

Основой узла управления является микроконтроллер DD1, работающий на частоте 40 МГц. Этот микроконтроллер имеет аппаратный блок для управления мостовыми и полумостовыми узлами преобразователей, в данном случае он создает управляющую последовательность для ключей на транзисторах VT1, VT2. Совместно с трансформатором Т1 узел работает как двухтактный импульсный источник питания. Частота коммутации ключей — 100...200 кГц. Для исключения сквозного тока введена пауза между управляющими сигналами длительностью 500 нс. Применение ключей на полевых транзисторах с максимальным током 4,5 А позволяет

иметь значительный запас по мощности, передаваемой на вращающуюся часть устройства.

Схема вращающейся части приведена на рис. 2.

Основа вращающейся части устройства — микроконтроллер DD1 (PIC18F452), работающий на частоте 16 МГц. Переменное напряжение с обмотки 4—6 трансформатора трансформатора Т1, имеющее форму меандра, выпрямляется диодами VD1, VD2. Высокая частота работы трансформатора позволила применить для фильтра питания конденсатор небольшой емкости. Микроконтрол-

лер питается от этого источника через линейный стабилизатор DA1. Для светодиодов применен импульсный стабилизатор на микросхеме DA2, имеется возможность регулировки напряжения. Изменяя номиналы резисторного делителя R5R6, можно регулировать яркость светодиодов.

В связи с тем, что ставилась задача разработать прототип с возможностью наращивания числа светодиодов, был выбран именно этот микроконтроллер, имеющий достаточно большое число выводов, а также последовательный аппаратный интерфейс SPI. Для прототипа использовались

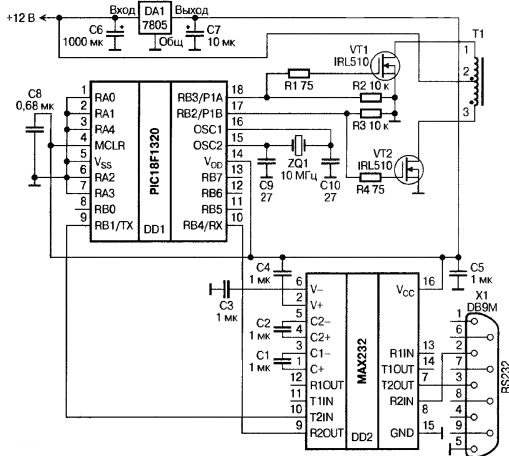


Рис. 1

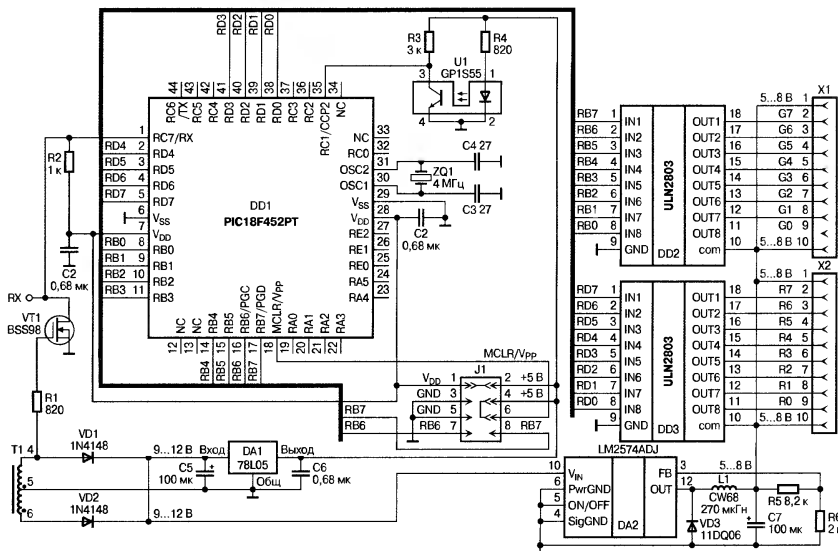


Рис. 2

только восьмибитные порты В и D. Этот микроконтроллер имеет большой объем программной памяти для хранения знакогенераторов и ОЗУ, достаточное для построения в нем образа индикации.

Микроконтроллер получает от оптодатчика U1 импульсы при прохождении начала окружности. По этим импульсам определяется период вращения по окружности, эта величина делится на 512 и используется для организации прерываний для выдачи очередного состояния светодиодов. На индикацию данные поступают из двух буферов, отдельно для красных и зеленых светодиодов. Светодиодные платы (рис. 3) расположены на расстоянии 0,2 м от оси вращения.

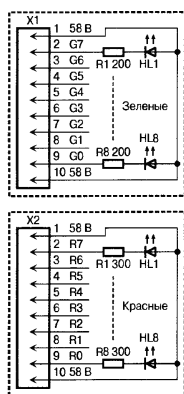


Рис. 3

Светодиоды HL1 обеих плат должны быть максимально удалены от центра. Диаметрально расположенные на двух лопастях светодиоды получают данные со смещениями от начала ровно на половину размера буферов. Таким образом, если в буферы красных и зеленых светодиодов занесены одинаковые данные, индикация приобретет суммарный цвет — желтый. Для удобного чтения при разном положении наблюдателя относительно устройства прошивка PIC18F452 содержит два знакогенератора. Один с обычным расположением знаков, другой — «вверх ногами».

В устройстве применен микроконтроллер в корпусе TQFP. Для прошивки микроконтроллера к разъему J1 необходимо через переходник подключать программатор. В рабочем режиме в него устанавливаются показанные на схеме перемычки. Можно также сначала запрограммировать микроконтроллер, а затем впаивать его.

Для передачи информации на вращающуюся часть через трансформатор было рассмотрено несколько вариантов кодирования и декодирования. В любом из вариантов главным являлось то, что может изменяться только частота сигнала. Применение частотной модуляции потребовало бы от декодирующего микроконтроллера значительных вычислительных и аппаратных ресурсов, это усложнило бы программу.

Был выбран метод манипуляции частоты ШИМ импульсного источника питания с минимальной обработкой на приемной стороне с помощью аппаратного USART. При манипуляции допустимыми частотами (рис. 4) для данного трансформатора — 100 и 200 кГц, можно подавать этот сигнал прямо на вход USART микроконтроллера PIC18F452.

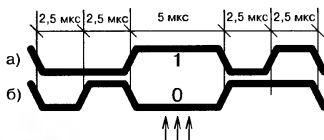


Рис. 4

Принцип получения данных портом USART таков, что значение бита определяется только в его середине. Так для передачи лог. 1 сначала используется один период частоты 100 кГц, затем — 200 кГц (рис. 4, а). Для передачи лог. 0 — наоборот, сначала один период частоты 200 кГц, затем — 100 кГц (рис. 4, б). Стрелками показаны моменты мажоритарной выборки логикой микроконтроллера. Это позволяет передавать энергию для питания вращающейся части и попутно — информацию с высокой надежностью. Для того, чтобы отличить на приемной стороне информацию от простой передачи энергии, используется аппаратное детектирование адресного байта в режиме девятибитного приема. Приемник всегда принимает только байты с установленным девятым битом. Если информацию передавать не требуется,

этот бит передается как 0. Стоит заметить, что при случайном сбое в работе USART непрерывная передача энергии не позволит восстановить работу порта. Для устранения этой неприятности при передаче только питания между двумя соседними посылаками (байтами) производится отключение генерации на длительность, достаточную для возобновления нормальной работы USART. Естественно, что в этом случае «проседает» напряжение питания вращающейся части устройства на 1...3 В, но это не отражается на ее работе, т. к. по напряжению питания имеется достаточный запас — 4...7 В. При передаче данных паузы между байтами не вводятся. Несложно определить скорость передачи данных. Длительность одного бита составляет 15 мкс, следовательно, скорость передачи — 66,6(6) кбод.



Рис. 5

При подключении обмоток трансформатора T1 могут быть перепутаны выводы 1—3 или 4—6, в таком случае прием происходить не будет. Чтобы выяснить, правильно ли подключены обмотки, достаточно проверить осциллограмму в контрольной точке RX. После паузы между байтами (длительный уровень лог. 1) должен передаваться стартовый бит 0, осциллограмма должна совпадать с рис. 4, б, если же осциллограмма совпадает с рис. 5, значит надо поменять местами выводы 1—3 или 4—6 трансформатора.

Исходные данные формируют на ПК при помощи программы sender.exe (рис. 6).

