

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

СХЕМОТЕХНИКА



№ 6
ИЮНЬ
2002

ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

СВЯЗЬ И СЕТЕВЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

ЭЛЕКТРОНИКА В БЫТУ

Главный редактор:

Сергей Бирюков

Редакционная коллегия:

Павел Асташкевич
Александр Фрунзе
Виктор Йовчик
Юлия Герасимова

Дизайн и верстка:

Ирина Ермолаева
Ирина Чикина

Отдел распространения:

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

Отдел рекламы:

Юлия Суханова

Адрес редакции:

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

Издатель и учредитель ООО "ИД Скимен"

Отпечатано в ЗАО "Красногорская
типография"
143400 МО, г. Красногорск,
Коммунальный квартал, 2
тел: (095) 562-0433
Тираж 4 500 экз.
Заказ № 1323

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

Редакция не несет ответственности
за информацию, приведенную
в рекламных материалах

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

Информацию о подписке см. на
последней странице журнала

Цена свободная

Содержание

Автоэлектроника

М. Желамский. Безындуктивный датчик положения коленвала
автомобильного двигателя

2

Источники питания

С. Бирюков. Дроссели для импульсных источников питания
на ферритовых кольцах

4

С. Алексеев. Лабораторный блок питания 5...100 В

8

Г. Волович. Составные DC/DC преобразователи

10

Г. Волович. Источники опорного напряжения

12

Измерительная техника

В. Василенко. Способ измерения низких частот
Электронный термометр

16

18

Основы схемотехники

А. Фрунзе. Микроконтроллеры? Это же просто!

19

Связь и сетевые технологии

О. Николайчук. Схемотехника универсальных технологических
контроллеров. Цифро-аналоговые преобразователи

23

Б. Шевкопляс, И. Сухман, А. Бернов. Синхронизация
передачи данных: способы кодирования

28

А. Журченко, Д. Онышко. Способ синхронизации нелинейных
рекуррентных последовательностей

30

Софт

О. Петраков. PSpice-модели цифровых устройств
Вертикальный плоттер

29

35

Технологии

В. Уразаев. Повышение надежности многослойных печатных плат

38

Цифровая техника

О. Николайчук. Новые x51-совместимые микроконтроллеры
фирмы Atmel

40

Электроника в быту

А. Журченко, Д. Онышко. Повышение помехоустойчивости
активных телевизионных антенн

47

А. Тишкунов. Автоматы световых эффектов от «А» до «Я»

50

Справочный листок

Б. Малашевич, Б. Симонов. Отечественные базовые
матричные кристаллы

54

П. Алешин. Звукоизлучатели фирмы
Ningbo East Electronics Ltd

57

МАСТЕР КИТ

Г. Ганичев. Система инфракрасного включения/выключения
электроприборов

59

НТТМ-2002 (с. 3). Новости (с. 48). Наш анонс (с. 62). Подписка-2002 (с. 64)

Безындуктивный датчик положения коленвала автомобильного двигателя

В автомобильной технике широко применяются бесконтактные первичные преобразователи на базе генератора Холла, а также индукционные датчики синхронизации. Недостатками индукционных датчиков являются ограниченный снизу частотный диапазон, зависимость амплитуды выходного сигнала от частоты вращения, большое поле рассеяния. Целью данной работы являлось создание датчика синхронизации на базе генератора Холла, свободного от недостатков индуктивных датчиков и с минимальным током потребления.

На базе имеющегося опыта разработки датчиков физических величин авторами разработан, изготовлен и испытан экспериментальный образец безындуктивного датчика положения индуктора коленвала. Его общий вид приведен на рис. 1.

Устройство включает следующие компоненты (рис. 2):

- магнитную систему, создающую требуемое пространственное распределение магнитного поля, необходимое для получения максимальной чувствительности;
- прецизионный генератор Холла А1 (ГХ) с током питания 3...4 мА и магнитной чувствительностью на уровне 50 мкВ/Гс;
- предварительный дифференциальный усилитель А2, подавляющий синфазное напряжение и нормирующий выходной сигнал ГХ до необходимого уровня;
- компаратор с гистерезисом А3, включающий ложные срабатывания от периодических помех вблизи порога переключения;
- узел защиты выхода устройства и цепи питания от перенапряжения обеих полярностей А4.

Датчик работает с индуктором, связанным с осью вращения коленвала и имеющим 58 зубьев на образующей поверхности с синхронизирующим пропуском двух зубьев. Индуктор изготовлен из специального магнитомягкого материала. Датчик устанавливается на неподвижной части двигателя с зазо-



Рис. 2. Блок-схема устройства

ром между торцом датчика и выступающими зубьями индуктора в радиальном направлении по отношению к оси вращения.

Работает устройство следующим образом. В те моменты, когда торец прибора находится над выступающим зубом индуктора, магнитная индукция на генераторе Холла уменьшается, над пазом измеряемая индукция увеличивается. Магнитная индукция срабатывания составляет порядка 40 Гс, что обеспечивает работоспособность прибора при максимальной величине рабочего зазора между торцом датчика и образующей поверхностью индуктора до 1,2 мм. Оптимизация замкнутой внутренней магнитной системы обеспечивает низкое поле рассеяния на боковой поверхности датчика не более 10 Гс, что существенно меньше аналогичной величины для индукционных приборов, составляющей до 500 Гс.

Для повышения помехозащищенности последующего оборудования прибор имеет выход «открытый коллектор» с последовательным резистором 200 Ом, обеспечивающим защиту выходного каскада от возможных перенапряжений. Используемая элементная база позволяет получить длительность фронтов не более 5 мкс. Максимальная частота

12000 Гц обеспечивается оптимизацией магнитной системы, уменьшающей влияние вихревых токов. Прибор работоспособен на нулевой частоте, обеспечивая индикацию положения зуба или пазы на индукторе при неподвижном коленвале.

Малый температурный коэффициент смещения применяемого генератора Холла на уровне менее 2 мкВ/°С обеспечивает нахождение выходного сигнала в зоне порога компарирования при изменении окружающей температуры в диапазоне от -40 до +85 °С. При этом в выключенном состоянии прибор выдерживает без разрушения и нарушения свойств воздействие температуры +125 °С.

Устройство работает при напряжении питания 5±1 В, но выдерживает без повреждения воздействие испытательных импульсов по цепи питания [3, 4].

Применение тонкопленочных генераторов Холла и современных микрооперационных усилителей обеспечивают ток потребления прибора без учета тока нагрузки на уровне ≈ 5 мА. За конструктивный прототип взят индукционный датчик 23.3847 от автомобиля ГАЗ-3110. Длина корпуса датчика составляет 45 мм, диаметр на рабочем торце — 17,5 мм.

Металлический корпус прибора обеспечивает механическую прочность и защиту от статического напряжения. Передний фланец с магнитной системой и генератором Холла является сменным. Плата, собранная на компонентах поверхностного монтажа, располагается внутри корпуса. Трехпроводное разъемное подключение прибора к последующему оборудованию обеспечивает простоту обслуживания. Основные технические параметры прибора приведены в табл. 1.

Датчик выдерживает попадание на любые два вывода максимального напряжения бортовой сети 18 В любой полярности в непрерывном режиме.

На осциллограммах, приведенных на рис. 3, виден синхронизирующий пропуск в выходной последовательности импульсов, вызванных прохождением границы паз—зуб коленвала над центром рабочего торца прибора.

Проведены предварительные электрические и тепловые испытания, подтверждающие заявленные технические



Рис. 1. Общий вид устройства

Таблица 1

Параметр	Значение
Зазор между торцом датчика и наружной образующей поверхностью индуктора	0,6...1,2 мм
Диапазон частоты вращения вала	0...12000 об/мин
Рабочий температурный диапазон	от -40 до +100 °С
Напряжение питания	5±1 В
Ток потребления	≤5 мА
Вид выходного сигнала	ТТЛ, открытый коллектор
Выходное сопротивление	не более 200 Ом
Длительность фронта выходного сигнала	не более 5 мкс
Поле рассеяния на боковой поверхности датчика	<10 Гс
Расчетная наработка на отказ	не менее 30000 часов



Рис. 3. Осциллограмма выходного сигнала на частотах вращения диска 0,5 Гц (30 об/мин) и 30 Гц (1800 об/мин)

характеристики в указанном диапазоне скоростей вращения при рабочих величинах зазора.

Вывод

В инициативном плане проведена НИР, в результате которой создан и предварительно испытан экспериментальный образец безиндуктивного датчика положения индуктора коленвала для современного автомобильного двигателя.

При наличии заказчика возможна организация мелкосерийного производства с увеличением объема производства.

Михаил Желамский,
zhelamsky@sintez.niiefa.spb.su

Литература:

1. Ю. В. Афанасьев, Н. В. Студенцов, А. П. Щелкин. Магнитометрические преобразователи, приборы, установки. — Л.: Энергия, Ленинградское отделение. 1972, с. 272.
2. Н. Т. Горбачук, А. Г. Гречко, М. В. Желамский. Прогресс в развитии средств диагностики электрофизического оборудования. Тезисы докладов 15-ой Российской научно-технической конференции «Не разрушающий контроль и диагностика». Т.1. Москва, 1999.
3. ГОСТ 29157-91. «Электрооборудование автомобилей. Помехи в контрольных и сигнальных бортовых цепях. Требования и методы испытаний».
4. ГОСТ 28751-90. «Электромагнитная совместимость. Кондуктивные помехи по цепям питания».

Всероссийская выставка научно-технического творчества молодежи НТТМ-2002

Организаторы
Правительство Москвы
ГАО «Всероссийский выставочный центр»

Сроки проведения:
4—7 июля 2002 г.

Место проведения:
г. Москва, Всероссийский выставочный центр, павильон №57

Впервые в Москве в июле 2003 г. по решению Генеральной Ассамблеи Международного движения научно-технического досуга МИЛСЕТ и в соответствии с Генеральным соглашением между Правительством Москвы и МИЛСЕТ от 20 декабря 2001 г. состоится IX Международная выставка молодежных научно-технических проектов ЭКСПО-Наука.

ЭКСПО-Наука является интеллектуальным неополитическим мероприятием, привлекает к участию молодежь из более чем 100 стран мира, способствует расширению международных контактов, объединению молодых людей разных национальностей через совместные проекты в сфере науки и культуры.

В рамках подготовки к ЭКСПО-Наука'2003 каждая страна проводит национальные смотры и конкурсы. Для российской молодежи — это Всероссийская выставка научно-технического творчества молодежи НТТМ-2002 — смотр творческих возможностей молодых интеллектуалов, посвященный 35-летию движения НТТМ, которое дало нам видных деятелей науки, культуры, общественных и политических деятелей.

Выставка такого масштаба привлекательна тем, что ее участники — учащиеся домов, центров технического творчества, колледжей и лицеев, студенты, молодые ученые, чьи проекты были признаны лучшими на республиканских, краевых, областных, городских или районных смотрах, конкурсах.

Возраст участников от 7 до 25 лет.

Научное и техническое творчество молодежи представлено в виде моделей, макетов, приборов, планшетов, опытов-иллюстраций и компьютерных программ. Оно формируется по научным направлениям: естественные, инженерные, социально-гуманитарные, экономические науки.

К участию в выставке приглашаются научно-технические издания, средства массовой информации, научные музеи, авторы и разработчики предметной среды в развитии интеллектуального досуга.

Выставка НТТМ — это возможность представить научно-технические проекты, продемонстрировать увлечение наукой, принять участие в Деловой программе. Во время проведения семинаров, «круглых столов», встреч состоится обмен мнениями, идеями, пройдут дискуссии, в результате которых, может быть, будут предложены новые пути решения мировых проблем в области науки и техники.

Для участников и гостей готовится обширная культурная и экскурсионная программа. Освещать работу выставки будет молодежный пресс-центр.

По итогам выставки каждый участник награждается дипломом выставки НТТМ-2002, лучшие проекты будут рекомендованы для участия в IX Международной выставке молодежных научно-технических проектов ЭКСПО-Наука'2003.

Реализация данного проекта станет мощным стимулом развития творческой активности и культурной интеграции молодежи, окажет содействие в создании условий для проведения на постоянной основе выставок, смотров, фестивалей научно-технического творчества молодежи в Москве на ВВЦ.

За дополнительной информацией по выставке НТТМ-2002 следует обращаться в Департамент молодежных программ ГАО ВВЦ по телефонам: 748-3417; 748-3419

факс: (095) 748-3471
E-mail: milset@VVCenter.ru

Дроссели для импульсных источников питания на ферритовых кольцах

При повторении импульсных вторичных источников питания и стабилизаторов напряжения или самостоятельной их разработке радиолюбители испытывают трудности при подборе магнитопроводов и расчете индуктивных элементов устройств. Публикуемая статья может помочь в решении таких задач.

В однотактных импульсных источниках питания и стабилизаторах напряжения важнейшим элементом является дроссель или импульсный трансформатор, в котором происходит накопление энергии. Обычно их наматывают на броневого или Ш-образных ферритовых магнитопроводах с зазором или кольцах из магнитодиэлектрика П140 или П160 [1—4]. И те и другие магнитопроводы достаточно дороги и дефицитны. В то же время в большинстве случаев индуктивные элементы таких устройств можно выполнить на широко распространенных кольцах из феррита с проницаемостью 600...4000, если в них ввести зазор.

Индуктивность L катушки, намотанной на кольцевом магнитопроводе, как известно, можно найти по формуле [1]

$$L = A_L N^2,$$

где A_L — так называемый коэффициент индуктивности, N — число витков катушки. Коэффициент A_L соответствует индуктивности катушки в один виток и обычно приводится в справочных данных конкретных магнитопроводов [1—4], а для кольцевых магнитопроводов может быть легко рассчитан:

$$A_L = \mu_0 \mu_{эфф} S_{эфф} / \ell_{эфф},$$

где $\mu_0 = 1,257 \cdot 10^{-3}$ мкГн/мм — абсолютная магнитная проницаемость вакуума, $\mu_{эфф}$ — эффективная начальная магнитная проницаемость материала магнитопровода, $S_{эфф}$ — эффективная площадь сечения магнитопровода в мм², $\ell_{эфф}$ — эффективная длина магнитопровода в мм.

Зная величину A_L нетрудно определить число витков катушки для получения необходимой индуктивности:

$$N = \sqrt{L/A_L}.$$

Эффективное сечение и длина магнитопровода несколько меньше определяемых по его геометрическим параметрам и обычно приводятся в справочной литературе. В табл. 1 в первых пяти столбцах приведены геометрические размеры, эффективные сечение $S_{эфф}$ и длина $\ell_{эфф}$ для ферритовых колец стандартного ряда с внешним диаметром D от 6 до 50 мм, внутренним d и высотой h [1].

В этой же таблице приведены расчетные значения площади окна магнитопроводов $S_{окн}$, периметра сечения p и коэффициента индуктивности A_L для $\mu_{эфф} = 50$. Данные позволяют рассчитать индуктивность любой катушки, намотанной на кольцевом магнитопроводе с различными геометрическими размерами. Если $\mu_{эфф}$ используемого кольца отличается от 50, значение A_L необходимо пропорционально изменить, например, для $\mu_{эфф} = 2000$ коэффициент A_L следует увеличить в 40 раз. Следует иметь в виду, что значения $\mu_{эфф}$, $S_{эфф}$ и $\ell_{эфф}$ определяются с большой погрешностью, и в справочниках для кольцевых магнитопроводов указан обычно двукратный разброс значений A_L [1]. Поэтому величины A_L , взятые из табл. 1, следует принимать за ориентировочные и уточнять их при необходимости более точного расчета по результатам эксперимента.

Для этого следует намотать на магнитопроводе пробную катушку, например, из десяти витков и измерить ее индуктивность $L_{пр}$. Здесь себя хорошо зарекомендовал прибор, описанный в [5]. Разделив $L_{пр}$ на $100 = 10^2$, определим значение A_L . Расчетное значение N следует увеличить на несколько витков (до N_1), по результату измерения L_1 уточнить необходимое число витков $N = N_1 \sqrt{L/L_1}$ и отмотать лишние витки.

Описанным выше образом можно рассчитать индуктивность катушки или необходимое число витков. Однако, как только речь заходит о дросселях для импульсных источников питания, сразу возникает вопрос, какой ток может выдержать дроссель без насыщения магнитопровода?

Магнитная индукция B в магнитопроводе при токе I может быть рассчитана по формуле

$$B = \mu_0 \mu_{эфф} IN / \ell_{эфф}.$$

Максимально допустимая индукция B_{max} для материалов магнитопроводов приводится в справочных данных и лежит в пределах 0,25...0,4 Тл. Из этой формулы несложно получить выражение для максимального тока дросселя:

$$I_{max} = B_{max} \ell_{эфф} / (\mu_0 \mu_{эфф} N).$$

Если в нее подставить формулу для определения числа витков по заданной индуктивности, получим

$$I_{max} = B_{max} \sqrt{V_{эфф} (\mu_0 \mu_{эфф} L)},$$

где $V_{эфф} = S_{эфф} \ell_{эфф}$ — эффективный объем магнитопровода. Нетрудно видеть, что чем выше $\mu_{эфф}$, тем меньший ток может пропустить дроссель при тех же геометрических размерах магнитопровода и заданной индуктивности. Более или менее приемлемые результаты при изготовлении дросселей для ИВЭП получаются при $\mu_{эфф} = 30...50$. Именно поэтому в табл. 1 значение коэффициента A_L приведено для $\mu_{эфф} = 50$. В той же таблице приведено максимальное значение тока I_{max} через дроссель с одним витком при $B_{max} = 0,3$ Тл. Для определения допустимого тока реального дросселя достаточно табличное значение I_{max} разделить на число витков N .

Однако в радиолюбительской практике более доступны кольцевые магнитопроводы с большими значениями эффективной магнитной проницаемости $\mu_{эфф} = 1000...4000$. Понизить эффективную магнитную проницаемость таких магнитопроводов можно введением зазора, при этом

$$\mu_{эфф} = \mu_{нач} / (1 + \mu_{нач} \Delta_{эфф} / \ell_{эфф}),$$

где $\mu_{нач}$ — начальная магнитная проницаемость материала магнитопровода, $\Delta_{эфф}$ — эффективная ширина зазора. При реальной ширине зазора $\mu_{эфф} \approx \ell_{эфф} / \Delta_{эфф}$. Для того, чтобы снизить $\mu_{эфф}$ примерно до 50...100 (это значение исходя из опыта расчета и изготовления дросселей близко к оптимальному), эффективная ширина зазора должна составлять $\Delta_{эфф} = \ell_{эфф} / (50...100)$ независимо от начальной магнитной проницаемости магнитопровода.

Если в вышеприведенную формулу для расчета A_L подставить значение $\mu_{эфф}$ для магнитопровода с зазором, получим

$$A_L = \mu_0 S_{эфф} / \Delta_{эфф}.$$

Еще более простой получается формула для максимального тока через дроссель

$$I_{max} = B_{max} \Delta_{эфф} / (\mu_0 N) \approx 240 \Delta_{эфф} / N \text{ (для } B_{max} = 0,3 \text{ Тл)},$$

т. е. допустимый ток определяется только эффективным зазором и числом витков.

Почти все приведенные выше формулы уже были опубликованы в журнале «Схемотехника» [4], однако ни в одной из известных автору статьи публикаций не отмечено, что эффективная ширина зазора, которую надо применять в расчетах, меньше геометрической. Это различие возникает из-за того, что магнитное поле, существующее рядом с

Таблица 1

D, мм	d, мм	h, мм	$\ell_{эфф}$, мм	$S_{эфф}$, мм ²	$S_{окл}$, мм ²	p, мм	Без зазора ($\mu_{эфф}=50$)		A_L мкГн с зазором, мм				$I^2 L, A^2$ мкГн с зазором, мм							
							A_L мкГн	$I_{max} A$ ($N=1$)	0,25	0,5	1	1,5	0,25		0,5		1		1,5	
													нас.	зап.	нас.	зап.	нас.	зап.	нас.	зап.
6	2,5	1,8	11,8	2,96	4,9	7,1	0,016	56,28	0,03	0,02	0,012	0,01	30,65	0,3487	46,8	0,229	67,2	0,1591	81,3	0,1314
6	3	2,4	13,1	3,53	7,1	7,8	0,017	62,34	0,03	0,02	0,013	0,011	37,72	0,8357	58,1	0,543	84	0,3751	102	0,3089
7	4	1,5	16,4	2,19	13	6	0,008	78,33	0,02	0,01	0,009	0,008	21,37	1,7945	32,1	1,195	45,5	0,8421	54,85	0,6989
7	4	2	16,4	2,92	13	7	0,011	78,33	0,03	0,02	0,012	0,01	30,09	2,2654	45,8	1,487	65,8	1,0362	79,58	0,8564
7,5	3	2,2	14,4	4,62	7,1	8,9	0,02	68,69	0,04	0,02	0,016	0,013	51,48	1,0488	80,3	0,672	117	0,4597	143,2	0,3769
8	4	2,5	17,4	4,9	13	9	0,018	83,1	0,04	0,03	0,017	0,014	54,79	3,5035	85,6	2,243	125	1,5324	152,8	1,2561
9	6	3	22,9	4,44	28	9	0,012	109,5	0,04	0,02	0,016	0,013	49,64	16,071	77,5	10,29	113	7,0299	138,4	5,7624
10	4	3	19,2	8,4	13	12	0,028	91,6	0,06	0,04	0,026	0,021	102	5,5315	164	3,441	246	2,2916	303,7	1,8568
10	6	2	24,1	3,91	28	8	0,01	114,9	0,03	0,02	0,015	0,012	42,12	14,688	65	9,515	94,3	6,5635	114,5	5,4021
10	6	3	24,1	5,87	28	10	0,015	114,9	0,05	0,03	0,02	0,016	67,73	20,588	107	13,04	158	8,8311	193,4	7,21
10	6	4,5	24,1	8,81	28	13	0,023	114,9	0,06	0,04	0,026	0,021	109,2	28,765	177	17,75	268	11,734	331,5	9,4738
10	6	5	24,1	9,63	28	14	0,025	114,9	0,07	0,04	0,028	0,022	121,6	30,866	198	18,91	302	12,41	375,8	9,9858
12	5	5,5	23,6	18,1	20	18	0,048	112,5	0,12	0,07	0,047	0,037	241,6	26,376	404	15,77	631	10,098	794,2	8,0238
12	6	4,5	26,1	13	28	15	0,031	124,7	0,09	0,06	0,036	0,029	166,5	40,889	274	24,88	420	16,221	523,3	13,008
12	8	3	30,6	5,92	50	10	0,012	145,9	0,05	0,03	0,02	0,016	68,31	65,624	108	41,58	159	28,148	195	22,981
12	9	4	29,7	4,97	64	11	0,011	141,6	0,04	0,02	0,016	0,013	58,93	85,886	93,9	53,9	140	36,18	171,9	29,425
13	5,5	5	25,7	17,6	24	18	0,043	122,7	0,12	0,07	0,046	0,036	233,5	37,775	389	22,65	607	14,542	762,3	11,571
15	6	4,5	28,8	18,9	28	18	0,041	137,4	0,13	0,08	0,049	0,039	252,6	57,175	422	34,19	660	21,89	830,2	17,393
16	4	2,5	23,2	12,8	13	17	0,035	110,9	0,09	0,05	0,034	0,027	169,2	7,7536	281	4,662	437	3,0017	548,3	2,3921
16	8	6	34,9	23,1	50	20	0,042	166,4	0,15	0,09	0,057	0,045	315,1	215,87	532	127,8	840	80,981	1063	63,984
16	10	4,5	39,4	13,3	79	15	0,021	187,9	0,09	0,06	0,037	0,03	170,1	322,31	280	196,1	429	127,86	534,6	102,54
17	5,5	2,3	28,8	11,9	24	16	0,026	137,6	0,08	0,05	0,032	0,026	155,4	26,082	257	15,76	397	10,205	497	8,1551
18	8,2	5	36,8	22,2	53	19	0,038	175,4	0,15	0,09	0,056	0,044	300,8	230,73	506	137,1	796	87,153	1005	68,993
18	9	5	39,2	21,6	64	19	0,035	187,1	0,14	0,09	0,055	0,043	292,4	327,57	491	194,9	772	124,1	973,9	98,328
18	14	12	49,7	23,9	154	28	0,03	237,4	0,15	0,09	0,052	0,04	346,4	1973,2	603	1134	984	694,75	1268	538,66
20	10	5	43,6	24	79	20	0,035	207,9	0,16	0,09	0,059	0,047	328,2	548,98	554	325	875	205,94	1107	162,71
20	10	7,5	43,6	36	79	25	0,052	207,9	0,23	0,13	0,082	0,064	513	789,86	884	458,3	1427	283,99	1828	221,62
20	12	4	48,1	15,4	113	16	0,02	229,8	0,11	0,06	0,042	0,033	200,8	765,79	332	463,1	513	300	641,2	239,81
20	12	6	48,1	23,5	113	20	0,031	229,8	0,15	0,09	0,058	0,046	320,8	1112,8	542	658,8	855	417,43	1082	329,82
20	12	7,5	48,1	28,9	113	23	0,038	229,8	0,19	0,11	0,068	0,053	405,4	1333,2	693	779,3	1110	486,94	1415	381,79
21	11	5	46,9	24,2	95	20	0,032	224	0,16	0,09	0,06	0,047	330	808,11	557	478,5	880	303,14	1113	239,52
22	10	6,5	45,4	37	79	25	0,051	216,8	0,23	0,14	0,084	0,066	527,5	812,22	909	471,3	1467	292,03	1879	227,89
25	12	6	53,2	37,3	113	25	0,044	254	0,24	0,14	0,085	0,066	531,2	1696,1	915	984,2	1477	609,81	1893	475,88
25	12	9	53,2	55,9	113	31	0,066	254	0,34	0,19	0,118	0,091	824,7	2457	1447	1400	2386	849,32	3095	654,61
25	15	7,5	57,8	36,7	177	25	0,04	275,9	0,23	0,13	0,083	0,065	522,6	4074,1	901	2364	1454	1464,8	1862	1143,1
28	16	6	65,6	34,1	201	24	0,033	313,3	0,22	0,13	0,079	0,062	482,7	4941,4	829	2878	1332	1790,3	1703	1400,3
28	16	9	65,6	52,6	201	30	0,05	313,3	0,32	0,18	0,112	0,087	771,8	7339,4	1350	4194	2220	2552	2874	1970,7
31	18,5	7	74,4	42,8	269	27	0,036	355,2	0,27	0,15	0,095	0,074	615,4	10883	1065	6283	1730	3870,8	2224	3010,6
31	18,5	14	74,4	85,6	269	41	0,072	355,2	0,5	0,28	0,166	0,126	1309	20475	2344	11429	3965	6759,4	5226	5128,6
32	16	8	69,7	61,5	201	32	0,055	332,6	0,37	0,21	0,128	0,099	911	8497	1602	4830	2650	2920,6	3444	2246,9
32	16	12	69,7	92,3	201	40	0,083	332,6	0,54	0,3	0,18	0,137	1409	12365	2520	6909	4258	4090,3	5607	3105,7
32	20	6	78,8	35,3	314	24	0,028	375,9	0,22	0,13	0,082	0,064	499,7	12488	858	7272	1379	4524,6	1763	3539
32	20	9	78,8	53	314	30	0,042	375,9	0,33	0,19	0,113	0,087	777,8	18058	1361	10317	2237	6279	2896	4848,8
38	24	7	94	48,2	452	28	0,032	448,9	0,3	0,17	0,105	0,082	698,8	34376	1215	19754	1985	12103	2559	9384
40	20	5	87,1	48,1	314	30	0,035	415,8	0,29	0,17	0,103	0,079	704,9	16365	1233	9351	2027	5690,4	2625	4394,3
40	20	7,5	87,1	72,1	314	35	0,052	415,8	0,43	0,24	0,146	0,112	1081	24002	1915	13546	3195	8121,8	4175	6215,4
40	24	12	96,3	93,9	452	40	0,061	459,6	0,55	0,31	0,183	0,139	1434	63742	2567	35616	4336	21087	5710	16011
40	25	7,5	98,4	55,2	491	30	0,035	469,9	0,34	0,19	0,118	0,091	810,2	45925	1418	26240	2330	15968	3017	12331
40	25	11	98,4	81,1	491	37	0,052	469,9	0,48	0,27	0,162	0,123	1226	65455	2181	36785	3658	21938	4795	16734
45	28	8	110	66,7	616	33	0,038	527,3	0,4	0,23	0,138	0,106	993	86097	1751	48816	2905	29434	3782	22603
45	28	12	110	97,8	616	41	0,056	527,3	0,57	0,32	0,189	0,144	1498	122602	2686	68382	4548	40393	5998	30626
50	25	6	109	72,1	491	37	0,042	519,7	0,43	0,24	0,144	0,11	1089	58160	1938	32685	3250	19493	4261	14869
50	25	9	109	108	491	43	0,062	519,7	0,63	0,35	0,206	0,156	1665	85599	2995	47581	5094	27984	6737	21157
50	30	10	120	97,9	707	40	0,051	574,5	0,58	0,32	0,191	0,145	1494	162098	2673	90572	4516	53624	5948	40716

зазором (рис. 1), шунтирует зазор и уменьшает его эффективную ширину. Для того, чтобы рассчитать влияние этого поля, можно обратиться к аналогии между магнитным и электрическим полями. Воспользуемся формулой для емкости конденсатора из двух цилиндров с близко расположенными торцами [6]:

$$C = D^2 / (16d) + D / (8\pi) \times \\ \times \{1 + \ln[8\pi D(d+b)/d^2] + b/d \times \ln(1+d/b)\},$$

где C — емкость конденсатора в сантиметрах, D — диаметр цилиндров, b —

их высота, d — зазор между их торцами.

Нетрудно заметить, что первое слагаемое соответствует емкости зазора между цилиндрами, а второе — емкости, вносимой боковыми поверхностями цилиндров. Будем считать, что высота цилиндров равна их удвоенному диаметру $b = 2D$. Это означает, что мы учтем только емкость ближайшей к зазору части боковой поверхности цилиндров, пренебрегая дальней. Расчеты при длине цилиндров в 3 или 4 диаметра дают практически тот же результат.

Для того, чтобы в дальнейшем перейти от емкости между цилиндрами к емкости между прямоугольными брусками (а это по форме ближе к сечению ферритового кольца), будем считать, что

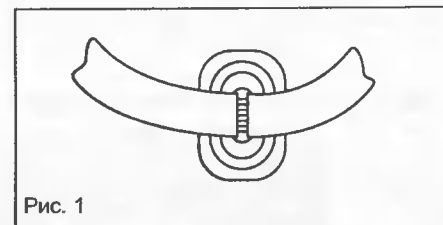


Рис. 1

емкость, вносимая боковыми поверхностями, пропорциональна периметру зазора, и выразим в этой формуле диаметр цилиндров через периметр p их кругового сечения:

$$D = p/\pi,$$

высота цилиндров $b = 2D = 2p/\pi$.

Если в формулу для емкости подставить эти выражения, можно определить из нее отношение полной емкости к емкости между торцами в функции от отношения зазора к периметру цилиндров $\beta = d/b$. Формула эта, однако, получается довольно громоздкой и неудобной для применения.

Обозначим буквой α отношение эффективного зазора, обеспечивающего без емкости боковых поверхностей ту же емкость, что и емкость между торцами с учетом емкости боковых поверхностей к геометрическому. На рис. 2 приведена расчетная зависимость α от β . Из подобия уравнений, описывающих электрическое и магнитное поле, следует, что аналогично выглядит и зависимость отношения эффективного магнитного зазора к геометрическому от отношения геометрического магнитного зазора к периметру.

Из графика на рис. 2 следует, что эффективная ширина зазора может существенно отличаться от геометрической. В реальном диапазоне β составляет от 0,01 до 0,1 эффективная ширина зазора меньше геометрической в 1,26...2,66 раза.

В табл. 1 приведены значения A_L для кольцевых магнитопроводов с четырьмя различными зазорами, рассчитанные с учетом отличия эффективного зазора от геометрического.

Вышесказанное позволяет сделать вывод, что необходимые число витков и зазор практически не зависят от начальной магнитной проницаемости материала магнитопровода, и поэтому можно применить ферриты с любой проницаемостью, большей 600. Для любого имеющегося кольца с табличным зазором по значению A_L нетрудно вычислить индуктивность или необходимое число витков

и рассчитав $\beta = \Delta/p$, по графику (рис. 2) определить значение $\alpha = \Delta_{эфф}/p$ и $\Delta_{эфф} = \alpha p$. По найденному значению $\Delta_{эфф}$ и приведенной ранее формуле можно найти максимальный ток, не вызывающий насыщения сердечника.

Однако существует еще одно обстоятельство, влияющее на выбор магнитопровода — возможность намотки на него требуемого числа витков проводом соответствующего сечения. Необходимая площадь окна кольца составляет

$$S_{окн} = NS_{пров}/k_{зап},$$

где $S_{пров}$ — сечение провода, а $k_{зап}$ — коэффициент заполнения окна. Расчет $S_{пров}$ производят по формуле $S_{пров} = I/j$, где j — допустимая плотность тока. Типовое значение $k_{зап}$ по меди составляет 0,3, а для j при начальном расчете принимают значение 2,5 А/мм².

Подставив в формулу для расчета площади окна выражения для N и A_L , получим следующую формулу:

$$I^2 L = (S_{окн} j k_{зап})^2 \mu_0 S_{эфф} / D_{эфф}.$$

Подобное выражение можно получить и из формулы для максимального тока, который можно пропустить через дроссель без насыщения сердечника:

$$I^2 L = B_{твх}^2 S_{эфф} \ell_{эфф} / (\mu_0 \mu_{эфф}).$$

Однозначного расчета конструктивных параметров дросселя по заданным индуктивности и току не существует. Однако при подборе кольца и определении данных обмотки могут помочь последние восемь колонок табл. 1. В них приведены максимальные значения произведения $I^2 L$ по насыщению и по заполнению, рассчитанные по приведенным выше формулам для $B_{твх} = 0,3$ Тл, $k_{зап} = 0,3$, $j = 2,5$ А/мм² и четырех значений зазора.

Подбор колец и расчет конструктивных параметров дросселей продемонстрируем на двух примерах.

Пусть необходим дроссель индуктивностью 22 мкГн на рабочий ток 1,2 А. Для него значение $I^2 L = 1,2^2 \times 22 = 31,68$. Среди колец минимального диаметра первым почти подходит кольцо К10×6×4,5. При введении в него зазора 0,25 мм имеем возможность намотать дроссель с большим запасом по току (табл. 1, колонка «нас.»), но с некоторым превышением плотности тока относительно 2,5 А/мм² (колонка «зап.»).

Определим параметры дросселя при зазоре 0,25 мм. Для него коэффициент индуктивности по табл. 1 составит $A_L = 0,064$, необходимое число витков

$$N = \sqrt{L/A_L} = \sqrt{22/0,064} = 18,5$$

(округляем до 19), допустимый ток

$$I_{твх} = \sqrt{I^2 L} = \sqrt{109,2/22} = 2,23 \text{ А.}$$

Для $I = 1,2$ А при $j = 2,5$ А/мм² необходим провод сечением

$$S_{пров} = I/j = 1,2/2,5 = 0,48 \text{ мм}^2.$$

При коэффициенте заполнения $k_{зап} = 0,3$ необходимая площадь окна составит $S_{окн} = S_{пров} N/k_{зап} = 0,48 \times 19/0,3 = 30,4 \text{ мм}^2$. Площадь окна по табл. 1 составляет 28,3 мм², что несколько меньше. Необходимо за счет увеличения плотности тока уменьшить сечение провода до

$$S_{пров} = S_{окн} k_{зап} / N = 28,3 \times 0,3/19 = 0,446 \text{ мм}^2.$$

Плотность тока составит $j = I/S_{пров} = 1,2/0,446 = 2,68 \text{ А/мм}^2$, что вполне допустимо. Диаметр провода указанного сечения (по меди) можно рассчитать по формуле:

$$d_{пров} = 2 \sqrt{S_{пров}/\rho} = 2 \sqrt{0,446/3,14} = 0,75 \text{ мм.}$$

Пусть необходим дроссель 88 мкГн на ток 1,25 А. Для него $I^2 L = 137,5$. Дроссель можно намотать на кольцо К12×6×4,5 с тем же зазором, при этом насыщения магнитопровода происходить не будет, но плотность тока существенно превысит норму. Поэтому необходимо перейти к кольцу большего размера. В распоряжении автора были кольца К12×8×3 из феррита М400НМ. На одном кольце невозможно намотать необходимый дроссель, ни по насыщению сердечника, ни по заполнению окна. Можно сложить два кольца вместе. В этом случае эффективное сечение магнитопровода увеличивается в два раза, а допустимые значения $I^2 L$ вырастут по насыщению несколько более, а по заполнению несколько менее, чем в два раза. Поэтому необходимый дроссель при геометрическом зазоре 0,25 мм можно намотать с запасом по току насыщения и с небольшим превышением плотности тока.

Только табличными сведениями теперь не обойтись, необходим полный расчет. Для двух колец периметр сечения

$$p = D - d + 4 \cdot h = 12 - 8 + 4 \cdot 3 = 16 \text{ мм,}$$

при зазоре 0,25 мм

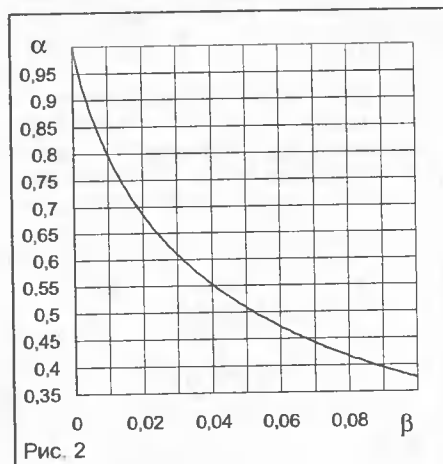
$$\beta = \Delta/p = 0,25/16 = 0,0156.$$

По графику на рис. 2 находим $\alpha = 0,73$, откуда эффективный зазор

$$\Delta_{эфф} = \Delta \alpha = 0,25 \times 0,73 = 0,183 \text{ мм.}$$

Найденное значение

$$A_L = \mu_0 S_{эфф} / \Delta_{эфф} = 1,257 \times 10^{-3} \times 2 \times 5,92/0,183 = 0,081.$$



Лабораторный источник питания 5...100 В

В лабораторной практике время от времени возникает необходимость в источнике питания с напряжением, превышающем традиционные для питания микросхем (5, 9, 12, ± 15 В). Предлагаемое устройство может помочь в таких случаях.

Источник питания имеет следующие параметры:

И1. выходное напряжение — 5...100 В на диапазонах 5...55 В и 50...100 В;

- максимальный постоянный выходной ток — 200 мА;
- ограничение по току на уровне 250 мА;
- пульсации выходного напряжения — не более 10 мВ;
- нестабильность выходного напряжения при изменении напряжения сети в пределах 190...240 В и выходного тока 0...200 мА — не более 0,1%.

Схема предлагаемого устройства приведена на рис. 1. Высокие электрические параметры стабилизатора обеспечены применением в качестве источника опорного напряжения и усилителя сигнала рассогласования микросхемы КР142ЕН19А [1]. Выпрямитель собран по мостовой схеме с удвоением напряжения. Конденсаторы С1 и С2 служат для снижения уровня коммутационных помех. Транзистор VT1 является генератором тока базы выходного регулирующего транзистора VT4. Напряжение на базе VT1 стабилизировано светодиодом HL1, величина тока коллектора задана резистором R2 на уровне 8...9 мА.

Выходное напряжение стабилизатора через делитель напряжения R5—R9 поступает на вход управления микросхемы DA1. Если напряжение на этом входе менее 2,5 В, ее анодный ток не превышает 0,4 мА, и практически весь коллекторный ток транзистора VT1 поступает в базу VT4, открывая его. Напряжение на выходе стабилизатора повышается и, когда напряжение на входе управления микросхемы DA1 достигнет 2,5 В, анод-

ный ток DA1 резко увеличивается, выходное напряжение стабилизируется на уровне, определяемом делителем R5—R9. Регулировка выходного напряжения производится переменным резистором R6, переключение диапазонов — переключателем SA2.

Транзистор VT2, включенный по схеме с общей базой, ограничивает напряжение на аноде микросхемы DA1 на уровне 3,3 В и уменьшает мощность, рассеиваемую этой микросхемой, до допустимой величины.

Транзистор VT3 в нормальном режиме закрыт. При увеличении коллекторного тока транзистора VT4 примерно до 250 мА падение напряжения на резисторе R3 возрастает до порога открывания транзистора VT3, этот транзистор открывается и шунтирует светодиод HL1. Генератор тока на транзисторе VT1 уменьшает свой выходной ток, ток коллектора VT4 ограничивается указанной величиной. По яркости свечения HL1 можно судить о режиме работы стабилизатора.