В ней можно установить цвет букв (красный, зеленый и желтый), их расположение — вверх или вниз «ногами». При нажатии кнопки «отправить», данные посылаются в PIC18F1320 (настройки COM порта не изменяются — 38400-8-N-1). Микроконтроллер PIC18F1320 принимает



Рис. 6

ет данные от персонального компьютера через аппаратный USART. Получив пакет данных, микроконтроллер отправляет копию обратно в персональный компьютер или, получив данные с ошибкой, сигнализирует об этом. Если пакет верен, данные передаются на вращающуюся часть устройства. Обмен данными с персональным компьютером, а также выдача на «борт» данных буферизированы и могут происходить одновременно.

Для согласования логических уровней COM порта и входа/выхода микроконтроллера применена микросхема DD2.

Для вращения лопастей со светодиодами и платы с микроконтроллером PIC18F452 был взят асинхронный электродвигатель EM-6/4 220В/50Гц. Он развивает до 1400 об/мин (23 об/с). Для вращения устройства можно применить любой удобный двигатель с диаметром вала не более



Рис. 7

5,5 мм и длиной не менее 25 мм. Электродвигатель должен обеспечивать не менее 8 об/с.

Пример изображения, формируемого устройством, приведен на рис. 7.

Прошивки для микроконтроллеров, программу sender.exe для ПК можно найти на сайте журнала www.dian.ru/programs/, а рисунки печатных плат, фотографии — по адресу [7].

ЛИТЕРАТУРА:

1. <http://www.bobblick.com/techref/projects/propclock/propclock.html>.
2. <http://www.luberth.com/analog.htm>.
3. <http://www.efd.lth.se/~e96rg/mc/mechanic/vgsys.html>.
4. <http://www3.sympatico.ca/surfin.dude/creative/clocks/propclk/blick.html>.
5. <http://prizrak-sanar.narod.ru/>.
6. <http://www.ledcontrol.narod.ru/eng/index.htm>.
7. <http://www.imeda.nm.ru/virtual/description/>.

Игорь Новоселов,
г. Екатеринбург


www.platan.ru
 КОМПОНЕНТЫ ЭЛЕКТРОТЕХНИКИ

ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ ОТ ВЕДУЩИХ ПРОИЗВОДИТЕЛЕЙ

Выпрямительные диоды

Выпрямительные диоды

- Диоды со стандартным временем восстановления в корпусах от SMD до Puk
- Плавинные диоды
- Снабберные диоды
- Диоды Шоттки с улучшенными электрическими параметрами (низкий ток утечки, низкое прямое падение напряжения, широкий температурный диапазон)
- Быстрые и ультрабыстрые диоды

- Мощные диоды на напряжение до 4500 В, 8000 А
- Диоды для FPS приложений, сварочной техники, телекоммуникаций

MAXIM
Honeywell
EPCCS
MITSUBISHI ELECTRIC
PHILIPS
Infineon
ANALOG DEVICES
VISHAY
muRata
AMP
CRYDOM
Data vision
SICK
Kingbright



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

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


www.platan.ru

tyco Electronics

ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ РЕЛЕ

MAXIM
Honeywell
IOR
MITSUBISHI ELECTRIC
PHILIPS
Infineon
ANALOG DEVICES
VISHAY
muRata
AMP
CRYDOM
Data vision
Kingbright
SICK

- Телекоммуникационные реле AXICOM
- Силовые промышленные реле SCHRACK
- Автомобильные электромагнитные реле и модули
- Специализированные контакторы 20 А и выше
- Высокоэффективные твердотельные реле
- Малосигнальные реле 5 А и ниже для тяжелых условий



Робот-жук

Предлагаемый набор NM7010 «Мастер КИТ» позволит собрать занимательную игрушку, которая своим поведением и внешним видом чем-то напоминает жука. Эта игрушка — настоящий робот, снабженный двумя инфракрасными фотозлектрическими сенсорами, обнаруживающими препятствия, электромоторами с мостовыми узлами управления и светодиодной индикацией. Управляет роботом микроконтроллер AT90S2313.

Набор, безусловно, будет интересен и полезен для знакомства с основами робототехники и получения опыта сборки и настройки микропроцессорных устройств, а также начинающим программистам для знакомства с основами программирования микроконтроллеров.

На плате предусмотрено место для установки модуля радиуправления МК324, что позволяет, при желании, управлять роботом по радиоканалу на частоте 433 МГц.

Технические характеристики

Напряжение питания	
(4 элемента AA), В	4...6
Потребляемый ток, мА	35...600
Размеры печатной платы, мм	100×155

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

Особенностью робота является его движитель — вместо обычных колес использованы концы осей двух микроэлектродвигателей постоянного тока без редуктора. Для удержания устройства в горизонтальном положе-

нии дополнительно устанавливается небольшое пассивное колесо. Такой механизм накладывает ограничения на поверхность, по которой он будет перемещаться. Линолеум, пластик и ламинированный паркет (а в некоторых случаях — и хорошо подогнанный штучный паркет) — самые подходящие покрытия для перемещения робота-жука. Совершенно непродоходными являются ковролин, асфальт, грунт и т. п. Для улучшения проходимости и увеличения скорости можно надеть на валы двигателей трубочки — изоляции



от толстого провода, также подойдет изолирующая или термоусадочная трубка соответствующего диаметра. Подбирая колеса от игрушечных машин или случайных пластмассовых изделий, не следует использовать их с диаметром более 5...7 мм — это заметно увеличит потребляемый ток и сильно изменит поведение робота.

В состав фотосенсоров входят светодиоды HL1, HL2, фототранзисторы HT1, HT2 и микросхемы DD1,

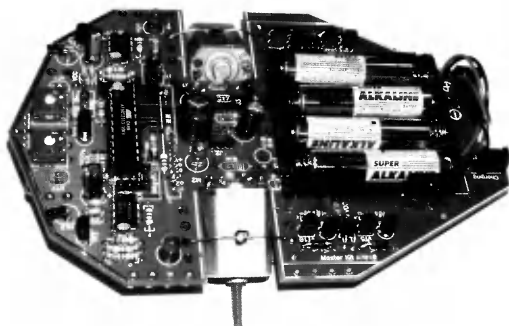


Рис. 1

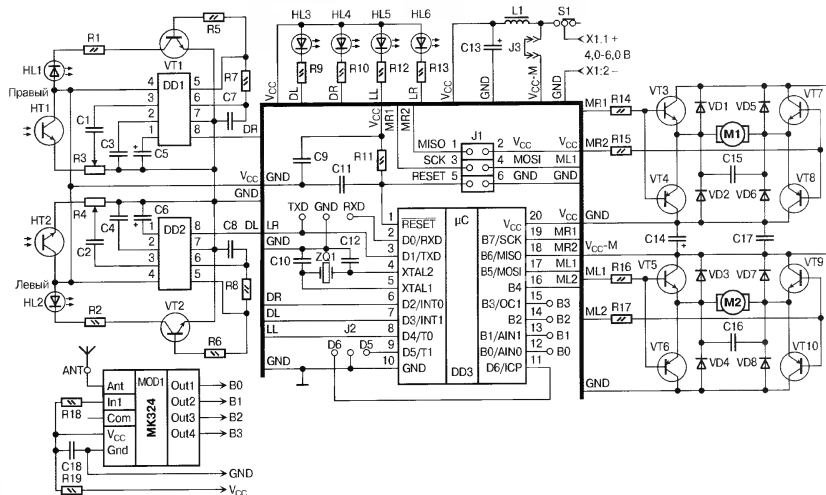


Рис. 2

DD2, в качестве которых используются декодеры тонального сигнала с ФАПЧ — LM567, обладающие очень хорошей чувствительностью и избирательностью.

У этих микросхем есть встроенный генератор, усиленный сигнал которого и подается на ИК-светодиод. Отраженный сигнал попадает на фототранзистор и через регулятор чувствительности — на входы микросхем DD1(DD2), а на их выходах (вывод 8) появляется сигнал лог. 0. Каждый канал настроен на свою частоту — так, чтобы отраженный свет левого канала не мешал правому и наоборот. Частота настройки приема каждого канала определяется по формуле $f_0 = 1/(1,1 RC)$, где RC — R7C7 для правого канала и R8C8 для левого.

Применение микросхем LM567 позволило заметно разгрузить микроконтроллер. Все обслуживание фотодатчиков происходит аппаратно, а на DD3 приходят готовые сигналы прерывания, запускающие разворот влево или вправо от препятствия.

Конструктивно робот выполнен на печатной плате из фольгированного стеклотекстолита. Чертежи печатной платы и расстановку элементов на ней можно найти на сайте журнала по адресу www.dian.ru/programs.

Перечень основных компонентов для самостоятельной сборки приведен в таблице 1.