Для уменьшения мощности, рассеиваемой на транзисторе VT4 на диапазоне 5...55 В, входное напряжение стабилизатора уменьшено включением части вторичной обмотки секцией переключателя SA2.1.

Отдельно следует сказать о назначении диодов VD4—VD6.

Когда установлено минимальное напряжение на диапазоне 50...100 В (движок R6 в верхнем по схеме положении), при переводе переключателем SA2 стабилизатора на диапазон 5...55 В напряжение с конденсатора C7, заряженного до 50 В, прикладывается к резисторам

R7—R9 и более его половины (около 30 В) — к управляющему входу DA1. Микросхема из строя не выходит, но через коллекторный переход входного транзистора DA1 это напряжение проходит на анод (вывод 3) микросхемы и закрывает транзистор VT2. В результате весь

Все постоянные резисторы в устройстве — С2-23 или МЛТ соответствующей мощности, R6 — ППЗ-40. Конденсаторы С1 и С2 — КМ-5 с ТКЕ не более М1500 (их рабочее напряжение 160 В), С3, С4, С7 — импортные аналоги К50-35, С5 — КМ-5 или КМ-6, С6 и С8 — К73-17 на напряжение 250 В. Диоды 1N4007 имеют

стояние устойчиво, и самостоятельно из него стабилизатор не выходит.

Для исключения такой критической ситуации установлен диод VD6. Он открывается и ограничивает напряжение на входе DA1 на допустимом уровне. Важно, чтобы в нормальном режиме диод VD6 был закрыт и не влиял на работу стабилизатора. Это достигается правильным выбором напряжения стабилизации VD3 и сопротивлений резисторов R8 и R9.

При переходе с диапазона 50...100 В на 5...55 В микросхема DA1 увеличивает свой анодный ток до максимально возможной величины, «пытаясь» довести выходное напряжение до заданного. При этом разряд конденсатора C7, кроме резисторов R5—R9, происходит также через диод VD5, транзистор VT2 и микросхему DA1. При отсутствии VD5 ток разрядки протекал бы через обратно смещенный эмиттерный переход VT4, пробивая его. Хотя этот пробой обратим, но нежелателен, и для его исключения установлен диод VD5. Ток разрядки ограничивает резистор R10, превращающий транзистор VT2 в генератор тока 100 мА.

При перегрузке источника, как указывалось выше, в действие вступает ограничитель тока на транзисторе VT3. Однако, когда напряжение на выходе снижается примерно до 2,7 В, появляется дополнительный ток базы транзистора VT4, текущий по цепи HL1, R1, коллекторный переход VT2 и открывающий VT4. Для его исключения установлен диод VD4, переключающий ток резистора R1 в нагрузку.

Таким образом, ток в режиме ограничения не является постоянной величиной, а несколько увеличивается по мере уменьшения выходного напряжения. Если диод VD4 включить между коллектором VT2 и точкой соединения коллектора VT1 и базы VT4 (катодом к VT2), ток резистора R1 не пройдет в базу VT4, но транзисторы VT1 и VT2 нельзя будет поставить на один теплоотвод без изолирующей прокладки.

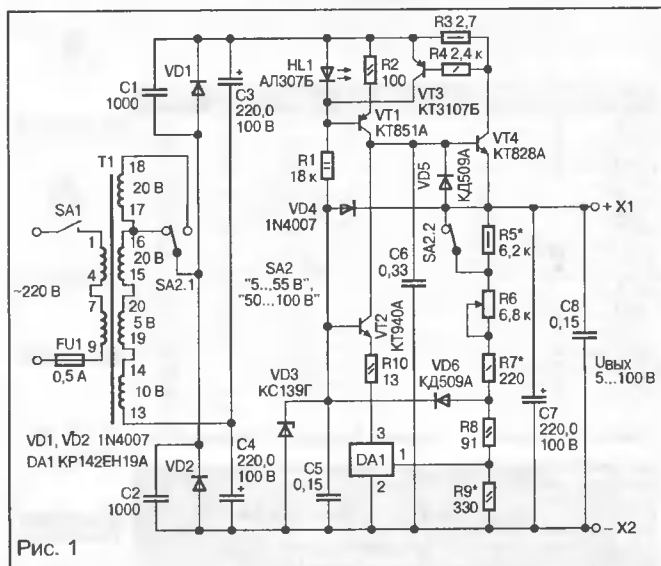


Рис. 1

отечественный аналог КД243Ж, можно использовать любые диоды на напряжение не менее 200 В и ток 300 мА. Вместо КД509А можно установить любые диоды на ток 300 мА. Все мощные транзисторы должны иметь коэффициент передачи тока h_{213} не менее 30, VT4 следует подобрать по этому параметру при токе коллектора 200 мА. Остальные имеют, как правило, необходимый коэффициент. При замене VT1, VT2 и VT4 нужно рассчитывать на предельное напряжение коллектор-эмиттер не менее 160 В и ток коллектора порядка 100 мА и более для VT1 и VT2 и 1 А для VT4. Транзистор VT3 — любой кремниевый маломощный структуры p-p-p. Светодиод HL1 — любой видимого свечения. Возможно, что при применении зеленого или желтого светодиода придется несколько увеличить сопротивление резистора R2 для сохранения коллекторного тока VT1. Микросхему КР142ЕН19А можно заменить на TL431.

Основная часть элементов стабилизатора размещена на печатной плате размерами 50х75 мм, изготовленной из стеклотекстолита толщиной 1,5 мм (рис. 2, вид со стороны печатных проводников). На этой же плате находится общий ребристый теплоотвод транзисторов VT1 и VT2 с габаритными размерами 20х24х38 мм. Транзистор VT4 установлен на теплоотводе с размерами 36х100х140 мм. Диод VD5 подпаян непосредственно к выводам этого транзистора.

При настройке блока питания желательно воспользоваться лабораторным регулируемым автотрансформатором. Установив резистор R6 в положение минимального сопротивления, переключатель SA2 — в положение «5...55 В», и подключив к выходу вольтметр, следует убедиться, что по мере увеличения напряжения на входе блока его выходное напряжение также увеличивается, но дойдя примерно до 5 В, фиксируется на этом уровне. Если это так, можно увеличить входное напряжение до 220 В и проверить напряжение на некоторых элементах устройства — на стабилизаторе VD3 оно должно быть близко к напряжению его стабилизации (3,9 В), на верхнем по схеме выводе резистора R8 около 3,3 В. Падение напряжения на резисторе R2 должно составлять около 1,1 В, если оно больше, следует пропорционально увеличить сопротивление этого резистора для сохранения тока через него на уровне 8...9 мА.

Далее следует подобрать сопротивления резисторов R5, R7, R9. Для этого следует установить SA2 в положение «5...55 В», резистор R6 — в положение максимального сопротивления. Подобрать R9 такого сопротивления, чтобы выходное напряжение было чуть более 55 В. Перевести движок R6 в другое крайнее положение, и подбором R7 добиться выходного напряжения чуть менее 5 В. Затем, установив SA2 в положение «50...100 В», подобрать R5 для обеспечения диапазона регулировки выходного напряжения в указанных пределах.

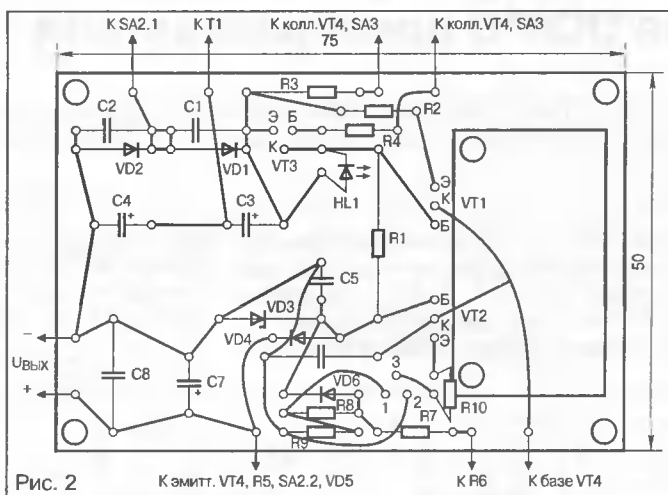


Рис. 2

Следует проверить работу блока с максимальной нагрузкой. Если при максимальном выходном напряжении на каком-либо диапазоне увеличение тока приводит к снижению этого напряжения, дело в недостаточном напряжении на соответствующей вторичной обмотке или высоком сопротивлении обмоток.

Миллиамперметр для контроля выходного тока можно включить в разрыв провода, идущего от эмиттера транзистора VT4 к печатной плате. Через него будет течь ток делителя R5—R9, поэтому стрелку прибора при включенном блоке следует установить на нуль корректирующим винтом.

Стабилизатор можно дополнить переключателем, которым можно будет выбрать предел ограничения выходного тока (рис. 3). Сопротивление введенной части цепочки резисторов должно обеспечивать при предельном токе падение напряжения около 0,6 В.

Блок питания по приведенной схеме нетрудно рассчитать на любой диапазон регулировки выходного напряжения с верхним пределом 50...500 В. Транзисторы (кроме VT3) следует выбрать примерно с полуторакратным запасом по напряжению относительно максимального выходного напряжения. Генератор тока на VT1 должен выдавать ток примерно в 1,2 раза больший, чем выходной ток источника, поделенный на коэффициент передачи тока h_{213} транзистора VT4. Если блок рассчитывается на ток

более 1 А, в качестве VT4 необходимо использовать составной транзистор. Ток резистора R1 и делителя R5—R9 может быть в пределах 4...10 мА. Если стабилизатор проектируется на фиксированное или регулируемое в небольших пределах выходное напряжение, диоды VD5 и VD6 можно не устанавливать.

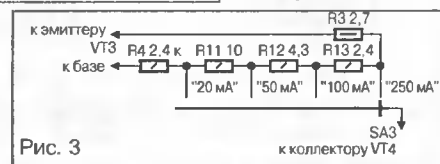


Рис. 3

Сергей Алексеев,
editor@ dian.ru

Литература:

1. Е. Янушенко. Микросхема КР142ЕН19. — Радио, 1994, №4, с. 45, 46.
2. И. Н. Сидоров, В. В. Мукосеев, А. А. Христинин. Малогабаритные трансформаторы и дроссели. Справочник. — М.: Радио и связь, 1985, с. 416.

www.platan.ru
ПЛАТАН

ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ
ВАШЕГО УСПЕХА

www.platan.ru

• ВИРТУАЛЬНЫЙ МАГАЗИН РЕАЛЬНЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ КОМПОНЕНТОВ

Наш сайт предоставляет широкие возможности оформления заявок на поставку электронных компонентов:

- ✓ Вы можете разместить заявку на требуемые компоненты и отслеживать ее прохождение на всех этапах. Очень удобный интерфейс! абсолютная безопасность!
- ✓ Воспользуйтесь нашей удобной системой приема заявок на компоненты, которые находятся на складе или на которые можно разместить заказ.
- ✓ С нашего сайта Вы можете скачать нашу базу в формате EXCEL, проставить нужное Вам количество компонентов и отправить этот файл по нашему адресу.

ВСЕ ЗАЯВКИ, ПОЛУЧЕННЫЕ В ЭЛЕКТРОННОМ ВИДЕ, ОБРАБАТЫВАЮТСЯ В ПЕРВУЮ ОЧЕРЕДЬ.

• НОВОСТИ, ТЕХНИЧЕСКАЯ ИНФОРМАЦИЯ, СТАТЬИ, ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ

Новые поступления на склад ПЛАТАН, новости от мировых производителей. Подробная техническая документация на поставляемые компоненты, статьи и книги по электронной тематике. Бесплатное программное обеспечение.

MITSUBISHI
ELECTRIC

Infineon
technologies

BOURNS

EPCOS

Honeywell

MOTOROLA

Intersil

CRYDOM

DAIKI VISION

Kingbright

JAMICON

121351, Москва, ул. Ивана Франко, д. 40, к. 1, стр. 2
тел./факс: (095) 73-75-999

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

Составные DC/DC преобразователи

Автор рассматривает схемы инвертирующих и неинвертирующих преобразователей напряжения, для построения которых использованы специализированные микросхемы.

Схемы простейших DC/DC преобразователей понижающего, повышающего и инвертирующего типов представлены, соответственно, на рис. 1, а, б и в. Их обычно дополняют входными и выходными фильтрами, служащими для уменьшения электромагнитных помех, обусловленных ком-

де, запишем соотношение, связывающее приращение тока на первом такте ΔI_{L11} с относительным временем открытого состояния ключа γ (оно следует из уравнения самоиндукции $V_{IN} = L_1(dI_{L1}/dt)$):

$$V_{IN} = L_1 \frac{\Delta I_{L11}}{\gamma T} \quad (1)$$

На втором такте

$$V_{IN} - L_1 \frac{\Delta I_{L12}}{(1-\gamma)T} = V_{C1} \quad (2)$$

С другой стороны, вход выходного фильтра L2C2 в первом такте подключен к конденсатору C1, а во втором такте замкнут через открытый диод. Поэтому среднее за период импульсов выходное напряжение преобразователя

$$V_{OUT} = -V_{C1}\gamma \quad (3)$$

Совместное решение уравнений (1)–(3), с учетом того, что $\Delta I_{L11} = -\Delta I_{L12}$, дает

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = -\frac{\gamma}{1-\gamma} \quad (4)$$

т. е. регулировочные характеристики схемы Кука и инвертирующего преобразователя имеют одинаковый вид.

Микросхема LT1611 производства Linear Technology может быть использована для построения преобразователя Кука. Схема ее включения приведена на рис. 5. ИМС

допускает частоту переключения до 1,4 МГц. Встроенный силовой МОП-ключ допускает входное напряжение до 36 В. Его сопротивление в открытом состоянии составляет всего 0,1 Ом.

Схема, приведенная на рис. 6, представляет собой каскадное соединение повышающего и инвертирующего преобразователей. В американской литературе устройство такого типа называют SEPIC — Single Ended Primary Inductance Converter. Данный преобразователь может как увеличивать, так и уменьшать напряжение как предыдущий, но, в отличие от него, полярности входного и выходного напряжений совпадают.

Принцип действия SEPIC-преобразователя во многом подобен работе схемы Кука. В первом такте, когда ключ S замкнут, а диод VD закрыт (рис. 7, а), катушка индуктивности L1 подключена

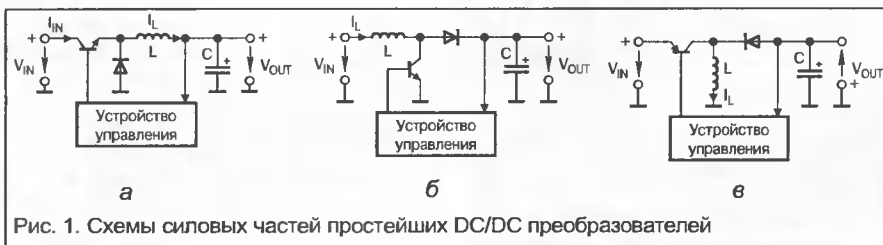


Рис. 1. Схемы силовых частей простейших DC/DC преобразователей

мутацией силовых ключей. Схемы преобразователей с фильтрами приведены на рис. 2. Инвертирующему преобразователю требуется на одну катушку индуктивности и на один конденсатор больше, чем преобразователям других типов. На рис. 3 представлена схема составного инвертирующего преобразователя, называемая преобразователем Кука [1], лишенная этого недостатка. Этот преобразователь представляет собой, по существу, каскадное соединение повышающего и понижающего преобразователей.

Преобразователь Кука работает в два такта. В первом такте длительностью γT (γ — относительная длительность импульсов, называемая иногда также коэффициентом запол-

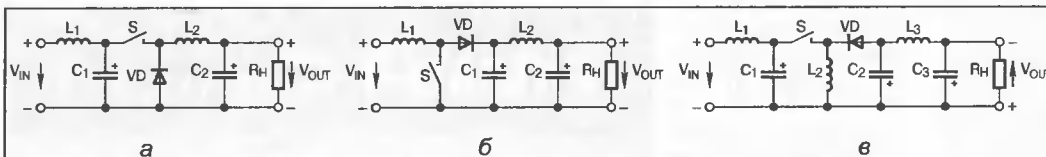


Рис. 2. Схемы импульсных преобразователей с входными и выходными фильтрами

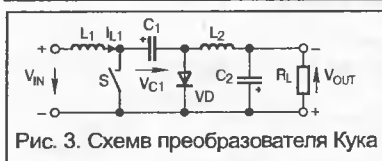


Рис. 3. Схемв преобразователя Кука

нения) силовой ключ S замкнут (рис. 4, а). Катушка L1 включена параллельно первичному источнику и запасает энергию. Ток в катушке

линейно нарастает. Конденсатор C1, играющий роль промежуточного накопителя энергии, через замкнутый ключ S включен параллельно входу фильтра L2C2 и отдает энергию в нагрузку. Диод VD смещен в обратном направлении и не проводит ток. Во втором такте длительностью $(1-\gamma)T$ ключ разомкнут, а диод открыт (рис. 4, б). Конденсатор C1 заряжается от первичного источника и катушки L1. Энергия в нагрузку поступает от запасенной в фильтре L2C2.

При выводе регулировочной характеристики этого преобразователя будем полагать, что напряжение на конденсаторе V_{C1} не меняется в течении периода работы (реально его емкость выбирают такой, чтобы изменение не превышало 1%). Пренебрегая сопротивлением обмотки катушки и падениями напряжений на замкнутом ключе и открытом дио-

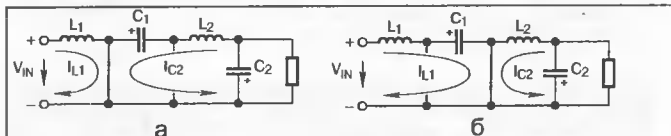


Рис. 4. Коммутация ключей в преобразователе Кука

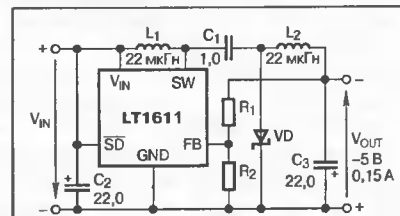


Рис. 5. Схема включения ИМС LT1611 в составе преобразователя Кука

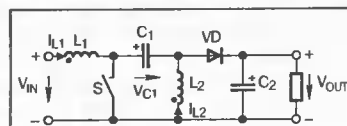


Рис. 6. Схема SEPIC-преобразователя



Рис. 7. Коммутация ключей в SEPIC-преобразователе

параллельно входному источнику и запасает энергию. Катушка L_2 также накапливает энергию, получая ее от конденсатора C_1 . Ток в нагрузке поддерживается за счет разряда конденсатора C_2 . Во втором такте, когда ключ S закрыт, а диод VD открыт (рис. 7, б), катушка L_1 включена последовательно с входным источником и конденсатором C_1 , а катушка L_2 подключена параллельно нагрузке. Происходит заряд конденсатора C_1 током I_{L1} и питание нагрузки с одновременным подзарядом конденсатора C_2 токами обеих катушек.

Примем те же допущения, что и при анализе схемы Кука. Тогда в первом такте справедливы уравнения, связывающие приращения токов на первом такте ΔI_{L11} и ΔI_{L21} с относительным временем открытого состояния ключа γ (по аналогии с (1)):

$$V_{IN} = L_1 \frac{\Delta I_{L11}}{\gamma T}, \quad V_{C1} = L_2 \frac{\Delta I_{L21}}{\gamma T}. \quad (5)$$

Во втором такте

$$V_{IN} - L_1 \frac{\Delta I_{L12}}{(1-\gamma)T} - V_{OUT} = V_{C1}, \quad V_{OUT} = -L_2 \frac{\Delta I_{L22}}{(1-\gamma)T}. \quad (6)$$

Совместное решение уравнений (5) и (6) с учетом того, что $\Delta I_{L11} = -\Delta I_{L12}$ и $\Delta I_{L21} = -\Delta I_{L22}$, дает

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{\gamma}{1-\gamma}. \quad (7)$$

Интересной особенностью этой схемы является то, что ЭДС обеих катушек E с точностью до пульсаций выходного напряжения всегда одинаковы. Действительно, поделив правое уравнение (5) на правое уравнение (6) с учетом $\Delta I_{L21} = -\Delta I_{L22}$, получим

$$\frac{V_{OUT}}{V_{C1}} = \frac{\gamma}{1-\gamma}. \quad (8)$$

Из сопоставления (7) и (8) следует, что

$$V_{C1} = V_{IN}. \quad (9)$$

С учетом (9) найдем из уравнений (5), что в первом такте

$$E_{L11} = E_{L21} = V_{IN}.$$

Из уравнений (6) следует, что во втором такте

$$E_{L12} = E_{L22} = V_{OUT}.$$

Равенство ЭДС позволяет располагать обе катушки на одном магнитопроводе. При этом, естественно, число витков катушек должно быть одинаково, а направления намагничивающих сил согласованы.

Другое ценное свойство этого преобразователя заключается в том, что выходная цепь отделена по постоянно-му току конденсатором C_1 от нагрузки. Это защищает нагрузку от перенапряжения в случае выхода из строя силового ключа или схемы управления. Действительно, при пробое силового ключа понижающего преобразователя (рис. 1, а) или фиксации его ключа в открытом состоянии в результате выхода из строя контроллера к нагрузке оказывается постоянно приложенным входное напряжение, обычно значительно большее, чем номиналь-

ное выходное. В схеме SEPIC-преобразователя этого не случится.

В настоящее время выпускаются микросхемы, которые могут быть использованы в качестве контроллера для управления ключом SEPIC-преобразователя — LT1619, MAX618 и др. На рис. 8 представлена схема преобразователя на ИМС LM3478. Численные значения параметров даны для частоты преобразования 1 МГц.

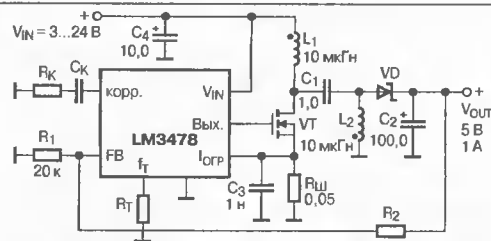


Рис. 8. Схема SEPIC-преобразователя на ИМС LM3478

Георгий Волович,
g_volovich@mail.ru

Литература:

1. Cuk S. General Topological Properties of Switching Structures. — Power Electronics Specialists Conference Record, June 1979, pp. 109—130.

DALLAS SEMICONDUCTOR **MAXIM**

MAXIM
DALLAS
SEMICONDUCTOR

Поставки
от официального
дистрибьютора

АТОС

125315, г. Москва, ул. Усиевича, 24/2, ООО «АТОС»
Телефоны и Факсы: (095) 787-48-05, 155-40-35
Интернет: www.atos.ru, info@atos.ru

Источники опорного напряжения

Источники опорного напряжения (ИОН) широко применяются в аналого-цифровых и цифро-аналоговых преобразователях, стабилизаторах напряжения и тока, а также в разного рода пороговых устройствах. Основное назначение ИОН — создавать образцовое напряжение, которое может быть использовано электронными устройствами преобразования информации в качестве меры, эталона. Стабильность измерительного прибора или стабилизатора напряжения не может быть выше стабильности их источника опорного напряжения.

ИОН на стабилитронах

Простейший метод получения опорного напряжения состоит в том, что нестабилизированное входное напряжение прикладывают через токоограничивающий резистор к стабилитрону (рис. 1, а). Полупроводниковый стабилитрон, представляющий собой разновидность диода, обладает характерной вольт-амперной характеристикой (рис. 2). При определенном обратном напряжении происходит пробой р-п перехода, причем, вследствие конструктивных и технологических особенностей, этот пробой не приводит к выходу прибора из строя. Участок вольт-амперной характеристики, соответствующий режиму пробоя, расположен почти вертикально, так что при изменении тока через стабилитрон напряжение на нем меняется мало.

Качество стабилизации оценивается коэффициентом

$$K_{CT} = \Delta V_{IN} / \Delta V_{REF},$$

который называется коэффициентом стабилизации. Для схемы на рис. 1, а коэффициент стабилизации находится из соотношения

$$K_{CT} = 1 + R/r_{CT} \approx R/r_{CT}$$

и составляет обычно от 10 до 100. Здесь r_{CT} — дифференциальное сопротивление стабилитрона. Оно приблизительно обратно пропорционально току, протекающему через стабилитрон, поэтому при заданном входном напряжении увеличением сопротивления резистора R невозможно добиться повышения коэффициента стабилизации. Важным фактором для выбора стабилитрона является величина шумовой составляющей напряжения стабилизации, которая сильно возрастает при малых величинах тока. Недостатком схемы на рис. 1, а является относительно высокое выходное сопротивление (десятки ом), которое также возрастает при уменьшении тока через стабилитрон. Другим недостатком является большой разброс напряжений стабилизации, который даже для прецизионных приборов достигает 5 % от номинального значения.

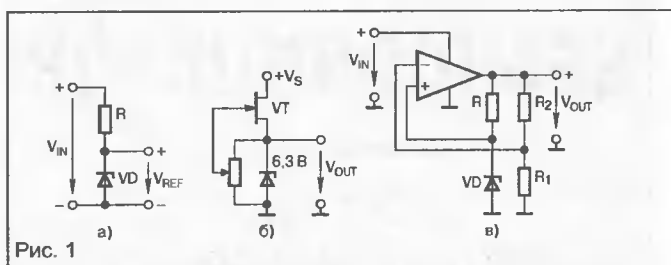


Рис. 1

Существенного повышения коэффициента стабилизации можно достичь, если токоограничивающий резистор заменить источником стабильного тока, например, на полевом транзисторе (рис. 1, б). В этом случае K_{CT} может превысить 1000.

Можно заметно улучшить характеристики источника опорного напряжения, если использовать в его составе операционный усилитель (рис. 1, в). Коэффициент стабилизации в этом случае определяется главным образом коэффициентом подавления нестабильности питания $K_{пп}$ в использу-

емом ОУ и может достигать величины порядка 10000. Выходное сопротивление этого ИОНа составляет десятые доли ома. Поскольку напряжения на входах ОУ практически равны, выходное напряжение источника опорного напряжения:

$$V_{OUT} = V_{REF}(1 + R_2/R_1)$$

и в схеме на рис. 1, в не может быть меньше напряжения стабилизации стабилитрона. Если требуется более низкое напряжение, то между стабилитроном и неинвертирующим входом усилителя включается резистивный делитель. Так устроен, например, источник опорного напряжения AD586. Применение ОУ позволяет также путем подгонки соотношения сопротивлений резисторов R_2/R_1 достичь высокой начальной точности опорного напряжения.

Таким образом, колебания выходного напряжения ИОН, выполненного по схеме на рис. 1, в, при реальных изменениях входного напряжения и нагрузки не превышают 1 мВ. Существенно больше температурная нестабильность. Температурный коэффициент напряжения стабилизации стабилитрона (ТКН) определяется как отношение относительно приращения напряжения стабилизации к приращению температуры:

$$TKH = \Delta V_{CT} / (V_{CT} \Delta T).$$

Для большинства стабилитронов ТКН находится в пределах $\pm 1 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1}$. Для малых напряжений стабилизации он отрицателен, для больших — положителен. Это вызвано тем, что в стабилитронах имеют место два механизма пробоя: при низких напряжениях — туннельный (его напряжение имеет отрицательный ТКН) и при высоких — вторичный (зенеровский), для которого характерен положительный ТКН. Минимума по абсолютной величине этот коэффициент достигает при напряжении стабилизации около 6 В, причем напряжение, соответствующее нулевому ТКН, зависит от тока через стабилитрон. Стабилитроны, имеющие ТКН в пределах $\pm 1 \cdot 10^{-5} \text{ K}^{-1}$, называют опорными диодами и используют в микросхемах ИОН на напряжения обычно свыше 7,5 В. Примером такого ИОНа может служить ИМС MAX671С, обеспечивающая выходное напряжение 10 В с точностью 0,01 % при $K_{CT} = 20000$, $TKH = 3 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$ и токе потребления 9 мА. Другой пример — микросхема AD586 (отечественный аналог — 1009ЕН2), которая создает выходное напряжение 5 В с точностью 0,05 % при $K_{CT} = 10000$, $TKH = 2 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$ и токе потребления 3 мА.

Рекордными характеристиками для этого класса ИОН обладает 5-вольтовая ИМС VRE3050 производства фирмы Thaler Corporation — $TKH = 0,6 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$, точность — 0,01 %, выходное сопротивление — 0,025 Ом.

Для повышения температурной стабильности в некоторые ИМС источников опорного напряжения, например, LM199/299/399 (отечественный аналог — 2С483), встраивают термостаты с нагревательным элементом. Обе части схемы (нагреватель и ИОН) изготавливаются на одном кристалле, который помещается в теплоизолированный корпус. Это позволяет достичь $TKH \leq 1 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$ в диапазоне температур от -25 до $+85$ °С, причем время, требуемое для

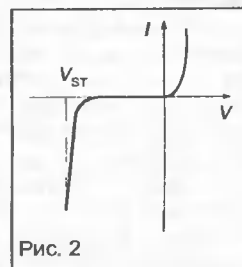


Рис. 2

установления рабочего режима после включения, составляет всего 3 секунды. Недостаток такого решения — довольно большая мощность, потребляемая этим источником опорного напряжения (около 400 мВт при 25 °С).

ИОН с напряжением запрещенной зоны

Современная тенденция повышения экономичности электронных устройств требует снижения питающих напряжений. Многие типы аналоговых и цифровых микросхем в настоящее время работают от напряжений 5 В, 3 В и менее. Для работы в составе таких схем требуются источники опорного напряжения на 2,5 В и ниже, потребляющие ток менее 1 мА.

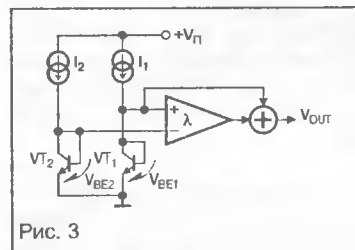


Рис. 3

В принципе, напряжение база-эмиттер транзистора можно использовать в качестве опорного. Но его ТКН составляет $-3 \cdot 10^{-3} \text{ K}^{-1}$, что соответствует примерно $-2,1 \text{ мВ} \cdot \text{K}^{-1}$, т. е. достаточно большой. Он может быть уменьшен, если это

напряжение суммировать с другим напряжением, имеющим положительный температурный коэффициент. Практически такое напряжение получают как разность напряжений база-эмиттер двух транзисторов, которые работают при различных токах коллектора. Схема, поясняющая принцип действия такого ИОНа, представлена на рис. 3. Его выходное напряжение:

$$V_{\text{OUT}} = V_{\text{BE1}} + \lambda(V_{\text{BE1}} - V_{\text{BE2}}). \quad (1)$$

Чтобы температурный коэффициент выходного напряжения был равен нулю необходимо (но недостаточно), чтобы температурные коэффициенты напряжений V_{BE1} и V_{BE2} были

различны. Для этого транзисторы VT_1 и VT_2 питаются различными токами от источников стабильного тока I_1 и I_2 :

$$I_1 = n_1 I_2. \quad (2)$$

Схема источника опорного напряжения на биполярных транзисторах, разработанная Р. Видларом в 1968 г., приведена на рис. 4. Она в упрощенном виде реализует уравнение (1).

При анализе схемы будем полагать, что все транзисторы идеально согласованы по параметрам и имеют очень высокий коэффициент передачи тока базы. Напряжение база-эмиттер транзистора определяется следующим уравнением [1]:

$$V_{\text{BE}} = V_{g0} \left(1 - \frac{T}{T_0} \right) + V_{\text{BE0}} \frac{T}{T_0} + \frac{mkT}{e} \ln \frac{T_0}{T} + \frac{kT}{e} \ln \frac{I_C}{I_{C0}}, \quad (3)$$

где V_{g0} — напряжение запрещенной зоны полупроводника при абсолютном нуле температуры, T_0 и T — базовое и текущее значения абсолютных температур полупроводника, m — коэффициент, определяемый конструкцией и технологией производства транзистора, V_{BE0} — напряжение база-эмиттер при базовой температуре, k — постоянная Больцмана, e — заряд электрона, I_{C0} и I_C — токи коллектора при базовой и текущей температурах. Напряжение V_1 , равное разности напряжений база-эмиттер транзисторов VT_1 и VT_2 с учетом (2):

$$V_1 = \Delta V_{\text{BE}} = \frac{kT}{e} \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} = \frac{kT}{e} \ln n_1. \quad (4)$$

Опорное напряжение V_{REF} складывается из напряжения база-эмиттер транзистора VT_3 и напряжения $V_2 = n_2 \Delta V_{\text{BE}}$, по-

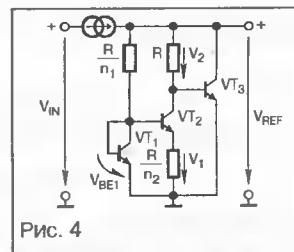


Рис. 4

Открылся новый магазин

РАДИОДЕТАЛИ

на «Курской»

Цена зависит от количества!

Москва, ул. Земляной вал, д. 34,
метро «Курская»
Справочная служба:
(095) 916-0408
Оптовый отдел:
(095) 916-2321
promelec@co.ru
www.promelec.ru

Для оптовых и розничных покупателей действует система специальных и накопительных скидок

Рядом с м. «Курская»

Широкий, более 40 тысяч наименований, ассортимент радиодеталей, измерительного оборудования и инструмента

Специально подготовленный персонал

Большой оптовый отдел

Весь товар сертифицирован, с гарантией качества

Специальный отдел технической литературы по электронной тематике

ПРОМЭЛЕКТРОНИКА

ПОСТАВКИ ЭЛЕКТРОННЫХ КОМПОНЕНТОВ

этому с учетом того, что два последних слагаемых в правой части уравнения (3) весьма малы и в первом приближении ими можно пренебречь, запишем

$$V_{REF} = V_{g0} \left(1 - \frac{T}{T_0} \right) + V_{BE0} \frac{T}{T_0} + n_2 \frac{kT}{e} \ln n_1. \quad (5)$$

Температурный коэффициент опорного напряжения

$$\frac{\partial V_{REF}}{\partial T} = -\frac{V_{g0}}{T_0} + \frac{V_{BE0}}{T_0} + n_2 \frac{k}{e} \ln n_1. \quad (6)$$

Из последнего соотношения следует, что для того, чтобы температурный коэффициент опорного напряжения был равен нулю, достаточно выполнения условия

$$V_{g0} = V_{BE0} + n_2 \frac{kT_0}{e} \ln n_1. \quad (7)$$

Опорное напряжение при базовой температуре найдем из (5) при $T=T_0$:

$$V_{REF}(T_0) = V_{BE0} + n_2 \frac{kT_0}{e} \ln n_1. \quad (8)$$

Сравнив (7) и (8), найдем

$$V_{REF}(T_0) = V_{g0}, \quad (9)$$

т. е. для того, чтобы ТКН при базовой температуре равнялся нулю, опорное напряжение при этой температуре должно быть равно напряжению запрещенной зоны полупроводника при абсолютном нуле температуры. Для кремния это напряжение составляет 1,205 В. Именно поэтому такие источники называются ИОН на ширине запрещенной зоны. Выполнение условия (9) достигается выбором коэффициентов n_1 и n_2 .

Источники опорного напряжения, построенные по схеме на рис. 4 и подобным ей, выпускаются многими фирмами в двухвыводных корпусах (без последовательного источника тока, показанного на рис. 4). Одним из первых был LM113. Это двухвыводной ИОН на номинальное напряжение стабилизации 1,22 В. Типовое отклонение опорного напряжения при изменении температуры от -55 до $+125$ °C и изменении выходного тока от 0,5 до 20 мА — не более 5 мВ.

Другой пример: микросхема AD589 обеспечивает опорное напряжение 1,23 В с точностью 2 % при ТКН $=1 \cdot 10^{-5} \text{ K}^{-1}$ и обладает выходным сопротивлением 0,6 Ом при токе потребления 50 мкА. Если требуется опорное напряжение выше 1,2 В, то применяется вариант этой схемы с ОУ (рис. 5). При работе ОУ в линейном режиме, его дифференциальное входное напряжение практически равно нулю. Поэтому, как и в предыдущем ИОНе, выполняется условие (2). Разность напряжений база-эмиттер транзисторов VT_1 и VT_2 $V_1 = I_{C2} R / n_2$ приложена к резистору R/n_2 . Напряжение

$$V_2 = (I_{C1} + I_{C2}) [R / (1 + n_1)] \quad (10)$$

и с учетом (2) в n_2 раз больше V_1 . Опорное напряжение в соответствии с вышеизложенным составляет

$$V_{REF} = V_{BE1} + V_2 = V_{BE1} + n_2 (kT/e_0) \ln n_1. \quad (11)$$

Если подобрать коэффициент $n_2 \ln n_1$ таким, чтобы $V_{REF}(T_0) = 1,205$ В, то ТКН, как это следует из уравнений (6)–(9), будет равен нулю. Выходное напряжение источника опорного напряжения можно варьировать путем изменения коэффициента деления делителя $R_1 R_2$. Именно по такой схеме построены ИОН LM4041–1.2, AD780 и др.

В схеме на рис. 5 регулирующим элементом выступает верхний транзистор

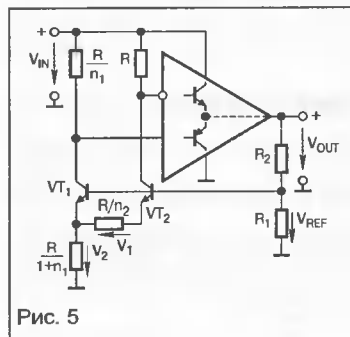


Рис. 5

оконечного каскада усилителя. Этот транзистор включен последовательно с нагрузкой, поэтому такой ИОН называют последовательным. Характерным примером последовательных источников опорного напряжения является семейство AD1582/3/4/5.

Источники опорного напряжения, построенные по схеме на рис. 5, выпускаются многими фирмами в трехвыводных корпусах и в корпусах других типов. Например, микросхема AD780 обеспечивает опорное напряжение 2,5 или 3 В с точностью 0,04 % при $K_{CT} = 100000$, ТКН $= 3 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$ и обладает выходным сопротивлением 0,04 Ом при токе потребления 1 мА. Мощный ИОН MAX872 создает опорное напряжение величиной 2,5 В с точностью 0,2 % при $K_{CT} = 50000$, ТКН $= 4 \cdot 10^{-5} \text{ K}^{-1}$. Его выходное сопротивление равно 0,6 Ом, а ток потребления — 10 мкА. Обе микросхемы имеют вывод датчика температуры.

Схема источника опорного напряжения, основанного на схеме рис. 5 с регулирующим элементом, включаемым параллельно нагрузке (так называемый параллельный ИОН), приведена на рис. 6. По аналогии со стабилизатором называют плюсовой вывод схемы катодом, а минусовой — анодом.

Здесь усилитель управляет транзистором VT_3 , который поддерживает разность потенциалов коллектор-эмиттер равной $V_{REF}(1 + R_2/R_1)$.

Этот ИОН представляет собой двухвыводной опорный элемент. Его основное достоинство — схемотехническая простота генерации опорного напряжения как положительной, так и отрицательной полярности. Недостатком параллельного регулятора является повышенное потребление энергии в случае изменения входного напряжения источника опорного напряжения в широких пределах. На рис. 7 для сравнения приведены графики зависимостей тока потребления I_S от входного напряжения V_{IN} для последовательного ИОН AD1582 и параллельного AD1586.

Широко применяемая недорогая ИМС параллельного источника опорного напряжения TL431 (отечественный аналог — КР142ЕН19А) выпускается в трехвыводном корпусе TO-92, причем помимо анода и катода выведен один из входов усилителя ошибки (см. рис. 8, а) — вывод управления ref. На рис. 6 справа приведено условное обозначение такого трехвыводного параллельного ИОН. При внешнем подключении вывода управления ref к выводу, соединенному с коллектором транзистора VT_3 , ИОН имеет выходное напряжение 2,5 В. Если требуется более высокое опорное напряжение, то коллектор транзистора VT_3 соединяется с выводом управления через внешний резистивный делитель. Такая схема оказалась очень удобна в применении, и в настоящее время различные варианты и аналоги этой ИМС выпускаются несколькими фирмами (это LM431, LMV431, LM4121-ADJ, TLV431 и др.).

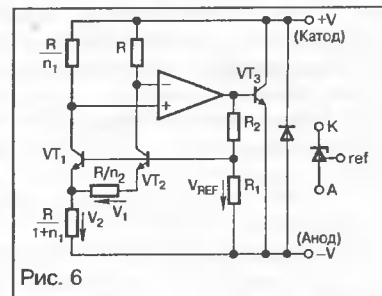


Рис. 6

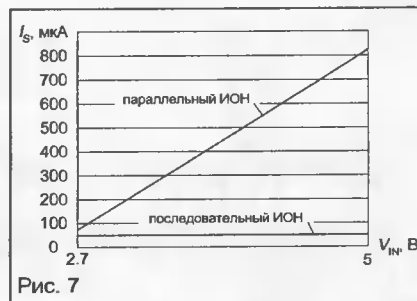


Рис. 7

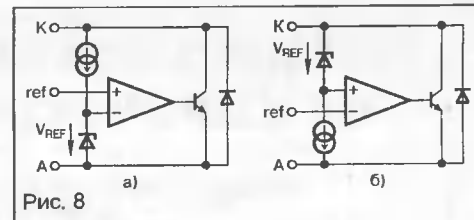


Рис. 8

Трехвыводные параллельные ИОН в настоящее время имеют одну из двух основных конфигураций: опорное напряжение в линейном режиме равно напряжению между анодом и выводом управления (рис. 8, а), либо опорное напряжение в линейном режиме равно напряжению между катодом и выводом управления (рис. 8, б). Типичный пример первой конфигурации — TL431, второй — LM385.

ИОН на полевых транзисторах

Сравнительно недавно на рынке электронных компонентов появилось новое поколение источников опорного напряжения — XFET-источники (eXtra Field Effect Transistor). Новая схемотехника обеспечивает источнику опорного напряжения низкий шум, малый ток потребления, низкий ТКН и очень высокую временную стабильность.

Ядро XFET-источника состоит из двух полевых транзисторов с управляющим р-п-переходом (рис. 9), один из которых (VT_2) имеет дополнительный встроенный канал, за счет чего его напряжение отсечки увеличено по сравнению с напряжением отсечки транзистора VT_1 . Токи стоков транзисторов одинаковы ($I_1 = I_2$). За счет действия операционного усилителя напряжение между истоками транзисторов равно нулю. Поэтому образуется разность потенциалов между затворами транзисторов V_{REF} , которая может быть усилена и использована для формирования весьма стабильного опорного напряжения.

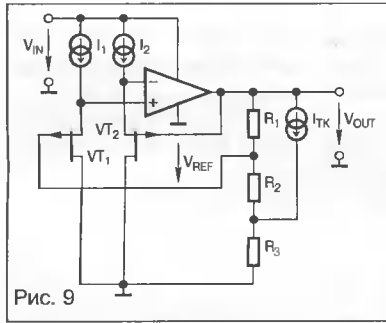


Рис. 9

Для этих источников опорного напряжения характерна величина $V_{REF} \approx 0,5$ В с отрицательным ТКН ≈ -60 мкВ/К, что примерно в 30 раз меньше, чем в аналогичной цепи ИОН на ширине запрещенной зоны. Такая малая температурная нестабильность может быть легко скомпенсирована практически таким же способом, что и у источника опорного напряжения на ширине запрещенной зоны. В схеме на рис. 9 эта компенсация осуществляется источником тока I_{TK} с положительным ТКН.

Меньшая величина ТКН опорного элемента на полевых транзисторах и, как следствие, меньший компенсационный ток I_{TK} обуславливают значительно меньший, чем у ИОН на ширине запрещенной зоны, шум выходного напряжения. Большая часть шума в ИОН на ширине запрещенной зоны приходит из цепи температурной компенсации. Уравнение электрического равновесия ИОН на рис. 9 имеет вид

$$V_{OUT} = V_{REF} \left(\frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_1} \right) + I_{TK} R_3.$$

Характерными представителями источников опорного напряжения на полевых транзисторах является семейство ADR29х, в котором, например, ИОН ADR291Е на 2,5 В имеет типичное значение $TKN = 3 \cdot 10^{-6} K^{-1}$, уровень шума 8 мкВ от пика до пика в полосе 0,1...10 Гц, типовой ток потребления 9 мкА и рекордную долговременную стабильность — $0,2 \cdot 10^{-6}/1000$ ч в отличие от $6 \cdot 10^{-6}/1000$ ч у суперпрецизионного VRE3050.

Георгий Волович
g_volovich@mail.ru

Продолжение следует

От редакции. В литературе трехвыводной ИОН КР142ЕН19А (TL431) часто обозначают не как стабилитрон, а как микросхему — квадрат с тремя выводами, а электроды, на которые подают «+» и «-» стабилизируемого напряжения, помечают, соответственно «Анод» и «Катод», что более логично.

Schroff®

Универсальные 19" субблоки

для печатных плат и модулей по МЭК 60297-3 и IEE 1101, а также новые приборные корпуса Ratiopac PRO

europac PRO

Легкая интеграция средств электромагнитной защиты субблока

Свободно доступная программа конфигурирования субблока по желанию заказчика

Типоразмеры 3U, 4U, 5U, 6U и 9U

Огромный выбор вариантов исполнения и принадлежностей

Полная совместимость с микропроцессорными системами на базе шин CompactPCI, VME64x, VME и другими, основанными на евроконструкциях

ProSoft ПЕРЕДАЮЩИЕ ТЕХНОЛОГИИ АВТОМАТИЗАЦИИ

МОСКВА: www.prosoft.ru
Тел. (095) 234-0636, факс (095) 234-0640
Адрес: 117313, Москва, а/я 81
E-mail: info@prosoft.ru

С.-ПЕТЕРБУРГ: (812) 325-3790, 325-3791
ЕКАТЕРИНБУРГ: www.prosoft.ural.ru
(3432) 75-1871, 49-3459



Способ измерения низких частот

В статье приведена методика расчета измерителя низких частот без использования микропроцессора. По сути, измеряется период сигнала, а преобразование «период/частота» выполняет ПЗУ относительно небольшой емкости. Используя ПЗУ большей емкости, можно повысить точность измерения.

Обычно измерение частоты производится с помощью классической схемы, изображенной на рис. 1. Входной периодический сигнал поступает на вход усилителя-формирователя, где усиливается до необходимого уровня и превращается в серию импульсов с крутыми фронтами. Эти импульсы поступают на один из входов элемента 2И. На второй вход элемента 2И поступают стробирующие импульсы, длительность которых равна точно 1 с (для их получения используется кварцевый генератор с делителем). С выхода элемента 2И импульсы поступают на вход многоразрядного двоично-десятич-



Рис. 1

ного счетчика. Частота в герцах определяется числом импульсов, зафиксированных счетчиком за 1 с. Недостаток этой схемы состоит в том, что на низких частотах нельзя обеспечить высокую точность т. к. при счете имеет место ошибка, равная ± 1 . Например, при частоте входного сигнала, приблизительно равной 10 Гц, счетчик может насчитать 9, 10 или 11 импульсов, т. е. погрешность составит величину 10%. Для повышения точности можно увеличить длительность стробирующего импульса, например до 100 или 1000 с, но это крайне неудобно, т. к. снижает скорость измерения. Поэтому при измерении низких частот применяют «обратный счет», т. е. входной сигнал используется для стробирования, а заполнение осуществляется импульсами более высокой частоты опорного генератора. Таким образом, производится измерение периода сигнала. Код на выходах счетчика — это результат измерения в единицах времени, а не частоты, и, следовательно, необходимо выполнить обратный пересчет для получения искомого значения. При узком диапазоне измеряемых частот преобразование периода в частоту можно произвести методом вычитания, а при широком его обычно выполняют при помощи микропроцессора или микроконтроллера. Однако для этого приходится разрабатывать программное обеспечение. Кроме того, даже при использовании микроконтроллера необходимы дополнительные аппаратные затраты — формирователь, дисплей (возможно, со встроенным или внешним

дешифратором) и еще какие-либо вспомогательные схемы, не говоря уже о программаторе, эмуляторе, симуляторе и других средствах отладки микроконтроллера.

Решить задачу пересчета можно более простым способом. При этом в качестве преобразователя кода можно использовать постоянное запоминающее устройство. Основная идея такого подхода изображена на рис. 2 (вспомогательные схемы управления не показаны). Входной сигнал поступает на формирователь и используется затем в качестве стробирующего. С выхода формирователя стробирующий импульс поступает на один из входов элемента 2И, на второй вход которого поступают импульсы опорной частоты. Многоразрядный двоичный счетчик подсчитывает количество импульсов опорной частоты за время стробирования. Двоичный код с выхода счетчика подается на адресную шину ПЗУ. Пусть счетчик насчитал M импульсов, что соответствует частоте N Гц. Тогда в ячейке ПЗУ с номером M должно быть записано число N в двоичном или двоично-десятичном коде (зависит от конкретных типов дешифратора и дисплея). Удобно ис-

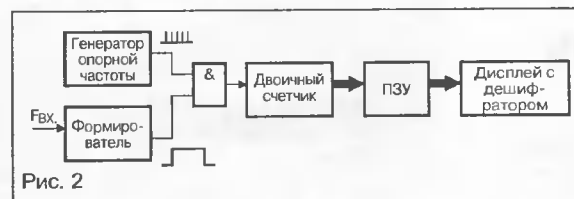


Рис. 2

пользовать двоично-десятичный код, так как одна микросхема ПЗУ (наиболее распространены 8-разрядные ПЗУ) может управлять двумя разрядами дисплея. Варьируя разрядностью счетчика, значением опорной частоты и количеством микросхем ПЗУ можно управлять точностью измерения и разрядностью измеряемой величины. Попробуем определиться с методикой расчета основных параметров такого измерителя.

Обычно требуется измерить частоту в некотором диапазоне с заданной погрешностью. Исходя из этих данных оценим требуемое значение опорной частоты. Пусть необходимо измерить частоту в диапазоне $F_{\text{вх мин}} \dots F_{\text{вх макс}}$ с погрешностью ΔF . Применительно к цифровым системам, где присутствует ошибка счета ± 1 , дискретность отсчета часто выбирают равной ошибке счета, т. е. равной единице младшего разряда. Так, если необходимо изме-

рить частоту с погрешностью 0,01 Гц, то логично дискретность отсчета выбрать равной также 0,01 Гц. Обозначим дискретность отсчета величиной $Y = \Delta F$. При измерении двух «соседних» частот, периоды которых отличаются на величину дискрета ΔT , двоичный счетчик должен насчитать некоторое количество импульсов опорной частоты, чтобы различить их. Показания счетчика при измерении этих двух частот должны отличаться хотя бы на единицу счета. В этом случае разница периодов ΔT будет равной одному периоду тактовой частоты $F_{\text{оп}}$ (рис. 3). Таким образом,

$$T_{\text{оп}} = \Delta T = T_2 - T_1.$$

Учитывая, что $T_2 = 1/F_2$ и $F_2 = F_1 - \Delta F$ («соседние» частоты отличаются на величину ΔF), имеем

$$T_{\text{оп}} = 1/F_2 - 1/F_1 = 1/(F_1 - \Delta F) - 1/F_1 = \Delta F/[F_1(F_1 - \Delta F)]$$

или

$$F_{\text{оп}} = F_1(F_1 - \Delta F)/\Delta F.$$

Частота F_1 больше частоты F_2 , и учитывая, что измерения необходимо проводить и на верхней границе диапазона, можно записать, что

$$F_{\text{оп}} = F_{\text{вх макс}}(F_{\text{вх макс}} - \Delta F)/\Delta F. \quad (1)$$

Итак, значение опорной частоты однозначно определяется верхней граничной частотой измеряемого диапазона и дискретностью (т. е. в данном случае погрешностью) отсчета. Следует помнить, что это — ее наименьшее значение. Она может иметь и большую величину, но в этом случае одному дискрету отсчета будет соответствовать разница счета счетчика, большая единицы, что повлечет за собой в общем случае увеличение разрядности счетчика и необходимой емкости ПЗУ.

Оценим теперь требуемую нестабильность частоты опорного генератора. Пусть при входной частоте $F_{\text{вх}}$ счетчик насчитает $M = F_{\text{оп}}/F_{\text{вх}}$ импульсов опорной частоты. Если опорная частота получит приращение $\pm \Delta f$, то число M получит приращение ΔM , т. е.

$$(F_{\text{оп}} \pm \Delta f_{\text{оп}})/F_{\text{вх}} = M \pm \Delta M.$$

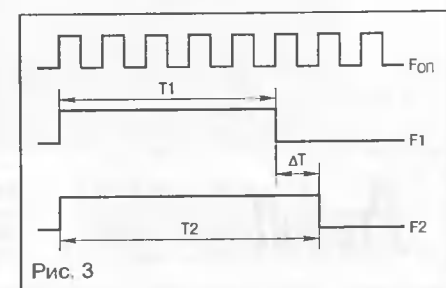


Рис. 3

Величина M будет находиться в диапазоне $[M - \Delta M; M + \Delta M]$. Удвоенное значение ΔM не должно превосходить одного дискрета отсчета, т. е. величина ΔM должна быть меньше половины дискрета отсчета. Пусть входная частота получит положительное приращение Δf . При этом имеем

$$(F_{\text{оп}} + \Delta f_{\text{оп}})/F_{\text{оп}} < M + 0,5.$$

Из этого следует, что

$$\Delta f_{\text{оп}} < F_{\text{вх}}(M + 0,5) - F_{\text{оп}}.$$

Учитывая, что $M = F_{\text{оп}}/F_{\text{вх}}$, имеем

$$\Delta f_{\text{оп}} < F_{\text{вх}}/2.$$

Аналогичный результат получится, если опорная частота получит отрицательное приращение. Если произвести аналогичные выкладки для граничных частот измеряемого диапазона, то выяснится, что для нижней граничной частоты требования более жесткие, т. е.

$$\Delta f_{\text{оп}} = F_{\text{вх мин}}/2. \quad (2)$$

Итак, абсолютная нестабильность частоты генератора однозначно определяется нижней граничной частотой измеряемого диапазона.

Оценим теперь относительную нестабильность $\delta f_{\text{оп}}$ частоты опорного генератора, которая требуется для выбора типа генератора. Как известно, в общем случае

$$\delta f_{\text{оп}} = \Delta f_{\text{оп}}/F_{\text{оп}}.$$

Учитывая выражения (1) и (2), получим

$$\delta f_{\text{оп}} < F_{\text{вх мин}} \Delta F / [2 F_{\text{вх макс}} (F_{\text{вх макс}} - \Delta F)]. \quad (3)$$

Итак, относительная нестабильность частоты опорного генератора однозначно определяется граничными частотами измеряемого диапазона и дискретом отсчета. Если при оценке относительной нестабильности выяснится, что такое значение может обеспечить генератор с кварцевым резонатором, можно округлить значение опорной частоты в большую сторону (легче найти резонатор с «круглым» значением частоты).

Оценим теперь необходимую емкость ПЗУ. Пусть при минимальной и максимальной входной частоте счетчик насчитает соответственно P и N импульсов опорной частоты. В этом случае при измерении частоты во всем диапазоне получится $P-N$ значений i , соответственно, $P-N$ ячеек памяти ПЗУ. Учитывая, что

$$P = F_{\text{оп}}/F_{\text{вх мин}} \text{ и } N = F_{\text{оп}}/F_{\text{вх макс}},$$

получим

$$Q = P - N = F_{\text{оп}}/F_{\text{вх мин}} - F_{\text{оп}}/F_{\text{вх макс}} = F_{\text{оп}}(F_{\text{вх макс}} - F_{\text{вх мин}})/(F_{\text{вх макс}} F_{\text{вх мин}}).$$

Учитывая ошибку счета, равную ± 1 , окончательно имеем

$$Q = F_{\text{оп}}(F_{\text{вх макс}} - F_{\text{вх мин}}) / (F_{\text{вх макс}} F_{\text{вх мин}}) + 1. \quad (4)$$

Учитывая формулу (1), получим

$$Q = (F_{\text{вх макс}} - \Delta F)(F_{\text{вх макс}} - F_{\text{вх мин}}) / (F_{\text{вх мин}} \Delta F) + 1. \quad (5)$$

Таким образом, минимально необходимое число ячеек памяти однозначно определяется диапазоном измеряемых частот и дискретностью отсчета, и его можно оценить сразу после получения технического задания. Выкажем теперь некоторые соображения по поводу расчета содержимого ПЗУ. Задачу можно решить «в лоб», определив адрес младшей ячейки по формуле

$$A_{\text{мл}} = F_{\text{оп}}/F_{\text{вх макс}},$$

а старшей — по формуле

$$A_{\text{ст}} = F_{\text{оп}}/F_{\text{вх мин}}.$$

Однако при этом ячейки с адресами от 0 до $A_{\text{мл}}$ не используются, т. е. емкость ПЗУ расходуется нерационально. Для сокращения необходимой емкости ПЗУ значение $F_{\text{вх макс}}$ можно записать не в ячейку с адресом $A_{\text{мл}}$, а в ячейку с адресом 0, и при расчете содержимого остальных ячеек учитывать это смещение. При этом возникает неоднозначность отсчета (если входная частота по каким-либо причинам выйдет из заранее оговоренного диапазона $F_{\text{вх мин}} \dots F_{\text{вх макс}}$), которую придется устранять аппаратными средствами. В частности, можно, используя выходы двоичного счетчика и логические элементы, управлять входами разрешения считывания CS ПЗУ. Впрочем, в настоящее время существуют относительно недорогие Flash ПЗУ большой емкости, и во многих случаях можно исключить эту неоднозначность, решив задачу «в лоб».

Обобщим вышесказанное.

1. При измерении низких частот методом измерения периода с использованием ПЗУ в качестве преобразователя кода первым шагом является определение минимальной частоты опорного генератора по формуле:

$$F_{\text{оп}} = F_{\text{вх макс}}(F_{\text{вх макс}} - \Delta F)/\Delta F,$$

где $F_{\text{оп}}$ — частота опорного генератора; $F_{\text{вх макс}}$ — максимальная входная частота; ΔF — требуемая погрешность (дискретность) измерения.

2. Далее определяется абсолютная и относительная погрешность частоты опорного генератора по формулам

$$\Delta f_{\text{оп}} < F_{\text{вх мин}}/2;$$

$$\delta f_{\text{оп}} < F_{\text{вх мин}} \Delta F /$$

$$[2 F_{\text{вх макс}} (F_{\text{вх макс}} - \Delta F)],$$

где $\Delta f_{\text{оп}}$, $\delta f_{\text{оп}}$ — соответственно абсолютная и относительная нестабильность частоты опорного генератора; $F_{\text{вх мин}}$, $F_{\text{вх макс}}$ — соответственно минимальная и максимальная входные частоты; ΔF — требуемая погрешность (дискретность) измерения.

Руководствуясь значением относительной нестабильности, выбираем тип опорного генератора. Знание абсолютной нестабильности потребуется при настройке частоты опорного генератора в конкретном варианте реализации. После определения типа генератора уточняется значение опорной частоты.

Далее определяется минимально необходимое число ячеек памяти ПЗУ по формуле:

$$Q = F_{\text{оп}}(F_{\text{вх макс}} - F_{\text{вх мин}}) / (F_{\text{вх макс}} F_{\text{вх мин}}) + 1,$$

где Q — минимальное количество ячеек памяти ПЗУ; $F_{\text{оп}}$ — уточненное значение опорной частоты; $F_{\text{вх мин}}$, $F_{\text{вх макс}}$ — соответственно минимальная и максимальная входные частоты.

После этого выбирается конкретный тип ПЗУ.

3. Далее рассчитывается содержимое ячеек ПЗУ (в общем случае) по формуле:

$$A = F_{\text{оп}}/F_{\text{вх}},$$

где A — адрес ячейки; $F_{\text{оп}}$ — опорная частота; $F_{\text{вх}}$ — входная частота, значение которой в двоичном или двоично-десятичном коде (зависит от конкретных типов дисплея и дешифратора) содержится в данной ячейке.

Исходя из конкретного типа ПЗУ, можно использовать или не использовать смещение адресов ПЗУ. Результат округляется по обычным правилам. Если выбрано конкретное ПЗУ с количеством ячеек Q и используется смещение адресов, то максимальное значение опорной частоты можно определить по формуле:

$$F_{\text{оп}} = (Q - 1) F_{\text{вх макс}} F_{\text{вх мин}} / (F_{\text{вх макс}} - F_{\text{вх мин}}).$$

Знание максимального и минимального значений опорной частоты может облегчить подбор резонатора в случае применения кварцевого генератора.

Виктор Василенко,
vvic@scc.lg.ua

Литература:

1. П. Хоровиц, У. Хилл. Искусство схемотехники. Т.2. Пер. с англ. — М.: Мир, 1983.
2. С. Бирюков. Измеритель частоты сети. — Радио, 1981, №9.

Электронный термометр

В этой статье, ориентированной на осваивающих микроконтроллеры семейства AVR, описана несложная конструкция для измерения температуры

Для измерения температуры необходим датчик. Наиболее распространенные датчики температуры представляют собой устройства, формирующие на выходе сопротивление, ток или напряжение, пропорциональные измеряемой температуре и не являющимися цифровыми величинами. Поэтому для представления температуры в цифровом виде необходимо использовать аналого-цифровой преобразователь (АЦП).

В качестве датчика в данной конструкции применена микросхема LM35 фирмы National Semiconductor. Эта микросхема обеспечивает на своем выходе напряжение, пропорциональное температуре окружающей среды с коэффициентом 10 мВ/°C, и может работать в диапазоне температур – 55...+150 °C.

При использованной схеме включения возможно измерение только положительных температур в пределах +2...+150 °C. Датчик выполнен в корпусе TO-92, его цоколевка показана на рис. 1.

Для преобразования выходного напряжения датчика в цифровой код применен АЦП типа ADC0831. Датчик температуры и АЦП подключены к микроконтроллеру AT90S2313-10PI по схеме на рис. 2.

Так как использованный АЦП имеет восемь разрядов, полученное от него значение может быть в диапазоне от 0 до 255. При этом 255 будет соответствовать максимальному измеренному напряжению. Таким образом, если

мы подстроечным резистором R1 установим опорное напряжение для АЦП 2,55 В, то получим прямое соответствие полученного числа и измеренной температуры. Например, при температуре 15 °C будет получено число 15. Очевидно, что дискретность измерения составит 1 °C, а точность будет несколько хуже. Разумеется, погрешность зависит не только от разрядности АЦП, определяющей точность преобразования напряжения, полученного от датчика, в цифровую форму, но и непосредственно от датчика, т. е. от того, насколько точно датчик преобразует температуру в напряжение.

Для управления и передачи данных микросхема ADC0831 имеет последовательный синхронный интерфейс Microwire фирмы National Semiconductor. Для реализации интерфейса требуется три линии: CS — выбор микросхемы, CLK и

DO. На рис. 3. показаны временные диаграммы, иллюстрирующие работу с АЦП.

Принцип управления АЦП достаточно прост. Сначала подается сигнал «Выбор микросхемы». Для этого необходимо на линию CS подать напряжение лог. 0. При этом АЦП «просыпается» и приходит в состояние готовности к работе. Теперь АЦП готов побитно передавать измеренное значение напряжения на линию DO. Происходит это под управлением линии CLK: каждый импульс на линии CLK указывает АЦП на то, что необходимо выставить на линию DO следующий бит измеренного значения. Микроконтроллер принимает значение этого бита и сохраняет его. После прочтения всех восьми бит микроконтроллер формирует в восьмиразрядной переменной полное значение прочитанного числа.

Разумеется, существует множество различных вариантов реализации подобного устройства, но этот пример достаточно прост и нагляден для первоначального знакомства.

Программа написана на языке Basic для компилятора BASCOM-AVR Basic:

```
Dim As Byte          "сохраняет каждый бит, получен-
ний от АЦП
Dim Temp As Byte     "каждый «тик» сигнала CLK
Dim T As Byte        "переменная для хранения
результата
Config portb = &B1111110 "pinb.0 как вход; b.1..b.7 как выходы
Ck Alias Portb.2
Cs Alias Portb.3
Set cs                "сначала «1»
Do
Reset Ck
Reset Cs              "выбрать микросхему
Gosub Pulse
Gosub Pulse          "несколько тактовых импульсов
"для синхронизации
A = 0 : T = 0
For Temp = 1 To 8    "начать новое измерение
T = T * 2            "сдвинуть бит на 1 разряд
влево
Gosub Pulse          "сформировать тактовый импульс
T = T + A            "обработать последний по-
лученный бит
If Pinb.0 = 1 Then   "прочитать новый бит
A = 1
Else
A = 0
End If
Next
Set Cs
```

```
Print T
Wait 1
Loop
End
Pulse:
Set clk
Waitus 10            "пауза 10 мкс
Reset Ck
Return
```

Перевод Михаила Голубцова
http://schem.rtl.com/



Вид со стороны выводов

Рис. 1. Цоколевка датчика температуры LM35



Рис. 2. Подключение датчика температуры и АЦП к микроконтроллеру

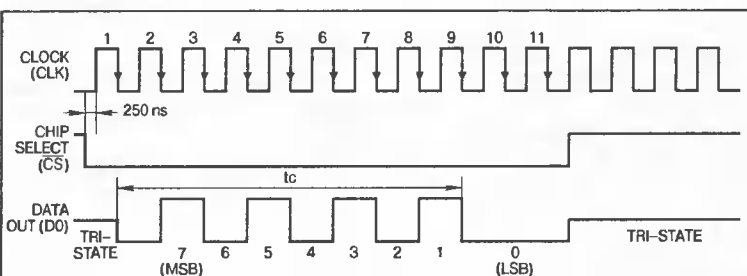


Рис. 3. Временные диаграммы, иллюстрирующие работу с АЦП

(Продолжение. Начало — №4/2001)

Микроконтроллеры? Это же просто!

Группа команд арифметических операций

Команды, входящие в эту группу, сведены в табл. 2.

Рассмотрим их поподробнее. В эту группу входят четыре команды сложения (ADD), четыре команды сложения с учетом переноса (ADDC), четыре команды вычитания с учетом заема (SUBB), пять команд инкремента (INC), четыре команды декремента (DEC) и по одной команде умножения, деления и десятичной коррекции аккумулятора.

Почти все эти команды в той или иной степени вам уже знакомы. Команды сложения складывают содержимое аккумулятора соответственно с содержимым регистра общего назначения (ADD A,Rn), прямоадресуемого байта (ADD A,ad), косвенно адресуемого байта из внутреннего ОЗУ (ADD A,@Ri) и с константой (ADD A,#data8). Полученная сумма сохраняется в аккумуляторе. Мнемоники, входящие в каждую из групп команд, количество байт в них, время выполнения и краткое описание выполняемых ими действий я не комментирую — вам все уже должно быть очевидно.

Этим командам практически идентичны команды сложения с учетом пе-

реноса — их такое же количество, они работают с теми же регистрами и ячейками ОЗУ, содержат столько же байт и выполняются за то же количество машинных циклов, что и соответствующие им команды обычного сложения. Единственное отличие от последних — результаты выполнения команд сложения с переносом будут на единичку больше, если CY=1.

С теми же операндами работают и четыре команды вычитания. Но здесь, как я уже говорил в главе, посвященной регистрам МК, есть своя хитрость. Вспомним школьные годы, вычитание «в столбик». Наверное, все помнят о том, что первыми вычитаются самые правые, младшие разряды. При этом если нам нужно вычесть из меньшего числа большее, мы «занимаем единичку» (осуществляем «заем») из более старшего разряда уменьшаемого (т. е. из той цифры уменьшаемого, которая стоит левее используемой в текущий момент). А далее, когда мы будем осуществлять вычитание следующей цифры вычитаемого из той цифры уменьшаемого, где мы сделали заем, последнюю сначала нужно уменьшить на 1, а затем что-то из нее вычитать.

Для осуществления описанных действий в МК x51 есть команда вычитания с заемом SUBB. Она вначале вычитает из уменьшаемого содержимое бита переноса (т. е. 1, если флаг CY установлен, и 0, если сброшен; кстати, обратите внимание на то, что в этом случае бит переноса фактически является битом заема), а затем — и само вычитаемое. Как вы уже имели возможность убедиться, именно это и нужно для организации программ вычитания.

Еще один нюанс — всегда нужно помнить, что когда мы производим вычитание младшей цифры вычитаемого из младшей цифры уменьшаемого, эта процедура по счету является первой, ей не предшествовал никакой заем. И хотя для получения результата мы вынуждены использовать команду вычитания с заемом SUBB, правильный результат достигается тогда, когда мы перед этим первым вычитанием принудительно установим в 0 флаг CY (это делается при помощи знакомой вам команды CLR C). Увы, мы не имеем возможности использовать команду вычитания без заема (хотя такие есть у многих МК, в системе команд МК семейства x51 они отсутствуют).

Команды инкремента и декремента вам также уже встречались. Приводимая в табл. 2 касающаяся их информация очевидна и не требует дополнительных объяснений. Отмечу разве что тот факт, что в системе команд x51 есть команда инкрементирования регистра

Таблица 2. Команды арифметических операций

Название команды	Мнемоника	КОП	Байт	Циклов	Операция
Сложение аккумулятора с регистром (n=0...7)	ADD A,Rn	00101rr	1	1	$(A) \leftarrow (A) + (Rn)$
Сложение аккумулятора с прямоадресуемым байтом	ADD A,ad	100101	2	1	$(A) \leftarrow (A) + (ad)$
Сложение аккумулятора с байтом из внутреннего ОЗУ (i=0,1)	ADD A,@Ri	0010011i	1	1	$(A) \leftarrow (A) + ((Ri))$
Сложение аккумулятора с константой	ADD A,#data8	100100	2	1	$(A) \leftarrow (A) + \#data8$
Сложение аккумулятора с регистром и переносом	ADDC A,Rn	00111rr	1	1	$(A) \leftarrow (A) + (Rn) + (C)$
Сложение аккумулятора с прямоадресуемым байтом и переносом	ADDC A,ad	110101	2	1	$(A) \leftarrow (A) + (ad) + (C)$
Сложение аккумулятора с байтом из внутреннего ОЗУ и переносом	ADDC A,@Ri	0011011i	1	1	$(A) \leftarrow (A) + ((Ri)) + (C)$
Сложение аккумулятора с константой и переносом	ADDC A,#data8	110100	2	1	$(A) \leftarrow (A) + \#data8 + (C)$
Десятичная коррекция аккумулятора	DA A	11010100	1	1	
Вычитание из аккумулятора регистра и заема	SUBB A,Rn	10011rr	1	1	$(A) \leftarrow (A) - (Rn) - (C)$
Вычитание из аккумулятора прямоадресуемого байта и заема	SUBB A,ad	10010101	2	1	$(A) \leftarrow (A) - (ad) - (C)$
Вычитание из аккумулятора байта из внутреннего ОЗУ и заема	SUBB A,@Ri	1001011i	1	1	$(A) \leftarrow (A) - ((Ri)) - (C)$
Вычитание из аккумулятора константы и заема	SUBB A,#data8	10010100	2	1	$(A) \leftarrow (A) - \#data8 - (C)$
Инкремент аккумулятора	INC A	100	1	1	$(A) \leftarrow (A) + 1$
Инкремент регистра	INC Rn	00001rr	1	1	$(Rn) \leftarrow (Rn) + 1$
Инкремент прямоадресуемого байта	INC ad	101	2	1	$(ad) \leftarrow (ad) + 1$
Инкремент байта из внутреннего ОЗУ	INC @Ri	0000011i	1	1	$((Ri)) \leftarrow ((Ri)) + 1$
Инкремент указателя данных	INC DPTR	10100011	1	2	$(DPTR) \leftarrow (DPTR) + 1$
Декремент аккумулятора	DEC A	10100	1	1	$(A) \leftarrow (A) - 1$
Декремент регистра	DEC Rn	00011rr	1	1	$(Rn) \leftarrow (Rn) - 1$
Декремент прямоадресуемого байта	DEC ad	10101	2	1	$(ad) \leftarrow (ad) - 1$
Декремент байта из внутреннего ОЗУ	DEC @Ri	0001011i	1	1	$((Ri)) \leftarrow ((Ri)) - 1$
Умножение аккумулятора и регистра B	MUL AB	1010100	1	4	$(B)(A) \leftarrow (A) * (B)$
Деление аккумулятора на регистр B	DIV AB	1000100	1	4	$(A),(B) \leftarrow (A) / (B)$

DPTR, но нет команды его декрементирования. Последнее крайне неудобно. Чуть скрасить это неудобство можно, организовав небольшую подпрограммку для декрементирования DPTR (назовем ее DECDPTR):

```
DECDPTR:
MOV  A,DPL
ADD  A,#0FFH
MOV  DPL,A
MOV  A,DPH
ADDC A,#0FFH
MOV  DPH,A
CLR  C
RET
```

Такие вам уже знакомы команды умножения и деления, так что и на них я не стану задерживаться. В итоге из всех команд арифметических операций незнакомой для вас сейчас является лишь одна — команда десятичной коррекции (DA A). Рассмотрим ее поближе.

Постарайтесь запомнить следующее. Команда эта применима лишь в том случае, если вы осуществляете сложение хранящегося в аккумуляторе в двоично-десятичном представлении числа в диапазоне от 0 до 99 с представленным в том же формате числом из другого регистра или ячейки памяти. Если вы складываете числа в обычном двоичном (или, что то же самое, в HEX-представлении), использовать команду DA A крайне не рекомендуется, ибо это не принесет ничего, кроме ошибок.

Команда корректирует операцию сложения, т. е. перед ней обязательно должна стоять команда сложения. Если применить команду десятичной коррекции аккумулятора без идущей прямо перед ней команды сложения, никакой коррекции не произойдет, и содержимое аккумулятора не изменится.

Теперь о самой команде. Работает она следующим образом. Как вы должны помнить, в двоично-десятичном представлении числа каждая его цифра кодируется четырьмя битами. Следовательно, в любом 8-битовом регистре хранятся две двоично-десятичные цифры. Например, если в аккумуляторе находится число 01100100B = 64H, то старшие четыре бита (0110) соответствуют цифре 6 в двоично-десятичном представлении, а младшие (0100) — цифре 4.

Положим, в регистре R7 хранится при этом число 10010111B = 97H, и мы хотим сложить эти два двоично-десятичных числа. Если их просто сложить при помощи команды ADD, как обычные двоичные числа, то получится 11111011B = 0FBH, что вообще не соответствует никакому двоично-десятичному числу. Но если вслед за ADD поставить команду DA A, то получится в сумме 61H и CY = 1, что в итоге соответствует десятичному числу 161 (сравните: 64дес + 97дес = 161дес). Вот так-то!

Как же работает DA A? Вначале она проверяет сумму младших разрядов

слагаемых (в нашем случае 4 и 7). Если эта сумма больше 9 (в нашем случае так и есть, 4+7 = 11дес = 0BH) или если она меньше 9, но при сложении этих цифр образовался перенос (так бы было, если бы вместо 4 у нас было бы 9: 9 + 7 = 10H = 0H с переносом), то сумма младших разрядов слагаемых увеличивается на 6. В нашем случае 4 + 7 = 0BH; 0BH + 6 = 1H, и при этом возникает перенос в сумму старших разрядов слагаемых.

Далее DA A точно также проверяет сумму старших разрядов слагаемых (в нашем случае 6 и 9), предварительно прибавив к ним упомянутый перенос (при его наличии). Если полученная сумма больше 9 или если она меньше 9, но при сложении этих цифр образовался перенос (в нашем случае так и есть: 6 + 9 + 1 = 16дес = 10H = 0H с переносом), то сумма теперь уже и старших разрядов слагаемых увеличивается на 6. В нашем случае 6 + 9 + 1 = 0H с переносом; 0H + 6 = 6H, и при этом возникает перенос в CY. Итак, если бы мы сложили взятые для примера числа без учета переноса, то мы получили бы 0FBH, что вообще не соответствует никакому двоично-десятичному числу. Но если вслед за ADD поставить команду DA A, то мы получим в сумме 61H и CY=1, что в итоге соответствует правильному результату — десятичному числу 161.

Еще раз обращаю ваше внимание — команда DA A используется только при сложении чисел в двоично-десятичном представлении и только в том случае, если перед ней стояла команда сложения (ADD или ADDC). Несоблюдение любого из этих двух условий неминуемо приводит к ошибке.

На этом мы заканчиваем знакомство с группой команд арифметических операций. Обращаю ваше внимание на то, что мы «прошли», как говорят школьники и студенты, 52 из 111 команд, т. е. почти половину доступных микроконтроллеру инструкций! Знакомство с системой команд для вас сейчас является хотя слегка и нудной, но уже вполне посильной задачей, и свет в конце этого тоннеля, образно говоря, виден невооруженным глазом.

Группа команд логических операций

Команды, входящие в эту группу, сведены в табл. 3.

Рассмотрим их поподробнее. Все они вам уже знакомы. Команды логического И (ANL) предписывают микроконтроллеру осуществить побитовое логическое И между содержимым аккумулятора и регистра общего назначения (ANL A,Rn), аккумулятора и прямоадресуемого байта (ANL A,ad) и т. д. Всего в эту подгруппу входит шесть команд. Следующие шесть инструкций предписывают микроконтроллеру осуществить побитовое логическое ИЛИ (ORL) между содержимым тех же опе-

рандов, и еще шесть команд — исключяющее ИЛИ (XRL) с теми же операндами. Команды CLR A и CPL A соответственно обнуляют и инвертируют содержимое аккумулятора. Идущие следом четыре инструкции — арифметические и циклические сдвиги содержимого аккумулятора (влево, вправо, через перенос и минуя его — соответственно RLC A, RRC A, RL A, RR A). Их мы подробно рассматривали в главе 4. И последняя команда SWAP A — обмен местами старшей и младшей тетрады аккумулятора.

Обратите внимание на то, как записано символическое описание операции инверсии содержимого аккумулятора: (A) <— I(A). Обычно инверсия обозначается черточкой над инвертируемым операндом. Но в текстовых редакторах черточка над символом, как правило, не предусмотрена. Поэтому давайте договоримся, что здесь и далее в тексте статьи инверсия будет обозначаться не черточкой над операндом, а обратным слэшем перед этим операндом.

Ну вот и все о группе команд логических операций. Перейдем к рассмотрению следующей группы команд.

Группа команд операций с битами

Команды, входящие в эту группу, сведены в табл. 4.

Рассмотрим их. Здесь тоже немало знакомых вам команд. Но прежде, чем мы поговорим о них, нам необходимо более подробно ознакомиться с теми битами, которые являются операндами в этой группе.

Эти биты принадлежат к двум подгруппам. Первую составляют биты, входящие в байты внутреннего ОЗУ с адресами от 20H до 2FH. Младший бит байта 20H имеет самостоятельный (битовый) адрес 00H, второй бит этого байта — 01H, третий — 02H и т. д. вплоть до 7FH (это адрес старшего, седьмого бита байта с адресом 2FH).

Вторая подгруппа — это биты аккумулятора, регистров B, PSW, IP, IE, SCON, TCON, а также портов P0—P3. Не все регистры вам пока еще знакомы, но пусть вас это не смущает, чуть позже мы до всех их доберемся. Пока же ознакомьтесь с битовыми адресами каждого из битов, входящих в эти регистры (рис. 42). Они, т. е. эти биты, составляют старшую половину битового адресного пространства.