При сборке устройства вначале следует установить на плату все ре-

зисторы, не лишним будет предварительный контроль их номиналов с помощью мультиметра — это позволит избежать грубых ошибок, затем конденсаторы, дроссель L1 и колодку под микросхему DD3, выключатель питания S1 и джампер J3.

Смонтировать диоды, затем транзисторы, светодиоды и микросхемы. После установки настоятельно рекомендуется тщательно проверить правильность монтажа.

Светодиоды HL1, HL2 и фототранзисторы HT1, HT2 следует установить на достаточно длинных выводах, допускающих изгиб для выбора направления излучения и приема ИК-сигналов. Однако, они не должны выступать за пределы платы, иначе во время маневров эти элементы могут задевать препятствия и настройка будет теряться. Желательно фототранзисторы установить снизу платы, как показано на рис. 3, это позволит повысить их помехозащищенность от внешней засветки.

Двигатели крепят на плате стяжками из луженого провода. Чтобы правильно их установить, цветные мет-

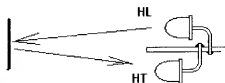


Рис. 3

ки возле выводов двигателя должны быть сориентированы вперед по ходу движения робота. Постарайтесь, чтобы углы наклона осей каждого двигателя с платой были одинаковыми, если углы будут заметно отличаться, при движении вперед один из двигателей будет обгонять другой, и движение будет происходить по дуге. До окончания настройки не закрепляйте двигатели окончательно, возможно придется менять полярность их включения или углы наклона. После этого надо установить отсек питания.

В хвостовой части платы имеется вырез для опорного колеса, подберите для него шарик или бусинку диаметром около 9 мм и закрепите его на оси из толстой проволоки. Нельзя применять резиновые шарики и колеса не шарообразной формы, так как они будут сильно тормозить при разворотах.

Первое включение следует произвести без микроконтроллера. При наличии мультиметра во время первого включения целесообразно измерить потребляемый ток. Если при сборке

не допущено ошибок, он не должен превышать 100 мА, если это не так, немедленно отключите питание. При его отсутствии подайте напряжение питания, и, касаясь пальцем транзисторов и диодов, убедитесь, что они не разогреваются!

Внимание! Ошибочно включенные транзисторы и диоды, пропускающие через себя большой ток, могут разогреться до температуры выше 100 °С.

Для настройки чувствительности фотосенсоров надо отрегулировать резисторами R3 и R4 каждый канал так, чтобы робот уверенно обнаруживал предметы на расстоянии 10...15 см. О срабатывании фотосенсоров можно судить по зажиганию светодиодов HL3, HL4.

Далее надо проверить работоспособность мостовых узлов управления двигателями. Все манипуляции должны сопровождаться отключением питания. Для проверки правого канала устанавливают две перемычки между выводами 19—10 и 18—20 в колодку DD3 (микроконтроллер не установлен). В этом случае базы VT3, VT4 оказываются подключенными к общему проводу через резистор R14, а на базы VT7, VT8 через R15 подается напряжение питания. Двигатель M1 должен вращаться вперед, а весь робот — крутиться на месте против часовой стрелки. Чтобы изменить направление движения установите перемычки 19—20 и 18—10. Аналогично следует проверить работу левого канала, подключая на колодке DD3 выводы 17 и 16 попеременно к выводам 10 и 20, для движения вперед — 17—10 и 16—20, назад — 17—20 и 16—10, при этих испытаниях следует пользоваться только тонким проводом.

Теперь можно установить DD3 и провести окончательные испытания робота в движении. Возможно, придется подстроить чувствительность фотосенсоров резисторами R3 и R4.

При желании робот можно оснастить пультом дистанционного управления.

«Мастер КИТ» производит готовые модули МК324, работающие на частоте 433 МГц. В их состав входит четырехканальный брелок управления и приемник команд. Для подключения этого модуля (MOD1) на плате робота имеется посадочное место, необходимо только установить элементы R18, R19, C18.

Переключение между автоматической работой и радиоуправлением

Таблица 1

Позиция	Наименование	Кол.
DD1, DD2	LM567CN	2
DD3	AT90S2313	1
ZQ1	10 МГц	1
VT1—VT3, VT5, VT7, VT9	BC337	6
VT4, VT6—VT8, VT10	BC327	4
HT1, HT2	BP2314	2
HL1, HL2	BL0731 PBF	2
HL3, HL4	L-535RD-H PBF	2
HL5, HL6	L-535GD	2
VD1—VD8	1N4007	8
L1	EC24-151K	1
C11, C15, C16	0,01 мкФ	3
C1—C4, C17, C7—C9, C18	0,1 мкФ	8
C5, C6	4,7 мкФ/ 16...50 В	2
C14	470 мкФ/ 10...50 В	1
C13	1000 мкФ/ 10...50 В	1
C10, C12	20 пФ	2
R1, R2, R19	100 Ом	2
R9, R10, R12, R13	680 Ом	4
R14—R17	1 кОм	4
R7	4,7 кОм	1
R5, R6	9,1 кОм	2
R8, R11, R18	10 кОм	2
R3, R4	10 кОм	2
M1, M2	QX FF-130-2860	2

осуществляется одновременным нажатием кнопок 1 и 4 на бреконе.

На плате предусмотрены места для установки разъема программирования и плат расширения функциональных возможностей.

Для тех, кто решит самостоятельно написать программное обеспечение для этого робота, «Мастер КИТ» выпускает набор NM9211 — программатор микроконтроллеров серии AT89S/AT90S фирмы Atmel. Микроконтроллер AT90S2313 или ATtiny2313 для экспериментов с программой управления роботом можно приобрести в магазине радиодеталей.

ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ

Для проверки работоспособности робота приводится облегченная демонстрационная версия ПО, лишенная многих функций и зачатков поискового «интеллекта», присутствующих в рабочей версии, поставляемой с набором. Тем не менее, с данной прошивкой робот движется вперед и объезжает препятствия. Предложен-

Таблица 2

: 08000002AC060C06CC0FCFF7	: 1001280039F4C498C598C698C798919A949A1FC0EC
: 10000800FBCFFACFF9CFF8CFF7CFF6CFF5CF220055	: 10013800E13039F491989498C49AC598C69AC798AA
: 10001800140019001400F000F0028E2E5F0F1E8C1	: 1001480016C0E23029F4C498C59AC698C79A0FC0B9
: 10002800FF20352E3232290002000400160001009C	: 10015800E33031F49498C498C59AC69AC79807C0F2
: 1000380007001800010008001A00010009001C0050	: 10016800E43029F49198C49AC598C698C79A6880CB
: 1000480001000A001E0001000B0020000000F894C7	: 1001780021960895E0E0E8BBE0EF7EBBEE7E2BBD9
: 10005800EE27ECBBE5BF8E1F18DE1BD8D0EA0E204	: 10018800E2E1E1B891989498E0E0E8BBE0E0E5BFD9
: 10006800ED938A95E9F780E8A0E6ED938A95E9F79C	: 10019800E0CEABFE0E0E9BF0E0E8B890895F894EB
: 10007800E0E3F0E0C8953196802DC8953196802D33	: 1001A80045D0E8DF919A949A41D042D08A923CD0C7
: 1000880000097B9F0C8953196A02DC8953196802D36	: 1001B8007A929DDF7B943CD0FC0EFCFFCF5F9BFECF35
: 10009800C8953196102CC89531966E2F7F2F02D6C	: 1001C800ECB10895098FECFE881EC8921960895C6
: 1000A800E12DC89531960D920197D9F7E62FF72FD4	: 1001D8000A921A92FA926A937A938A93A93A93B2
: 1000B800E1CFEED8E6FC9E8D0E071C890D09198EC	: 1001E800BA93EA93FA93FB7EA93E0E0EA9396CFEB
: 1000C800949A96D097D0919AE3E098D0EEE198DA0A	: 1001F8009A927D0CFE2E0EA9391DDFACFEA938ECF2D
: 1000D80099D09A0D18957CD09498919A89D08AD042	: 10020800EA9375CFE0E0FAC7A9271DFA991EFBF18
: 1000E800949AE0E8BD0BA929FD08ED01895A2D083	: 10021800F991E991B991A991999189917991699106
: 1000F800EA81E03009F40FC0EA81E150EA83EF5FA	: 10022800F9919900990089562DFFCCE6E4E8CFE1
: 1001080051F000E010E00A31E14E1E0718F40F5F37	: 10023800E1E0E4CF1A930A9308951981088108959B
: 100118001F4F9FCFF1CF91D023960895E881E030B1	: 000000001FF

ная прошивка позволяет проверить работоспособность всех узлов робота и полностью настроить его. Исполняемый код демоверсии прошивки приведен в табл. 2.

Данную прошивку вы можете найти на сайте www.dian.ru/programs.

Руслан Аношин,
г. Москва

Устройство плавного включения ламп накаливания на полевом транзисторе

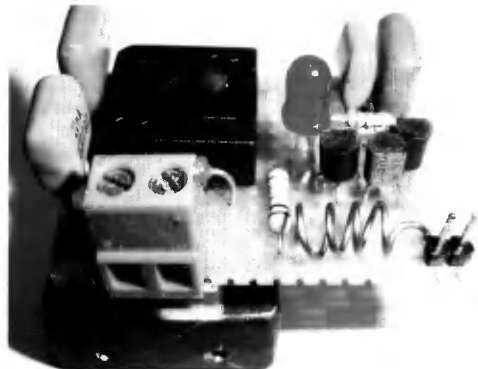
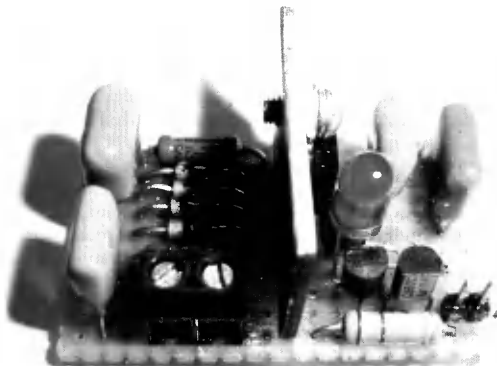
Устройство предназначено для плавного включения ламп накаливания, что значительно продлевает их срок службы. Устройство подключается последовательно с нагрузкой (аналогично выключателю), имеет световую индикацию при выключенной нагрузке, управляется малоомощной кнопкой, имеет защиту от перегрузки и, в отличие от аналоговых устройств на симисторах, не создает электромагнитных помех. Оно практически не уменьшает яркости включенных ламп и имеет эффективную защиту по току перегрузки.

Кроме ламп накаливания, описываемое устройство может управлять индуктивной нагрузкой, оно одинаково хорошо

работает как от сети переменного, так и постоянного тока. Умощненный вариант этого устройства может быть использован для плавного

включения электродвигателей мощностью до 1 кВт.

Фотографии двух вариантов собранных автором устройств приведены на



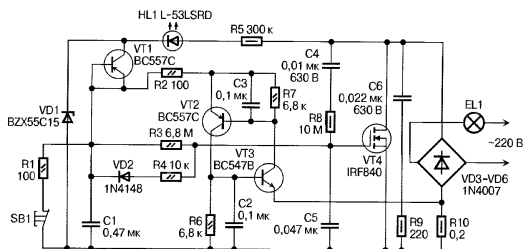


Рис. 3

рис. 1 и 2, схема первого варианта — на рис. 3.

В исходном состоянии кнопка с фиксацией SB1 находится в отжатом состоянии и ее контакты нормально замкнуты. Напряжение сети 220 В через нагрузку EL1 выпрямляется диодным мостом VD3—VD6 и заряжает конденсаторы C4, C6. Поскольку напряжение затвор-исток полевого транзистора VT4 близко к нулю, он находится в закрытом состоянии и напряжение сток-исток этого транзистора представляет выпрямленное и частично сглаженное напряжение сети. Светодиодный индикатор HL1 светится, так как через него течет ток по цепи — катоды диодов VD3VD5, R5, HL1, коллекторный переход VT1, R1, нормально замкнутые контакты кнопки включения, R10, аноды диодов VD4VD6. При нажатии на кнопку SB1 ее контакты размыкаются, конденсатор C1 заряжается этим током до напряжения немного меньшего, чем напряжение стабилизации стабилитрона VD1 (15 В). Конденсатор C5 начинает медленно заряжаться через резистор R3 и напряжение затвор-исток транзистора VT4 начинает увеличиваться. Совместно с цепью отрицательной обратной связи C4R8 обеспечивается плавное открытие транзистора VT4. Лампа накаливания EL1 увеличивает свою яркость до максимального значения. Время плавного включения для номиналов, указанных на схеме, составляет 1,5 с и может быть изменено подборкой резистора R3 или конденсатора C4. После открытия транзистора VT4 диагональ моста VD3—VD6 становится замкнутой, поскольку падение напряжения на транзисторе VT4 составляет доли вольта. Светодиод HL1 гаснет, коллекторный переход транзистора VT1 закрывается положительным напряжением на конденсаторе C1. Изменение напряжения заряженных конденсаторов C1, C5, включенных в цепь затвора транзистора VT4, оп-

ределяется обратными токами транзисторов VT1—VT3, током затвора транзистора VT4 и собственными токами утечки конденсаторов C1, C4, C5. Эти токи составляют единицы пикоампер, и время, в течение которого напряжение на затворе транзистора VT4 уменьшится до порогового значения, очень велико (более суток).

Резистор R10 предназначен для контроля тока нагрузки. Напряжение, снимаемое с него, подается на переход эмиттер-база транзистора VT3. Транзисторы VT2, VT3 включены по схеме тиристора, и при достижении напряжения минус 0,6 В на эмиттере VT3 оба транзистора открываются и разряжают конденсаторы C1, C5 через токоограничивающий резистор R2, в результате чего транзистор VT4 закрывается. Конденсаторы C2, C3 необходимы для улучшения помехозащищенности цепи защиты. Время срабатывания защиты от тока перегрузки составляет около 1 мс. Спротивление резистора R10 выбирается исходя из величины тока нагрузки I_H согласно формуле $R10 = 0,6/3I_H$. Данное устройство рассчитано на работу с лампой мощностью до 200 Вт. Во включенном состоянии падение напряжения, измеренное на выводах устройства, для лампы мощностью 100 Вт и при напряжении в сети 230 В составило 2,2 В, из них 0,1 В падает на резисторе R10 и 0,4 В на транзисторе VT4. Таким образом, КПД устройства для нагрузки 100 Вт составляет более 99 %.

Устройство собрано на печатной плате размером 45×26 мм (рис. 1), оно легко уместится в коробке сетевого выключателя для внутренней проводки.

В качестве кнопки включения применена миниатюрная кнопка с фиксацией PSW, но может быть использован и сам сетевой выключатель, только его придется перевернуть на 180°, чтобы не изменились

положения включено-выключено. Резисторы R1—R4, R6, R7 и конденсаторы C2, C3 — в бескорпусном исполнении 1206, резисторы R5, R8, R9 — МЛТ-0,5, R10 — проволочный КНР-0,5, конденсаторы C1, C4—C6 — пленочные К73-17, два последних — на рабочее напряжение не менее 400 В. Диоды VD3—VD6 могут быть заменены диодным мостом на напряжение не менее 600 В и ток не менее 1 А. Стабилитрон VD1 на напряжение 15 В может быть заменен на КС15А1, диод VD2 — на КД521, КД522 с любым буквенным индексом. Светодиод HL1 красного свечения с малым рабочим током. Транзисторы VT1, VT2 можно заменить на КТ3107Б, Г, транзистор VT3 — на КТ3102Б, Г. Полевой транзистор VT4 — IRF840 с максимальным напряжением сток-исток 500 В, максимальным током 8 А и максимальной мощностью 125 Вт можно заменить отечественными транзисторами К1707Б1, В1. Максимальная мощность, рассеиваемая этим транзистором, должна составлять не менее четверти мощности коммутируемой нагрузки [1]. На транзистор устанавливают теплоотвод в виде алюминиевой пластины толщиной 2 мм и размерами 25×25 мм.

Собранное устройство не требует настройки. Необходимо убедиться в работоспособности узла защиты от тока перегрузки, для этого нажатием кнопки включают лампу мощностью 100 Вт и, после того, как она загорится на полную яркость, параллельно ей подключают вторую лампу мощностью 150...200 Вт — обе лампы должны погаснуть (сопротивление холодной лампы мощностью 150 Вт около 30 Ом). Необходимо также убедиться, что токи утечки малы, для чего необходимо измерить напряжение на выводах устройства. При включенной лампе мощностью 100 Вт это напряжение должно не более 2,5 В и с течением времени не должно увеличиваться. Для имитации больших токов утечки параллельно конденсатору C1 подключался резистор 150 МОм, при этом напряжение на устройстве постепенно повышается до 4...5 В и полевой транзистор VT4 работает при напряжении затвор-исток, близком к пороговому, что увеличивает рассеиваемую им мощность и уменьшает КПД устройства.