Я сказал «битовое пространство» — пусть вас это не смущает, ни в какое отдельное пространство из упомянутых регистров и ячеек памяти эти биты не вынесены, и всегда находятся именно там, где мы их обнаружили в двух предыдущих абзацах. Просто программисты, как и все другие математики, любят использовать подобные абстрактные термины. Если какие-то регистры, биты, байты, команды или мас-

Таблица 3. Команды логических операций

Название команды	Мнемоника	КОП	Байт	Циклов	Операция
Логическое И аккумулятора и регистра (n=0...7)	ANL A,Rn	01011rr	1	1	$(A) \leftarrow (A) \text{ Илор } (Rn)$
Логическое И аккумулятора и прямоадресуемого байта	ANL A,ad	1010101	2	1	$(A) \leftarrow (A) \text{ Илор } (ad)$
Логическое И аккумулятора с байтом из внутреннего ОЗУ (i=0,1)	ANL A,@Ri	0101011i	1	1	$(A) \leftarrow (A) \text{ Илор } ((Ri))$
Логическое И аккумулятора и константы	ANL A,#data8	1010100	2	1	$(A) \leftarrow (A) \text{ Илор } \#data8$
Логическое И прямоадресуемого байта и аккумулятора	ANL ad,A	1010010	2	1	$(ad) \leftarrow (ad) \text{ Илор } (A)$
Логическое И прямоадресуемого байта и константы	ANL ad,#data8	1010011	3	2	$(ad) \leftarrow (ad) \text{ Илор } \#data8$
Логическое ИЛИ аккумулятора и регистра (n=0...7)	ORL A,Rn	01001rr	1	1	$(A) \leftarrow (A) \text{ ИЛИлор } (Rn)$
Логическое ИЛИ аккумулятора и прямоадресуемого байта	ORL A,ad	1000101	2	1	$(A) \leftarrow (A) \text{ ИЛИлор } (ad)$
Логическое ИЛИ аккумулятора с байтом из внутреннего ОЗУ (i=0,1)	ORL A,@Ri	0100011i	1	1	$(A) \leftarrow (A) \text{ ИЛИлор } ((Ri))$
Логическое ИЛИ аккумулятора и константы	ORL A,#data8	1000100	2	1	$(A) \leftarrow (A) \text{ ИЛИлор } \#data8$
Логическое ИЛИ прямоадресуемого байта и аккумулятора	ORL ad,A	1000010	2	1	$(ad) \leftarrow (ad) \text{ ИЛИлор } (A)$
Логическое ИЛИ прямоадресуемого байта и константы	ORL ad,#data8	1000011	3	2	$(ad) \leftarrow (ad) \text{ ИЛИлор } \#data8$
Исключающее ИЛИ аккумулятора и регистра (n=0...7)	XRL A,Rn	01101rr	1	1	$(A) \leftarrow (A) \text{ ИЛИИскл } (Rn)$
Исключающее ИЛИ аккумулятора и прямоадресуемого байта	XRL A,ad	1100101	2	1	$(A) \leftarrow (A) \text{ ИЛИИскл } (ad)$
Исключающее ИЛИ аккумулятора с байтом из внутреннего ОЗУ (i=0,1)	XRL A,@Ri	0110011i	1	1	$(A) \leftarrow (A) \text{ ИЛИИскл } ((Ri))$
Исключающее ИЛИ аккумулятора и константы	XRL A,#data8	1100100	2	1	$(A) \leftarrow (A) \text{ ИЛИИскл } \#data8$
Исключающее ИЛИ прямоадресуемого байта и аккумулятора	XRL ad,A	1100010	2	1	$(ad) \leftarrow (ad) \text{ ИЛИИскл } (A)$
Исключающее ИЛИ прямоадресуемого байта и константы	XRL ad,#data8	1100011	3	2	$(ad) \leftarrow (ad) \text{ ИЛИИскл } \#data8$
Сброс аккумулятора	CLR A	11100100	1	1	$(A) \leftarrow 0$
Инверсия аккумулятора	CPL A	11110100	1	1	$(A) \leftarrow \neg(A)$
Сдвиг аккумулятора влево циклический	RL A	100011	1	1	$(A.n+1) \leftarrow (A.n), n=0-6; (A.0) \leftarrow (A.7)$
Сдвиг аккумулятора влево через перенос	RLC A	110011	1	1	$(A.n+1) \leftarrow (A.n), n=0-6; (A.0) \leftarrow (C); (C) \leftarrow (A.7)$
Сдвиг аккумулятора вправо циклический	RR A	11	1	1	$(A.n) \leftarrow (A.n+1), n=0-6; (A.7) \leftarrow (A.0)$
Сдвиг аккумулятора вправо через перенос	RRC A	10011	1	1	$(A.n) \leftarrow (A.n+1), n=0-6; (A.7) \leftarrow (C); (C) \leftarrow (A.0)$
Обмен местами тетрад в аккумуляторе	SWAP A	11000100	1	1	$(A.0, A.1, A.2, A.3) \leftrightarrow (A.4, A.5, A.6, A.7)$

Таблица 4. Команды операций с битами

Название команды	Мнемоника	КОП	Байт	Циклов	Операция
Сброс переноса	CLR C	11000011	1	1	$(C) \leftarrow 0$
Сброс бита	CLR bit	11000010	2	1	$(bit) \leftarrow 0$
Установка переноса	SETB C	11010011	1	1	$(C) \leftarrow 1$
Установка бита	SETB bit	11010010	2	1	$(bit) \leftarrow 1$
Инверсия переноса	CPL C	10110011	1	1	$(C) \leftarrow \neg(C)$
Инверсия бита	CPL bit	10110010	2	1	$(bit) \leftarrow \neg(bit)$
Логическое И бита и переноса	ANL C,bit	10000010	2	2	$(C) \leftarrow (C) \text{ Илор } (bit)$
Логическое И инверсии бита и переноса	ANL C,/bit	10110000	2	2	$(C) \leftarrow (C) \text{ Илор } \neg(bit)$
Логическое ИЛИ бита и переноса	ORL C,bit	01110010	2	2	$(C) \leftarrow (C) \text{ ИЛИлор } (bit)$
Логическое ИЛИ инверсии бита и переноса	ORL C,/bit	10100000	2	2	$(C) \leftarrow (C) \text{ ИЛИлор } \neg(bit)$
Пересылка бита в перенос	MOV C,bit	10100010	2	1	$(C) \leftarrow (bit)$
Пересылка переносов в бит	MOV bit,c	10010010	2	2	$(bit) \leftarrow (C)$

сивы имеют какую-либо отличительную черту, выделяющую их среди других подобных объектов, то всегда находится кто-то, кто скажет, что они образуют то или иное пространство (регистровое, адресное, битовое и т. п.).

Обращаю ваше внимание — биты шестнадцати байтов внутреннего ОЗУ и десяти регистров имеют собственные битовые адреса, при помощи которых мы можем прямо обращаться к любому из них при выполнении команд операций с битами. Таким образом, мы можем устанавливать, сбрасывать, инвертировать, пересылать в СУ и обратно более 200 бит, входящих в состав упомянутых 26 байтов.

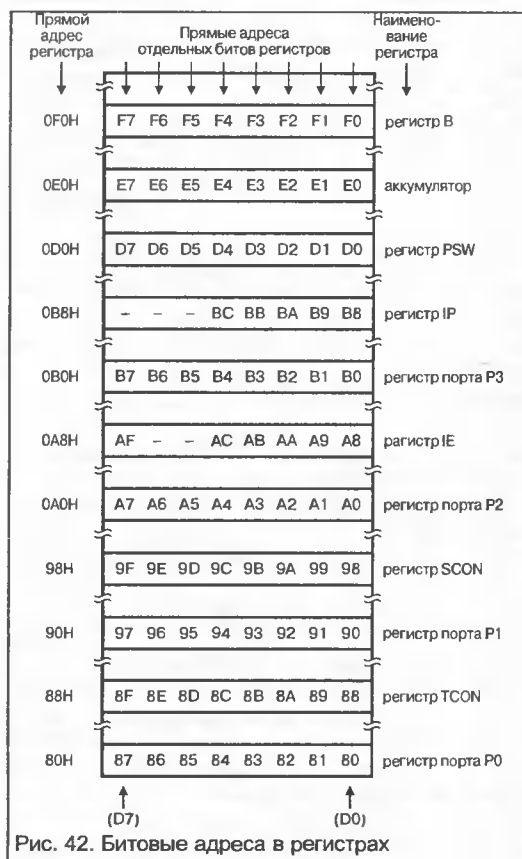


Рис. 42. Битовые адреса в регистрах

Если это понятно, пойдем дальше. Вспомните, когда мы, например, устанавливали в 1 или сбрасывали в 0 линии тех или иных портов, мы делали это командами SETB Pх.у или CLR Pх.у. Далее давайте вспомним еще и то, что в самом начале наших программ мы в разделе объявления имен и констант поместили строки, сообщающие ассемблеру, что адрес бита P1.0 — 90H (P1.0 .EQU 90H), адрес бита P1.1 — 91H (P1.1 .EQU 91H) и т. д. К чему я клоню? Да к тому, что установка в 1 или сброс в 0 тех или иных линий порта осуществляется при помощи все тех же рассматриваемых нами в текущем разделе команд операций с битами. Для многих это поначалу оказывается неочевидно, т. к. ряд ассемблеров по умолчанию знает, что битовый адрес линии P0.0 — это 80H, P0.3 — это 83H, P1.0 — это 90H и т. д. Поэтому начинающим и кажется, что команды, работающие с этими линиями — это нечто

иное, чем команды, сбрасывающие и устанавливающие остальные биты, адреса которых нам приходится писать в явном виде. Но, как видите, это не так, и линиями порта управляют те же команды, которые управляют битами вышеупомянутых регистров и ячеек памяти.

Вот, собственно, и все об этой группе команд. Нам осталось лишь ознакомиться с группой команд передачи управления. Но прежде, чем мы это сделаем, стоит чуть более подробно познакомиться с флагами результата и с тем, какие команды изменяют состояние тех или иных флагов.

Александр Фрунзе
alex.fru@mtu-net.ru

Продолжение следует

ПОЛИСЭТ

ОПТОВЫЕ ПОСТАВКИ ЭЛЕКТРОННЫХ КОМПОНЕНТОВ



SMD компоненты

многослойные керамические SMD конденсаторы,
танталовые SMD конденсаторы,
SMD резисторы, резисторные сборки...



Конденсаторы электролитические

поверхностного монтажа (SMD),
сверхминиатюрные и неполярные,
с низкими импедансом и током утечки,
для отклоняющих систем и пуска электромоторов...

Конденсаторы пленочные



Выпрямительные диоды и мосты

SMD диоды и выпрямительные мосты, сверхбыстрые и мощные, высоковольтные и автомобильные, с барьером Шоттки и диоды Зенера...

Тел./факс: (095) 967-05-91, 967-05-92; <http://www.poliset.ru>; e - mail: info@poliset.ru

(Продолжение. Начало — №4/2002)

Схемотехника универсальных технологических контроллеров. Цифро-аналоговые преобразователи

В табл. 2 приведены DAC последовательного типа.

Перед предварительным отбором микросхем сформулируем требования к подсистеме параллельных DAC. Допустим, что нам необходимо оснастить универсальный технологический контроллер шестью независимыми 8-разрядными цифро-аналоговыми преобразователями (можно и 10-разрядными при незначительном повышении стоимости). При этом желательно обеспечить малое энергопотребление, питание предпочтительно от одного источника +5 В (в случае, если это нереализуемо, допускается использование дополнительных напряжений питания ± 15 В). Желательно

также занять минимальную площадь печатной платы.

На стадии предварительного отбора сперва удалим из табл. 1 все микросхемы с разрядностью 12 и выше. Затем удалим микросхемы с питанием только 3,3 В, с питанием выше 5 В (т. к. они, как правило, требуют дополнительных узлов согласования по входу), с питанием –5 В (т. к. это предполагает наличие дополнительного источника питания), а также микросхемы с ЭСЛ питанием (–5,2 В) и микросхемы с более чем тремя напряжениями питания. Далее необходимо исключить из рассмотрения все микросхемы с высоким быстродействием из соображений высокой стоимости и высокого энергопотребления. Также следу-

ет поступить и с микросхемами, не имеющими исполнения в DIP корпусах.

Полученную таким образом сокращенную таблицу необходимо рассматривать исходя из соображений минимизации стоимости, количества корпусов и площади печатной платы. В нашем примере, как было указано выше необходимо разработать подсистему из шести независимых каналов. Очевидно, что при разработке подсистемы желательно использовать одинаковые микросхемы параллельных DAC. Исходя из этого, можно рассмотреть следующие варианты реализации:

- шесть одноканальных DAC с разрядностью 8 (10);
- три двухканальных DAC;
- два четырехканальных DAC (с избыточностью в 2 канала);
- один восьмиканальный DAC (с избыточностью в 2 канала).

Даже беглого ознакомления с полученной таблицей достаточно для того, чтобы определить, что все одноканальные DAC выпускаются, в основном, в корпусе DIP16 и выше. Из этого следует, что первый вариант исполнения подсистемы совершенно невыгоден, т. к. подсистема будет занимать очень большую площадь печатной платы, и иметь высокую стоимость. В связи с этим исключим из

Таблица 2

Тип	Разрядность	Количество DAC	Напряжение питания, В	Выход	Быстродействие, мкс	Интерфейс последовательный	Опорное напряжение	Корпус
LTC1426	6	2		V		Pulse Mode		
AD5300	8	1				3-Wire, SPI, μ Wire	Ext.	
AD5301	8	1				I ² C, 2-Wire	Ext.	
LTC1329-10	8	1		I		Pulse Mode		
LTC1329-50	8	1		I		Pulse Mode		
MAX517	8	1	5	V	6	2 wire	Ext.	DIP8, SO8
MAX550A	8	1	2,5 ÷ 5,5	V	4	3 wire	Ext.	DIP8, μ MAX8
TLV5623	8	1	2,7 ÷ 5,5	V	3		Ext.	
TLV5624	8	1	2,7 ÷ 5,5	V	1 ÷ 3,5		Int.	
XRD5408	8	1	4,5 ÷ 5,5	V				PDIP, SOIC
AD5302	8	2				3-Wire, SPI, μ Wire	Ext.	
AD5303	8	2				3-Wire, SPI, μ Wire	Ext.	
AD7303	8	2				3-Wire, SPI, μ Wire	Int./Ext.	
MAX518	8	2	5	V	6	2 wire	VDD	DIP8, SO8
MAX519	8	2	5	V	6	2 wire	Ext.	DIP16, SO16
MAX522	8	2	2,7 ÷ 5,5	V	70	3 wire	Ext.	DIP8, SO8
MAX548A	8	2	2,5 ÷ 5,5	V	4	3 wire	VDD	DIP8, μ MAX8
MAX549A	8	2	2,5 ÷ 5,5	V	4	3 wire	Ext.	DIP8, μ MAX8
TLV5625	8	2	2,7 ÷ 5,5	V	2,5; 12		Ext.	
TLV5626	8	2	2,7 ÷ 5,5	V	1		Int.	
MAX512	8	3	$\pm 4,5 \div \pm 5,5$; 4,5 ÷ 5,5	V	70	3 wire	Ext.	DIP14, SO14
MAX513	8	3	$\pm 2,7 \div \pm 3,6$; 2,7 ÷ 3,6	V	70	3 wire	Ext.	DIP14, SO14
AD5304	8	4				3-Wire, SPI, μ Wire	Ext.	
AD5305	8	4				2-Wire	Ext.	
AD5306	8	4				2-Wire	Ext.	
AD5307	8	4				3-Wire, SPI, μ Wire	Ext.	
AD7304	8	4				3-Wire	Ext.	
MAX500	8	4	12 ÷ 15 & –5	V	2,5	3 wire	Ext.	LCC20, DIP16, WSO16
MAX509	8	4	+5; ± 5	V	6	3 wire	Ext.	SSOP20, DIP20, WSO20
MAX510	8	4	+5; ± 5	V	6	3 wire	Ext.	DIP16, WSO16
MAX520	8	4	5	V	2	2 wire	Ext.	SSOP20, DIP16, WSO16

Продолжение таблицы 2

Тип	Разрядность	Количество DAC	Напряжение питания, В	Выход	Быстродействие, мкс	Интерфейс последовательный	Опорное напряжение	Корпус
MAX533	8	4	2,7 ÷ 3,6	V	6	3 wire	Ext.	DIP16, QSOP16
MAX534	8	4	5	V	8	3 wire	Ext.	DIP16, QSOP16
MP7652	8	4	-5; 5; 10	V				PDIP, SOIC
TLC5620	8	4	5	V	10		Ext.	
TLV5620	8	4	2,7 ÷ 5,5	V	10		Ext.	
TLV5621	8	4	2,7 ÷ 5,5	V	10		Ext.	
TLV5627	8	4	2,7 ÷ 5,5	V	3		Ext.	
LTC1665	8	8		V		SPI		
MAX521	8	8	+5	V	6	2 wire	Ext.	SSOP24, DIP20, SO24
MAX528	8	8	+5 & -15; +12 ÷ +15 & -5; +15	V	0,6	3 wire	Ext.	DIP20, WSO24
MAX529	8	8	+5; ±5	V	0,6	3 wire	Ext.	DIP20, WSO24
MP7641	8	8	+5; +5; +10	V				PDIP, SOIC
MP7651	8	8	5	V				PDIP, SOIC
MP7670	8	8	-5; +5	V				PDIP, SOIC
MP8840	8	8	-5; +5	V				PDIP, SOIC
SP9840	8	8	5	V	0,7			
SP9841	8	8	5	V	0,7			
SP9842	8	8	5	V	0,7			
SP9843	8	8	5	V	0,7			
TLC5628	8	8	5	V	10		Ext.	
TLV5628	8	8	2,7 ÷ 5,5	V	10		Ext.	
AD5310	10	1					Ext./VDD	
AD5311	10	1				I ² C, 2-Wire	Ext.	
AD7391	10	1					Ext.	
LTC1427-50	10	1		I		SMBus/I ² C		
LTC1427-50	10	1		I		SMBus/I ² C		
LTC1663	10	1		V		SPI		
MAX504	10	1	+5; ±5	V	25	3 wire	Ext./Int.	DIP14, SO14
MAX515	10	1	5	V	25	3 wire	Ext.	DIP8, SO8
MAX5304	10	1	5	V	10	3 wire	Ext.	DIP8, μMAX8
MAX5354	10	1	5	V	10	3 wire	Ext.	DIP8, μMAX8
MAX5355	10	1	3,3	V	10	3 wire	Ext.	DIP8, μMAX8
TLC5615	10	1	5	V	12,5		Ext.	
TLV5606	10	1	2,7 ÷ 5,5	V	3/9		Ext.	
XRD5410	10	1	4,5 ÷ 5,5	V				PDIP, SOIC
AD5312	10	2				3-Wire, SPI, μWire	Ext.	
AD5313	10	2				3-Wire, SPI, μWire	Ext.	
AD7395	10	2					Ext.	
LTC1661	10	2		V		SPI		
LTC1662	10	2		V		SPI		
MAX5158	10	2	4,5 ÷ 5,5	V	8	3 wire	Ext.	DIP16, QSOP16
MAX5159	10	2	2,7 ÷ 3,6	V	8	3 wire	Ext.	DIP16, QSOP16
TLC5617A	10	2	5	V	2,5		Ext.	
TLV5617A	10	2	2,7 ÷ 5,5	V	2,5		Ext.	
TLV5637	10	2	2,7 ÷ 5,5	V	1		Int.	
AD5314	10	4				3-Wire, SPI, μWire	Ext.	
AD5315	10	4				2-Wire	Ext.	
AD5316	10	4				2-Wire	Ext.	
AD5317	10	4				3-Wire, SPI, μWire	Ext.	
LTC1664	10	4		V		SPI		
MAX5250	10	4	+5	V	10	3 wire	Ext.	DIP20, SSOP20
MAX5251	10	4	3 ÷ 3,6	V	12	3 wire	Ext.	DIP20, SSOP20
TLV5604	10	4	2,7 ÷ 5,5	V	3		Ext.	
LTC1660	10	8		V		SPI		
AD5320	12	1					Ext.	
AD5321	12	1				I ² C, 2-Wire	Ext.	
AD7390	12	1				3-Wire, SPI, Ser-uC	Ext.	
AD7543	12	1	5				Ext.	
DAC7512	12	1		V	10			MSOP8, SOT23
DAC7611	12	1		V	10		Int.	SO8
DAC8043A	12	1	5				Ext.	
DAC8143	12	1	5				Ext.	
LTC1257	12	1		V		SPI		
LTC1451	12	1		V		SPI		
LTC1452	12	1		V		SPI		
LTC1453	12	1		V		SPI		
LTC1456	12	1		V		SPI		
LTC1659	12	1		V		SPI		

Продолжение таблицы 2

Тип	Разрядность	Количество DAC	Напряжение питания, В	Выход	Быстродействие, мкс	Интерфейс последовательный	Опорное напряжение	Корпус
LTC1452	12	1		V		SPI		
LTC1453	12	1		V		SPI		
LTC1456	12	1		V		SPI		
LTC1659	12	1		V		SPI		
LTC7543	12	1		I				
LTC8043	12	1		I				
LTC8143	12	1		I				
MAX5120	12	1	5	V	20	3 wire	Ext./Int.	QSOP16
MAX5121	12	1	3	V	20	3 wire	Ext./Int.	QSOP16
MAX5122	12	1	5	V	20	3 wire	Ext./Int.	QSOP16
MAX5123	12	1	3	V	20	3 wire	Ext./Int.	QSOP16
MAX5174	12	1	4,5 ÷ 5,5	V	12	3 wire	Ext.	QSOP16
MAX5175	12	1	4,5 ÷ 5,5	V	12	3 wire	Ext.	QSOP16
MAX5176	12	1	2,7 ÷ 3,6	V	12	3 wire	Ext.	QSOP16
MAX5177	12	1	2,7 ÷ 3,6	V	12	3 wire	Ext.	QSOP16
MAX5302	12	1	5	V	14	3 wire	Ext.	DIP8, μ MAX8
MAX531	12	1	+5; $\pm$ 5	V	25	3 wire	Ext./Int.	DIP14, SO14
MAX5352	12	1	5	V	14	3 wire	Ext.	DIP8, μ MAX8
MAX5353	12	1	3,3	V	14	3 wire	Ext.	DIP8, μ MAX8
MAX538	12	1	5	V	25	3 wire	Ext.	DIP8, SO8
MAX539	12	1	5	V	25	3 wire	Ext.	DIP8, SO8
MAX543	12	1	15; 5	I	0,25	3 wire	Ext.	WSO16, DIP8, SO8
MAX551	12	1	5	I	1	3 wire	Ext.	μ MAX10, DIP8
MAX552	12	1	2,7 ÷ 3,6	I	1	3 wire	Ext.	μ MAX10, DIP8
MP7543	12	1	4,5 ÷ 5,5	I				PDIP, CDIP, SOIC, PLCC
MX7543	12	1	5	I	2 (max)	3 wire	Ext.	DIP16, WSO16
SP9500	12	1	5	V	7,5			
SP9501	12	1	5 -5	$\pm$ V	4			
SP9600	12	1	5	V	20			
SP9601	12	1	5 -5	$\pm$ V	30			
TLV5616	12	1	2,7 ÷ 5,5	V	3		Ext.	
TLV5636	12	1	2,7 ÷ 5,5	V	1		Int.	
XRD5412	12	1	4,5 ÷ 5,5	V				PDIP, SOIC
AD5322	12	2				3-Wire, SPI, μ Wire	Ext.	
AD5323	12	2				3-Wire, SPI, μ Wire	Ext.	
AD7394	12	2					Ext.	
DAC7612	12	2		V	10		Int.	SO8
DAC7800	12	2		V	0,8			DIP16
LTC1446	12	2		V		SPI		
LTC1446L	12	2		V		SPI		
LTC1448	12	2		V		SPI		
LTC1454	12	2		V		SPI		
LTC1454L	12	2		V		SPI		
LTC1590	12	2		I				
MAX5104	12	2	4,5 ÷ 5,5	V	15	3 wire	Ext.	DIP16, QSOP16
MAX5154	12	2	4,5 ÷ 5,5	V	15	3 wire	Ext.	DIP16, QSOP16
MAX5155	12	2	2,7 ÷ 3,6	V	15	3 wire	Ext.	DIP16, QSOP16
MAX5156	12	2	4,5 ÷ 5,5	V	15	3 wire	Ext.	DIP16, QSOP16
MAX5157	12	2	2,7 ÷ 3,6	V	18	3 wire	Ext.	DIP16, QSOP16
MAX532	12	2	$\pm$ 12 ÷ $\pm$ 15	V	2,5	3 wire	Ext.	DIP16, WSO16
TLC5618A	12	2	5	V	2,5		Ext.	
TLV5618A	12	2	2,7 ÷ 5,5	V	2,5		Ext.	
TLV5638	12	2	2,7 ÷ 5,5	V	1		Int.	
AD5324	12	4				3-Wire, SPI, μ Wire	Ext.	
AD5325	12	4				2-Wire	Ext.	
AD5326	12	4				2-Wire	Ext.	
AD5327	12	4				3-Wire, SPI, μ Wire	Ext.	
DAC7614	12	4		V	10			DIP16, SO16
DAC7615	12	4		V	10			DIP16, SO16
DAC7714	12	4		V	10			SSOP16, SOIC20
DAC7715	12	4		V	10			SSOP20, PDIP20
LTC1458	12	4		V		SPI		
LTC1458L	12	4		V		SPI		

Окончание таблицы 2

Тип	Разрядность	Количество DAC	Напряжение питания, В	Выход	Быстродействие, мкс	Интерфейс последовательный	Опорное напряжение	Корпус
MAX514	12	4	5	I	0,25	3 wire	Ext.	NDIP24, WSO28
MAX525	12	4	5	V	12	3 wire	Ext.	DIP20, SSOP20
MAX5253	12	4	+3 ÷ +3,6	V	16	3 wire	Ext.	DIP20, SSOP20
MAX536	12	4	+12 ÷ +15 & -5	V	3	3 wire	Ext.	SB16, DIP16, WSO16
MAX537	12	4	±5	V	3	3 wire	Ext.	SB16, DIP16, WSO16
TLV5614	12	4	2,7 ÷ 5,5	V	3		Ext.	
AD7568	12	8	+4,75 ÷ +5,25; +5				Ext.	
MP7612	12	8	+12/-12	V				PDIP, SOIC
MAX5130	13	1	5	V	20	3 wire	Ext./Int.	QSOP16
MAX5131	13	1	3	V	20	3 wire	Ext./Int.	QSOP16
MAX5132	13	1	5	V	20	3 wire	Ext./Int.	QSOP16
MAX5133	13	1	3	V	20	3 wire	Ext./Int.	QSOP16
MAX535	13	1	5	V	16	3 wire	Ext.	DIP8, µMAX8
MAX5351	13	1	3,3	V	16	3 wire	Ext.	DIP8, µMAX8
MAX5150	13	2	5	V	16	3 wire	Ext.	DIP16, QSOP16
MAX5151	13	2	3	V	16	3 wire	Ext.	DIP16, QSOP16
MAX5152	13	2	5	V	20	3 wire	Ext.	DIP16, QSOP16
MAX5153	13	2	3	V	20	3 wire	Ext.	DIP16, QSOP16
AD5531	14	1	+12; -12; +15; -15	V			Ext.	
AD7840	14	1	+15; -15	V		+ Parallel	Int./Ext.	
LTC1658	14	1		V		SPI		
MAX5170	14	1	4,5 ÷ 5,5	V	18	3 wire	Ext.	QSOP16
MAX5171	14	1	4,5 ÷ 5,5	V	18	3 wire	Ext.	QSOP16
MAX5172	14	1	2,7 ÷ 3,6	V	18	3 wire	Ext.	QSOP16
MAX5173	14	1	2,7 ÷ 3,6	V	18	3 wire	Ext.	QSOP16
MAX544	14	1	5	V	1	3 wire	Ext.	DIP8, SO8
MAX545	14	1	5	V	1	3 wire	Ext.	DIP14, SB14, SO14
MAX5544	14	1	5	V	1	3 wire	Ext.	DIP8, SO8
AD7244	14	2	+5; -5	V			Int./Ext.	
AD5532-1/-2/-3	14	32	8 ÷ 16,5; -4,75 ÷ -16,5; 4,75 ÷ 5,25; 2,7 ÷ 5,25	V		SPI	Int./Ext.	
AD7834	14	4	+15; -15; +5	V			Ext.	
MP7610	14	8	+12/-12	V				PDIP, SOIC
AD420	16	1	24	I			Int./Ext.	
AD420	16	1	24				Int./Ext.	
AD421	16	1	3; 5	I			Int./Ext.	
AD421	16	1	3; 5				Int./Ext.	
AD5541	16	1	5	V		3-Wire, SPI, µWire	Ext.	
AD5542	16	1	5	V		3-Wire, SPI, µWire	Ext.	
AD660	16	1	+15; -15; +5	V		+ Parallel-Byte	Int./Ext.	
AD766	16	1	+5; -5; +5; -12; +12	V		3-Wire	Int.	
AD7849	16	1	+15; -15; +5	V			Ext.	
DAC714	16	1		V	10		Int.	DIP16, SO16
DAC716	16	1		V	10		Int.	DIP16, SO16
DAC7631	16	1		V	10			SSOP20
DAC7731	16	1		V	5		Int.	TQFP48
LTC1595	16	1		I				
LTC1596	16	1		I				
LTC1650	16	1		V		SPI		
LTC1655	16	1		V		SPI		
LTC1655L	16	1		V		SPI		
MAX541	16	1	5	V	1	3 wire	Ext.	DIP8, SO8
MAX542	16	1	5	V	1	3 wire	Ext.	DIP14, SB14, SO14
MAX5541	16	1	5	V	1	3 wire	Ext.	DIP8, SO8
AD5544	16	4	5	I			Ext.	
AD5544	16	4	5				Ext.	
DAC7634	16	4		V	10			SSOP48
DAC7734	16	4		V	10			SSOP48
AD760	18	1	+15; -15; +5	V		+ Parallel-Byte	Int./Ext.	
DAC1220	20	1		V	10000			SSOP16
DAC1221	20	1		V	10000			SSOP16

Таблица 3

Тип	Разрядность	Количество DAC	Напряжение питания, В	Выход	Быстродействие, мкс	Интерфейс	Источник опорного напряжения	Корпус
AD7302	8	2	2,7 ÷ 5,5	V		uP/8	Int./Ext.	DIP20
AD7528, MX7528, PM7528, TLC7528	8	2	5 ÷ 15	V	0,18	uP/8	Ext.	DIP20
AD7628, MX7628, PM7628, TLC7628			12 ÷ 15					
AD7397	10	2	2,7 ÷ 5,5	V		uP/12	Ext.	DIP24
AD7305	8	4	5	V	<2,6 МГц	uP/8	Ext.	DIP20
TLC7225	8	4	5 ÷ 15	V	5	uP/8	Ext.	DIP24
MAX505, MX7225	8	4	5	V	6	uP/8	Ext.	DIP24
MAX506, MX7226								DIP20

Таблица 4

Тип	Разрядность	Количество DAC	Напряжение питания, В	Выход	Быстродействие, мкс	Интерфейс последовательный	Опорное напряжение	Корпус
AD7303	8	2	5	V		SPI	Int. /Ext.	DIP8
MAX522	8	2	5	V	70	SPI	Ext.	DIP8
TLV5625	8	2	2 ÷ 5,5	V	2,5; 12	SPI	Ext.	DIP8
TLV5626	8	2	2,7 ÷ 5,5	V	1	SPI	Int.	DIP8
MAX548A, 549A	8	2	5	V	4	SPI	VDD	DIP8
MAX512	8	3	5	V	70	SPI	Ext.	DIP14
AD7304	8	4	5	V		SPI	Ext.	DIP16
MAX509	8	4	5	V	6	SPI	Ext.	DIP20
MAX510	8	4	5	V	6	SPI	Ext.	DIP16
MAX534	8	4	5	V	8	SPI	Ext.	DIP16
TLC5620, TLV5620	8	4	2,7 ÷ 5,5	V	10	SPI	Ext.	DIP14
TLV5627	8	4	2,7 ÷ 5,5	V	3	SPI	Ext.	DIP16
LTC1665	8	8	5	V		SPI	Ext.	DIP16
TLC5628, TLV5628	8	8	2,7 ÷ 5,5	V	10	SPI	Ext.	DIP16
LTC1661	10	2	5	V		SPI	Ext.	DIP8
LTC1662	10	2	5	V		SPI	Ext.	DIP8
MAX5158	10	2	5	V	8	SPI	Ext.	DIP16
TLC5617A, TLV5617A	10	2	2,7 ÷ 5,5	V	2,5	SPI	Ext.	DIP8
TLV5637	10	2	2,7 ÷ 5,5	V	1	SPI	Int.	DIP8
LTC1664	10	4	5	V		SPI	Ext.	DIP16
MAX5250	10	4	5	V	10	SPI	Ext.	DIP20
TLV5604	10	4	2,7 ÷ 5,5	V	3	SPI	Ext.	DIP16
LTC1660	10	8	5	V		SPI	Ext.	DIP16

табл. 1 все одноканальные микросхемы и перегруппируем полученную таблицу по критерию количества каналов в корпусе, а затем по разрядности.

В заключение проведем анализ доступности микросхем. Для этого необходимо посетить сайты наиболее крупных отечественных представителей вышеперечисленных фирм и сайты известных отечественных поставщиков комплектации. В результате из нашей таблицы исчезнет еще несколько позиций. Кроме того, стоит ознакомиться с документацией претендентов на сайтах производителей и почерпнуть оттуда недостающие в табл. 1 данные. Полученные в результате предварительного отбора микросхемы параллельных DAC приведены в табл. 3.

Аналогичным образом поступим и с микросхемами последовательных DAC.

Сформулируем в качестве примера требования к подсистеме последовательных DAC. Допустим, что нам необходимо оснастить универсальный технологический контроллер шестью независимыми 8-разрядными цифро-аналоговыми преобразователями (допустима и более высокая разрядность при незначительном повышении стоимости), а также тремя независимыми 10-разрядными преобразователя-

ми (допустима и более высокая разрядность). При этом желательно обеспечить малое энергопотребление. Питание предпочтительно от одного источника +5 В (в случае, если это не реализуемо, допускается использование дополнительных напряжений питания ±15 В). Желательно также занять минимальную площадь печатной платы. По изложенным выше соображениям выбираем тип последовательного интерфейса — SPI.

На стадии предварительного отбора сперва удалим из табл. 2 все микросхемы с разрядностью выше 10. Далее отбрасываем все микросхемы, которые заведомо не поддерживают интерфейс SPI. Затем удалим микросхемы с питанием только 3,3 В, с питанием выше 5 В (т. к. они, как правило, требуют дополнительных узлов согласования по входу), с питанием –5 В (т. к. это предполагает наличие дополнительного источника питания), а также микросхемы с более чем тремя напряжениями питания.

Также как и в предыдущем случае, табл. 2 необходимо рассматривать исходя из соображений минимизации стоимости, количества корпусов и площади печатной платы. Как и в случае с параллельными DAC, нам не имеет

смысла рассматривать одноканальные микросхемы.

Полученные в результате предварительного отбора микросхемы последовательных DAC приведены в табл. 4.

Олег Николаичук
onic@ch.moldpac.md

(Продолжение следует)

Редакция журнала
«Схемотехника»
приглашает авторов
к сотрудничеству

По всем вопросам обращаться:
e-mail: editor@dian.ru
телефон: (095) 777-1215

Гонорары выплачиваются
авторам, проживающим
на территории СНГ

(Продолжение. Начало — №12/2001)

Синхронизация передачи данных: способы кодирования

Поиск заголовка в непрерывном байтовом потоке данных

Размещение ячейки внутри кадра

Ячейки ATM могут передаваться либо непосредственно по линии связи, как было показано на рис. 27, либо в составе более крупных структурных единиц, например кадров SDH, рис. 33. (SDH — Synchronous Digital Hierarchy — синхронная цифровая иерархия, европейский стандарт на средства передачи данных.)

Здесь существенно то, что аппаратура обработки кадра распознает его начало и, зная «отправную точку», преобразует поток битов в поток байтов. Это позволяет снизить необходимую скорость обработки данных в восемь раз. Кадр построен так, что заранее не известно, где раз-

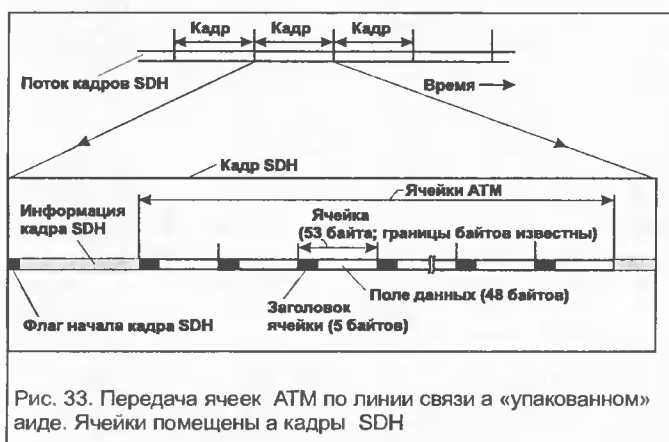


Рис. 33. Передача ячеек ATM по линии связи в «упакованном» виде. Ячейки помещены в кадры SDH

мещен блок ячеек ATM. Поэтому задача отыскания границ ячеек остается актуальной и при байтовом потоке данных.

Схема опознавания заголовка ячейки в байтовом потоке данных

Решение, приведенное на рис. 34, представляет собой «распараллеленный» аналог рассмотренной ранее схемы (см. рис. 31).

Группа параллельных регистров RG1—RG5 представляет собой байтовый сдвиговой регистр для хранения содер-

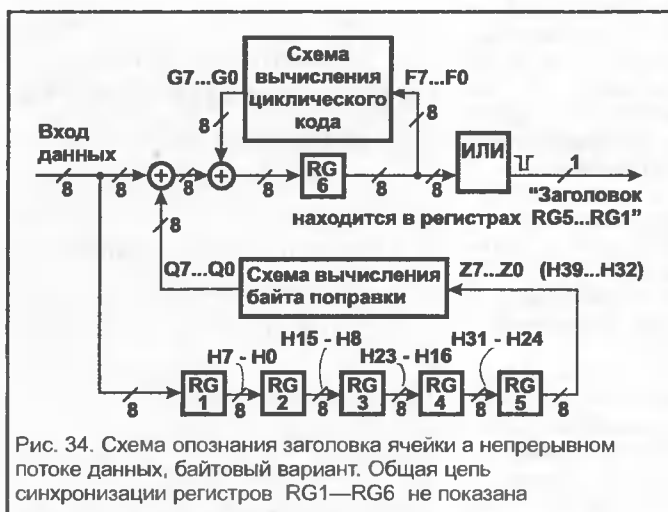


Рис. 34. Схема опознавания заголовка ячейки в непрерывном потоке данных, байтовый вариант. Общая цепь синхронизации регистров RG1—RG6 не показана

жимого «бегущей строки». Регистр RG6 хранит текущий результат вычисления циклического кода. Схема содержит две последовательно включенные группы логических элементов Иключающее ИЛИ для вычисления циклического кода с учетом поправки, аналогично тому, как это делалось в предыдущей схеме, но в «байтовом» воплощении. Восьмивходовый логический элемент ИЛИ регистрирует появление нулевого кода в регистре RG6.

Структура других составных частей этой схемы приведена на рис. 35.

Схемы вычисления циклического кода и байта поправки содержат по восемь элементов Иключающее ИЛИ. Конфигурация связей в этих схемах определяется приведенными далее логическими выражениями, которые мы сейчас получим на основе рассмотренных ранее соотношений (2).

Логические соотношения для перехода от битового потока данных к байтовому

Напомним, что соотношения (2) описывают процесс вычисления циклического кода при последовательной обработке данных схемой-прототипом (рис. 31). Такт n в соотношениях (2) соответствует предыдущему состоянию схемы, такт $(n+1)$ отображает текущее состояние. В этих же терминах предыдущее состояние «байтовой» схемы (рис. 34) характеризуется следующим набором переменных:

$$F7(n), F6(n), F5(n), F4(n), F3(n), F2(n), F1(n), F0(n); \\ Z7(n), Z6(n), Z5(n), Z4(n), Z3(n), Z2(n), Z1(n), Z0(n).$$

Текущее состояние входного байта данных D простирается от «настоящего времени» $(n+8)$ на семь тактов в «прошедшее»:

$$D(n+8), D(n+7), D(n+6),$$

$$D(n+5), D(n+4), D(n+3), D(n+2), D(n+1).$$

Текущее состояние регистра RG6 характеризуется следующим набором переменных:

$$F7(n+8), F6(n+8), F5(n+8),$$

$$F4(n+8), F3(n+8), F2(n+8), F1(n+8), F0(n+8).$$

Установим зависимость текущего состояния регистра RG6 от текущего состояния входного байта данных D и предыдущего состояния схемы, принимая во внимание следующие соотношения:

$$Z7(n) = H39(n), Z6(n) = H38(n), Z5(n) = \\ = H37(n), \dots, Z0(n) = H32(n);$$

$$H39(n) = H38(n-1) = H37(n-2) = \\ = H36(n-3) = H35(n-4) = \dots$$

(Первая цепь равенств принята по определению, вторая описывает работу битового сдвигового регистра.)

Запишем первое соотношение из (2) в следующем виде:

$$F7(n+8) = F6(n+7). \quad (3)$$

С учетом второго соотношения из (2) равенство (3) можно продолжить:

$$F7(n+8) = F6(n+7) = F5(n+6) \oplus H39(n+6). \quad (4)$$

Продолжаем проникать во все более глубокие «археологические слои», учитывая оставшиеся соотношения (2).