Для увеличения мощности коммутируемой нагрузки до 1 кВт был изготовлен второй вариант устройства, собранный по этой же схеме со следующими изменениями:

- резистор R10 — 0,05 Ом, проводочный на ток 5...10 А;
- в качестве диодов VD3—VD6 применен диодный мост типа КВРС1008 с током 10 А и напряжением 800 В;
- в качестве транзистора VT4 применен мощный полевой транзистор 2SK1466 с током стока 16 А, напряжением сток-исток 900 В и максимальной мощностью 250 Вт. На транзистор крепился игольчатый радиатор размерами 15×30×35 мм;
- конденсатор C4 — K73-17-630 В — 0,022 мкФ, конденсатор C6 — K73-17-630 В — 0,1 мкФ, резистор R3 — 5,1 МОм, 0,25 Вт, резистор R9 — 100 Ом, 0,5 Вт, остальные без изменений.

Устройство было смонтировано на плате размерами 50×36 мм (рис. 2) и испытано с коллекторным электродвигателем мощностью 900 Вт (шлифовальная машина SPARKY M902).

Время плавного пуска составило 3 с, пусковой ток не превышал 4 А, падение напряжения — 3,9 В при напряжении сети 230 В и токе 2,2 А. Радиатор транзистора продувался потоком воздуха от вентилятора шлифовальной машины. Основное преимущество этого устройства по сравнению с устройствами плавного пуска на симисторах — это быстродействующий узел защиты по току перегрузки. Как известно, симисторы и тиристоры являются приборами, способными коммутировать нагруз-

ки мощностью в несколько МВт при больших напряжениях, однако имеют один серьезный недостаток — большое время выключения [2], полевой транзистор лишен этого недостатка.

ЛИТЕРАТУРА:

1. А. Бегиев. Таймер-выключатель на полевом транзисторе. — Схемотехника, 2004, № 11, с. 53—55.
2. Э. С. Окснер. Мощные полевые транзисторы и их применение. Пер. с англ. — М.: Радио и связь, 1985.

Александр Бегиев,
г. Волюжский
Волгоградской обл.

Применение микроконтроллеров SiLabs в интегрированных измерителях углов поворота и наклона

Иногда в промышленности требуется с высокой точностью определять углы поворота и наклона деталей машин и механизмов. В ряде случаев предпочтительным при решении данной задачи является совместное использование микроконтроллеров SiLabs и интегральных акселерометров.

Задачи, требующие измерения углов поворота (наклона) достаточно многообразны и встречаются в большинстве отраслей промышленности. Среди них можно отметить следующие:

- контроль работы электроприводов управления заслонками;
- построение датчиков обратной связи и аварийных состояний технологического и тестового оборудования;
- определение опасных уклонов строительной техники (башенных кранов), вытяжных (дымовых) труб котельных и электростанций;
- построение поплавковых (рычажных) измерителей уровня и скорости потока жидкости.

До последнего времени при решении большинства подобных задач использовались механические устройства — поворотные шифраторы приращений (абсолютные и относительные). Готовые шифраторы, выпускаемые зарубежными фирмами Omron, Pepperl+Fuchs и другими [1], формируют на выходе кодированный сигнал, значение которого зависит от угла поворота вала. Несмотря на высокую разрешающую способность (2^{11} — 2^{12} отсчетов/об), применение механических шифраторов не всегда возможно из-за присущих им недостатков, среди которых:

- недостаточно широкий у большинства моделей диапазон рабочих температур (обычно минимальная температура со-

ставляет -10°C , максимальная — $+50\ldots 70^{\circ}\text{C}$);

- высокая цена;
- недостаточная степень защиты от внешних воздействий (как правило, не выше IP64), вызванная сложностью герметизации измерительного вала;
- невозможность работы в условиях агрессивной окружающей среды (с парами кислот, щелочей и др.) без дополнительной защиты;
- относительно высокое напряжение питания (обычно $\geq 12\text{ В}$) и значительный потребляемый ток, затрудняющие использование устройств во взрывозащищенном оборудовании.

Из-за указанных недостатков (а также из-за сложности построения механических узлов), шифраторы мало подходят для решения ряда задач, указанных выше.

В последние годы появилась возможность построения измерителей углов поворота (наклона) с использованием интегральных акселерометров, представляющих собой датчики линейного ускорения [2, с. 498—510].

Акселерометры различаются по принципу действия, диапазону измерения ускорений, числу измерительных осей (1, 2 или 3), массогабаритным характеристикам и цене. Большая часть акселерометров предназначена для измерения только переменных ускорений, остальные способны измерять и пос-

тоянные (статические), в частности, ускорение свободного падения.

Акселерометры, позволяющие измерять статические ускорения, выпускаются несколькими фирмами (Honeywell, Analog Devices, Motorola и др.). Они дают возможность создать доступные по цене и обладающие высокими техническими характеристиками измерители углов поворота и наклона в любой плоскости, не параллельной поверхности земли.

Интегральные акселерометры ADXL, выпускаемые фирмой Analog Devices, относятся к числу наиболее удачных. Все семейство насчитывает около 15-ти моделей, часть из которых имеют только аналоговые выходы, часть — аналоговые выходы и выходы ШИМ. Анализируя техническую документацию [3], можно сделать вывод, что наилучшими характеристиками (высокой чувствительностью и стабильностью) обладают акселерометры ADXL103 (одна измерительная ось) и ADXL203 (две оси), а также последняя разработка фирмы — акселерометр ADIS16003 с SPI-выходом (две оси).

Именно эти приборы в наибольшей степени подходят для использования в измерителях угла промышленного исполнения. Если работа в широком диапазоне температур не требуется, можно применять и более дешевые приборы (ADXL311 и др.).

Интегрированный измеритель угла поворота, содержащий в себе акселерометр и микроконтроллер (МК) обработки информации, работоспособен в диапазоне температур $-40...+85^{\circ}\text{C}$, а невысокое напряжение питания (от 4 В) и малый потребляемый ток (до 80...100 мА) упрощают его использование во взрывозащищенном оборудовании. Так как узел не содержит измерительного вала, его относительно просто поместить в герметичный неметаллический корпус, обеспечив степень защиты IP68 и работоспособность в агрессивных средах.

Основным недостатком гравиметрического метода измерения угла (в пределах полуоборота или целого оборота) двухосевым акселерометром является возможность его применения лишь в том случае, если известен угол наклона плоскости вращения относительно земной поверхности. Реально калибровка и использование метода возможны, если плоскость вращения практически перпендикулярна земной поверхности. Неперпендикулярность можно считать приемлемой, если выполнены два условия:

- оборудование и измеритель отрегулированы таким образом, чтобы отклонение плоскости вращения от вертикали не превышало $1...3^{\circ}$;
- правильно задан угол отвеса (значение угла поворота, определяющего нулевое положение откалиброванного измерителя после установки на объект).

Предположим, например, что измеритель рассчитан на определение угла поворота ϑ в диапазоне $-175...175^{\circ}$. После установки на объект в исходном положении показания составляют $3,6^{\circ}$ (неточность установки измерителя в плоскости вращения и наклон этой плоскости к земле). Введение угла отвеса $\vartheta_0 = -3,6^{\circ}$ позволяет компенсировать обе погрешности, а оставшаяся ошибка будет незначительной.

Несмотря на недостатки такого метода компенсации, его применение при решении указанных выше задач достаточно эффективно, поскольку позволяет использовать распространенные и доступные двухосевые акселерометры вместо трехосевых. В частности, метод компенсации пригоден для использования в расходомере безнапорных потоков [4, с. 29—31]. В дальнейшем, во всех рассуждениях и расчетах подразумевается использование именно двухосевых акселерометров.

Измерение углов поворота (наклона) с помощью акселерометров не является необычным и упоминается в технической документации на них. Однако, предложенная в [3] методика подходит не для всех случаев, так как:

- при расчете углов используется функция арксинус и только одна измерительная ось, что требует их переключения (из-за малой скорости изменения функции вблизи -90° и 90° резко возрастает погрешность);
- недостаточно подробно описана калибровка реального измерителя;
- температурный дрейф измеренных значений не является минимально достижимым.

В предлагаемой ниже методике во всем диапазоне используются обе измерительные оси, что стало возможным благодаря их строгой перпендикулярности (отклонение не превышает $0,1^{\circ}$).

Все расчеты проводятся в два этапа:

1. Отделяют значения нормированных проекций вектора ускорения свободного падения g на измерительные оси X и Y ($-1 \leq g_x \leq +1$, $-1 \leq g_y \leq +1$).

2. По известным g_x и g_y определяют угол поворота.