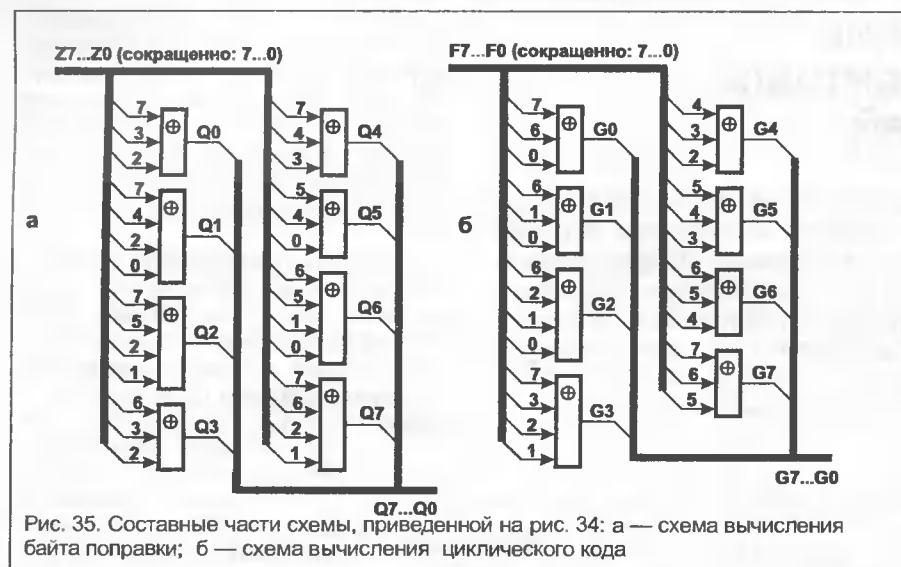


Рис. 35. Составные части схемы, приведенной на рис. 34: а — схема вычисления байта поправки; б — схема вычисления циклического кода

Цепь равенств (4) приобретает следующий вид, при котором каждая последующая строка отображает очередной, более глубокий «слой» (некоторое исключение представляет собой последняя строка):

$$\begin{aligned}
 F7(n+8) &= \\
 &= F6(n+7) = \\
 &= F5(n+6) \oplus H39(n+6) = \\
 &= F4(n+5) \oplus H39(n+5) \oplus H38(n+5) = \\
 &= F3(n+4) \oplus H38(n+4) \oplus H37(n+4) = \\
 &= F2(n+3) \oplus H37(n+3) \oplus H36(n+3) = \\
 &= F1(n+2) \oplus F7(n+2) \oplus H36(n+2) \oplus H35(n+2) = \\
 &= F0(n+1) \oplus F7(n+1) \oplus H39(n+1) \oplus F6(n+1) \oplus H35(n+1) \\
 &\oplus H34(n+1) = D(n+1) \oplus F7(n) \oplus F6(n) \oplus H38(n) \oplus F5(n) \oplus \\
 &H39(n) \oplus H34(n) \oplus H33(n).
 \end{aligned}$$

После упорядочения в последней строке последовательности «слагаемых», получим:

$$F7(n+8) = D(n+1) \oplus F7(n) \oplus F6(n) \oplus F5(n) \oplus H39(n) \oplus H38(n) \oplus H34(n) \oplus H33(n).$$

Аналогичные процедуры можно провести и в отношении переменных $F6(n+8)$, $F5(n+8)$, $F4(n+8)$, ..., $F0(n+8)$. В результате получим полный набор функций перехода от предыдущего состояния к текущему:

$$\begin{aligned}
 F7(n+8) &= D(n+1) \oplus F7(n) \oplus F6(n) \oplus F5(n) \oplus H39(n) \oplus H38(n) \oplus H34(n) \oplus H33(n) \\
 F6(n+8) &= D(n+2) \oplus F6(n) \oplus F5(n) \oplus F4(n) \oplus H38(n) \oplus H37(n) \oplus H33(n) \oplus H32(n) \\
 F5(n+8) &= D(n+3) \oplus F5(n) \oplus F4(n) \oplus F3(n) \oplus H37(n) \oplus H36(n) \oplus H32(n) \\
 F4(n+8) &= D(n+4) \oplus F4(n) \oplus F3(n) \oplus F2(n) \oplus H39(n) \oplus H36(n) \oplus H35(n) \\
 F3(n+8) &= D(n+5) \oplus F7(n) \oplus F3(n) \oplus F2(n) \oplus F1(n) \oplus H38(n) \oplus H35(n) \oplus H34(n) \\
 F2(n+8) &= D(n+6) \oplus F6(n) \oplus F2(n) \oplus F1(n) \oplus F0(n) \oplus H39(n) \oplus H37(n) \oplus H34(n) \oplus H33(n) \\
 F1(n+8) &= D(n+7) \oplus F6(n) \oplus F1(n) \oplus F0(n) \oplus H39(n) \oplus H36(n) \oplus H34(n) \oplus H32(n) \\
 F0(n+8) &= D(n+8) \oplus F7(n) \oplus F6(n) \oplus F0(n) \oplus H39(n) \oplus H35(n) \oplus H34(n).
 \end{aligned} \quad (5)$$

Соотношения (5) подтверждают правильность выбора общей структуры схемы опознавания заголовка ячейки (рис. 34). Действительно, по большому счету в этих соотношениях просматриваются три группы слагаемых (по модулю 2):

- 1) Байт входных данных $D(n+8)$, $D(n+7)$, ..., $D(n+1)$;
- 2) Байт, полученный на основе суммирования по модулю два определенных разрядов кода $F7(n)$, $F6(n)$, $F5(n)$, ..., $F0(n)$.

Этот байт формируется на выходе схемы вычисления циклического кода;

3) Байт, полученный на основе суммирования по модулю два определенных разрядов кода $H39(n)$, $H38(n)$, $H37(n)$, ..., $H32(n)$. Этот байт формируется на выходе схемы вычисления поправки.

Теперь можно установить соответствие между соотношениями (5) и схемными решениями, приведенными на рис. 35.

Рассмотрим, например, цепь формирования старшего разряда схемы вычисления байта поправки (рис. 35, а) — правый нижний логический элемент Иключающее ИЛИ. На входы этого элемента поступают сигналы $Z7$, $Z6$, $Z2$, $Z1$ или, что то же самое, $H39$, $H38$, $H34$, $H33$. Это согласуется с группой соответствующих переменных в первой строке соотношений (5).

Цепь формирования младшего разряда схемы вычисления циклического кода (рис. 35, б) построена на основе трехходового логического элемента Иключающее ИЛИ, размещенного слева вверху. На входы этого элемента поступают сигналы $F7$, $F6$ и $F0$. Это согласуется с группой соответствующих переменных в последней строке соотношений (5).

Борис Шевкопляс,
Игорь Сухман,
Анатолий Бернов
borissh@zelmail.ru

Продолжение следует

ARGUSSOFT

Департамент Микроэлектроники

ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ

ОФИЦИАЛЬНЫЙ дистрибутор фирм:

Оптореле

CLARE

Ведущие мировые и отечественные производители телекоммуникационной аппаратуры и современных телефонных станций высоко оценили качество новейших 4-выводных оптореле, выпускаемых фирмой CLARE (США).

Эти недорогие, миниатюрные компоненты (размер корпуса 3.8 x 4.1 x 2.1 мм) являются адекватной заменой механическим реле с нормально замкнутыми (НЗ) и нормально разомкнутыми (НР) контактами, обеспечивая более быстрое, надежное и бездребезговое переключение и гальваническую развязку (1500 В) между управляющими и коммутируемыми цепями.

Тип	Тип контакта	Напряжение коммутации, В(пика)	Ток коммутации, мА	Сопротивление откл. элемента, Ом	Ток управления, мА
CPC1008N	1НР	100	150	8	2
CPC1018N	1НР	100	100	16	2
CPC1017N*	1НР	50	100	16	1
CPC1030N	1НР	350	120	30	2
CPC1035N	1НР	350	100	35	2
CPC1230N	1НР	350	120	50	2
CPC1150N	1НЗ	350	100	50	2

* новый продукт

Хотите попробовать? Закажите бесплатные образцы у нас:

Офис в Москве:

Адрес: 129085, Москва, Проспект Мира, 95

Тел.: (095) 217-2487, 217-2519, 217-2505

Факс: (095) 216-66-42

E-mail: argussoft@argussoft.ru

Офис в Санкт-Петербурге:

Адрес: 191023, Санкт-Петербург, наб. кан. Гребенкова, 38

Тел.: (812) 314-3808; тел. факс: (812) 310-6234

E-mail: argussoft@argussoft.ru

Интернет: WWW.ARGUSSOFT.RU

ANALOG DEVICES

ATMEL

TRACO POWER

POVING

CLARE

sumida

JEAN

HANTRONIX

Honeywell

SII
Solo Instruments Inc.

muRata

Способ синхронизации нелинейных рекуррентных последовательностей

Нелинейные рекуррентные последовательности (НЛРП) находят все большее применение в радиоэлектронной технике для обеспечения защиты от преднамеренных помех, устранения демаскирующих признаков работы соответствующих типов аппаратуры передачи дискретных сообщений, в радиолокационной технике и др. Предложенный способ синхронизации НЛРП включает в себя элементы криптоанализа и позволяет синхронизироваться по случайной последовательности, обеспечивая высокую скрытность и безопасность режима синхронизации.

Пусть нелинейные рекуррентные последовательности (НЛРП) формируются путем введения в структуру линейного рекуррентного регистра (ЛРП) нелинейным узлом усложнения (НУУ) [1, 3]. При этом возможны различные варианты построения таких генераторов, например, с внутренней нелинейной логикой, когда НУУ используется в цепи обратной связи (рис. 1). Кроме того, существует генераторы НЛРП (ГНЛРП) с внешней нелинейной логикой (рис. 2).

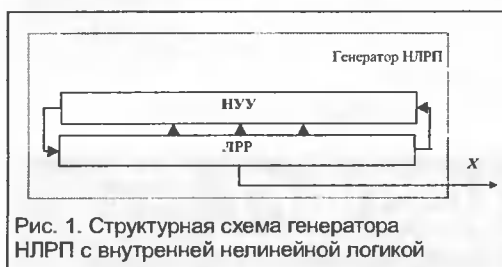


Рис. 1. Структурная схема генератора НЛРП с внутренней нелинейной логикой



Рис. 2. Структурная схема генератора НЛРП с внешней нелинейной логикой

В качестве НУУ могут использоваться различные устройства, некоторые из них представлены в табл. 1. Отметим, что указанные НУУ не ухудшают баланса выходной последовательности, т. е. количество нулей и единиц в выходной последовательности приблизительно равно.

Рассмотрим процесс синхронизации НЛРП, сформированной генератором, изображенным на рис. 2.

Применение таких последовательностей обеспечивает возрастание эквивалентной линейной сложности последовательности (под которой будем понимать длину ЛРП, генерирующей такую же последовательность) в соответствии с формулой:

$$n_3 = n(n-1),$$

Таблица 1. Нелинейные узлы усложнения

Наименование НУУ	Реализуемая функция
Узел выборки с инверсией с первым управляющим входом	$X = \bar{x}_3x_1 + x_2x_1$
Узел выборки с инверсией с первым управляющим входом	$X = \bar{x}_1x_2 + x_3x_2$
Узел выборки с инверсией с третьим управляющим входом	$X = \bar{x}_1x_3 + x_2x_3$

где n_3 — эквивалентная линейная сложность; n — длина ЛРП. Сравнительная оценка роста эквивалентной линейной сложности НЛРП по сравнению с линейной рекуррентной последовательностью (ЛРП) при одинаковой длине регистра, представлена на рис. 3.

Например, при использовании ЛРП с $n = 31$ эквивалентная линейная сложность последовательности возрастает с 31 до 930, в соответствии с представленной выше формулой.

Сущность предложенного способа синхронизации [3] заключается в криптоанализе принимаемой последовательности, основанном на методе погружения во множество аналоговых

значений, т. е. отказе от предварительного квантования сигнала и аналогово-цифровой обработки. Необходимость обработки сигнала в аналоговом виде обусловлена тем, что не существует функции, обратной нелинейной функции преобразования, используемой при формировании выходных элементов НЛРП.

С этой целью приемный ЛРП имеет в своей структуре ячейки памяти с аналоговыми значениями, а в цепи обратной связи используется устройство, выполняющее операцию, эквивалентную суммированию по модулю 2, по правилу $Y_5 = Y_1 + Y_4 - 2Y_1Y_4$. Структурная схема аналогового ЛРП представлена на рис. 4.

При этом аналоговые значения должны быть в области определения $Y \in [0; 1]$. В этом случае таблицы истинности для дискретных и аналоговых значений совпадают и имеют вид, представленный в табл. 2, где X_1, X_4 — дискретные значения, Y_1, Y_4 — аналоговые значения.

Квантование аналоговых значений осуществляется по правилу:

$$X = 1, \text{ если } Y > 0,5; \\ X = 0, \text{ если } Y \leq 0,5.$$

Кроме того, нелинейную функцию преобразования для дискретных значений можно представить соответ-

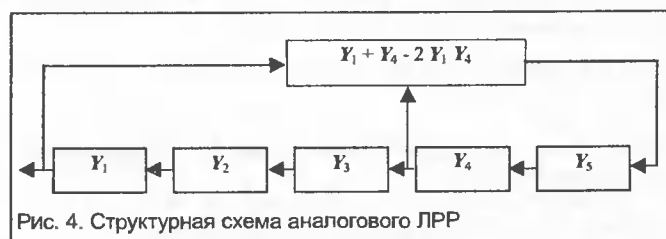


Рис. 4. Структурная схема аналогового ЛРП

ствующей ей нелинейной функцией преобразования для аналоговых значений. С этой целью при формировании НЛРП в аналоговом виде могут использоваться нелинейные функции преобразования для аналоговых величин, представленные в табл. 3.

Рассмотрим процесс синхронизации НЛРП. Формирование выходных значений НЛРП представлено на рис. 5.

Элементы линейной рекуррентной последовательности (ЛРП), сформированные ЛРП длиной 31, поступают на трехвходовый НУУ в виде узла выборки с инверсией с третьим управляющим входом. На передаче (см. рис. 5, первый такт) формируется выходной элемент $X(1, 1, 1) = 0$.

На приеме наиболее интересным яв-



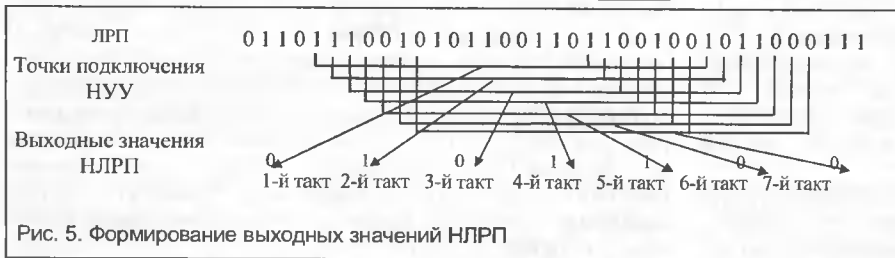
Рис. 3. График возрастания эквивалентной линейной сложности НЛРП по сравнению с ЛРП

Таблица 2. Таблицы истинности для дискретных и аналоговых значений

X_1/Y_1	X_4/Y_4	$X_1 \oplus X_4 / (Y_1 + Y_4 - 2Y_1Y_4)$
1/>>	1/>>	0/≤
0/≤	1/>>	1/>>
1/>>	0/≤	1/>>
0/≤	0/≤	0/≤

Таблица 3. Нелинейные функции преобразования для аналоговых величин

Наименование НУУ	Реализуемая функция
Узел выборки с инверсией с первым управляющим входом	$Y = y_1 + y_2 - y_1y_2 - y_1y_3$
Узел выборки с инверсией с первым управляющим входом	$Y = y_2 + y_3 - y_1y_2 - y_2y_3$
Узел выборки с инверсией с третьим управляющим входом	$Y = y_2 + y_3 - y_1y_3 - y_2y_3$



ляется получение оценочных значений элементов НЛРП. Оценочное значение для первого элемента НЛРП формируется по правилу:

$$Y1_{oc} = Y1_{ny} + (Y1 - Y1_{ny}) \partial Y / \partial y_1,$$

где $Y1_{oc}$ — аналоговое оценочное значение первого элемента НЛРП; $Y1_{ny}$ — аналоговое начальное условие для оценки; $Y1$ — принятое аналоговое значение выходного элемента X ; $\partial Y / \partial y_1$ — значение частной производной. Значения частных производных будут иметь вид:

$$\begin{aligned} \partial Y / \partial y_1 &= -y_3; \partial Y / \partial y_2 = 1 - y_3; \\ \partial Y / \partial y_3 &= 1 - y_1 - y_2. \end{aligned}$$

Аналогично находятся оценочные значения для второго и третьего элементов. В дальнейшем оценочные значения НЛРП квантуются, и формируются дискретные значения элементов последовательности.

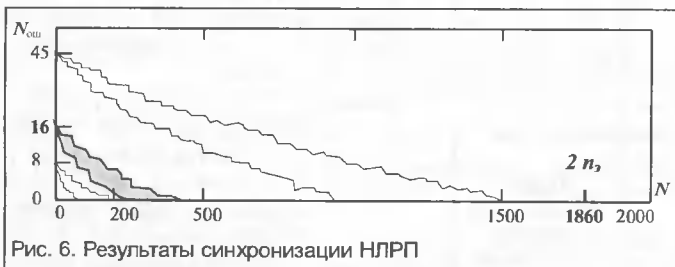


Рис. 6. Результаты синхронизации НЛРП

Работоспособность способа исследовалась при различных исходных данных, а именно: при различных примитивных полиномах, начальных заполнениях ЛРП, длинах ЛРП, точках подключения НУУ к ЛРП, видах функции нелинейного преобразования. Результаты синхронизации НЛРП для регистров, построенных на примитивных триномах 17, 31 и 89 степени и НУУ в виде узла выборки с инверсией приведены на рис. 6 в виде зависимости количества ошибочных значений от числа тактов обработки. Из графика видно, что синхронизация НЛРП

Так, синхронизм НЛРП, сформированной на основе ЛРП 31-й степени, осуществляется за время длительности не более 500 тактов, в то время как поставщику помех потребуются перехватить 1860 элементов.

Результаты проведенных исследований подтверждают факт быстрого вхождения в синхронизм, обеспечивающий высокую структурную скрытность и безопасность режима синхронизации.

Александр Журченко,
Дмитрий Онышко,
oda78@pisem.net

Литература:

1. А. Гилл. Линейные последовательные машины. — М.: Наука, 1974. с. 215.
2. Edwin L. Key. An analysis of the structure and complexity of nonlinear binary sequence generators. IEEE Trans. Inform. Theory, vol. IT-22, no. 6, November 1971, pp. 732-736.
3. А. Б. Журченко и др. Патент на изобретение №2153230 «Способ и устройство синхронизации М-последовательности с повышенной сложностью».
4. X. M. Zhang and Y. Zheng. Cryptographically Resilient Functions. IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 43, no. 5, September 1997, pp. 1740-1746.

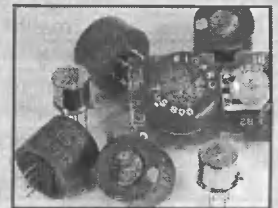
www.platan.ru
ПЛАТАН

ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ
ВАШЕГО УСПЕХА

FIGARO

ДАТЧИКИ ГАЗА (Япония)

- Обнаружение утечек топочных и взрывоопасных газов
- Определение концентрации газов
- Полупроводниковые датчики серий TGS 2, 8, 2000
- Чувствительный элемент (ЧЭ) изготовлен на основе оксида олова с использованием поверхностных эффектов
- Точность: 1% (углекислый газ)
- ЧЭ - ячейка с твердым электролитом
- Серия KE (окислоред)
- ЧЭ - галваническая ячейка с жидким электролитом
- Диапазон рабочих температур для разных моделей датчиков:
- Напряжение питания цепи - 5 В или 15 В (серия TGS 2000), 12 В или 24 В (серия TGS 2, 8)
- Потребляемая мощность нагревательного элемента - 210 - 830 мВт (серия TGS 2000), 600 - 1000 мВт (серия TGS 2, 8)



Газ	Содержание газа в окружающей среде, (ppm)	Тип датчика (серия 2, 8)	Тип датчика (серия 2000)
Горючие газы			
Грассин	500 - 10000 ppm	TGS813	TGS2610
Пропановый газ (метан)	500 - 10000 ppm	TGS842	TGS2611
Горючая смесь различных газов	500 - 10000 ppm	TGS813	TGS2610
Водород	50 - 1000 ppm	TGS821	TGS2620
Токсичные газы			
CO - угарный газ	50 - 1000 ppm	TGS303	TGS2442
NH ₃ - аммиак	30 - 300 ppm	TGS828	
H ₂ S - сероводород	5 - 100 ppm	TGS825	
Органические растворители			
Алкоголь	50 - 5000 ppm	TGS822	TGS2620
Другие летучие органические пары		TGS822	TGS2620
Фреоны			
R-22, R-113	100 - 3000 ppm	TGS830	
R-21, R-22	100 - 3000 ppm	TGS831	
R-134a, R-22	100 - 3000 ppm	TGS832	
Загрязнители воздуха внутри помещений			
CO ₂ - диоксид углерода		TGS4160	
Другие загрязнители воздуха	<10 ppm	TGS800	TGS2100
Пищевые испарения			
Летучие пищевые испарения (алкоголь)		TGS880	TGS2181
Водяной пар		TGS883T	TGS2180
Летучие пары			TGS2281
Кислород			
0-100% - задержка 12 с, отклик 90%, срок службы 5 лет		KE-25	
0-100% - задержка 60 с, отклик 90%, срок службы 10 лет		KE-50	

121351, Москва,
ул. Ивана Франко, д. 40, стр. 2
Тел./факс: (095) 73-75-999

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

(Продолжение. Начало — №4/2001)

PSpice—модели цифровых устройств

Модель вход/выход

Модели вход/выход, ассоциируемые с каждым цифровым компонентом, имеют тип **UIO** и задаются по формату:

MODEL <имя модели вход/выход> UIO [<параметры модели>]

Параметры модели вход/выход приведены в табл. 3.

Входная и выходная емкости **INLD**, **OUTLD** принимаются во внимание при расчете времен задержки. В простейшем случае задержка — это отрезок времени между появлением входного сигнала элемента и изменением его выходного сигнала. Пока не прошло время задержки, заданное для переключения 0→1 или 1→0; выходной сигнал не меняется (на рис. 5 реакция на длинный импульс), хотя элемент помнит пришедшее возбуждение.

Если же длительность входного сигнала меньше длительности соответствующей задержки, то возбуждение гасится, и сигнал на выходе вообще не появляется (на рис. 5 — реакция на короткий импульс). Таким образом, моделируется свойственная реальным логическим элементам фильтрация коротких импульсов. Наличие в схеме таких коротких импульсов обычно расценивается как логический сбой. Задержка в цифровом элементе складывается из двух составляющих:

- внутренняя задержка самого элемента, обусловленная переходными процессами в его внутренних узлах;
- задержка в выходном каскаде, связанная с перезарядкой емкости нагрузки C_H через выходное сопротивление элемента.

Внутренняя задержка имеет фиксированную величину для данного элемента. А задержка на выходе зависит от нагрузочной емкости, которая, в свою очередь, определяется тем, сколько других элементов подключено к тому же выходному узлу.

Таблица 3. Параметры модели вход/выход

Идентификатор параметра	Параметр	Значение по умолчанию	Единица измерения
INLD	Входная емкость	0	Ф
OUTLD	Выходная емкость	0	Ф
DRVH	Выходное сопротивление высокого уровня	50	Ом
DRVL	Выходное сопротивление низкого уровня	50	Ом
DRVZ	Выходное сопротивление утечки цепи, моделируемой как цепь хранения заряда	$250 \cdot 10^3$	Ом
INR	Входное сопротивление утечки цепи, моделируемой как цепь хранения заряда	$30 \cdot 10^3$	Ом
TSTOREMN	Минимальное время сохранения заряда цепи, моделируемой как цепь хранения заряда	$1 \cdot 10^{-3}$	с
AtoD1	Имя макромодели интерфейса А/Ц первого уровня	AtoDDefault	—
DtoA1	Имя макромодели интерфейса Ц/А первого уровня	DtoADefault	—
AtoD2	Имя макромодели интерфейса А/Ц второго уровня	AtoDDefault	—
DtoA2	Имя макромодели интерфейса Ц/А второго уровня	DtoADefault	—
AtoD3	Имя макромодели интерфейса А/Ц третьего уровня	AtoDDefault	—
DtoA3	Имя макромодели интерфейса Ц/А третьего уровня	DtoADefault	—
AtoD4	Имя макромодели интерфейса А/Ц четвертого уровня	AtoDDefault	—
DtoA4	Имя макромодели интерфейса Ц/А четвертого уровня	DtoADefault	—
TSWLH1	Время переключения 0→1 для DtoA1	0	с
TSWLH2	Время переключения 0→1 для DtoA2	0	с
TSWLH3	Время переключения 0→1 для DtoA3	0	с
TSWLH4	Время переключения 0→1 для DtoA4	0	с
TSWHL1	Время переключения 1→0 для DtoA1	0	с
TSWHL2	Время переключения 1→0 для DtoA2	0	с
TSWHL3	Время переключения 1→0 для DtoA3	0	с
TSWHL4	Время переключения 1→0 для DtoA4	0	с
TPWRT	Пороговое значение длительности импульса	Равно минимальной задержке	с
DIGPOWER	Имя макромодели источника питания	DIGIFPWR	—

Емкость C_H в общем случае равна:

$$C_H = C_{\text{вых}} + C_M + \sum_i C_{\text{вх}i} + \sum_j C_{\text{вых}j},$$

где $C_{\text{вых}}$ — выходная емкость элемента, C_M — емкость межсоединений на выходе элемента, индекс i относится к цифровым элементам, входы которых подключены к выходу данного элемента (т. е. к нагрузочным элементам), а индекс j — к элементам, выходы которых включены параллельно выходу данного элемента (если таковые имеются в схеме). Таким образом, емкость C_H зависит от схемы включения. Задержка в выходном каскаде считается равной

$$R_{\text{вых}} C_H \ln 2 \approx 0,69 R_{\text{вых}} C_H,$$

где $R_{\text{вых}}$ — выходное сопротивление цифрового элемента.

Суммарную емкость программа подсчитывает автоматически, исключая, конечно, емкость C_M , которая должна быть включена искусственно или в выходную емкость элемента, или как фиктивный цифровой элемент, подключенный к данному узлу.

Выходные сопротивления цифровых устройств задаются параметрами **DRVH**, **DRVL** модели вход/выход **UIO** (табл. 3). Выходное сопротивление компонента, находящегося в состоянии «1», обозначается **DRVH**, в состоянии «0» — **DRVL**. В программе PSpice выходные сопротивления компонентов принимают значения в диапазоне от **DIGDRVF** (Forcing strength) до **DIGDRVZ** (Z strength), который в логарифмическом масштабе разбивается на 64 уровня (максимальному сопротивлению **DIGDRVF** присваивают код 0, а минимальному **DIGDRVZ** — код 63). По умолчанию **DIGDRVF** = 2 Ом, **DIGDRVZ** = 20 кОм; их значения переназначаются по директиве **.OPTIONS**. В конфликтных ситуациях, когда к одному узлу подключаются вентили с разными выходными сопротивлениями, логический уровень узла устанавливается вентилем с минимальным выходным сопротивлением, код которого больше кодов остальных сопротивлений в заданное число раз. Это отношение кодов сопротивлений задается параметром **DIGOVRDRV** директивы **.OPTIONS**, который по умолчанию равен 3. Когда имеется несколько вентиля с близкими выходными сопротивлениями и разными логическими уровнями, узлу присваивается неопределенное состояние X.

Времена переключения выходных каскадов цифровых ИС задаются параметрами **TSWLHn**, **TSWHLn** (трудности их определения по справочным данным заключаются в том, что обычно приводятся значения общего времени переключения всей ИС).

Макромодели интерфейсов составляются пользователями и включаются в библиотечный файл. Эти модели отражают характер входных/выходных сопротивлений цифровых компо-

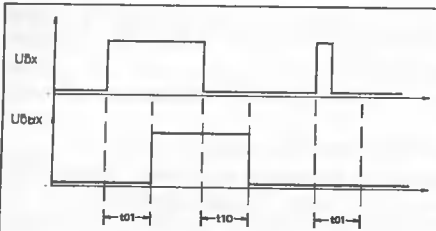


Рис. 5. Реакция цифрового элемента на длинный и короткий входной сигнал

ментов с разной степенью подробности.

Модели уровней **IO_LEVEL** = 0...4, имеющиеся в стандартной библиотеке интерфейсов программы PSpice, приведены в табл. 4. Сложные модели

точнее имитируют нелинейность входных сопротивлений цифровых ИС, однако требуют больших вычислительных затрат.

Имена макромоделей интерфейсов указываются с помощью параметров **AtoD1**, **DtoA1**, ..., **AtoD4**, **DtoA4**. Выбор уровня модели интерфейса для каждого конкретного цифрового устройства производится с помощью параметра **IO_LEVEL**.

Схемы замещения простейших интерфейсов первого уровня (рис. 3 и 4) в текстовом виде записываются нижеследующим образом.

Макромодель стандартного ТТЛ-интерфейса А/Ц первого уровня имеет вид:

```
.subckt AtoD_STD A D DPWR DGND params: CAPACITANCE=0
O0 A DGND DO74 DGTNET=D IO_STD
C1 A DGND {CAPACITANCE+0.1pF}
.ends
```

```
.model DO74 doutput (
+ s0name=>X s0vlo=0.8 s0vhi=2.0 s1name=>0 s1vlo=-1.5
s1vhi=0.8
+ s2name=>R s2vlo=0.8 s2vhi=1.4 s3name=>R s3vlo=1.3
s3vhi=2.0
+ s4name=>X s4vlo=0.8 s4vhi=2.0 s5name=>1 s5vlo=2.0
s5vhi=7.0
+ s6name=>F s6vlo=1.3 s6vhi=2.0 s7name=>F s7vlo=0.8
s7vhi=1.4)
```

```
.model IO_STD uio (drvh=96.4 drvl=104
+ AtoD1=>AtoD_STD AtoD2=>AtoD_STD_NX
AtoD3=>AtoD_STD_E AtoD4=>AtoD_STD_NX_E
+ DtoA1=>DtoA_STD DtoA2=>DtoA_STD_NX
DtoA3=>DtoA_STD_E DtoA4=>DtoA_STD_NX_E
+ tswhl1=1.373ns tswhl2=3.382ns tswhl3=1.346ns tswhl4=3.424ns
+ tswhl5=1.511ns tswhl6=3.517ns tswhl7=1.487ns tswhl8=3.564ns
+ DIGROWER = <DIGIFPWR>)
```

Макромодель стандартного ТТЛ-интерфейса Ц/А первого уровня имеет вид:

```
.subckt DtoA_STD D A DPWR DGND params: DRVL=0 DRVH=0
CAPACITANCE=0
N1 A DGND DPWR DIN74 DGTNET=D IO_STD
C1 A DGND {CAPACITANCE+0.1pF}
.ends
.model DIN74 dinput (
+ s0name=>0 s0tsw=3.5ns s0rlo=7.13 s0rhi=389 ; 7ohm, 0.09y
+ s1name=>1 s1tsw=5.5ns s1rlo=467 s1rhi=200 ; 140ohm, 3.5v
+ s2name=>X s2tsw=3.5ns s2rlo=42.9 s2rhi=116 ; 31.3ohm, 1.35v
+ s3name=>R s3tsw=3.5ns s3rlo=42.9 s3rhi=116 ; 31.3ohm, 1.35v
+ s4name=>F s4tsw=3.5ns s4rlo=42.9 s4rhi=116 ; 31.3ohm, 1.35v
+ s5name=>Z s5tsw=3.5ns s5rlo=200K s5rhi=200K)
```

Таблица 4. Уровни моделей интерфейса

IO_LEVEL	Определение
0	Текущее значение параметра DIGIOLVL директивы .OPTIONS (по умолчанию равно 1).
1	Основная (простейшая) модель, имеющая логические состояния 0, 1, X, R, F (AtoD1/Dto1).
2	Основная (простейшая) модель, без промежуточного состояния X (AtoD2/DtoA2).
3	Сложная модель, с промежуточным состоянием X (AtoD3/DtoA3).
4	Сложная модель, без промежуточных состояний X, R и F (AtoD4/DtoA4).

Более сложная модель интерфейса А/Ц первого уровня имеет схему замещения, показанную на рис. 6. Она более точно отражает устройство входной части ЦИС серии TTL (рис. 7). Ее текстовое описание имеет вид:

```
.subckt AtoD_STD_E A D DPWR DGND params: CAPACITANCE=0
O0 A DGND DO74 DGTNET=D IO_STD
C1 A DGND {CAPACITANCE+0.1pF}
D0 DGND A D74CLMP
D1 1 2 D74
D2 2 DGND D74
R1 DPWR 3 4k
* K B E
Q1 1 3 A Q74
.ends
.model D74 D (IS=1e-16 RS=25 CJO=2pf)
.model D74CLMP D (IS=1e-15 RS=2 CJO=2pf)
.model Q74 NPN (ISE=1e-16 ISC=4e-16 BF=49 BR=.03 CJE=1pf
CJC=.5pf CJS=3pf VJE=0.9v
+ VJC=0.8v VJS=0.7v MJE=0.5 MJC=0.33 MJS=0.33 F=0.2ns
TR=10ns RB=50 RC=20)
```

D0 описывает охранный диод элемента, обуславливающий резкое нарастание входного тока при отрицательных входных напряжениях (левая часть ВАХ на рис. 8). Резистор R1, транзистор Q1 и диоды D1, D2 воспроизводят входной каскад реального элемента. Конденсатор C1 отображает его входную емкость. В интерфейсе А/Ц используется модель DO74, описанная выше.

Однако следует помнить, что использование более сложных моделей интерфейса приведет к увеличению времени счета. Использование приведенной выше более точной сложной модели интерфейса А/Ц оправдано в тех случаях, когда источник входного сигнала имеет высокое выходное сопротивление. В этом случае входной ток логического элемента (рис. 7) действительно окажет существенное влияние на форму сигнала в смешанном узле.

Задержки срабатывания элементов

В модели задержек для каждой внутренней задержки могут указываться три значения: минимальное, типовое и максимальное. Таким образом, можно рассчитывать схему, учитывая разброс задержек. Задавать, какие значения внутренних задержек должны использоваться, минимальные, типовые или максимальные, можно тремя способами. Во-первых, имеется опция **DIGMNTYMX**, задаваемая оператором **.OPTIONS** и определяющая тип задержек, принимаемый по умолчанию:

- 1 — минимальные значения;
- 2 — типовые;
- 3 — максимальные.

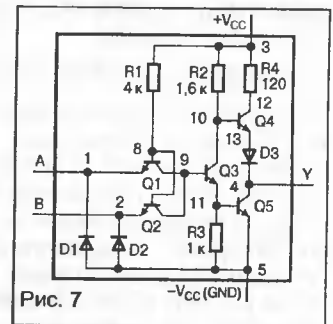


Рис. 7

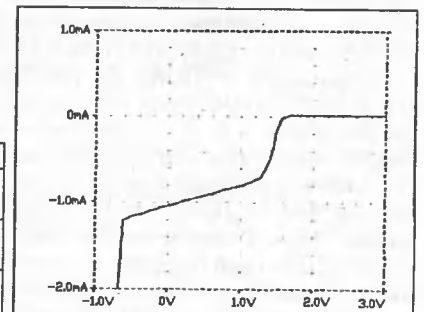


Рис. 8. Входная характеристика логического вентиля 2И-НЕ 133ЛА3

Если эта опция не задана, то ее значение по умолчанию равно 2, т. е. по умолчанию берутся типовые задержки.

Второй способ задания типа задержек — указание параметра **MNTYMXDLY** в конкретной модели задержек. Этот параметр может принимать значения:

0 — по умолчанию (т. е. тип задержек определяется опцией **DIGMNTYMX**);

1 — минимальные задержки;

2 — типовые;

3 — максимальные.

Таким образом, параметр **MNTYMXDLY** может отменять действие опции **DIGMNTYMX** для данной модели задержек. И третий путь указания типа задержек — задание **MNTYMXDLY** в операторе **U**, описанном выше. При этом значения параметра **MNTYMXDLY** означают:

0 — используется величина **MNTYMXDLY**, заданная в модели задержек (это значение **MNTYMXDLY** принято по умолчанию);

1 — используются минимальные значения задержек;

2 — типовые;

3 — максимальные.

Таким образом, предоставляется возможность задать для данного элемента длительность задержки, отличную от задержек других элементов, использующих ту же модель.

Например, описание модели задержек с именем **MDL** следующего вида

```
.MODEL MDL UGATE (TPLHMN=5ns TPLHMN=10ns
  TPLHTY=10ns
  + TPLHTY=15ns TPLHMX=15ns TPLHMX=20ns
  MNTYMXDLY=2)
```

задает для задержки переключения из 0 в 1 минимальное значение 5 нс, типовое — 10 нс, максимальное — 15 нс. Для задержки переключения из 1 в 0 соответствующие значения равны 10, 15 и 20 нс. Поскольку задан параметр **MNTYMXDLY** = 2, то для расчета выбираются типовые значения задержек. Но если описание элемента, использующего данную модель, имеет вид

```
UI AND(2) UP UMINO, INI, OUT, MDL, IO_STD, MNTYMXDLY=1,
```

то для этого элемента будут использоваться минимальные значения задержек. Если же ни в описании элемента, ни в описании модели задержек не указано значение **MNTYMXDLY** или задано **MNTYMXDLY** = 0, то значения задержек будут определяться опцией **DIGMNTYMX**. Например, если задан оператор

```
.OPTIONS DIGMNTYMX=3,
```

то будут использоваться максимальные значения задержек. Наконец, если и этой опции не задано, то ее значение по умолчанию равно 2, и при расчетах будут использоваться средние значения задержек.

Если в модели задержек не описан ни один из трех вариантов задержек, то недостающие варианты рассчитываются программой самостоятельно, исходя из значений коэффициентов **DIGMNTYSCALE** и **DIGTYMXSCALE**, первый из которых равен отношению минимальной задержки к типовой, а второй — отношению максимальной задержки к типовой. Коэффициенты **DIGMNTYSCALE** и **DIGTYMXSCALE** задаются оператором **.OPTIONS**. По умолчанию **DIGMNTYSCALE** = 0,4, а **DIGTYMXSCALE** = 1,6, т. е. по умолчанию разброс задержек равен ± 60 % от типового значения. Например, если задано только типовое значение задержки, равное 10 нс, то по умолчанию максимальное значение данной задержки будет считаться равным 16 нс, а минимальное — 4 нс. Если задано только максимальное значение задержки, равное 10 нс (обычно для цифровых элементов в справочниках приводятся именно максимальные значения задержек), то типовое значение по умолчанию будет считаться равным 6,25 нс (максимальное, деленное на **DIGTYMXSCALE**), а минимальное — 2,5 нс (типовое, умноженное на **DIGMNTYSCALE**). Ис-

ключением из этого правила является случай, когда заданы минимальное и максимальное значения, а типового не задано. В этом случае программа примет в качестве типовой задержки величину, среднюю между минимальной и максимальной.

По умолчанию все задержки считаются равными нулю. Поэтому, если в модели не указаны значения никаких задержек, проводится синхронное моделирование. Такой вид моделирования позволяет оценить только правильность алгоритма функционирования схемы, но не дает возможности проверить наличие сбоев, происходящих из-за одновременного прихода сигналов на вход какого-либо элемента.

Модели задержек для часто используемых цифровых элементов обычно заносятся в библиотеку, и тогда пользователю не приходится задумываться о значениях задержек. Достаточно просто указать имя соответствующей библиотечной модели.

Модель задержек определяет внутренние задержки элемента. Задержки в выходном каскаде, как указывалось выше, зависят от числа нагрузок и значений входных и выходных импедансов элемента, задаваемых в модели входа/выхода. Оператор, определяющий модель входа/выхода имеет вид:

```
.MODEL <имя модели> UIO [(параметры модели)].
```

Пример описания модели входа/выхода:

```
.MODEL IO_STD UIO (DRVH=96.4. DRVL=104, INLD=0.1pf,
  OUTLD=0.5pf).
```

Заданные значения емкостей и сопротивлений используются программой для подсчета суммарных емкостей в узлах и для расчета задержек в выходных каскадах цифровых элементов по приведенным ранее соотношениям (параметры модели перечислены в табл. 3).

При работе с моделями серийно выпускаемых цифровых элементов возникает проблема, связанная с тем, что в справочных данных приводятся значения полных задержек, включающих в себя как внутренние задержки, так и задержки в выходных каскадах. Решить эту проблему можно двумя путями. Первый и наиболее простой заключается в том, что справочное значение задержки приравнивается к внутренней задержке элемента. В этом случае в модели входа/выхода следует задать **IIMLD** = **OUTLD** = 0 (или вообще не задавать **INLD** и **OUTLD**, так как по умолчанию эти емкости равны нулю). Преимуществом такого подхода является то, что в библиотеке моделей PSpice значения задержек будут совпадать со справочными, что удобно для пользователя. Однако при этом отключается механизм учета зависимости задержки от числа нагрузок элемента, и это снижает адекватность моделирования. Другой подход — выделение из справочных данных внутренней задержки. Это возможно только в том случае, если известны (или хотя бы могут быть примерно оценены) значения выходных сопротивлений и входных и выходных емкостей. Тогда из справочного значения задержки $t_{\text{ср}}$ можно выделить внутреннюю задержку $t_{\text{вн}}$, воспользовавшись соотношением

$$t_{\text{вн}} = t_{\text{ср}} - R_{\text{вых}} \cdot (C_{\text{вых}} + M \cdot C_{\text{вх}}) \cdot \ln 2,$$

где M — нагрузочная способность элемента (число нагрузок, для которого приведено значение $t_{\text{ср}}$).