Предположим, что требуется измерить угол поворота $-180^{\circ} < \vartheta \leq 180^{\circ}$, причем $\vartheta = 0$, если ось Y перпендикулярна поверхности Земли. Разделим полный оборот на пять зон, для которых справедливы следующие соотношения:

- Зона 1: $|g_y| > |g_x|$, $g_y > 0$;
 Зона 2: $|g_y| \leq |g_x|$, $g_x < 0$;
 Зона 3: $|g_y| \leq |g_x|$, $g_x > 0$;
 Зона 4: $|g_y| > |g_x|$, $g_x < 0$, $g_y < 0$;
 Зона 5: $|g_y| > |g_x|$, $g_x \geq 0$, $g_y < 0$.

На рис. 1—5 зоны выделены серым.

Так как оси X и Y можно считать перпендикулярными, для первой зоны искомым угол ϑ определяется выражением:

$$\vartheta = \arctg \frac{g_x}{g_y} \quad (1),$$

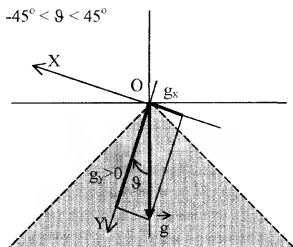


Рис. 1

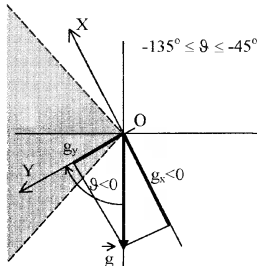


Рис. 2

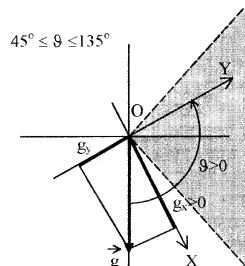


Рис. 3

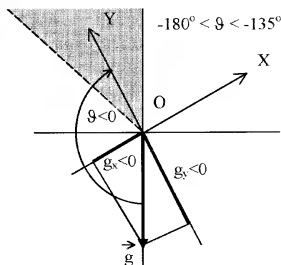


Рис. 4

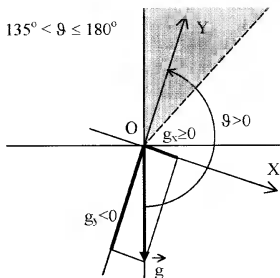


Рис. 5

рассматриваются из-за того, что абсолютная погрешность измерения угла незначительна и без калибровки. По оценке автора при использовании указанной ниже методики она не превышает $\pm 0,5^\circ$ при изменении температуры в диапазоне $-40...+85^\circ\text{C}$.

Установка дросселя L1 в цепи питания DD2 уменьшает влияние драйвера на работу чувствительных аналоговых каскадов устройства (ток потребления DD2 может достигать 80 мА и носит импульсный характер). Резисторы R12

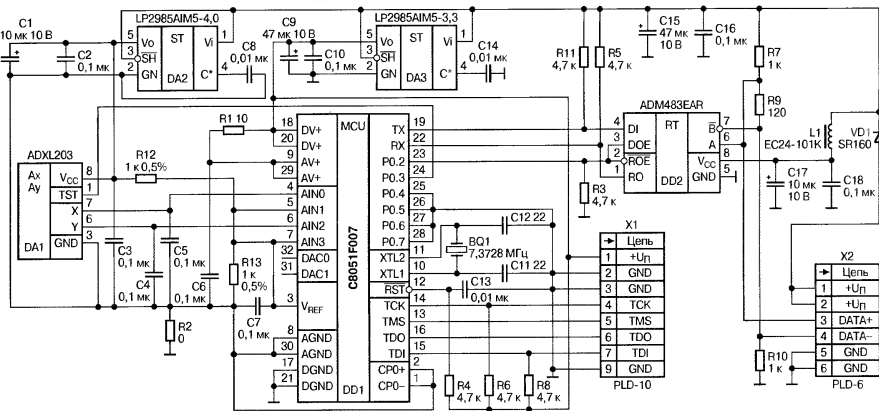


Рис. 6

причем g_y может принимать как положительные, так и отрицательные значения.

Аналогично можно показать, что если ось Y находится в зонах 2—5, то справедливы формулы:

$$\text{Зона 2: } \vartheta = -90^\circ - \arctg \frac{g_y}{g_x} \quad (2),$$

$$\text{Зона 3: } \vartheta = 90^\circ - \arctg \frac{g_y}{g_x} \quad (3),$$

$$\text{Зона 4: } \vartheta = -180^\circ + \arctg \frac{g_x}{g_y} \quad (4),$$

$$\text{Зона 5: } \vartheta = 180^\circ + \arctg \frac{g_x}{g_y} \quad (5).$$

Использование функции арктангенс не требует переключения осей и позволяет добиться максимальной стабильности результата, поскольку величины g_x и g_y вычисляются на основе показаний одного акселерометра и при изменении температуры меняются приблизительно одинаково.

Вычисления нормированных проекций ускорения свободного падения g на измерительные оси акселерометра (g_x и

g_y) тесно связаны со схемой измерителя угла и методикой его калибровки. Для примера целесообразно рассмотреть схему, изображенную на рис. 6.

Измеритель питается от источника постоянного напряжения 5 В $\pm 10\%$ и обеспечивает выдачу измеренного значения угла поворота (наклона) по интерфейсу RS-485 (протокол MODBUS RTU).

Узел содержит в себе двухосевой акселерометр ADXL203 (DA1), подключенный по логотметрической схеме к встроенному АЦП микроконтроллера C8051F007 (DD1), драйвер интерфейса RS-485 (DD2), стабилизатор напряжения питания акселерометра (DA2) и микроконтроллера (DA3).

Питание акселерометра стабилизированным напряжением позволяет легко скомпенсировать температурные уходы чувствительности введением нескольких калибровочных коэффициентов (согласно документации, зависимость чувствительности акселерометра от температуры и ее нелинейность меняются при изменении напряжения питания). В данной статье вопросы калибровки акселерометра в широком диапазоне температур не

и R13 обязательно должны быть прецизионными с малым температурным коэффициентом сопротивления (например, C2-29, C2-14).

На входах АЦП установлены RC-фильтры первого порядка (конденсаторы C4, C5 вместе со встроенными в акселерометр резисторами сопротивлением 32 кОм).

ЛИТЕРАТУРА:

1. www.prosoft.ru. Краткий каталог продукции 2005—2006. Датчики для регистрации положения объектов.
2. Г. И. Волович. Схемотехника аналоговых и аналого-цифровых электронных устройств. — М.: ИД «Додэка-XXI», 2005.
3. www.analog.com. iMEMS Accelerometers.
4. В. В. Трофимов. Следящие уровнемеры и расходомеры безнапорных потоков. — Автоматизация в промышленности, 2004, № 6.

Окончание следует

Михаил Ершов,
г. Тула

Двухканальный термометр с памятью

Устройство предназначено для фиксации минимальной и максимальной суточных температур по двум термодатчикам с записью в память микроконтроллера данных за восемь дней. Его можно использовать для наблюдения за изменением температуры наружного воздуха на местных и ведомственных метеостанциях, при различных технологических процессах и в домашних условиях.

Устройство состоит из двух термодатчиков DS18B20, микроконтроллера PIC16F628, двухстрочного жидкокристаллического индикатора GDM1602 и кнопок управления — «Режим», «Разряд», «Установка», «Просмотр 1-2/Сброс», «Просмотр».

Устройство имеет три режима индикации — текущий, установки даты и времени, просмотра. В текущем режиме на индикатор выводятся текущие значения — число, месяц, время и температура по двум термодатчикам с точностью 0,1 °C. В режиме установки заносит текущие значения даты и время. В режиме просмотра на индикатор выводятся зафиксированные значения максимальной и минимальной температуры текущего дня, а при нажатии кнопки «Просмотр» — значения экстремальных температур предыдущих восьми дней. При нажатии кнопки «Просмотр 1-2» можно считать экстремальные значения температур по первому и второму термодатчикам и время фиксации этих значений.

Алгоритм работы программы микроконтроллера показан на рис. 1.

После инициализации регистров микроконтроллера выполняются предельные установки в текущие регистры экстремальных значений. В регистры текущих максимальных температур записывается -55,0 °C (минимальная измеряемая термодатчиком температура), а в регистры минимальных температур — +99,9 °C (максимальная измеряемая температура). При таких установках любое первое измеренное значение температуры запишется в регистры максимальных и минимальных температур, поскольку оно будет заведомо больше -55,0 °C и заведомо меньше +99,9 °C. Дальнейшие измеренные значения будут сравниваться с первой записанной температурой и, при необходимости, корректировать значения регистров максимума и минимума. Такие же предельные установки ре-

гистров выполняются каждый день в полночь после записи в память значений экстремальных температур прошедшего дня.