Модели входа/выхода так же, как и модели задержек для часто используемых цифровых элементов, обычно заносятся в библиотеку. Тогда пользователю не приходится задумываться о значениях задаваемых в них параметров. Достаточно просто указать имя соответствующей библиотечной модели.

Олег Петраков

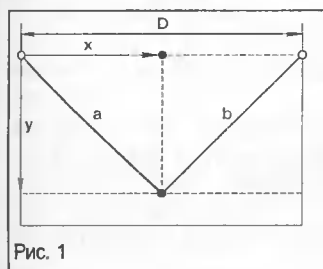
petrakov@mtu-net.ru

Продолжение следует

Вертикальный плоттер

Эта статья представляет собой краткий перевод дипломной работы студентов Cornell University Victor Aprea и Paul Grzymkowski на курсе E476 Microcontroller Design, написанной весной 2001 г. При современной насыщенности рынка техническими средствами самостоятельное изготовление вертикального плоттера едва ли имеет смысл, но редакции показался интересным подход авторов к проектированию подобного устройства и его программного обеспечения.

Вертикальный плоттер представляет собой пишущий узел, подвешенный на двух тросиках длиной a и b (рис. 1). Верхние концы тросиков закреплены на шкивах двух шаговых двигателей, установленных на расстоянии D между собой. Вращая оси двигателей можно установить пишущий узел в любую (в определенных пределах) точку плоскости под шаговыми двигателями.



Определим систему координат с началом на оси левого верхнего шагового двигателя. Для удобства расчетов пусть ось y направлена вниз, а ось x — вправо.

Можно определять необходимые длины тросиков a и b исходя из координат x и y . Но более верным будет рассчитывать не абсолютные длины и координаты, а величину и направление их изменения.

Для расчета длин тросиков a и b по координатам x и y используем теорему Пифагора:

$$\begin{aligned}x^2 + y^2 &= a^2, \\ \sqrt{(D-x)^2 + y^2} &= b^2, \\ a &= \sqrt{x^2 + y^2}, \\ b &= \sqrt{(D-x)^2 + y^2}.\end{aligned}$$

Возьмем частные производные:

$$\begin{aligned}da &= \frac{\partial a}{\partial x} dx + \frac{\partial a}{\partial y} dy, \\ \therefore da &= \frac{x}{a} dx + \frac{y}{a} dy, \\ db &= \frac{\partial b}{\partial x} dx + \frac{\partial b}{\partial y} dy, \\ \therefore db &= \frac{x-D}{b} dx + \frac{y}{b} dy.\end{aligned}$$

В итоге получаем необходимые расчетные формулы:

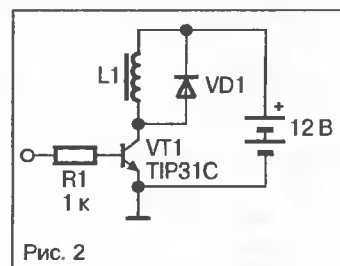
$$\begin{aligned}\frac{\partial a}{\partial x} &= \frac{2x}{2\sqrt{x^2 + y^2}} = \frac{x}{a}, \\ \frac{\partial b}{\partial x} &= \frac{2(D-x)(-1)}{2\sqrt{(D-x)^2 + y^2}} = \frac{x-D}{b}, \\ \frac{\partial a}{\partial y} &= \frac{2y}{2\sqrt{x^2 + y^2}} = \frac{y}{a}, \\ \frac{\partial b}{\partial y} &= \frac{2y}{2\sqrt{(D-x)^2 + y^2}} = \frac{y}{b}.\end{aligned}$$

Имея эти расчетные формулы, мы можем теперь сохранять значения текущих длин тросиков (a и b) и текущие координаты x и y . Таким образом, у нас есть вся необходимая

информация для расчета числа и направления "шагов" управляющих двигателей.

При разработке проекта было решено, что данные для черчения будут вводиться с клавиатуры, а для осуществления интерфейса с оператором используем ЖКИ дисплей.

Аппаратная часть плоттера должна обеспечивать управление шаговыми двигателями с необходимой точностью. После некоторых экспериментов с имевшимися двигателями, выяснилось, что два коричневых провода — питание, а голубой, красный, оранжевый и белый — выводы четырех обмоток. Естественно, что у других двигателей цвета выводов могут не совпадать с приведенными выше. Первоначально для управления шаговыми двигателями мы использовали четыре ключа, собранных по схеме на рис. 2 на п-р-п транзисторах TIP31C (по одному ключу на каждую обмотку шагового двигателя).



Ниже приведена простая тестовая программа для поворота вала мотора на один шаг путем подачи необходимых управляющих сигналов на все четыре обмотки двигателя. Управляющие сигналы формировались на линиях порта D микроконтроллера AT90S8515-8PI.

Текст тестовой программы:

```
#include <90s8515.h>
#include <Stdio.h>
#include <Stdlib.h>
#include <delay.h>

#define prescale0 3
#define begin {
#define end }
#define t0 25
#define maxstep 50
#define coeff 20
#define length 4

void initialize(void);

unsigned int time0;
unsigned char reload, step, stepcount;

interrupt [TIM0_OVF] void timer0_overflow(void)
begin

//reload to force 1 mSec overflow
TCNT0=reload;

//decrement the times if they are not already zero
if (time0>0) —time0;

end

//*****
//Set it all up
```

```

void initialize(void)
begin
    //set up the port
    //make port B and D output
    DDRB=0xFF;
    PORTB = 0;
    DDRD=0x00;
    PORTD = 0;

    //set up timer 0
    //62.5 x (64x.25) microSec = 1.0 mSec, so prescale 64, and count
62 times.
    reload=256-62;           //value for 1 Msec
    TCNT0=reload;           //preload timer 1 so that is
interrupts after 1 mSec.
    TCCR0=prescale0;        //prescalar to 64
    TIMSK=2;                //turn on timer 0 overflow ISR

    //init the task timer
    time0=t0;
    step=0;
    stepcount=0;

    //crank up the ISRs
    #asm
        sei
    #endasm
end

void main(void)
begin
    initialize();
    while(1)
    begin
        if(time0 == 0)
        begin
            time0 = t0;
            if ((~PIND == 0x02) || (~PIND == 0x01))
                stepcount=0;

            if(stepcount < (length*coeff))
                begin
                    if (~PIND == 0x01)
                        begin
                            if (step > 0)
                                step--;
                            else step = 3;
                        end
                    else
                        begin
                            if (step < 3)
                                step++;
                            else step = 0;
                        end
                    stepcount++;

                    if (step == 0) PORTB = 1+2;
                    if (step == 1) PORTB = 2+4;
                    if (step == 2) PORTB = 4+8;
                    if (step == 3) PORTB = 8+1;
                end
            end
        end
    end
end

```

теля соответствует $7,5^\circ$ ($360/48 = 7,5$). Далее, закрепив тросик на валу мотора, мы выяснили, что изменение длины свободной части тросика при полном обороте и использовании шкива составляет 25 мм (прим. перевод. — это расстояние зависит не только от угла поворота, но и от диаметра шкива на валу шагового мотора).

Однако нам необходимо управлять не одним, а двумя шаговыми двигателями. Мы не стали собирать ключи на отдельных транзисторах, а применили 16-выводные микросхемы — транзисторные ключи Дарлингтона ULN2003. Структура этих микросхем показана на рис. 3. Для управления двумя двигателями (восемь обмоток) мы установили две таких микросхемы.

После того, как был собран макет плоттера, выяснилось, что момента одного шагового двигателя недостаточно для требуемого перемещения пишущего узла, поэтому пришлось изменить текст программы таким образом, чтобы управлять несколькими обмотками шагового двигателя одновременно.

Допустим, что пользователь может использовать меню, изображенное на ЖКИ-индикаторе, и вводить команды с помощью клавиатуры. Также он может управлять плоттером вручную для калибровки. Для подсоединения ЖКИ установлен порт С, а для клавиатуры — порт А. Для регулировки контрастности ЖКИ использован переменный резистор 10 кОм, для индикации состояния шаговых двигателей к порту D подключены 8 светодиодов.

Полная схема плоттера приведена на рис. 4.

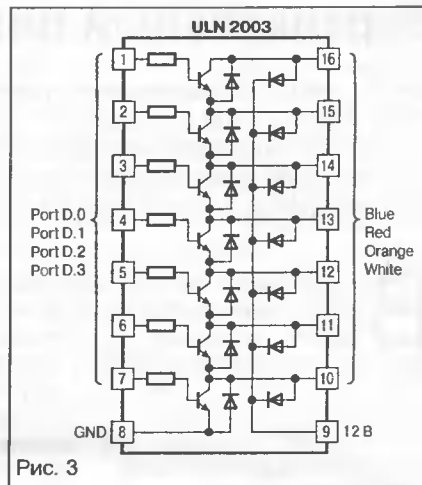


Рис. 3

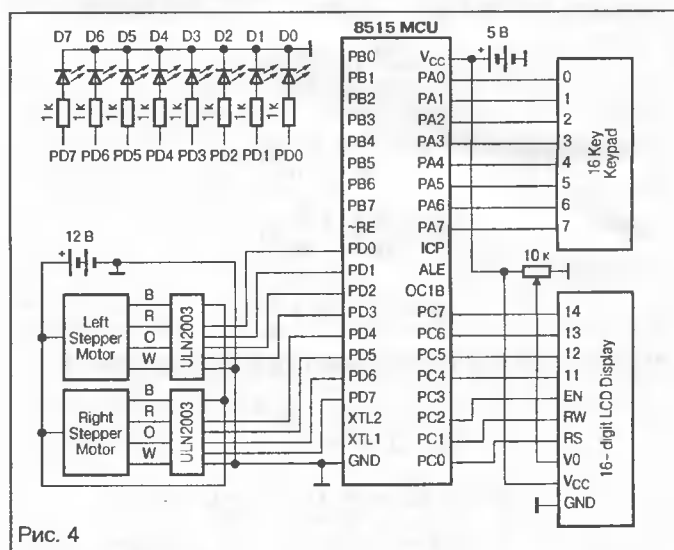


Рис. 4

В качестве средства разработки программы управления плоттером был выбран компилятор языка Си CodeVision AVR v. 1.0.15.d.

В процессе написания программы она претерпела серьезные изменения. Сначала это была простая программа для управления шаговым двигателем, затем программа, при ручном управлении рисующая прямую вертикальную линию и в конце концов — программа автоматически рисующая линии от точки к точке по заданным координатам.

В заключительном варианте в программе имеется 11 состояний, и эти состояния меняются каждые 30 мс.

Диаграмма, показывающая переходы из одного состояния в другое (алгоритм работы программы) показана на рис. 5.

Ниже приведено краткое описание состояний.

TOP MENU позволяет программе перейти в состояние калибровки плоттера (CALIBRATE), изменения шага, т. е. разрешения при рисовании (STEP SIZE), рисования определенных пользователем числа точек (POINT COUNT).

STEP SIZE изменяет разрешение dx. При большем разрешении уменьшается количество вычислений, но ухудшается качество аппроксимации линий. После выполнения программа возвращается в TOP MENU.

POINT COUNT позволяет пользователю задать число точек, координаты которых он хочет ввести. После выполнения программа переходит на GET X.

GET X позволяет пользователю ввести координаты x выбранного количества точек. Координаты сохраняются в массиве x_coord. После того, как все значения введены и нажата кнопка "Done" (D), осуществляется переход к GET Y.

GET Y позволяет пользователю ввести координаты y выбранного количества точек. Координаты сохраняются в массиве y_coord. После того, как все значения введены, про-

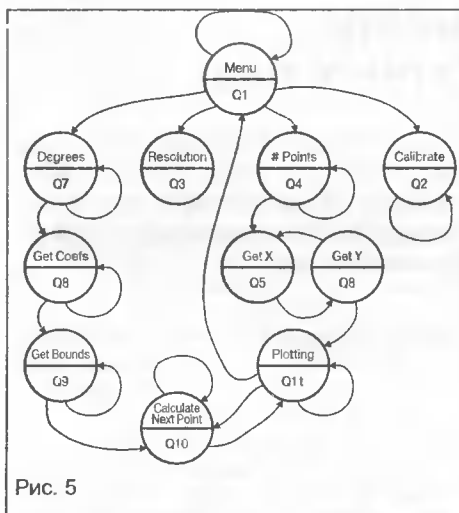


Рис. 5

грамма переходит к PLOTTING или к GET X для получения дополнительных координат.

CALIBRATE позволяет пользователю вручную управлять шаговыми двигателями с помощью клавиш 1, 2, 4 и 5. Пользователь может использовать этот режим для установки пишущего узла в исходную позицию для рисования. Кроме того, он может воспользоваться этой возможностью для "ручного" рисования. После завершения программа переходит к TOP MENU.

PLOTTING берет значения из массива координат и определяет, как управлять шаговыми двигателями в соответствии с полученными координатами. После того, как завершена работа с одной парой координат, берутся следующие и т. д. После обработки всех координат осуществляется переход к TOP MENU.

Полный текст программы final6.c находится на сайте журнала по адресу: www.dian.ru.

Перевод
Михаила Голубцова

Источник:

<http://instruct1.cit.comell.edu/courses/ee476/FinalProjects/s2001/vp2/index.html>

www.platan.ru ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ ВАШЕГО УСПЕХА

BOURNS INC. Эффективный выбор для систем защиты и источников питания

Самовосстанавливающиеся предохранители серий MF-R, MF-S, MF-SM, MF-MSM www.bourns.com

- Предназначены для защиты электронных устройств от перегрузки по току или от перегрева.
- Принцип работы основан на свойстве резко увеличивать свое сопротивление под воздействием проходящего тока, превышающего номинальный рабочий ток, или под действием температуры окружающей среды, в несколько раз превосходящей номинальную, и автоматически восстанавливать свои первоначальные свойства после устранения этих причин.

Серия	Диапазон номинального тока, А	Макс. рабочий ток, А	Согр. в откл. воет., Ом	Область применения
MF-R	0.10-0.00	80	0.005-2.50	Общего назначения, автомобильная электроника
MF-S, MF-LA, MF-LA	0.70-4.20	30	0.008-0.085	Защита аккумуляторных батарей от короткого замыкания, перегрева. Выдающие выходы для точечной сварки непосредственно на элемент батареи.
MF-SM	0.30-2.60	80	0.025-0.00	Для поверхностного монтажа. Компьютеры и периферия, автомобильная электроника.
MF-MSM	0.14-1.50	80	0.03-1.50	Для поверхностного монтажа, микропроцессоры 1612. Применяются в устройствах с высокой температурой монтажа: жесткие диски, PCMCIA-карты и др.

Фирма "ПЛАТАН" является официальным дистрибутором фирмы "BOURNS" и поставляет полный ассортимент ее продукции со склада и на заказ.

В ПРОГРАММЕ ПОСТАВОК:

- Подстроечные и переменные резисторы
- Миниатюрные кнопки и переключатели
- Цифровые датчики угла поворота (энкодеры)
- Индуктивные компоненты

121351, Москва, ул. Ивана Фролова, д. 40, к. 1, стр. 2
Тел./факс: (095) 73-75-89h

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

ARGUSSOFT ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ
Департамент Микроэлектроники ОФИЦИАЛЬНЫЙ дистрибутор фирм:

ANALOG DEVICES **ADuC824**

Законченная система сбора данных на одном кристалле

ANALOG DEVICES освоил серийный выпуск уникальной микросхемы, совместимой на одном кристалле 24 и 16-разрядный сигма-дельта АЦП, 12-разрядный ЦАП, источник опорного напряжения, датчик температуры окружающей среды, микроконтроллер 8051, FLASH-память и схемы мониторинга питания.

Основные характеристики:

- питание - 3В или 5В
- возможность питания от токовой петли 4-20 мА
- микроконтроллер - стандартный 8x51
- память программ - 8кбайт (FLASH)
- память данных - 640 байт (FLASH), ОЗУ - 256 байт
- 2 последовательных порта (UART+SPI)
- температурный диапазон: от -40°C до +85°C

EVAL-ADuC824 - Стартер-Кит: плата, подключаемая к компьютеру; блок питания; программное обеспечение (ассемблер, симулятор, загрузчик, отладчик, С-компилятор); полная документация; микросхемы ADuC824.

Офис в Москве: Адрес: 129085, Москва, Проспект Мира, 95
Тел: (095) 217-2487, 217-2519, 217-2505
Факс: (095) 218-68-42
E-mail: arguss@arguss.ru

Офис в Санкт-Петербурге: Адрес: 191023, Санкт-Петербург, наб. кан. Грибоедова, 36
Тел: (812) 314-3808, тел. факс: (812) 310-6234
E-mail: spb@arguss.ru

Интернет: WWW.ARGUSSOFT.RU

ANALOG DEVICES **ADuC824**

АМЕЛ **TRACO POWER** **POWERS** **CLARE** **sumida** **JE-AN** **HANTRONIX** **Honeywell** **SII** **muRata**

Повышение надежности многослойных печатных плат

В статье рассмотрен нетрадиционный подход к решению проблемы повышения надежности многослойных печатных плат, основанный на модификации диэлектрического основания непосредственно в печатной плате. Приведены результаты работ по практической реализации метода полимеризационного наполнения.

Для повышения надежности работы радиоэлектронной аппаратуры, предназначенной для работы в экстремальных условиях, необходимо обеспечить ее влагостойкость. Существование такой проблемы никто не отрицает, а подход к ее решению, без сомнения, должен быть комплексным. Конечный результат обычно определяется конструктивно-технологическими характеристиками печатного узла, правильным выбором технологии изготовления и тщательным соблюдением ее на всех этапах производства. Технический прогресс в микроэлектронике и вычислительной технике требует конструктивно-технологических новшеств для использования все более миниатюрных изделий. Уже сегодня монтаж элементов в корпусах BGA, освоенных промышленностью, невозможен без печатных плат шестого и даже седьмого класса точности [1]. Поэтому постоянно ужесточаются требования к материалам диэлектрического основания печатных плат, среди которых по совокупности технико-экономических характеристик доминирующее положение занимают стеклотекстолиты с эпоксидным полимерным связующим.

Принципиальным недостатком стеклотекстолитов, устранить который невозможно, является структурная неоднородность. Следствие этого — появление структурных дефектов, локализованных преимущественно на границе раздела: стекло—полимерная матрица (микро- и макропористости). Полимерная эпоксидная матрица также неоднородна по структуре и имеет области с большей, либо меньшей степенью упаковки и/или сшивки. Это тоже своеобразная пористая структура, только на ином уровне. Таким образом, стеклотекстолит представляет собой капиллярно-пористую структуру с преимущественной ориентацией капилляров параллельно плоскости листа. Известно, что существует логическая взаимосвязь между пористостью, водопоглощением и уровнем сопротивления изоляции [2]. При прочих равных условиях с увеличением пористости увеличивается водопоглощение и уменьшается уровень сопротивления изоляции. В одно- и двухсторонних печатных платах влагостойкость определяется преимущественно минимально допустимым уровнем поверхностного сопротивления изоляции стеклотекстолита. Естественно, чем выше плот-

ность печатного монтажа, тем выше этот минимально допустимый уровень.

В многослойных печатных платах (МПП) не все так однозначно. В дополнение к вышесказанному следует учитывать конструктивно-технологические особенности таких плат. МПП можно представить в виде набора пакетов, состоящих из перфорированных слоев (шин) земли и питания, между которыми размещены сигнальные слои. Взаимосвязь сигнальных слоев осуществляется столбиками металлизированных отверстий, проходящих через перфорации. Такая конструкция изначально предполагает возможность утечки по пути питание—диэлектрик—металлизированный столбик—диэлектрик—земля. Таким образом, в конструкции МПП изначально заложены элементы ненадежности. Количество таких элементов ненадежности в одной плате достигает 10000, а в МПП для супер-ЭВМ даже 40000 [3]. Не радует и то обстоятельство, что капилляры в стеклотекстолите сориентированы в одном направлении с токами утечки.

Следствием всего этого является невозможность достижения в цепях земля—питание МПП такого же уровня сопротивления изоляции, как в логических цепях. В нормативно-технической документации уровень требований по сопротивлению изоляции для питающих цепей МПП понижен до 100 МОм (часовая влага). А на многих предприятиях эту величину вынужденно снижают до 10 МОм. С точки зрения здравого смысла уровень сопротивления изоляции в питающих цепях должен быть выше, поскольку статистика показывает, что около 6 % отказов МПП связаны с короткими замыканиями в цепях земля—питание, а из-за больших токовых нагрузок при этом происходит самовозгорание аппаратуры.

Еще более остро проблема обеспечения влагостойкости стоит в МПП для супер-ЭВМ. Сотрудниками ИТМиВТ с использованием самых современных материалов и оригинальных технологических приемов реализована технология изготовления двадцатислойных печатных плат размером 465x545 мм с шириной проводников и зазоров между ними 100 мкм и числом переходных отверстий от 15276 до 37828 [3]. К сожалению, пока можно вести речь только об образцах печатных плат, которые лишь свидетельствуют о том, что освоены основные технологические опера-

ции их изготовления. Такие печатные платы уже в нормальных условиях имеют уровень сопротивления изоляции ниже, чем это допускается при испытаниях на влагостойкость. Более того, при изменении относительной влажности воздуха в помещении в пределах 45...80 % (установленный допуск по ГОСТ 23752-79) сопротивление изоляции в них изменяется на 3...4 порядка. Желание реализовать поставленную задачу пришло в противоречие с реально достигнутыми физико-техническими характеристиками диэлектрической подложки МПП.

Традиционные методы улучшения электрофизических свойств диэлектрической подложки, основанные на различных манипуляциях с химическим составом полимерного связующего, режимами его отверждения, модификацией поверхности наполнителя, использованием аппретов и др., оказались явно недостаточными. Вашему вниманию предлагается нетрадиционный метод. Его принципиальное отличие заключается в целенаправленном улучшении электрофизических характеристик стеклотекстолита в готовой диэлектрической подложке печатной платы, а не в процессе ее формирования, а еще точнее именно в тех зонах подложки, которые ограничивают влагостойкость МПП.

Исходные предпосылки для реализации этого метода базировались на следующих положениях. Как уже было сказано выше, диэлектрическую подложку можно представить в виде капиллярно-пористой структуры. Проникновение в эту структуру влаги из воздуха, сопровождающееся ее конденсацией, приводит к снижению электроизоляционных характеристик материала подложки. Так почему бы не «выгнать» воду из подложки и не заменить ее другой жидкостью, молекулы которой соизмеримы по размеру с молекулами воды, и, следовательно, близки по проницаемости? И если эта жидкость сможет затем превратиться в твердый диэлектрик, то будут заблокированы те фрагменты структуры, которые ответственны за проникновение влаги и понижение уровня сопротивления изоляции. Проще говоря, следует заполнить диэлектриком капиллярно-пористую структуру подложки — из-за этого снизится водопоглощение и соответственно повысится уровень сопротивления изоляции во влажных условиях.

Удалить воду проще всего. Можно просто нагреть печатную плату. С подбором подходящей жидкости на первый взгляд тоже не так уж и сложно. Специалисты по химии полимеров утверждают, что следует использовать обычную реакцию полимеризации в массе. Достаточно использовать любую жидкую композицию, содержащую, по меньшей мере, реакционноспособный мономер и инициатор полимеризации. Отверждение композиции в объеме ди-

электрической подложки произойдет в результате реакции полимеризации, например, при нагревании.

Схема проста, а в реальной жизни, как всегда, все сложнее. На первый взгляд, сложно одновременно эффективно заполнить открытую пористость поверхностного слоя стеклотекстолита и гарантировать при этом отсутствие заполимеризованной композиции на контактных площадках и поверхности стенок металлизированных отверстий печатной платы. Ведь качество пайки для надежной работы радиоэлектронной аппаратуры не менее важно, чем влагостойкость. Улучшив одно, можно ухудшить другое.

Для обеспечения гарантированной чистоты поверхностей под пайку был использован химический эффект, обратный тому, который используется для отверждения обыкновенной олифы. В закрытой емкости олифа — жидкость. На воздухе она затвердевает. Существуют такие композиции, которые на воздухе жидкие, а в закрытой емкости затвердевают. Естественно, на пути практической реализации задуманного метода это решение было, по крайней мере, не последним.

Первоначально технология, названная «полимеризационным наполнением», отработывалась на двухсторонних печатных платах, изготовленных из отечественного фольгированного стеклотекстолита СФ с дефектами поверхностного слоя (проявление и/или оголение текстуры стеклоткани). Явное улучшение внешнего вида печатных плат, видимое невооруженным глазом, подтвердило правильность исходных предположений. Последующие инструментальные исследования не выявили нарушений логики развития событий. Пористость, а следовательно, и водопоглощение, уменьшались у всех стеклотекстолитов, в том числе и у стеклотекстолитов с нетрадиционным полимерным связующим (полиимид). У отечественных стеклотекстолитов водопоглощение уменьшалось в некоторых случаях в несколько раз, а у импортных — в среднем на 20 % [4]. Повышение уровня сопротивления изоляции при испытаниях на влагостойкость совпадало с приведенной в работе [2] зависимостью сопротивления изоляции стеклотекстолита от его влагосодержания и составляло 1...2 порядка.

Максимальный эффект был получен при использовании полимеризационного наполнения в технологии изготовления МПП. В табл. 1 приведены некоторые типичные результаты для реальных МПП, отобранных на заводах САМ, МРТЗ, ЗЭМЗ. Испытания проводились в течение 1 часа при температуре 25 °С и относительной влажности воздуха 95 %.

Из приведенных результатов можно сделать три важных вывода.

1. В наиболее критичных цепях (земля—питание) повышение сопротивления изоляции составляет в зависимо-

Таблица 1. Влияние полимеризационного наполнения на уровень сопротивления изоляции МПП

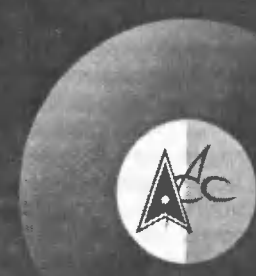
Условный номер МПП	Сопротивление изоляции в цепях земля—питание, МОм			
	До наполнения		После наполнения	
	Нормальные условия	После испытаний	Нормальные условия	После испытаний
1	0,0002		500000	1200
2	500	300	100000	25000
3	30		10000	1000
4	0,0002		100000	1000
5		3		5000
6		10		4000
7		25		150
8		80		4000
9	100		> 10000	700
10	1000	1,8	> 10000	70
11	1000	15	> 10000	220
12	10	2		1500
13	50	5		1300
14		5		50000
15		50		2500
16		150		4000

сти от исходного уровня в среднем 2...3 порядка, а в отдельных случаях и 8 порядков.

2. Значительное повышение уровня сопротивления изоляции наблюдается как у заведомо бракованных МПП, у которых оно составляет килоомы и даже омы, так и у тех, сопротивление изоляции которых близко к норме.

3. В МПП уровень сопротивления изоляции при полимеризационном наполнении повышается не только при испытаниях на влагостойкость, но и в нормальных условиях.

Если рассматривать только первый и второй выводы, то можно однозначно сказать, что это прекрасная ремонтная технология. А если принимать во внимание преимущественно второй и третий выводы, напрашивается мысль, что полимеризационное наполнение может быть использовано для повышения уровня сопротивления изоляции всех печатных плат. Причем, чем сложнее печатная плата, тем больше в этом необходимость и, соответственно, тем выше будет эффект. Аналогичные результаты наблюдались и в функциональных цепях МПП. Чем хуже печатная плата, тем выше результат. Своеобразный парадокс объясняется довольно просто. Один и тот же механизм капиллярного заполнения пористости ответственного как за проникновение влаги, снижающей уровень сопротивления изоляции, так и за эффективность полимеризационного наполнения.



АППАРАТУРА СИСТЕМ СВЯЗИ

КОМПЛЕКСНЫЕ ПОСТАВКИ ЭРИ

ЖК ИНДИКАТОРЫ

ЖК МОДУЛИ

ГРАФИЧЕСКИЕ

СИМВОЛЬНЫЕ

ТЕМПЕРАТУРНЫЙ

ДИАПАЗОН

ОТ -40° ДО +70° С

ИЗГОТОВЛЕНИЕ

ПО ТЕХНИЧЕСКИМ

ТРЕБОВАНИЯМ

ЗАКАЗЧИКА

В СЖАТЫЕ СРОКИ

ОПТОВЫЕ ПОСТАВКИ

123363, РОССИЯ, МОСКВА,
ШТУРВАЛЬНАЯ УЛ, Д.3, СТР.1,
ТЕЛ/ФАКС (095) 492-4022,
492-7077, 492-6112,
E-MAIL: POSTAVKA@ESCLTD.RU
http://WWW.ESCLTD.RU

Экспериментальные исследования системы стеклотекстолит—полимеризационноспособная композиция были проведены с использованием импульсного метода ядерного магнитного резонанса. Было установлено, что на первой стадии полимеризационного наполнения происходит не только заполнение макро- и микрополостей, но и диффузия композиции в объем эпоксидной полимерной матрицы. Последующая полимеризация композиции в полимерной матрице сопровождается образованием взаимопроникающих сеток и неаддитивным «усилением» физико-механических свойств полимерной матрицы стеклотекстолита [5]. А эффективность этого «усиления» также тем выше, чем хуже печатная плата. Под словом «хуже» в данном случае понимается низкая степень отверждения и/или нерегулярная структура сетки полимерного связующего в подложке. Суммарный эффект при полимеризационном наполнении складывается из эффектов от блокировки капиллярной пористости и от «усиления» полимерной матрицы подложки. Таким образом, мы получили принципиально новый инструмент для модификации стеклотекстолита непосредственно в печатной плате и, в первую очередь, его поверхностного слоя, ответственного за уровень сопротивления изоляции при воздействии влаги. Вопреки формальной логике эффективность этого инструмента тем выше, чем хуже исходный диэлектрик и чем сложнее печатная плата.

Полимеризационное наполнение оказалось сверхэффективным в производстве МПП, поскольку довольно просто решает, казалось бы, невозможную с конструктивно-технологической точки зрения задачу обеспечения высокого уровня сопротивления изоляции в питающих цепях. Технология изготовления МПП предопределяет меньшую и более неравномерную степень отверждения эпоксидного связующего в основании, чем у двухсторонних печатных плат. В связи с этим увеличиваются относительная доля композиции, проникающей в полимерную матрицу стеклотекстолита, и глубина проникновения композиции. С другой стороны, расположение слоев земля—питание преимущественно вблизи от поверхности печатной платы делает доступными для «усиления» те самые десятки тысяч участков диэлектрика между перфорированными слоями питания и пронизывающими их столбиками металлизированных отверстий.

При полимеризационном наполнении происходит модификация поверхностного слоя стеклотекстолита с градиентным характером распределения композиции в плоскости, перпендикулярной поверхности листа. В принципе, для одно- и/или двухсторонних печатных плат этого и достаточно. В МПП, а особенно в МПП для суперкомпьютеров, желательно иметь «усиление» диэлектрика во всем объеме. Этого

можно достичь полимеризационным наполнением заготовки МПП после сверления переходных отверстий (перед проведением металлизации). В результате происходит модификация диэлектрика по всей высоте диэлектрического основания в потенциально опасных зонах вокруг переходных отверстий. Поскольку диффузионная проницаемость в слоистых пластиках вдоль слоев примерно на порядок выше, чем в перпендикулярном направлении, с технической точки зрения эта задача намного проще. Есть возможность проведения полимеризационного наполнения и во всем объеме диэлектрической подложки. Чем сложнее печатная плата, и, следовательно, чем меньше шаг сетки переходных металлизированных отверстий, тем проще это реализовать и тем выше будет эффект.

Одновременно с повышением влагостойкости в этом случае решается и другая не менее важная задача — улучшение качества и надежности металлизации переходных отверстий [6]. Дело в том, что параллельно с «усилением» диэлектрика устраняются (заполняются) разрывы и расслоения в стенках отверстий, с которыми обычно связывают появление дефектов металлизации (непокрытия, разрывы при термодарах). Такие дефекты приводят к отказам радиоэлектронной аппаратуры при эксплуатации в жестких условиях. Представляло интерес наглядно, а не по косвенным признакам, оценить влияние полимеризационного наполнения на качество металлизации переходных отверстий МПП. Для этого была отобрана заготовка МПП с предельно увеличенными расслоениями (ореолами) вокруг просверленных отверстий. Такого результата на предприятиях иногда достигают, проводя многочисленные переходы меднение—стравливание. Заготовка была разрезана на две части. После полимеризационного наполнения одной из них на обеих частях заготовки провели химическую и гальваническую металлизацию (затяжку).

На рис.1 показан фрагмент шлифа переходного металлизированного отверстия без полимеризационного наполнения. Медное покрытие на шлифе напо-

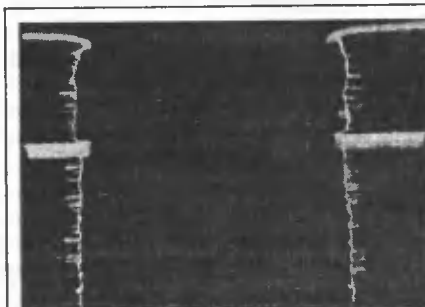


Рис. 1. Фрагмент шлифа переходного металлизированного отверстия МПП без полимеризационного наполнения

минает гребенку, зубья которой погружены в расслоения на глубину 10...30 мкм при общей глубине полостей до 1,5 мм.

При полимеризационном наполнении дефектные полости полностью заполняются полимером, о чем свидетельствует фрагмент шлифа на рис. 2. Стенки переходных отверстий ровные, покрытие сплошное, зубцы на металлическом покрытии отсутствуют. После завершения всех операций технологического цикла разрывы в покрытии также отсутствуют. В исходном образце получить сплошное покрытие не удалось даже на операции меднения.

Не менее важным в технологии изготовления МПП может быть и другое

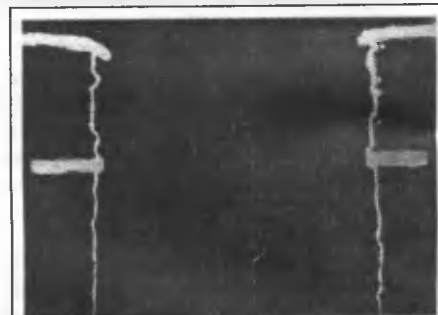


Рис. 2. Фрагмент шлифа переходного металлизированного отверстия МПП с полимеризационным наполнением

побочное применение аналогичных композиций для устранения и/или предотвращения межслойных расслоений [7]. В частности, разработан метод ремонта МПП с расслоениями, расположенными под проводниками.

Технология полимеризационного наполнения отрабатывалась непосредственно на предприятиях-изготовителях МПП (заводы САМ, г. Москва и ЗЭМЗ, г. Сергиев Посад). Поскольку работы финансировались заказчиками, акцент был сделан на получение максимального экономического эффекта непосредственно на предприятиях-изготовителях МПП. С этой точки зрения лучшим вариантом был ремонт МПП с пониженным уровнем сопротивления изоляции в цепях земля—питание. В итоге на выборке в несколько сотен МПП было установлено, что полимеризационное наполнение позволяет довести до требований нормативно-технической документации примерно 70 % отбракованных МПП. Такие печатные платы успешно прошли периодические испытания по ГОСТ 23752-79 (3 группа жесткости). Затраты на ремонт не превышали 1 % от стоимости восстановленной печатной платы. Технология получилась несложная. Основные операции:

- пропитка МПП обыкновенным погружением в композицию;
- удаление избытка композиции с поверхности МПП промывкой в воде;
- термообработка МПП в сушильном шкафу;
- отмычка в воде.

В принципе, для ее реализации достаточно иметь несколько ванночек и сушильный шкаф. Расход композиции составляет не более 5...10 мл на одну МПП стандартного типоразмера (250x250 мм).

К сожалению, несмотря на такие выдающиеся результаты, разработка не получила дальнейшего развития. Если я скажу, что работы на заводе САМ и ЗЭМЗ проводились в 1990—1991 гг., то многое станет ясным. Из более чем 1000 предприятий-изготовителей печатных плат сейчас осталось около 100. Причем наиболее активно на рынке работают те, которые готовы выполнить ваш заказ на заводах Канады, Ирландии и т. д. По иронии судьбы автор работает в одной из многочисленных фирм, размещающихся на территории крупнейшего когда-то производителя МПП — Казанского завода ЭВМ. Конечно, время расставит все на свои места. Надеюсь, что при этом место отечественным производителям останется не только в многочисленных шутках сатириков, а слова «доморощенная технология» перестанут звучать с издевкой. Во всяком случае, некоторые положительные тенденции в производственной сфере позволяют на это надеяться.

В заключение хочется отметить, что МПП в стоимостном выражении составляют 2/3 мирового производства печатных плат. Технологической платформой крупнейших зарубежных компаний является «дальнейшая миниатюризация пе-

чатных плат благодаря разработке и использованию новых базовых материалов» [8]. И такие материалы, несомненно, будут разработаны. Нет технически неразрешимых задач. Вопрос лишь в цене решения. Технология полимеризационного наполнения, как ни парадоксально это звучит, появилась благодаря нашей технологической отсталости в области базовых материалов. До сих пор она является уникальной с точки зрения возможности ремонта МПП с токовыми утечками в объеме диэлектрической подложки. Экономическая эффективность и привлекательность различных вариантов ее ремонтного применения не вызывает сомнений. И все-таки, по моему мнению, ее будущее заключается в освоении технологий изготовления тех самых миниатюрных печатных плат сверхвысокой сложности. Основополагающий принцип технологии «чем хуже (сложнее) печатная плата, тем выше результат» — свидетельство этому. Использование нетрадиционного метода позволяет увеличить сопротивление изоляции во всех цепях МПП, автоматически подтягивая уровень сопротивления изоляции питающих цепей к уровню логических цепей. Традиционным путем, совершенствуя базовые материалы, получить аналогичные результаты маловероятно. Полимеризационное наполнение, по меньшей мере, может быть использовано в качестве альтернативного инструмента по отношению к применению новых базовых

материалов при освоении производства суперсложных печатных плат и, в первую очередь, МПП. Вынужденная пауза в практическом использовании новой технологии не снизила ни ее эффективности, ни, тем более, актуальности. Автор не видит в настоящее время никаких проблем, препятствующих ее практической реализации.

Владимир Уразаев
Urazaev@yandex.ru

Литература:

1. А. М. Медведев. *Productronica-2001. Первые впечатления.* — Компоненты и технологии. 2002, № 1, с. 4—7.
2. А. М. Медведев. *Надежность и контроль качества печатного монтажа.* — М.: Радио и связь. 1986, с. 216.
3. Ф. П. Галецкий. *Технология изготовления двадцатислойных печатных плат с проводниками 100 мкм.* — Экономика и производство. 2000, № 12.
4. В. Г. Уразаев. *Новый подход к проблеме улучшения качества печатных плат.* — Технология и конструирование в электронной аппаратуре. 1992, № 4, с. 34—36.
5. Дж. Мэнсон, Л. Сперлинг. *Полимерные смеси и композиты/Пер. с англ.* — М.: Химия. 1979, с. 439.
6. В. Г. Уразаев. *Повышение качества металлизации переходных отверстий печатных плат.* — Радиопромышленность. 1994, № 4, с. 22—25.
7. В. Г. Уразаев. *Расслоения в подложках печатных плат и методы борьбы с ними.* — Радиопромышленность. 1994, № 4, с. 25—28.
8. <http://www.ats.net/deutsch/technologie/technologieplattform.html>.

ПЕЧАТНЫЕ ПЛАТЫ ОТ ЦПТА

www.zao-cpta.ru

ЦЕНТР ПЕРСПЕКТИВНЫХ ТЕХНОЛОГИЙ И АППАРАТУРЫ



12 лет

на рынке
производства
печатных плат

Вниманию разработчиков и производителей
изделий электроники!

Предлагаем Вам качественное и быстрое изготовление
одно-, двусторонних и многослойных печатных плат.

По Вашему желанию:

- ✓ Покрытие: ПОС, никель, золото, паяльная защитная маска
- ✓ Возможна разнообразная механическая обработка изделия: фрезеровка, перфорация сверлением, обрезка алмазным кругом и гильотиной
- ✓ Сертифицированное ISO 9001 монтажно-сборочное производство (SMD-монтаж от макетов до крупных серий)

Прием заказов на производство производится по адресу:

115230, г. Москва,

Варшавское шоссе, д.42, к.2,
ЗАО "ЦПТА", метро "Нагатинская"

(территория АО "СЧЕТМАШ")

тел./факс 111-50-66

Тел. 111-92-98 (диспетчерская),

111-86-50, 111-92-98

(заказ печатных плат)

111-93-49, 787-41-06, 787-41-07

(монтажно-сборочное производство)

внутренний телефон 2-98

Специальное предложение!!!
При заказе свыше
1000 дм²
стоимость изготовления
печатных плат снижается
на **10%!!!**

E-mail: pcb@zao-cpta.ru, zao-cpta@mtu-net.ru

Новые x51—совместимые микроконтроллеры фирмы Atmel

Микроконтроллеры фирмы Atmel [1, 2] семейства x51 являются в настоящее время, пожалуй, наиболее популярными микроконтроллерами для отечественных разработчиков.