Термодатчик может измерять максимальную температуру до +125 °C, но, во-первых, таких температур наружного воздуха просто не бывает, а во-вторых, автором были использованы все 96 регистров общего назначения основного банка, поэтому разумно остановиться на максимальной измеряемой температуре +99,9 °C.

После выполнения предельных установок выполняется инициализация ЖКИ. При инициализации часто возникают затруднения с включением индикатора. Экспериментальным путем было установлено, что индикатор

устойчиво запускается, если при инициализации после завершения подачи каждой команды кратковременно подать импульс синхронизации. Это равносильно имитации опроса ЖКИ, хотя при этом вход R/W постоянно включен на прием данных. Такой способ запуска применим для LCD-индикаторов всех типов.

Далее выполняется проверка кнопок. Обычно при проверке кнопок в конструкциях автора, например, на рис. 2 в [1], при установке режима индикации выполнялась загрузка регистров индикации, но в данном случае из-за большого их числа устанавливаются только флаги режимов. Если установлен флаг текущего режима индикации, то далее выполняется вывод на индикацию.

Если выполнять вывод на индикацию обычным способом, т. е. последовательным заполнением всех знакомест, потребуется 32 регистра, поэтому вывод на индикацию выполняется построчно. Поскольку при разработке программы автор испытывал дефицит регистров общего назначения, все текущие и экстремальные значения температур сохраняются в двоичном коде, и перекодируются в

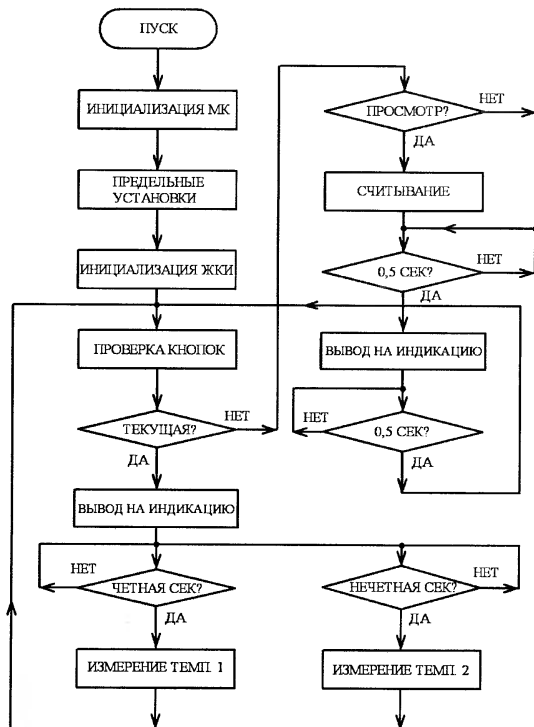


Рис. 1

двоично-десятичный код непосредственно перед выводом на индикацию. После вывода на индикацию первой (верхней) строки значения второй строки перекодируются и записываются в те же регистры.

Для определения температуры с точностью 0,1 °C термодатчиком DS18B20 необходимо время 0,75 с, поэтому каждое измерение одним термодатчиком выполняется один раз в две секунды. Измерение первым термодатчиком выполняется каждую четную секунду, второй термодатчик работает каждую нечетную. На рис. 1 измерение температуры 1 и 2 показано параллельно, хотя в действительности они выполняются последовательно. После каждого измерения температуры выполняется проверка кнопок и вывод на индикацию.

После каждого принятого от термодатчика значения выполняется сравнение текущей температуры с температурой, сохраненной в регистрах максимальной и минимальной температуры. Сравнение температур начинается со сравнения знаков измеренного и сохраненного значений. После сравнения знаков, при необходимости, сравниваются значения измеренных и сохраненных величин. Алгоритм сравнения знаков и выполняемые действия в зависимости от результата сравнения можно понять, рассмотрев табл. 1.

Таблица 1

Сохр. макс.	+	+	–	–
Измеренное	+	–	+	–
Действие	И > C = 3	нет записи	запись	И < C = 3
Сохр. мин.	+	+	–	–
Измеренное	+	–	+	–
Действие	И < C = 3	запись	нет записи	И > C = 3

Например, при сравнении на максимальное значение, если знаки сохраненного и измеренного значения положительны и, если измеренное значение больше сохраненного, оно переписывается в регистр максимального значения. При сравнении на минимальное значение и аналогичной разности измеренного и сохраненного значений запись в регистры минимума выполняется, если оба знака отрицательные. Если при сравнении на максимум сохраненный знак положительный, а измеренный — отрицательный, то измеренное значение температуры будет меньше сохраненного значения, поэтому нет смысла его сохранять.

Ситуация с частой сменой знаков измеренной и сохраненной темпе-

ратурами возможна при измерении температуры вблизи нуля.

Знаки сохраненных экстремальных температур сохраняются при помощи флагов регистра, но использовать их для сравнения неудобно. Поэтому для этой цели используются значения знаков для вывода на индикацию (в кодировке ASCII «минус» 0x30). Так, например, знак «минус» обозначен числом 253, а «плюс» — 251. При таком обозначении легко определить равенство или неравенство знаков и, воспользовавшись алгоритмом, приведенным в табл. 1, выполнить соответствующие действия.

Если термодатчик отключен от микроконтроллера, на индикаторе высветится температура –00,0, и по этому показанию легко определить его неисправность. В самое холодное время января 2006 г. (–40 °C) наблюдались сбои работы термодатчика — появлялось значение –00,0 и, следовательно, оно фиксировалось как максимальная температура (по отношению к –40 °C). Замена термодатчиков положительного результата не принесла, поэтому было принято решение запретить запись числа –00,0 в регистры экстремальных значений. При этом в регистрах текущих значений, а, значит, и при выводе на индикацию возможно появление значения –00,0.

Если при проверке кнопок окажется, что установлен режим просмотра,

можно сохранить данные за восемь дней ($128/16 = 8$). Запись для одного термодатчика выполняется в следующей последовательности — часы максимума, минуты максимума, градусы максимума, часы минимума, минуты минимума, градусы минимума, десятичные градусы минимума. Следующие восемь регистров аналогично заполняются данными для второго термодатчика. Знаки температур дописываются в седьмой бит регистров градусов, при этом единица соответствует минусу.

Как видно из формата записи, для уменьшения числа регистров записи, число и месяц в память не записываются. При нажатии на кнопку «Просмотр» на единицу уменьшается число в регистре индикации (а при необходимости и месяц) и на 16 уменьшается адрес считывания из памяти. Если весь объем памяти просмотрен, то просмотр начинается с адреса вчерашнего дня. Если устройство не выключается, то значения дат просмотра отсчитываются от текущей даты.

При выключении устройства энергонезависимая память сохранит записанные значения без привязки к дате. При выключении питания счетчики записи/считывания обнуляются и считывание начнется с предыдущего адреса, т. е. 112 ($128 - 16 = 112$), а дата не будет соответствовать дате записи. Например, если записаны данные одного вчерашнего числа и выключалось напряжение питания, то эти данные будут считаны как данные недельной давности. Если память еще не заполнена, на индикатор выводится все нули, кроме даты, конечно.

В режиме установки считывание из памяти не выполняется.

В режимах установки и просмотра на индикатор выводится мигающий курсор. Для того, чтобы мигание курсора было хорошо различимо, оно выполняется с периодом 2 с. В первую секунду на индикатор выводятся значения регистров, а во вторую — курсор в выбранном разряде. Если при инициализации ЖКИ разрешить мигание курсора, то вместе с курсором включаются все сегменты выбранного разряда, что не очень удобно при установке.

Как и в текущем режиме, в режимах просмотра и установки перед выводом на индикацию необходимые значения построчно перекодируются в двоично-десятичный код и переписываются в регистры индикации.

то сначала анализируется установленная дата. Если установлена текущая (сегодняшняя) дата, то в регистры индикации считываются текущие экстремальные значения, а если установлено прошедшее число, то данные считываются из EEPROM.

При выборке из памяти считываются значения всех 16-ти регистров в регистры записи/считывания, выделенный знак записывается в регистры индикации. Регистры записи/считывания являются промежуточными между регистрами текущих и экстремальных значений при записи в регистры индикации.

Для записи и считывания в энергонезависимую память экстремальных значений одного дня требуется 16 регистров. При объеме памяти 128×8

Запись в регистры экстремальных значений происходит, когда измененное значение превосходит сохраненное и когда они равны, поэтому, анализируя записанные в память значения, необходимо помнить, что в память записано время последней зафиксированной температуры.

Схема устройства приведена на рис. 2.

После нажатия кнопки «Режим» и удержания ее не менее 3 с индикатор перейдет в режим установки времени и даты (рис. 4).



Рис. 4

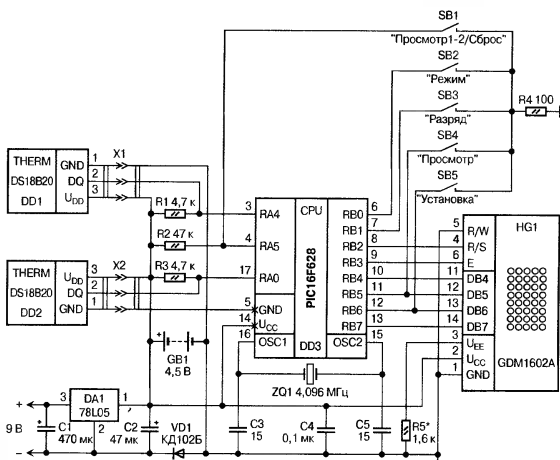


Рис. 2

Подборкой резистора R5 устанавливают контрастность изображения. Элементы резервного питания можно составить из трех гальванических элементов ААА. Средний потребляемый ток от них ток в текущем режиме не превышает 3 мА.

Из-за простоты устройства печатная плата не разрабатывалась.

После подачи напряжения питания на индикаторе появится изображение, аналогичное тому, что показано на рис. 3, но с числом и месяцем, равными

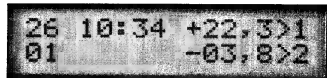
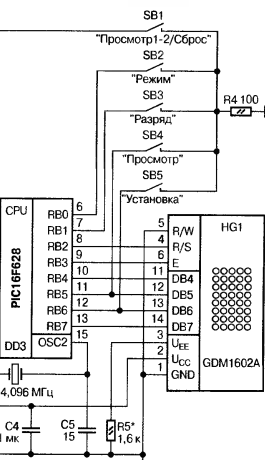


Рис. 3

01 и нулевыми значениями времени.

Две крайние левые цифры в верхнем ряду показывают текущую дату, а в нижнем — текущий месяц. Далее в верхнем ряду индицируется текущее время в часах и минутах с двоеточием, которое мигает с периодом 2 с.

Крайние правые значения в верхнем ряду показывают текущую температуру с первого термодатчика, а в нижнем — со второго. Стрелка указывает номер термодатчика.



Под разрядом десятков часов будет мигать курсор с периодом 2 с. После нажатия кнопки «Разряд» курсор будет перемещаться слева направо. Кнопкой «Установка» устанавливают необходимые текущие значения времени и даты. Формат записи даты — число-месяц. При установке время удержания кнопок «Разряд» и «Установка» должно быть не менее 1 с.

При нажатии кнопки «Сброс» значения минут и секунд устанавливаются в нуль, что необходимо для синхронизации хода по сигналам точного времени. Действие всех кнопок начинается после их отпускания.

При следующем нажатии кнопки «Режим» на индикаторе установится режим просмотра (рис. 5).

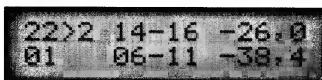


Рис. 5

Первые индицируемые значения соответствуют времени и температуре для текущей даты. Под разрядом единиц числа будет мигать курсор. Стрелка указывает на номер термодатчика, для которого пока-

заны экстремальные значения. В верхнем ряду индицируются время и зафиксированная максимальная температура, в нижнем — время и минимальная температура. Кнопкой «Просмотр 1-2» выбирают показания индикатора для первого или второго термодатчика. Если кнопку «Просмотр 1-2» удерживать нажатой, то индикация будет непрерывно изменяться через 2 с.

После каждого нажатия кнопки «Просмотр» индицируемое число будет уменьшаться на единицу, а на индикаторе появятся значения времени и температуры записанные в EEPROM.

Переход в текущий режим индикации осуществляется нажатием кнопки «Режим». При переходе из режима просмотра к текущему кнопку «Режим» необходимо удерживать 4 с. Отсчет времени при удержании кнопки удобно вести по миганию курсора.

Важно запомнить, что в режиме просмотра и установки измерение температуры не производится, поэтому рабочим режимом нужно считать текущий режим индикации.

Нельзя выполнять просмотр температур в момент изменения даты! При изменении даты выполняется запись в память, и в текущие регистры экстремальных температур записываются предельные установки, которые при изменении режима индикации могут переписаться из регистров максимума в регистры минимума. Например, на индикаторе появится максимальная температура +99,9 °С, а любая другая температура по максимуму уже не сможет записаться. Это вызвано тем, что одни и те же регистры используются для разных целей.

Файл для программирования микроконтроллера mamin.hex можно найти на сайте журнала по адресу www.dian.ru/programs.

ЛИТЕРАТУРА:

1. Н. Заец. Устройство подачи звонков по расписанию. — Схемотехника, 2005, № 7, с. 35—38.

Николай Заец,
п. Вейделевка
Белгородской обл.

БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЕ АЦП

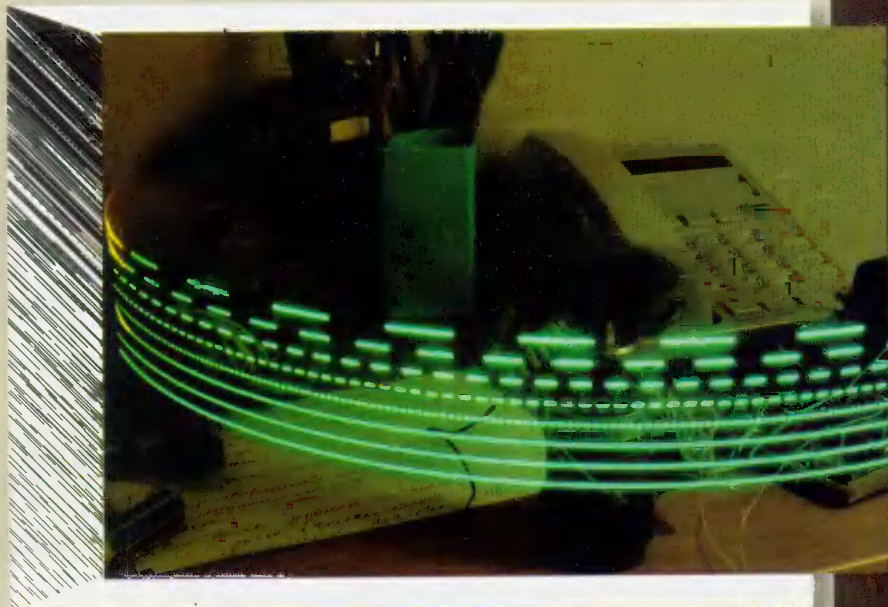
- Скорость преобразования 250 Мегавыб./сек
- Малое потребление, питание 1.8 В
- Низкий уровень шума
- Потребляемая мощность при скорости преобразования 250 MSPS: 477 мВт
- Встроенные УВХ и источники образцового напряжения
- Встроенный делитель на 2 входных синхросигнала
- Цифровые LVDS выходы с выходом синхронизации данных
- 1, 2, 4 канала

Аналого-цифровые преобразователи обеспечивают превосходные динамические характеристики преобразования сигналов промежуточной частоты в диапазоне до 500 МГц. Несмотря на высокую скорость преобразования, до 250 миллионов выборок в секунду, АЦП потребляют малую мощность.

ОБЛАСТЬ ПРИМЕНЕНИЯ

- Контрольно-измерительная аппаратура
- Низкопотребляющее оборудование сбора и накопления данных
- Широкополосные коммуникационные системы
- Приемники
- Системы приема сигналов с ФАР и радары

Наименование	Разрешение, бит	Число каналов	Частота преобразования, Msps	Напряжение питания, В	Область применения	Тип корпуса
MAX1121	8	1	250	1.8		QFN-68
MAX1124	10	1	250	1.8	Широкополосные системы связи	QFN-68
MAX1213	12	1	170	1.8		QFN-68
MAX1209	12	1	80	3.3	Приемники, работающие на промежуточных частотах	TQFN-40
MAX12554	14	1	80	3.3	Приемники, работающие на промежуточных и основных частотах	TQFN-40
MAX1127	12	4	65	1.8	Низкопотребляющее оборудование,	QFN-68
MAX19541	12	1	125	1.8	требующее динамичности преобразования	QFN-68
MAX1217	12	2	125	1.8		TQFP-100



Новые семейства USB микроконтроллеров фирмы SiLabs
Питание многокаскадных усилителей
Анализ диодных схем в Maple
Переходные процессы в малых антеннах
Преобразователь интерфейса RS-232/485
Робот-жук