Еще до появления первых микроконтроллеров семейства x51 фирмы Atmel, это семейство уже занимало лидирующие позиции на отечественном и зарубежном рынке, что обусловлено целым рядом причин. Во-первых, семейство x51 «de facto» является всемирным промышленным стандартом и широко распространено во всем мире. Во-вторых, к тому времени было опубликовано достаточно много разнообразной научно-технической литературы по аппаратной реализации этих микроконтроллеров, их программированию и применению как зарубежных, так и отечественных авторов. В третьих, за время существования этого семейства для него было разработано большое количество качественного и доступного программного обеспечения: компиляторов (ASM51, C++, PL/M51, Fort51 и т. п.), дисассемблеров, программных отладчиков, эмуляторов и др. В четвертых, у большинства разработчиков, занимающихся микроконтроллерной техникой, уже имелся достаточно большой опыт общения с этим семейством микроконтроллеров, изучены многие особенности их поведения, выработаны приемы и способы отладки, накоплен опыт программирования, у многих из них уже существовали большие оригинальные библиотеки программ для различных научно-технических задач.

Появление микроконтроллеров серии AT89, изготовленных по КМОП (CMOS) технологии, имеющих полностью статическую структуру и оснащенных встроенной Flash-памятью программ, еще более усилило позиции x51 совместимых микроконтроллеров. Первое поколение семейства AT89 насчитывало 15 типов (на май 1998 г., [3]). Оно включало в себя три группы приборов: группу перепрограммируемых микроконтроллеров (Reprogrammable Flash) AT89C(LV)51/52/55; группу перепрограммируемых микроконтроллеров в малом корпусе с сокращенным количеством выводов (Small Footprint, Reprogrammable Flash) AT89C1051/1051U/2051/4051, а также группу микроконтроллеров с внутрисистемным программированием (In-System Programmable (ISP) Flash) AT89S(LS)53/8252 и AT89S4D12. Появление этого семейства микроконтроллеров значительно облегчило жизнь разработчиков на этапе написания и отладки программного обеспечения за счет наличия встроенной Flash-памяти программ с достаточно простой процедурой программирова-

ния. Кроме того, использование микроконтроллеров AT89 позволило получить более высокие результаты при создании микроконтроллерных систем в плане снижения энергопотребления (за счет полностью статической структуры) и сокращения аппаратных затрат (за счет наличия встроенной Flash-памяти и отсутствия необходимости в дополнительных логических элементах для организации внешней подсистемы памяти программ). Вышеперечисленные преимущества сделали первое поколение семейства AT89 неимоверно популярным (особенно первые две группы).

За последние несколько лет фирма Atmel создала достаточно много новых интересных микроконтроллеров семейства x51 — так называемое второе поколение. На сегодняшний день семейство представлено двенадцатью группами, включающими около 70 микроконтроллеров!

Прежде чем рассмотреть каждую из групп, необходимо ознакомиться с принятой терминологией, основными сокращениями и понятиями.

Многие из микроконтроллеров фирмы Atmel оснащены встроенной Flash-памятью программ — IROM (Internal ROM), и встроенной основной оперативной памятью — IRAM (Internal RAM). Некоторые современные микроконтроллеры второго поколения имеют, кроме IRAM, еще и встроенную дополнительную оперативную память — XRAM (Extended RAM), что, безусловно, делает эти микросхемы еще более мощными и привлекательными. Кроме того, некоторые микроконтроллеры имеют встроенную Flash-память данных — IDROM (Internal Data ROM), которая может использоваться для хранения настраиваемых параметров, сетевых адресов и другой информации.

Практически все микроконтроллеры со стандартным или расширенным набором линий ввода/вывода (или портов) обладают возможностью работы с внешней памятью программ или данных. В приведенных ниже таблицах в графе EM (External Memory) такая возможность отмечена знаком «+». Если в этой колонке проставлен минус, то микроконтроллер не может работать с внешней памятью. Как правило, это связано с уменьшенным (ограниченным) количеством линий ввода/вывода. Микроконтроллеры семейства x51 в типовой конфигурации (в стандартных корпусах) обеспечивают работу с внешней памятью объемом до

64К. Микроконтроллеры, у которых в соответствующей колонке проставлен другой, меньший объем памяти, имеют меньшее количество линий ввода/вывода. Если объем адресуемой памяти больше 64К, микроконтроллеры имеют расширенную шину адреса или аппаратный диспетчер памяти.

Микроконтроллеры имеют различное число портов ввода/вывода, и соответственно, различное количество линий ввода/вывода — I/O (Input/Output Lines). У микроконтроллеров семейства x51 стандартной конфигурации — 4 порта или 32 линии ввода/вывода. У других микроконтроллеров число линий может отличаться в большую или меньшую сторону.

Все микроконтроллеры семейства x51 имеют встроенный последовательный порт — SP (Serial Port). Наличие плюса в одноименной колонке означает наличие стандартного последовательного порта. Некоторые микроконтроллеры в соответствующей колонке имеют вместо плюса букву «E» (Enhanced) — расширенные возможности, например, автоматическое обнаружение ошибки фрейма, автоматическое определение адреса, специализированный генератор скорости передачи и т. д.

Все микроконтроллеры семейства x51 имеют несколько таймеров/счетчиков общего назначения T/C (Timer/Counter) и источников прерывания IS (Interrupt Source). Количество этих периферийных устройств указано в соответствующих колонках. В некоторых микроконтроллерах имеется также встроенный аппаратно реализованный последовательный периферийный интерфейс — SPI (Serial Peripheral Interface). Для выхода из возможных состояний «зависания» микроконтроллера служит аппаратно реализованный сторожевой таймер WDT (Watchdog Timer), включаемый в состав периферийных узлов многих микроконтроллеров второго поколения. В микроконтроллерах, выпускаемых в малых корпусах с сокращенным набором линий ввода/вывода, имеется встроенный аналоговый компаратор — AC (Analog Comparator). Некоторые современные микроконтроллеры оснащаются двумя регистрами-указателями данных DPTR (Data Pointer Register), что позволяет создавать для них более эффективное программное обеспечение.

Большинство микроконтроллеров первого поколения программировались на специальных параллельных программаторах. Многие микроконтроллеры второго поколения позволяют производить программирование непосредственно в изделии через специальный узел — ISP (In-System Programmable Flash). При этом процессор предполагает подачу на микроконтроллер некоторых управляющих сигналов. Некоторые последние версии микроконтроллеров имеют так на-

зываемую загрузочную программу (Boot), упрощающую режим программирования.

В последнее время наряду с перепрограммируемыми Flash-микропроцессорами фирма Atmel выпускает также так называемые однократно программируемые Flash-микропроцессоры (без возможности стирания Flash-памяти) — OTP (One-Time Programmable), микроконтроллеры с масочным ПЗУ (ROM), запрограммированным на этапе производства и микроконтролле-

ры без встроенной памяти программ (ROMless).

Рассмотрим современное состояние семейства x51.

Первая группа — перепрограммируемые микроконтроллеры с Flash-памятью программ в стандартном корпусе (табл. 1) практически не изменилась за исключением того, что в нее вошли микроконтроллеры AT89C55WD и AT89C51RC, содержащие 20K и 32K Flash-памяти программ, аппаратно реализованный WDT, оснащенные дву-

мя DPTR и работающие на частотах до 33 МГц. По оценкам экспертов, наибольшей популярностью в этой группе пользуется стандартный микроконтроллер AT89C52.

Вторая группа микроконтроллеров в малогабаритном корпусе с усеченным набором портов (табл. 2) практически не изменилась. Наиболее популярен в этой группе AT89C2051, обеспечивающий наилучшее соотношение цена/качество.

Третья группа микроконтроллеров (табл. 3) — с внутрисистемным про-

граммированием — пожалуй, является наиболее интересной для широкого круга разработчиков. В эту группу входят известные читателю микроконтроллеры первого поколения AT89S53 и AT89S8252 (и их аналоги с пониженным напряжением питания AT89LS53 и AT89LS8252), аналоги микроконтроллеров первой группы AT89C51/52 с дополнительной возможностью внутрисистемного программирования AT89(L)S51/52 и ряд новых малоизвестных микроконтроллеров T89C51RB2/RC2/RD2/IC2/AC2. Главными отличиями новых микро-

Таблица 1. Перепрограммируемые Flash-микроконтроллеры в стандартном корпусе

Тип	IRAM, K	IRAM, b	EM	I/O	SERIAL PORT	T/C	IS	SPI	WDT	DPTR	Vcc, B	Icc, mA	Fmax, МГц	Корпус
AT89C51	4	128	+	32	+	2	6	—	—	1	4...6	20	24	DIP40, PLCC44, PQFP44
AT89LV51	4	128	+	32	+	2	6	—	—	1	2, 7...6	20	12	DIP40, PLCC44, PQFP44
AT89C52	8	256	+	32	+	3	8	—	—	1	4...6	25	24	DIP40, PLCC44, PQFP44
AT89LV52	8	256	+	32	+	3	8	—	—	1	2, 7...6	25	12	DIP40, PLCC44, PQFP44
AT89LV55	20	256	+	32	+	3	8	—	—	1	2, 7...6	25	12	DIP40, PLCC44, PQFP44
AT89C55WD	20	256	+	32	+	3	8	—	+	2	4...5, 5	25	33	DIP40, PLCC44, PQFP44
AT89C51RC	32	512	+	32	+	3	8	—	+	2	4...5, 5	30	33	DIP40, PLCC44, PQFP44

Таблица 2. Перепрограммируемые Flash микроконтроллеры в малогабаритном корпусе

Тип	IRAM, K	IRAM, b	EM	I/O	SERIAL PORT	T/C	IS	SPI	WDT	FUNCTION	DPTR	Vcc, B	Icc, mA	Fmax, МГц	Корпус
AT89C1051U	1	64	—	15	+	2	6	—	—	AC	1	2, 7...6	15	24	DIP20, SOIC20
AT89C2051	2	128	—	15	+	2	6	—	—	AC	1	2, 7...6	15	24	DIP20, SOIC20
AT89C4051	4	128	—	15	+	2	6	—	—	AC	1	2, 7...6	15	24	DIP20, SOIC20

Таблица 3. Внутрисистемно программируемые Flash-микроконтроллеры

Тип	IRAM, K	IRAM / XRAM, b	IDROM, K	EM	I/O	SERIAL PORT	T/C	IS	+ SPI / * ISP Only	WDT	FUNCTION	DPTR	Vcc, B	Fmax, МГц	Корпус
AT89S51	4	128	—	+	32	+	2	6	*	+	—	2	4...5, 5	33	DIP40, PLCC44, PQFP44
AT89S52	8	256	—	+	32	+	3	8	*	+	—	2	4...5, 5	33	DIP40, PLCC44, PQFP44
AT89LS52	8	256	—	+	32	+	3	8	*	+	—	2	2, 7...4	16	DIP40, PLCC44, PQFP44
AT89S53	12	256	—	+	32	+	3	9	+	+	—	2	4...6	33	DIP40, PLCC44, PQFP44
AT89LS53	12	256	—	+	32	+	3	9	+	+	—	2	2, 7...6	12	DIP40, PLCC44, PQFP44
AT89S8252	8	256	2	+	32	+	3	9	+	+	—	2	4...6	33	DIP40, PLCC44, PQFP44
AT89LS8252	8	256	2	+	32	+	3	9	+	+	—	2	2, 7...6	12	DIP40, PLCC44, PQFP44
AT89S4D12	4	256	128	—	5	—	—	—	+	—	—	2	3, 3	15	SOIC28, PLCC32
T89C51RB2	16	256 / 1024	—	+	32	E	3	10	+	+	X2	2	4, 5...5, 5 2, 7...3, 6	40	DIP40, PLCC44, PQFP44
T89C51RC2	32	256 / 1024	—	+	32	E	3	10	+	+	X2, Boot	2	4, 5...5, 5 2, 7...3, 6	40	DIP40, PLCC44, PQFP44
T89C51RD2	64	256 / 1024	2	+	32 / 48	E	3	7	*	+	X2, Boot	2	4, 5...5, 5 3...5, 5	40 / 33	DIP40, PLCC44, PQFP44 PLCC68VPQFP64
T89C51IC2	32	256 / 1024	—	+	32	+	3	10	+	+	X2, I ² C, Boot	2	4, 5...5, 5 2, 7...3, 6	40	PLCC44, VQFP44
T89C51AC2	32	256	2	+	34	E	3	14	*	+	X2, Boot, ADC8*10	2	4, 5...5, 5	40	PLCC44, VQFP44

контроллеров (T89C51xxx) являются два DPTR, встроенный аппаратный WDT, встроенный режим ISP, большой объем Flash-памяти программ, наличие у части из них дополнительной оперативной памяти данных XRAM (+1K), встроенного последовательного порта с дополнительными возможностями. Кроме того, все они оснащены так называемым X2-режимом ускорения (машинный цикл содержит 6 тактов, а не 12, как у стандартного семейства x51). Это позволяет им на тактовой частоте 20 МГц работать также быстро, как стандартные микроконтроллеры работали бы на частоте 40 МГц. В то же время, они могут работать и в стандартном режиме (12 тактов/цикл) на частотах до 40 МГц. Микроконтроллеры RC2 и RD2 имеют дополнительную загрузочную память с программой загрузки Boot, что значительно упрощает программирование. Микроконтроллер RD2 в увеличенном корпусе имеет дополнительный пятый порт, т. е. количество его ли-

ний ввода/вывода равно 48. Микросхема IC2 имеет встроенный аппаратный интерфейс I²C, микросхема AC2 — встроенный восьмиканальный десятиразрядный аналого-цифровой преобразователь ADC. Все перечисленные новшества в совокупности со встроенной Flash-памятью программ делают эти микроконтроллеры незаменимыми для многих изделий.

В четвертую группу семейства входят однократно программируемые Flash-микроконтроллеры (табл. 4), имеющие меньшую стоимость, чем перепрограммируемые и более высокую надежность (за счет невозможности случайного изменения содержимого памяти программ). Следует обратить внимание читателя на TS87C51U2, имеющий два независимых расширенных последовательных порта, и TS87C52X2, способный работать на частотах до 66 МГц.

Пятая группа микроконтроллеров (табл. 5) включает два представителя,

первый из которых, T87C5101, способен работать на частотах до 66 МГц. Второй — T87C5111 — имеет встроенный восьмиканальный десятиразрядный ADC в корпусе SSOP16.

Шестая и седьмая группы микроконтроллеров (табл. 6 и 7) представлена уже знакомыми читателю приборами, снабжаемыми масочными ПЗУ программ.

Кроме того, фирма Atmel выпускает ряд вышеописанных микроконтроллеров вообще без встроенной памяти программ (табл. 8).

Девятая группа микроконтроллеров включает в себя так называемые микроконтроллеры семейства C251 (табл. 9). По сравнению с обычными x51 контроллерами, C251 имеют расширенное адресное пространство внешней памяти до 256K, 8/16 битную архитектуру, увеличенный ИРАМ (1K). Периферия микроконтроллеров дополнена SSLC интерфейсом (Synchronous Serial Link Controller), обеспечивающим работу по I²C, MicroWire и

Таблица 4. Однократно программируемые Flash-микроконтроллеры

Тип	ИОМ, К	ИРАМ / XRAM, б	ИДРОМ, К	ЕМ	I/O	SERIAL PORT	T/C	IS	+SPI / *ISP Only	WDT	FUNCTION	DPTR	Vcc, В	Fmax, МГц	Корпус
AT87F51	4	128	—	+	32	+	2	6	—	—	—	1	4...6	24	DIP40, PLCC44, PQFP44
AT87LV51	4	128	—	+	32	+	2	6	—	—	—	1	2, 7...5, 5	16	DIP40, PLCC44, PQFP44
AT87F52	8	256	—	+	32	+	3	8	—	—	—	1	4...6	24	DIP40, PLCC44, PQFP44
AT87LV52	8	256	—	+	32	+	3	8	—	—	—	1	2, 7...5, 5	16	DIP40, PLCC44, PQFP44
AT87F55WD	20	256	—	+	32	+	3	8	—	+	—	2	4...5, 5	33	DIP40, PLCC44, PQFP44
AT87LV55	20	256	—	+	32	+	3	8	—	+	—	2	2, 7...5, 5	16	DIP40, PLCC44, PQFP44
AT87F51RC	32	512	—	+	32	+	3	8	—	+	—	2	4...6	24	DIP40, PLCC44, PQFP44
TS87C51RB2	16	256/ 1024	—	+	32	E	3	10	+	+	X2	2	4, 5...5, 5 2, 7...3, 6	40	DIP40, PLCC44, PQFP44
TS87C51RC2	32	256/ 1024	—	+	32	E	3	10	+	+	X2, Boot	2	4, 5...5, 5 2, 7...3, 6	40	DIP40, PLCC44, PQFP44
TS87C51RD2	64	256/ 1024	2	+	32 48	E	3	7	+	+	X2, Boot	2	4, 5...5, 5 3...5, 5	40 33	DIP40, PLCC44, PQFP44 PLCC68VPQFP64
TS87C51U2	16	256	—	+	32	2E	3	7	—	+	X2	2	4, 5...5, 5 2, 7...3, 6	2x3 0	DIP40, PLCC44, VQFP44, CQFP44, CDIL40
T87C5112	8	256	—	+	40	E	2	8	—	+	ADC 8*10	1	4...5, 5	33	PLCC52, LQFP48
TS87C52X2	8	256	—	+	32	E	3	6	—	—	X2	2	4, 5...5, 5 2, 7...5, 5	2x3 0	DIL40, PLCC44, VQFP44
TS87C54X2	16	256			32	E	3	6	—	+	X2	2	4, 5...5, 5 2, 7...5, 5	40 30	PDIL40, PLCC44, VQFP44, CQFP44, CDIL40
TS87C58X2	32	256			32	E	3	6	—	+	X2	2		40 30	PDIL40, PLCC44, VQFP44, CQFP44, CDIL40

Таблица 5. Однократно программируемые Flash-микроконтроллеры в малогабаритном корпусе

Тип	ОТР, К	ИРАМ / XRAM, б	ЕМ	I/O	SERIAL PORT	T/C	IS	SPI	WDT	FUNCTION	DPTR	Vcc, В	Fmax, МГц	Корпус
T87C5101	16	256/256	16K	18 22	E	3	6	—	—	—	2	4, 5...5, 5	66	DIL24, SO24, TSSOP24 SO28
T87C5111	4	256		16...22	E	2	8	+	+	X2, ADC 8*10	1	2, 7...5, 5	33	SSOP16, SO24, DIL24

Таблица 6. Микроконтроллеры с масочным ПЗУ

Тип	ROM, К	IRAM, б	IDROM, К	EM	I/O	SERIAL PORT	T/C	IS	SPI	WDT	FUNCTION	DPTR	Vcc, В	Fmax, МГц	Корпус
TS83C51RB2	16	256/1024	—	+	32	E	3	10	+	+	X2	2	4, 5...5, 5 2, 7...3, 6	40	DIP40, PLCC44, PQFP44
TS83C51RC2	32	256/1024	—	+	32	E	3	10	+	+	X2, Boot	2	4, 5...5, 5 2, 7...3, 6	40	DIP40, PLCC44, PQFP44
TS83C51RD2	64	256/1024	2	+	32	E	3	7	*	+	X2, Boot	2	4, 5...5, 5 3...5, 5	40 33	DIP40, PLCC44, PQFP44
TS83C51U2	16	256	—	—	32	2E	3	7	—	+	X2	2	4, 5...5, 5 2, 7...3, 6	2x30	DIP40, PLCC44, VQFP44, CQFP44, CDIL40
T83C5112	8	256	—	+	40	E	2	8	—	+	ADC 8*10	1	4...5, 5	33	PLCC52, LQFP48
TS80C52X2	8	256	—	+	32	E	3	6	—	—	X2	2	4, 5...5, 5 2, 7...5, 5	2x30	DIL40, PLCC44, VQFP44
TS80C54X2	16	256	—	—	32	E	3	6	—	+	X2	2	4, 5...5, 5 2, 7...5, 5	40 30	PDIL40, PLCC44, VQFP44, CQFP44, CDIL40
TS80C58X2	32	256	—	—	32	E	3	6	—	+	X2	2	—	40 30	PDIL40, PLCC44, VQFP44, CQFP44, CDIL40

Таблица 7. Микроконтроллеры с масочным ПЗУ в малогабаритном корпусе

Тип	ROM, К	IRAM / XRAM, б	EM	I/O	SERIAL PORT	T/C	IS	SPI	WDT	FUNCTION	DPTR	Vcc, В	Fmax, МГц	Корпус
T83C5101	16	256/256	16K	18/22	E	3	6	—	—	—	2	4, 5...5, 5	66	DIL24, SO24, TSSOP24
T83C5102	8	256/256	8K	18/22	E	3	6	—	—	—	2	4, 5...5, 5	66	DIL24, SO24, TSSOP24
T83C5111	4	256	—	16/22	E	2	8	+	+	X2, ADC 8*10	1	2, 7...5, 5	33	SSOP16, SO24, DIL24

Таблица 8. Микроконтроллеры без астроенной памяти программ

Тип	IRAM / XRAM, б	IDROM, К	EM	I/O	SERIAL PORT	T/C	IS	SPI	WDT	FUNCTION	DPTR	Vcc, В	Fmax, МГц	Корпус
TS80C51RA2	256/256	—	+	32	E	3	7	—	+	X2	2	4, 5...5, 5 2, 7...5, 5	2x30	PDIL40, PLCC44, VQFP44
TS80C51RD2	256/1024	2	+	32	E	3	7	—	+	X2, Boot	2	4, 5...5, 5 3...5, 5	40 33	DIP40, PLCC44, PQFP44
T80C5112	256	—	+	40	E	2	8	—	+	ADC 8*10	1	4...5, 5	33	PLCC52, LQFP48
TS80C51U2	256	—	+	32	2E	3	7	—	+	X2	2	4, 5...5, 5 2, 7...3, 6	2x30	DIP40, PLCC44, VQFP44, CQFP44, CDIL40
TS80C31X2	128	—	+	32	E	2	5	—	—	X2	2	4, 5...5, 5 2, 7...5, 5	2x30	DIL40, PLCC44, VQFP44
TS80C32X2	256	—	+	32	E	3	6	—	—	X2	2	4, 5...5, 5 2, 7...5, 5	2x30	DIL40, PLCC44, VQFP44

SPI протоколом, аппаратную поддержку реализации клавиатуры и специальный генератор скорости для последовательного канала. Еще раз подчеркнем, что эти микроконтроллеры совместимы с x51 как по разводке выводов, так и на уровне

программного обеспечения (Software). Микроконтроллеры C251 имеют 16- или 32-битное расширенное ALU (арифметико-логическое устройство), в систему прерываний добавлено немаскируемое прерывание NMI (Non Maskable Interrupt),

а также вход готовности WAIT (Real-Time Wait States Input). Эти микроконтроллеры применяются в высокоскоростных модемах, ISDN терминалах, DVD ROM и плеерах, принтерах, сканерах и другой технике.

Таблица 9. Микроконтроллеры с архитектурой C251

Тип	ИROM, К	ИRAM, b	EM	I/O	SERIAL PORT	T/C	SPI	WDT	Vcc, В / Icc, мА / Fmax, МГц	Корпус
TSC80251G2D	—	1K	256K	32	+	3	+	+	2, 7...5, 5 В / 11 мА / 16 МГц 4, 5...5, 5 В / 35 мА / 24 МГц	DIP40, PLCC44, PQFP44
TSC83251G2D	32	1K	256K	32	+	3	+	+		
TSC87251G2D	32	1K	256K	32	+	3	+	+		

Таблица 10. Микроконтроллеры с CAN интерфейсом

Тип	ИROM, К	ИRAM / XRAM, b	IDROM, К	EM	I/O	SERIAL PORT	T/C	IS	SPI	WDT	DPTR	Vcc, В	Fmax, МГц	Корпус
T89C51CC01	32	256/1K	2	+	34	+	3	14		E	2	5/3	40	PLCC44, VQFP44, CA-BGA64
T89C51CC02	16	256/256	2	+	16/20	+	3	14		E	2	5/3	40	PLCC28, SOIC28

Таблица 11. Микроконтроллеры со встроенным декодером MP3

Тип	ROM, К	ИRAM, b	EM	I/O	SERIAL PORT	T/C	IS	SPI	WDT	Vcc, В	Fmax, МГц	Корпус
AT83C51SND1A	64 (ROM)	2304	+	32	+	2	8	+	+	5/3	40	PLCC84, TQFP80
AT89C51SND1A	64 (Boot Flash)											

Таблица 12. Микроконтроллеры со встроенным декодером Smart Card

Тип	Code Memory, К	XRAM, b	EM	I/O	SERIAL PORT	T/C	IS	SPI	WDT	DPTR	Vcc, В	Fmax, МГц	Корпус
T83C5121	16 (ROM)	256	+	14	E	2	—	—	+		2, 85...5, 4	16	PLCC52, SSOP24
T85C5121	16 (RAM)												
T89C5121	16 (Flash) +16 (RAM)												

Одна из последних разработок фирмы Atmel — микроконтроллеры, оснащенные модным сегодня аппаратным CAN интерфейсом (версии 2.0A, 2.0B), также ожидает своих потребителей и поклонников.

Не менее интересна и другая новинка (табл. 11) — микроконтроллеры семейства x51 со встроенным считывателем-декодером MP3 с поддержкой частот от 16 до 48 кГц. Микросхема обеспечивает отдельный цифровой амплитудный контроль правого и левого каналов, 31-ступенчатое управление амплитудно-частотной характеристикой воспроизведения на низких, средних и высоких частотах, некоторые музыкальные эффекты, индикаторы. Кроме музыкальных узлов, микросхема имеет большой набор интерфейсов USB, MultiMediaCard, SPI, IDE/ATAPI, двухканальный десятиразрядный ADC, стандартный последовательный порт с выделенным генератором скорости, 2Wire контроллер, ISP.

Еще одна новинка — специализированная группа микроконтроллеров со встроенным декодером Smart Card. Ожидается, что эти микроконтроллеры найдут широкое применение в ряде кассовых аппаратов, весов, системах охранной сигнализации.

Описанные выше микроконтроллеры второго поколения семейства x51 демонстрируют современные тенденции развития и роста этого семейства. Надеюсь, что приведенная информация будет полезна многим специалистам в области микроконтроллерной техники и еще больше поднимет интерес к замечательной продукции фирмы Atmel.

Олег Николайчук,
olnych@ch.moldpac.md

Литература:

1. <http://www.atmel.com>
2. <http://www.atmel.ru>

3. В. В. Гребнев. Микроконтроллеры семейства AT89 фирмы Atmel.

Редакция журнала
«Схемотехника»
приглашает авторов
к сотрудничеству

По всем вопросам обращаться:
e-mail: editor@dian.ru
телефон: (095) 777-1215

Гонорары выплачиваются
авторам, проживающим
на территории СНГ

Повышение помехоустойчивости активных телевизионных антенн

Широкое применение для приема телевизионных программ находят антенные решетки с усилителем. Такие антенны обеспечивают высокое качество приема сигнала даже на значительном удалении от передатчика. Помехи, действующие от посторонних источников, снижают эффективность активных антенн и затрудняют обеспечение высококачественного приема. В статье рассматриваются способы, обеспечивающие повышение помехоустойчивости антенн в этих условиях.

При выборе активных телевизионных антенн приходится учитывать противоречивые требования, предъявляемые к усилителю. Усилители с большим коэффициентом усиления обеспечивают прием сигналов от удаленных телевизионных станций, однако мощные помехи от посторонних источников, действующие в полосе пропускания усилителя, могут привести к его перегрузке и сделать невозможным прием полезного сигнала. Попытки уменьшить влияние этих помех на выходе усилителя не приводят к положительному результату. Обеспечение высококачественного телевизионного приема в условиях действия мощных помех возможно за счет применения реактивного режекторного двухполосника, подключенного параллельно входу усилителя (рис. 1).

Применение реактивного двухполосника не требует существенной переделки активной антенны. Небольшая доработка антенны в этом случае доступна любому радиолюбителю. Если в полосе пропускания усилителя действует только один источник помехи, снижающий качество приема, в качестве реактивного двухполосника целесообразно применять четвертьволновый отрезок линии, разомкнутый на конце. Модуль реактивного сопротивления такой линии можно определить с помощью выражения [1]:

$$|Z| = \left| p \cdot \operatorname{ctg} \frac{\pi \cdot f}{2 \cdot f_0} \right|, \quad (1)$$

где f — текущая частота; f_0 — резонансная частота четвертьволновой линии;

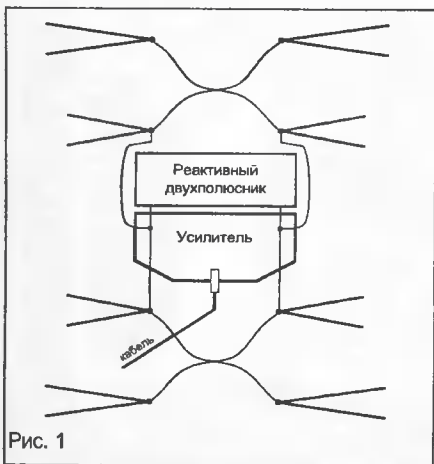


Рис. 1

p — волновое сопротивление длинной линии.

Для нахождения параметра f удобно использовать выражение

$$f = 306 + 8K \text{ (МГц)}, \quad (2)$$

где $K = 21 \dots 60$ — номер телевизионного канала ДМВ диапазона.

Зависимости модуля реактивного сопротивления рассматриваемого отрезка линии с резонансной частотой, соответствующей частоте 27-го телевизионного канала, от номера телевизионного канала для различных значений волнового сопротивления показаны на рис. 2 (сплошные линии).

Из рисунка видно, что разомкнутый отрезок линии шунтирует сигнал с частотой, равной частоте 27-го телевизионного канала, несколько снижает уровень сигнала с частотой, находящейся в окрестности частоты этого канала, и не оказывает серьезного влияния на сигналы телевизионных каналов, значительно удаленных от подавляемой области частот. Видно также, что увеличение p приводит к сужению полосы подавляемых частот. Если помеха действует в полосе частот 27-го телевизионного канала, ее влияние на полезный сигнал будет значительно ослаблено. Если же помеха действует в полосе частот другого телевизионного канала, потребуется перестройка отрезка длинной линии.

Четвертьволновый отрезок наиболее просто реализовать с помощью двух медных проводников диаметром d каждый, удаленных друг от друга на расстояние D . Длина каждого из проводни-

ков определяется с помощью выражения

$$l = \frac{3750}{153 + 4K} \text{ (мм)}. \quad (3)$$

Волновое сопротивление отрезка длинной линии рассчитывается по формуле [2]:

$$p = \frac{276}{\sqrt{\epsilon}} \lg \left(\frac{2D}{d} \right), \quad (4)$$

где ϵ — относительная диэлектрическая проницаемость среды, которая для воздуха равна 1.

Зависимость волнового сопротивления p от отношения D/d приведена на рис. 3.

Расчет конкретной конструкции реактивного двухполосника удобно осуществлять по методике, приведенной ниже.

1. Определить номер телевизионного канала, в полосе которого действует помеха.

2. С помощью выражения (3) определить длину проводников l .

3. Из графика на рис. 2 определить p , обеспечивающую требуемую крутизну характеристики.

4. Для полученного значения p из графика на рис. 3 определить отношение D/d , а затем для $D = 27$ мм (расстояние между входными контактами усилителя) определить d .

Если антенна размещена на балконе, защитную крышку усилителя можно удалить. Проводники линии необхо-

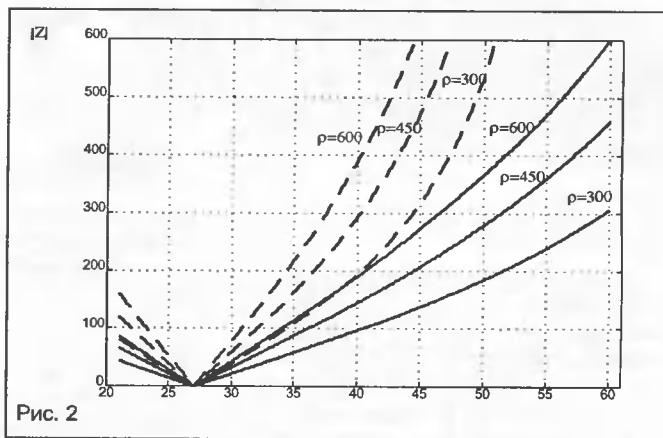


Рис. 2

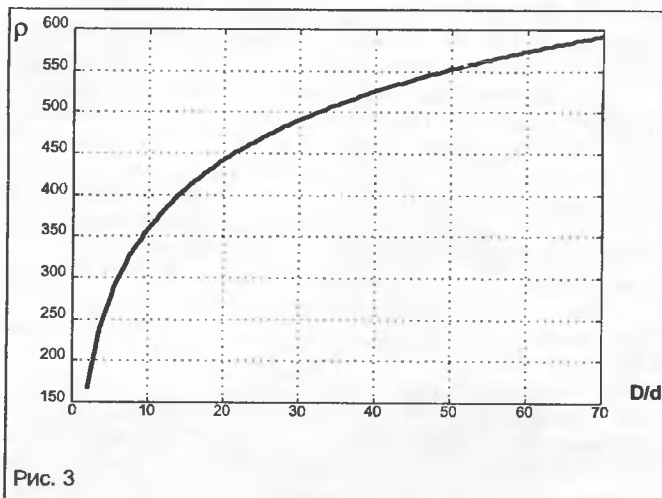
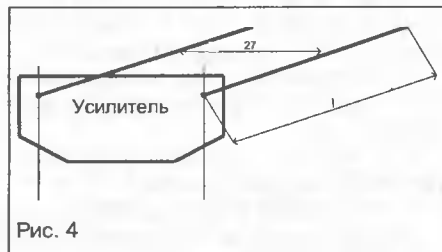


Рис. 3

димо припаять к медным клеммам, с помощью которых осуществляется их подключение к антенне (рис. 4).

С помощью изготовленного рассмотренным способом устройства удалось существенно ослабить сигнал телевизионного передатчика на частоте 27-го канала мощностью 100 Вт, расположенного на расстоянии около 150 м от приемной антенны. При этом несколько ослабленными оказались сигналы 22, 32-го каналов, а сигналы 35, 49 и 51-го каналов принимались практически без подавления. Передатчики этих сигналов находятся на удалении около 50 км от приемной антенны. Без этого устройства на всех частотах наблюда-



лось изображение от передатчика 27-го канала.

Для ослабления подавления полезных сигналов, соседствующих по частоте с помехой, необходимо увеличить ρ . К сожалению, реализация на практике значений $\rho > 600$ затруднена. В этих случаях можно использовать отрезок полуволновой длинной линии, замкнутой на конце. Длину линии можно рассчитать с помощью выражения (3), умножив полученный результат на 2.

Модуль реактивного сопротивления такой антенны определяется из выражения

$$|Z| = \rho \cdot \operatorname{tg} \frac{\pi \cdot f}{f_0} \quad (5)$$

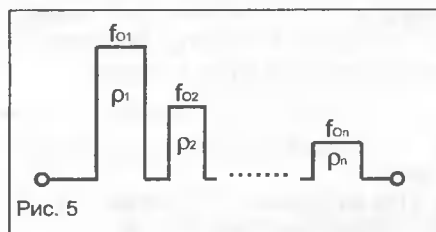
Зависимости модуля реактивного сопротивления отрезка длинной линии, замкнутой на конце, от номера телевизионного канала для различных значений ρ показаны на рис. 2 (штриховые линии). Из рисунка видно, что при тех же значениях ρ шунтирующее влияние двухполосника на близкорасположенных к помехе частотах снижается. При применении такого двухполосника необходимо учитывать его влияние на сигналы метрового диапазона, которое может привести как к улучшению качества их приема, так и к ухудшению.

В условиях сложной помеховой обстановки и когда количество принимаемых телевизионных каналов ограничено целесообразно образовать реактивный двухполосник соединением четвертьволновых отрезков длинных линий, замкнутых на конце. Схема такого устройства показана на рис. 5.

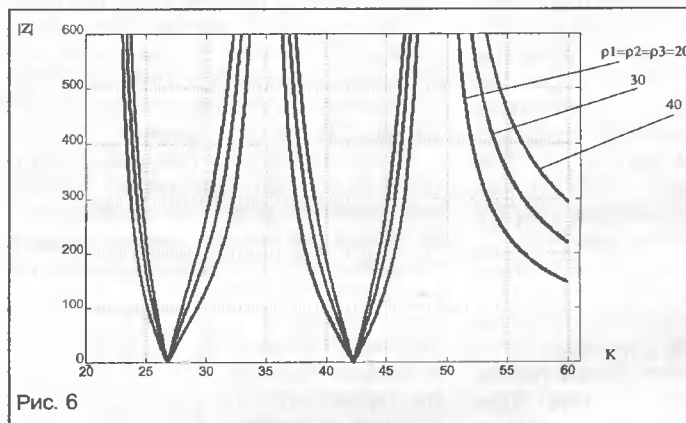
Модуль реактивного сопротивления, двухполосника в таком случае можно определить с помощью выражения

$$|Z| = \left| \sum_{i=1}^n \rho_i \cdot \operatorname{tg} \frac{\pi \cdot f}{2 \cdot f_{0i}} \right| \quad (6)$$

где ρ_i (f_{0i}) — волновое сопротивление (резонансная частота) i -го отрезка длинной линии, соответствующие i -му телевизионному каналу; n — число принимаемых телевизионных каналов.



Зависимости модуля реактивного сопротивления устройства, изготовленного из трех отрезков, длинных линий от номера телевизионного канала для различных значений ρ_i , настроенных соответственно на 22-й, 35-й и 49-й каналы, показаны на рис. 6.



Из рисунка видно, что на сигналы принимаемых телевизионных каналов двухполосник не оказывает шунтирующего влияния, в то время как сигналы, соответствующие другим каналам, подвергаются шунтированию. В наибольшей степени ослабляются сигналы, соответствующие 27-му и 42-му каналам.

Высокая эффективность достигается при малых значениях ρ , которые могут быть реализованы в полосковых линиях.

В качестве материала двухполосника может быть использован фольгированный стеклотекстолит или фторопласт. В первом случае достигаются минимальные размеры устройства, во втором — минимальные потери. Для реализации небольших значений ρ толщина материала не должна превышать 1...1,5 мм.

Расчет конкретной конструкции реактивного двухполосника удобно осуществлять по нижеприведенной методике.

1. Определить номера телевизионных каналов, на которых будет осуществляться прием сигнала.

2. Выбрать с помощью выражения (6) оптимальные значения ρ_i .

3. Определить ширину полосковой линии w_i по формуле:

$$w_i = 1,25 \left[\frac{5,98h}{\exp \left[\rho_i (\epsilon + 1,41)^{1/2} / 87 \right]} - t \right],$$

где h и ϵ — соответственно толщина и относительная диэлектрическая проницаемость материала диэлектрика; t — толщина фольги.

4. С помощью выражения (3) найти длину каждой из линий и умножить полученный результат на коэффициент укорочения:

$$b = \frac{1}{\sqrt{0,475\epsilon + 0,67}}$$

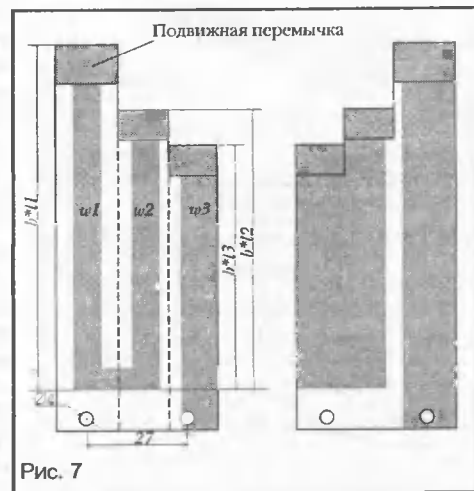
По результатам расчета изготавливают печатную плату двухполосника. Пример топологии платы для рассмотренного выше случая приведен на рис. 7.

Изготовленная плата прикрепляется винтами к входным отверстиям усилителя. С помощью подвижных перемычек, изготовленных из пружинящего материала (фосфористая бронза), можно осуществить независимую настройку каждой из линий на частоту принимаемого канала.

Качество настройки можно оценить по изображению на экране телевизора. Двухполосник также оказывает

влияние на каналы метрового диапазона, поэтому после его настройки необходимо проверить прием на метровых каналах.

Устройство на полосковых линиях позволяет компенсировать реактивное сопротивление на каждом из выбранных каналов, что улучшает качество приема даже в отсутствие помех. Кроме того, это устройство позволяет подавлять помеху от источников, частоты



ты которых близки к частоте принимаемого сигнала.

Рассмотренные в статье реактивные двухполосники позволяют применять в активных антеннах усилители с максимальным усилением, что обеспечива-

ет уверенный прием удаленных станций в условиях мощных помех.

Дмитрий Онышко,
Александр Журченко
oda78@pisem.net

Литература

1. А. К. Посев. Теория линейных электрических цепей: Учебник для вузов. — М.: Высш. шк., 1987.
2. Справочник по элементам радиоэлектронных устройств. Под ред. В. Н. Дулина, М. С. Жука. — М., Энергия, 1977.

Новости

Новые бесплатные средства разработки для восьмиразрядных микроконтроллеров

Сектор полупроводниковых компонентов компании Motorola представляет новые средства разработки для восьмиразрядных микроконтроллеров с Flash-памятью семейства HC08, призванные облегчить разработку встраиваемых систем на их базе. Они позволяют не только снизить затраты на реализацию новых проектов, но и существенно ускорить процесс их внедрения.

В состав бесплатного программного пакета CodeWarrior Development Studio for HC08 Special Edition входят следующие компоненты:

- Полнофункциональный симулятор и программатор. Симулятор позволяет начинать разработку программного обеспечения отдельно от аппаратной части, т. е. без использования отладочных плат. Вместе с отладчиком он обеспечивает инженеров всеми необходимыми ресурсами для разработки приложений. Программатор позволяет загружать полученный программный код непосредственно в микроконтроллер с Flash-памятью.
- Средства разработки Processor Expert™. Processor Expert™ включает в себя несколько опций, позволяющих ускорить процесс разработки и анализа программного кода. Сюда входит автоматическая генерация С-кода (драйверов) для периферийных устройств, что дает возможность конфигурировать последние, не углубляясь в особенности конкретных моделей микроконтроллеров. Еще одна мощная опция Processor Expert™ предназначена для анализа задействованных ресурсов микроконтроллера и выявления потенциально проблемных участков программного кода перед тем, как проводить его отладку.
- ANSI-совместимый С-компилятор.

Разработанный с учетом особенностей архитектуры микроконтроллеров семейства HC08, С-компилятор позволяет снизить объем программного кода, что дает разработчикам возможность добиваться максимальной функциональности и производительности систем на базе микроконтроллеров с наименьшими затратами. С-компилятор, входящий в состав программного пакета CodeWarrior Development Studio for HC08 Special Edition ориентирован на наиболее популярные микроконтроллеры семейства HC08 с объемом Flash-памяти не более 4К (68HC08JL3/JK3/JK1/KX2/GR4/RK2/RF2 и другие модели, которые появятся в будущем).

Программный пакет CodeWarrior Development Studio for HC08 Special Edition будет распространяться бесплатно. С 1 мая 2002 г. его можно загрузить с Интернет-сайта компании Motorola по адресу <http://www.motorola.com/mcu>. При желании за дополнительную плату можно снять ограничения по размеру кода для С-компилятора или модернизировать программный пакет Special Edition до более функциональных версий Standard Edition или Professional Edition.

За более подробной информацией обращайтесь в представительство Сектора полупроводниковых компонентов компании Motorola в России.

Тел. (095)787-8922



www.platan.ru
ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ
ВАШЕГО УСПЕХА



Семейство высокопроизводительных 16-ти разрядных микроконтроллеров M16C62

- высокоэффективное ядро, программная совместимость внутри семейства, 91 команда, тактовая частота 16МГц
- 128к...256к ROM (наличие Flash версий), 3к...20к RAM
- прямая адресация до 4М внешней ROM и 128к SRAM без подключения дополнительных элементов
- наличие встроенного контроллера ПДП и встроенного аппаратного умножителя
- АЦП 8 или 10 каналов по 10 бит, ЦАП 2 канала по 8 бит
- программирование по RS-232C
- до 87 линий программируемого ввода/вывода
- 5 выходных и 8 входных 16-битных таймеров
- 3 UART и 2 синхронных последовательных канала
- версии с CAN контроллером (M306N0FCTFP)
- наличие бесплатного ПО, включающего С+ компилятор



International IOR Rectifier

Infineon Technologies

EPICOS

Honeywell

BOURNS

MOTOROLA

intersil

mmRata

CRYDOM

DATA VIDEO

Kingbright

Наименование	Память КЗУ кб / ОЗУ кб	Порты вх./вых.	Умнр.Б	Тип памяти	Корпус
M30620ECFP	128 10	87	27-5.5	OTP	100PES-A
M30620ECFS	128 10	87	27-5.5	EPROM	100DO
M30620SFP	0 10	47	27-5.5	ROMLESS	100PES-A
M30621ECGP	128 10	87	27-5.5	OTP	80PES-A
M30622ECFS	128 5	87	27-5.5	EPROM	100DO
M30622ECGP	128 5	87	27-5.5	OTP	100PES-A
M30622SFP	0 3	47	27-5.5	ROMLESS	100PES-A
M30623ECGP	128 5	87	27-5.5	OTP	80PES-A
M30624FGGP	256 20	87	5	FLASH	100PES-A
M30624GLFP	256 20	87	3.3	FLASH	100PES-A
M30624GLGP	256 20	87	3.3	FLASH	100PES-A
M306N0FCTFP	256 10	87	5	FLASH	100PES-A

121351, Москва, ул. Ивана Франко, д. 40, к. 1, стр. 2
тел./факс: (095) 73-75-999

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



ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ
Департамент Микроэлектроники
ОФИЦИАЛЬНЫЙ дистрибьютор фирмы:



AVR-микроконтроллеры с АЦП на кристалле

В микроконтроллерах ATmega163 и ATmega323 реализована аппаратная команда умножения с временем выполнения 2 такта задающего генератора (250 нс при тактовой частоте 8 МГц).

Схема слежения за напряжением питания (BOD, Brown Out Detector) выработывает импульс перезапуска при снижении напряжения питания на время, большее 5 мкс ниже порога (4 В или 2.7 В).

Микроконтроллеры имеют несколько режимов энергосбережения.

Микросхема	AT90S8535	ATmega163	ATmega323
Объем памяти программ (FLASH)	8 Кбайт	18 Кбайт	32 Кбайт
Объем памяти данных (SRAM)	512 байт	1 Кбайт	2 Кбайт
Объем памяти данных (EEPROM)	512 байт	512 байт	1 Кбайт
Алгоритмный умножитель	нет	есть	есть
Внутренний калибруемый RC-генератор	нет	есть	есть
Встроенный ИОН, напряжение 2.56 В	нет	есть	есть
Двухпроводный интерфейс (I ² C)	нет	есть	есть
Программируемый UART/USART	230 Кбод	912.8 Кбод	912.8 Кбод
Интерфейс SPI, скорость	2 Мбит/с	4 Мбит/с	4 Мбит/с
Число каналов ШИМ	3	3	4



ANALOG DEVICES



ATMEL



TRACO POWER



BOURNS



CLARE



sumida



JEAN



HAINTRONIX



Honeywell



SII
Sii Instruments Inc.



mmRata

Основные технические характеристики:

- 32 регистра общего назначения с линейной адресацией
- тактовая частота - до 8 МГц
- два 8-битных таймера-счетчика
- один 16-битный таймер-счетчик
- 8-канальный 10-битный АЦП
- аналоговый компаратор
- сторожевой таймер
- ядро часов реального времени
- высоконадежная защита от несанкционированного копирования ПЗУ

Все микросхемы выпускаются в совместимых по выводам корпусах!

Более подробную информацию можно получить на сайте: <http://atmel.argusssoft.ru>

Офис в Москве:
Адрес: 129085, Москва, Проспект Мира, 95
Тел.: (095) 217-2487, 217-2519, 217-2505
Факс: (095) 216-86-42
E-mail: compr@argusssoft.ru

Офис в Санкт-Петербурге:
Адрес: 191023, Санкт-Петербург, наб. кан. Грибоедова, 36
Тел.: (812) 314-3808, тел./факс: (812) 310-6234
E-mail: spb@argusssoft.ru

Интернет: WWW.ARGUSSOFT.RU

(Окончание. Начало — №3/2002)

Автоматы световых эффектов от «А» до «Я»

При выборе источника питания, в частности трансформатора, следует учесть, что его мощность определяется суммарной мощностью 16-ти используемых ламп (одновременно будет светиться не более восьми ламп, но работают они в импульсном режиме, следовательно потребляют намного больше). Тип используемых транзисторов также зависит от типа ламп. Допустимый ток коллектора транзисторов должен быть в 4...5 раз большим, чем номинальный ток одной лампы для управления строками (VT3) и в 35...40 раз большим номинального тока лампы для транзисторов управления столбцами (VT2). Подобные требования

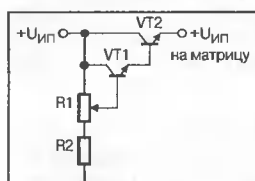


Рис. 10

объясняются тем, что сопротивление холодной нити накаливания лампы много меньше, чем разогретой (до десяти раз). Возможна комбинация, когда все лампы столбца светятся, и через коллектор транзистора управляющего столбцами протекает ток всех восьми ламп.

При необходимости использования большого количества ламп лучше установить их на меньшее на-

пряжение, при этом лампы, например 2,5 В, 0,15 А, соединяют последовательно. При таком соединении четырех ламп указанного типа напряжение питания матрицы должно составлять 20...22 В. Для этого варианта в качестве VT2 лучше использовать KT819 в пластмассовом корпусе, в качестве VT3 — KT973.

Если требуется регулировать яркость свечения ламп матрицы, можно изменять напряжение ее питания, регулируя величину $U_{ип}$. Для этого можно использовать схему параметрического регулятора, приведенную на рис. 10. В качестве VT2 можно использовать KT819 с любым буквенным индексом в металлическом корпусе, VT1 — KT972. Номинал резистора R1 составляет 4,7...10 кОм, R2 — 1 кОм.

Поскольку при динамической индикации требуется быстрое включение и выключение силовых ключей, использование тринисторов и симисторов для коммутации сетевого напряжения становится невозможным. Однако современная элементная база позволяет использовать высоковольтные полевые транзисторы с хорошими частотными и токовыми характеристиками. В качестве примера рассмотрим два варианта построения силовых ключей с использованием транзисторов КП707.

Принципиальная схема силовых ключей для статического автомата световых эффектов приведена на рис. 11, список используемых элементов сведен в табл. 5.

На микросхеме DD1 собран генератор с регулируемой скважностью, который коммутирует транзистор VT1. Если VT1 открыт, то на оптрон D1 подается напряжение питания, и при открытом транзисторе VT3 светодиод оптрона загорится и откроет фототранзистор. Как только это произойдет, на затвор VT5 будет подано стабилизированное напряжение транзистором VT2. Транзистор VT5 откроется и лампа HL1 загорится. Регулируя длительность импульсов генератора на DD1 можно изменять яркость свечения ламп.

Таблица 5

Позиция	Наименование
DD1	K561ТЛ1
D1	АОТ127
VT1	КТ973
VT2	КТ815
VT3	КТ3102
VT4	КП707Б, КП707В
R1, R2, R5	МЛТ-0,25 1,5...2 кОм
R3	100 кОм группы "А"
R4, R6, R7, R10	МЛТ-0,25 3,9 кОм
R8	МЛТ-0,25 1,8 кОм
R9, R11	МЛТ-0,25 10 кОм
R12, R13	МЛТ-2 15...18 кОм
VD1	любой стабилитрон на напряжение 13...15 В
VD2-VD9	Д242 или 4 диода типа Д122-40-5
C1	0,01 мкФ
C2	6800 пФ
C3	22 мкФ х 25В
C4	100 мкФ на каждые 200 Вт нагрузки
C5, C6	К73-17 1 мкФ х 400В
L1	50 встречно намотанных витков провода ПЭВ-2 диаметром 2 мм на Ш-образном сердечнике из трансформаторного железа габаритной мощностью 10 ВА

При выборе ламп следует иметь в виду, что подводимое к ним напряжение имеет величину порядка 280...300 В. Поэтому рабочее напряжение ламп должно быть 230...240 В. Если в качестве нагрузки будет использоваться гирлянда, то суммарное напряжение всех последовательно соединенных ламп должно быть равным 270...290 В. Следует также учесть, что мощность нагрузки и в том, и в другом случае не должна превышать 200...220 Вт, а транзисторы следует закрепить на теплоотвод. Площадь теплоотвода зависит от мощности нагруз-

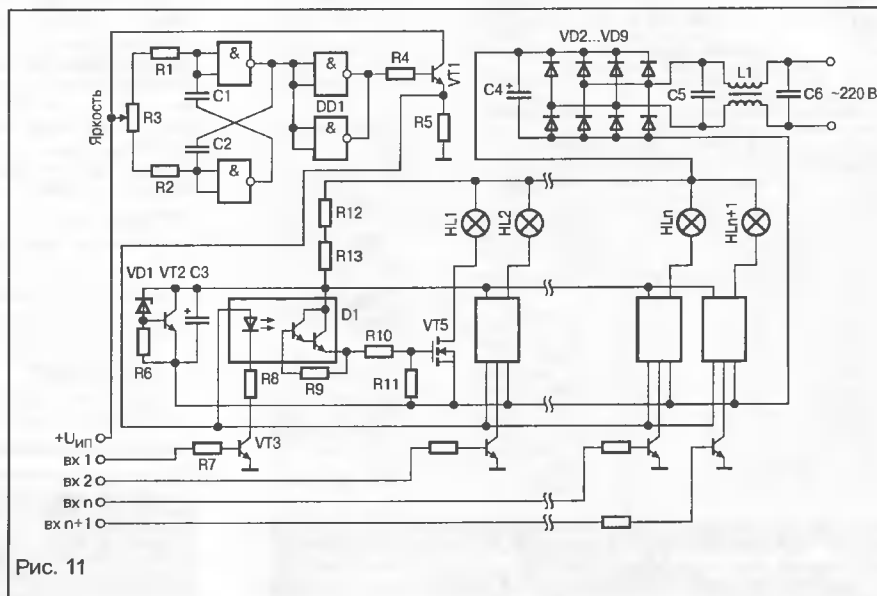


Рис. 11

ки, и при ее величине в 200 Вт на канал можно воспользоваться радиаторами от усилителя мощности звуковой частоты на 30...50 Вт (по четыре транзистора на один радиатор через слюдяные прокладки). Транзистор VT2 тоже требуется установить на теплоотвод, который можно изготовить из алюминиевого листа размером 30х60 мм и толщиной 1,5...2 мм.

На рис.12 приведена схема силовых ключей для матрицы. В табл. 6 приведен список использованных элементов. Транзисторы VT1, VT2 используются для управления столбцами, VT3, VT4 — строками. Мощность одной лампы не должна превы-

дит в режим насыщения, что, в свою очередь, вызывает излишнее большое выделение тепла. В качестве $U_{доп}$ можно использовать выпрямитель, питающийся от дополнительной обмотки сетевого трансформатора с переменным напряжением 10...11 В. В качестве диодного моста подойдут КД209, 1N4007, FR157 и т.д. Сглаживающая емкость должна составлять 220...470 мкФ. При необходимости регулировать яркость матрицы можно воспользоваться схемой, приведенной на рис. 11, единственное, что надо будет учесть — частота генератора, регулирующего яркость, должна быть в 10...15 раз большей, чем частота тактового генератора, определяющего скорость

управления столбцами (рис. 4, генератор на DD1.1, DD1.2). Это условие необходимо для исключения явления «биения частот», при котором возможно самопроизвольное изменение яркости свечения отдельных столбцов.

Транзисторы VT4, VT5 следует также установить на теплоотводы, причем площадь теплоотвода для VT2 должна быть много больше, чем у VT4, поскольку через него протекает больший ток. Для VT5 подойдет такой же теплоотвод как в предыдущем варианте.

Оба устройства управления (рис. 11 и 13) можно питать от стабилизированного источника питания +5 В. Сетевой трансформатор должен иметь напряжение вторичной обмотки 8...9 В, мощность — не менее 20 Вт (рис. 13). При использовании низковольтных ключей мощность трансформатора определяется, исходя из мощности ламп.

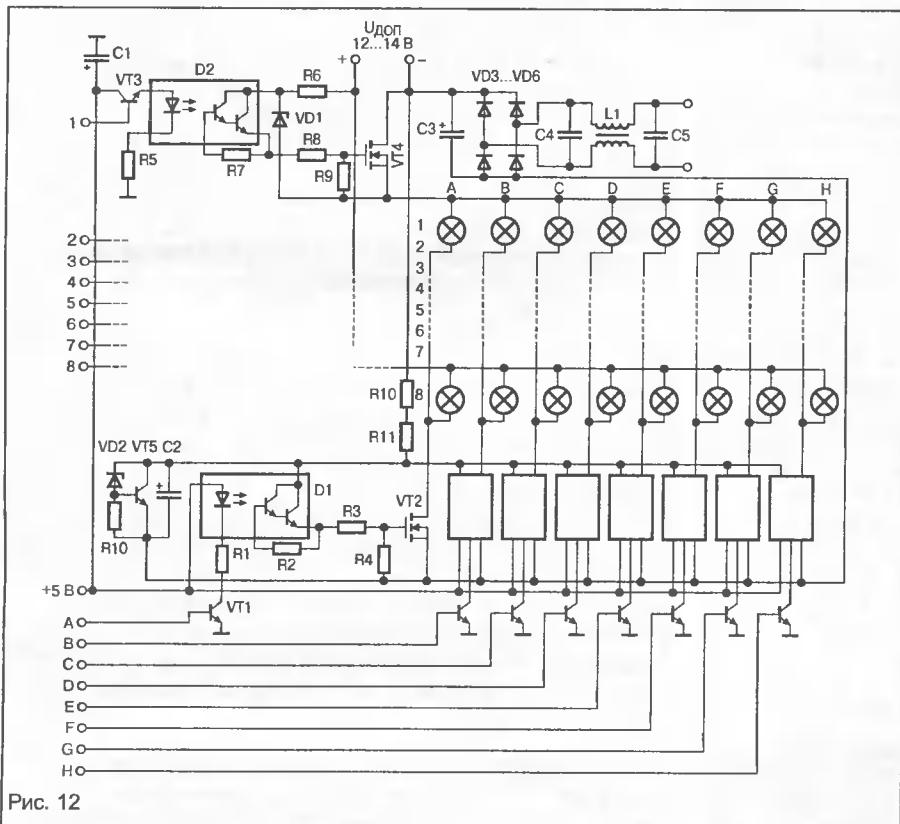


Рис. 12

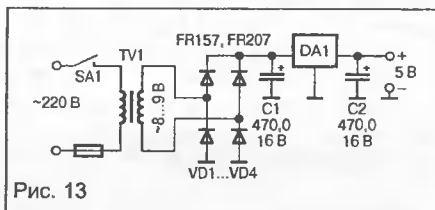


Рис. 13

Таблица 6

Позиция	Наименование
D1	АОТ127
VT1, VT3	КТ3102
VT2, VT4	КТ707Б или В
VT5	КТ815
R1, R5, R10	1,8 кОм
R2, R4, R7, R9	10 кОм
R3, R8	3,9 кОм
R11, R12	МЛТ-2 15...18 кОм
C1	100 мкФ х 16В
C2	22 мкФ х 25 В
C3	330 мкФ х 350В
C4, C5	К73-17 1 мкФ х 400 В
VD1, VD2	любые на напряжение 13...15 В
VD3-VD8	Д242
L1	50 встречно намотанных витков провода ПЭВ-2 диаметром 2 мм на Ш-образном сердечнике из трансформаторного железа габаритной мощностью 10 ВА

шать 40 Вт, поэтому при необходимости увеличения их числа лучше воспользоваться низковольтными лампами, соединенными последовательно. Единственное отличие — дополнительный источник напряжения $U_{доп}$. Необходимость его введения объясняется тем, что при его отсутствии транзистор VT4 не вхо-

Примеры программ для обычного восьмиканального автомата и автомата, управляющего матрицей в виде квадрата 8х8, приведены в табл. 7 и 8 соответственно.

Таблица 7

[000007F0 00-01-02-03-04-05-06-07-08-09-0A-0B-0C-0D-0E-0F]
00000000: 01 02 04 08 10 20 40 80 01 02 04 08 10 20 40 80
00000010: 03 06 0C 18 30 60 C0 81 03 06 0C 18 30 60 C0 81
00000020: 01 03 07 0F 1F 3F 7F FF FE FC F8 F0 E0 C0 80 00
00000030: 07 0E 1C 38 70 E0 C1 83 07 0E 1C 38 70 E0 C1 83
00000040: 01 02 04 08 10 20 40 80 80 40 20 10 08 04 02 01
00000050: 11 22 44 88 11 22 44 88 11 22 44 88 11 22 44 88
00000060: 81 42 24 18 18 24 42 81 81 42 24 18 18 24 42 81
00000070: 0F 1E 3C 78 F0 E1 C3 87 0F 1E 3C 78 F0 E1 C3 87
00000080: 01 04 10 40 81 84 90 C1 C4 D0 E1 E4 F1 F4 F9 FC
00000090: 01 01 02 02 04 04 08 10 10 20 20 40 40 80 80
000000A0: 03 06 0C 18 30 60 C0 81 42 24 18 30 60 30 18 06
000000B0: 01 04 10 40 01 02 04 08 10 20 40 80 01 04 10 40
000000C0: 01 02 04 08 10 20 40 80 E0 F8 FE FF 3F 0F 03 00
000000D0: 0F F0 0F F0 0F F0 0F F0 FF 00 FF 00 FF 00 FF 00
000000E0: 0F 1E 3C 78 F0 E1 C3 87 0F 1E 3C 78 F0 E1 C3 87
000000F0: 01 02 04 08 10 20 40 80 C0 F0 3C 0F 03 01 08 80
00000100: 8F C0 E0 F0 F8 FC FE FF FE FC F8 F0 E0 C0 80 00
00000110: 3F 7E FC F9 F3 E7 CF 9F 3F 7E FC F9 F3 E7 CF 9F
00000120: 01 04 10 40 01 04 10 40 01 02 04 08 10 20 40 80
00000130: 43 86 0D 1A 34 68 D0 A1 43 86 0D 1A 34 68 D0 A1
00000140: 80 C0 E0 F0 78 3C 1E 0F 07 03 01 02 08 20 80 00
00000150: 18 3C 7E FF E7 C3 81 42 24 18 24 42 81 42 24 18
00000160: 01 03 07 0F 1E 3C 78 F0 78 3C 5A 99 18 24 42 81

Продолжение таблицы 7

```

00000170: 81 42 24 18 24 42 81 42 24 18 3C 7E FF E7 C3 81
00000180: 01 02 04 02 01 02 04 02 01 02 04 08 10 20 40 80
00000190: 01 00 02 00 04 00 08 00 10 00 20 00 40 00 80 00
000001A0: 03 0F 3F FF FE FD FA F4 E9 D2 A4 48 90 20 40 80
000001B0: 03 00 06 00 0C 00 18 00 30 00 60 00 C0 00 80 00
000001C0: 80 C0 E0 F0 F8 FC FE FF 7F 3F 1F 0F 07 03 01 00
000001D0: 81 C3 E7 C3 81 C3 E7 C3 81 C3 E7 C3 81 C3 E7 C3
000001E0: 0F 0C 3C 30 F0 C0 C3 03 0F 0C 3C 30 F0 C0 C3 03
000001F0: FF 7E 3C 18 24 42 81 00 81 42 24 18 3C 7E FF 00
00000200: 03 06 05 03 06 05 03 06 0C 18 30 60 C0 81 03 06
00000210: 01 02 04 08 10 20 40 80 03 0C 30 C0 01 04 10 40
00000220: FF 18 24 42 81 00 81 42 24 18 24 42 81 81 C3 E7
00000230: 01 03 07 06 04 0C 1C 18 30 70 60 40 C0 C1 81
00000240: 01 02 04 08 04 02 01 02 04 08 10 20 40 80 00 00
00000250: 11 22 44 88 11 22 44 88 10 20 40 80 01 02 04 08
00000260: 18 3C 7E FF E7 C3 81 18 3C 7E FF E7 C3 81 00 00
00000270: 01 03 07 0F 1F 3F 7F FF FE FC F8 F0 E0 C0 80 00
00000280: 03 0F 3F FF FC F0 C0 01 02 04 08 10 20 40 80 01
00000290: 81 C0 60 30 18 0C 06 03 81 C0 60 30 18 0C 06 03
000002A0: 01 00 00 00 08 00 00 00 80 00 00 02 08 20 80 00
000002B0: 01 02 04 08 10 20 40 80 01 02 04 08 10 20 40 80
000002C0: 81 03 06 0C 18 30 60 C0 81 03 06 0C 18 30 60 C0
000002D0: 07 0E 1C 38 70 E0 C1 83 07 0E 1C 38 70 E0 C1 83
000002E0: 02 06 0E 0C 08 18 38 30 20 60 E0 C0 80 81 83 03
000002F0: 0F F0 0F F0 0F F0 0F F0 55 AA 55 AA 55 AA 55 AA
00000300: 1B 36 6C D8 B1 63 C6 8D 1B 36 6C D8 B1 63 C6 8D
00000310: 0F 1E 3C 78 F0 E1 C3 87 0F 1E 3C 78 F0 E1 C3 87
00000320: FC F9 F3 E7 CF 9F 3F 7E FC F9 F3 E7 CF 9F 3F 7E
00000330: 01 04 10 41 84 90 C1 C4 D0 E1 E4 F1 F4 F9 FD FE
00000340: 81 C0 60 30 18 0C 06 03 81 C0 60 30 18 0C 06 03
00000350: 0F 1E 3C 78 3C 1E 0F 1E 3C 78 3C 1E 0F 33 C3 03
00000360: 81 42 24 18 99 5A 3C BD 7E FF 7E 3C 18 81 42 18
00000370: 18 3C 7E FF E7 C3 81 42 24 18 81 42 24 18 81 24
00000380: 01 02 04 02 01 02 04 08 10 08 04 02 01 03 0C 60
00000390: F0 78 3C 1E 0F 1E 3C 78 F0 78 3C 1E 0F 1E 3C 78
000003A0: E0 70 38 1C 38 70 E0 70 38 1C 38 70 E0 70 38 70
000003B0: C0 60 30 18 30 60 C0 60 30 18 30 60 C0 60 30 60
000003C0: 80 40 20 10 20 40 80 40 20 10 20 40 80 40 20 40
000003D0: 01 02 04 08 10 20 40 80 01 02 04 08 10 20 40 80
000003E0: 03 06 0C 18 30 60 C0 81 03 06 0C 18 30 60 C0 81
000003F0: 01 03 07 0F 1F 3F 7F FF FE FC F8 F0 E0 C0 80 00
00000400: 07 0E 1C 38 70 E0 C1 83 07 0E 1C 38 70 E0 C1 83
00000410: 01 02 04 08 10 20 40 80 80 40 20 10 08 04 02 01
00000420: 11 22 44 88 11 22 44 88 11 22 44 88 11 22 44 88
00000430: 81 42 24 18 18 24 42 81 42 24 18 18 24 42 81
00000440: 0F 1E 3C 78 F0 E1 C3 87 0F 1E 3C 78 F0 E1 C3 87
00000450: 01 04 10 40 81 84 90 C1 C4 D0 E1 E4 F1 F4 F9 FC
00000460: 01 01 02 02 04 04 08 08 10 10 20 20 40 40 80 80
00000470: 03 06 0C 18 30 60 C0 81 42 24 18 30 60 30 18 06
00000480: 01 04 10 40 01 02 04 08 10 20 40 80 01 04 10 40
00000490: 01 02 04 08 10 20 40 80 E0 F8 FE FF 3F 0F 03 00
000004A0: 0F F0 0F F0 0F F0 0F F0 FF 00 FF 00 FF 00 FF 00
000004B0: 0F 1E 3C 78 F0 E1 C3 87 0F 1E 3C 78 F0 E1 C3 87
000004C0: 01 02 04 08 10 20 40 80 C0 F0 3C 0F 03 01 08 80
000004D0: 80 C0 E0 F0 F8 FC FE FF FE FC F8 F0 E0 C0 80 00
000004E0: 3F 7E FC F9 F3 E7 CF 9F 3F 7E FC F9 F3 E7 CF 9F
000004F0: 01 04 10 40 01 04 10 40 01 02 04 08 10 20 40 80
00000500: 43 86 0D 1A 34 68 D0 A1 43 86 0D 1A 34 68 D0 A1
00000510: 80 C0 E0 F0 78 3C 1E 0F 07 03 01 02 08 20 80 00
00000520: 18 3C 7E FF E7 C3 81 42 24 18 24 42 81 42 24 18
00000530: 01 03 07 0F 1E 3C 78 F0 78 3C 5A 99 18 24 42 81
00000540: 81 42 24 18 24 42 81 42 24 18 3C 7E FF E7 C3 81
00000550: 01 02 04 02 01 02 04 02 01 02 04 08 10 20 40 80
00000560: 01 00 02 00 04 00 08 00 10 00 20 00 40 00 80 00
00000570: 03 0F 3F FF FE FD FA F4 E9 D2 A4 48 90 20 40 80
00000580: 03 00 06 00 0C 00 18 00 30 00 60 00 C0 00 81 00
00000590: 80 C0 E0 F0 F8 FC FE FF 7F 3F 1F 0F 07 03 01 00
000005A0: 81 C3 E7 C3 81 C3 E7 C3 81 C3 E7 C3 81 C3 E7 C3
000005B0: 0F 0C 3C 30 F0 C0 C3 03 0F 0C 3C 30 F0 C0 C3 03
000005C0: FF 7E 3C 18 24 42 81 00 81 42 24 18 3C 7E FF 00

```

Окончание таблицы 7

```

000005D0: 03 06 05 03 06 05 03 06 0C 18 30 60 C0 81 03 06
000005E0: 01 02 04 08 10 20 40 80 03 0C 30 C0 01 04 10 40
000005F0: FF 18 24 42 81 00 81 42 24 18 24 42 81 81 C3 E7
00000600: 01 03 07 06 04 0C 1C 18 30 70 60 40 C0 C1 81
00000610: 01 02 04 08 04 02 01 02 04 08 10 20 40 80 00 00
00000620: 11 22 44 88 11 22 44 88 10 20 40 80 01 02 04 08
00000630: 18 3C 7E FF E7 C3 81 18 3C 7E FF E7 C3 81 00 00
00000640: 01 03 07 0F 1F 3F 7F FF FE FC F8 F0 E0 C0 80 00
00000650: 03 0F 3F FF FC F0 C0 01 02 04 08 10 20 40 80 01
00000660: 81 C0 60 30 18 0C 06 03 81 C0 60 30 18 0C 06 03
00000670: 01 00 00 00 08 00 00 00 80 00 00 02 08 20 80 00
00000680: 01 02 04 08 10 20 40 80 01 02 04 08 10 20 40 80
00000690: 81 03 06 0C 18 30 60 C0 81 03 06 0C 18 30 60 C0
000006A0: 07 0E 1C 38 70 E0 C1 83 07 0E 1C 38 70 E0 C1 83
000006B0: 02 06 0E 0C 08 18 38 30 20 60 E0 C0 80 81 83 03
000006C0: 0F F0 0F F0 0F F0 0F F0 55 AA 55 AA 55 AA 55 AA
000006D0: 1B 36 6C D8 B1 63 C6 8D 1B 36 6C D8 B1 63 C6 8D
000006E0: 0F 1E 3C 78 F0 E1 C3 87 0F 1E 3C 78 F0 E1 C3 87
000006F0: FC F9 F3 E7 CF 9F 3F 7E FC F9 F3 E7 CF 9F 3F 7E
00000700: 01 04 10 41 84 90 C1 C4 D0 E1 E4 F1 F4 F9 FD FE
00000710: 81 C0 60 30 18 0C 06 03 81 C0 60 30 18 0C 06 03
00000720: 0F 1E 3C 78 3C 1E 0F 1E 3C 78 3C 1E 0F 33 C3 03
00000730: 81 42 24 18 99 5A 3C BD 7E FF 7E 3C 18 81 42 18
00000740: 18 3C 7E FF E7 C3 81 42 24 18 81 42 24 18 81 24
00000750: 01 02 04 02 01 02 04 08 10 08 04 02 01 03 0C 60
00000760: F0 78 3C 1E 0F 1E 3C 78 F0 78 3C 1E 0F 1E 3C 78
00000770: E0 70 38 1C 38 70 E0 70 38 1C 38 70 E0 70 38 70
00000780: C0 60 30 18 30 60 C0 60 30 18 30 60 C0 60 30 60
00000790: 80 40 20 10 20 40 80 40 20 10 20 40 80 40 20 40
000007A0: 01 00 00 10 00 00 02 00 00 40 00 00 04 00 00 00
000007B0: 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
000007C0: 01 00 00 10 00 00 02 00 00 40 00 00 04 00 00 00
000007D0: 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00 00
000007E0: 01 00 40 00 04 00 10 00 02 00 40 00 01 00 02 00
000007F0: 01 08 04 04 04 08 10 00 02 20 08 40 20 10 08 04

```

Таблица 8

```

[000007F0 00-01-02-03-04-05-06-07-08-09-0A-0B-0C-0D-0E-0F]
00000000: FF 00 00 00 00 00 00 00 FC 80 80 00 00 00 00 00
00000010: F0 80 80 80 80 00 00 00 C0 80 80 80 80 80 80 00
00000020: 00 80 80 80 80 80 80 C0 00 00 00 80 80 80 80 F0
00000030: 00 00 00 00 00 80 80 FC 00 00 00 00 00 00 00 FF
00000040: 00 00 00 00 00 01 01 3F 00 00 00 01 01 01 01 0F
00000050: 00 01 01 01 01 01 01 03 03 01 01 01 01 01 01 00
00000060: 0F 01 01 01 01 01 00 00 3F 01 01 00 00 00 00 00
00000070: FF 00 00 00 00 00 00 00 81 42 24 00 00 00 00 00
00000080: FF 81 81 99 99 81 81 FF 00 00 3C 3C 3C 3C 00 00
00000090: 00 7E 7E 66 66 7E 7E 00 FF FF C3 C3 C3 C3 FF FF
000000A0: FF 81 81 99 99 81 81 FF 00 00 3C 3C 3C 3C 00 00
000000B0: 00 7E 7E 66 66 7E 7E 00 FF FF C3 C3 C3 C3 FF FF
000000C0: FF 81 81 99 99 81 81 FF 00 00 3C 3C 3C 3C 00 00
000000D0: 00 7E 7E 66 66 7E 7E 00 FF FF C3 C3 C3 C3 FF FF
000000E0: FF 81 81 99 99 81 81 FF 00 00 3C 3C 3C 3C 00 00
000000F0: 00 7E 7E 66 66 7E 7E 00 FF FF C3 C3 C3 C3 FF FF
00000100: 00 00 00 18 18 00 00 00 00 24 66 18 18 66 24 00
00000110: A5 66 E7 18 18 E7 66 A5 A5 66 E7 00 00 E7 66 A5
00000120: A5 66 C3 18 18 C3 66 A5 A5 42 A5 18 18 A5 42 A5
00000130: 81 24 66 18 18 66 24 81 24 66 E7 18 18 E7 66 24
00000140: A5 66 E7 18 18 E7 66 A5 A5 66 E7 00 00 E7 66 A5
00000150: A5 66 C3 18 18 C3 66 A5 A5 42 A5 18 18 A5 42 A5
00000160: 81 24 66 18 18 66 24 81 24 66 E7 18 18 E7 66 24
00000170: A5 66 E7 18 18 E7 66 A5 00 24 66 18 18 66 24 00
00000180: FF 00 00 00 00 00 00 FF C0 30 0C 03 C0 30 0C 03
00000190: 80 40 20 10 08 04 02 01 88 88 44 44 22 22 11 11
000001A0: 81 81 81 81 81 81 81 11 11 22 22 44 44 88 88
000001B0: 01 02 04 08 10 20 40 80 03 0C 30 C0 03 0C 30 C0
000001C0: FF 00 00 00 00 00 00 FF C0 30 0C 03 C0 30 0C 03
000001D0: 80 40 20 10 08 04 02 01 88 88 44 44 22 22 11 11
000001E0: 81 81 81 81 81 81 81 11 11 22 22 44 44 88 88
000001F0: 01 02 04 08 10 20 40 80 03 0C 30 C0 03 0C 30 C0

```

Продолжение таблицы 8

```

00000200: 81 81 81 81 81 81 81 81 C3 C3 C3 C3 C3 C3 C3 C3
00000210: E7 E7 E7 E7 E7 E7 E7 E7 FF FF FF FF FF FF FF FF
00000220: FF FF FF 00 00 FF FF FF FF FF 00 00 00 00 FF FF
00000230: FF 00 00 00 00 00 00 FF FF FF 00 00 00 00 FF FF
00000240: FF FF FF 00 00 FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF
00000250: E7 E7 E7 E7 E7 E7 E7 E7 C3 C3 C3 C3 C3 C3 C3 C3
00000260: 81 81 81 81 81 81 81 81 F0 80 80 80 01 01 01 0F
00000270: 81 81 81 81 81 81 81 81 F0 80 80 80 01 01 01 0F
00000280: 81 C3 E7 FF FF E7 C3 81 C0 E1 F3 F7 EF CF 87 03
00000290: E0 F0 F1 E3 C7 8F 0F 0E F0 F0 E0 C1 83 07 0F 0F
000002A0: F0 E0 C0 80 01 03 07 0F E0 C0 80 00 01 03 07
000002B0: C0 80 00 00 00 00 01 03 80 00 00 00 00 00 01
000002C0: 00 00 00 00 00 00 00 00 01 00 00 00 00 00 80
000002D0: 03 01 00 00 00 00 80 C0 07 03 01 00 00 80 C0 E0
000002E0: 0F 07 03 01 80 C0 E0 F0 0F 0F 07 83 C1 E0 F0 F0
000002F0: 07 0F 8F C7 E3 F1 F0 E0 03 87 CF EF F7 F3 E1 C0
00000300: FF 00 00 00 00 00 00 00 C0 30 0C 03 00 00 00 00
00000310: 80 40 20 10 08 04 02 01 80 80 40 40 20 20 10 10
00000320: 80 80 80 80 80 80 80 80 10 10 20 20 40 40 80 80
00000330: 01 02 04 08 10 20 40 80 00 00 00 00 03 0C 30 C0
00000340: 00 00 00 00 00 00 00 FF 00 00 00 00 C0 30 0C 03
00000350: 80 40 20 10 08 04 02 01 08 08 04 04 02 02 01 01
00000360: 01 01 01 01 01 01 01 01 01 01 02 02 04 04 08 08
00000370: 01 02 04 08 10 20 40 80 03 0C 30 C0 00 00 00 00
00000380: FF 00 00 00 00 00 00 00 FF FF 00 00 00 00 00 00
00000390: FF FF FF FF 00 00 00 00 00 FF FF FF FF 00 00 00
000003A0: 00 00 FF FF FF FF 00 00 00 00 00 FF FF FF FF 00
000003B0: 00 00 00 00 FF FF FF FF 00 00 00 00 00 FF FF FF
000003C0: 00 00 00 00 00 00 FF FF 00 00 00 00 00 00 FF
000003D0: 00 00 00 00 00 00 FF 00 00 00 00 00 00 FF 00 00
000003E0: 00 00 00 00 FF 00 00 00 00 00 00 FF 00 00 00 00
000003F0: 00 00 FF 00 00 00 00 00 00 FF 00 00 00 00 00 00
00000400: 01 01 01 01 01 01 01 01 01 01 02 02 02 02 01 01
00000410: 01 02 04 00 00 04 02 01 03 0C 00 00 00 00 0C 03
00000420: 0F 00 00 00 00 00 00 0F 0C 03 00 00 00 00 03 0C
00000430: 08 04 02 00 00 02 04 08 08 08 04 04 04 04 08 08
00000440: 08 08 08 08 08 08 08 08 10 10 20 20 20 20 10 10
00000450: 10 20 40 00 00 40 20 10 30 C0 00 00 00 00 C0 30
00000460: F0 00 00 00 00 00 00 F0 C0 30 00 00 00 00 30 C0
00000470: 80 40 20 00 00 20 40 80 80 80 40 40 40 40 80 80
00000480: 80 00 00 00 00 00 00 00 40 00 00 00 00 00 00 00
00000490: 00 00 20 00 00 00 00 00 00 00 00 10 00 00 00 00
000004A0: 00 00 00 00 08 00 00 00 00 00 00 00 00 04 00 00
000004B0: 00 00 00 00 00 00 02 00 00 00 00 00 00 00 01
000004C0: 00 00 00 01 08 01 03 17 00 01 04 11 09 25 03 5F
000004D0: 00 05 2B 15 2D 5F 27 7F 95 53 25 D5 0F BF 4F FF
000004E0: C1 D5 21 55 0F 5D 09 FE A9 43 A8 11 C5 08 40 D0
000004F0: 84 11 01 54 00 90 00 60 00 00 00 00 00 00 00 00
00000500: 20 20 E0 00 00 00 00 00 40 40 70 00 00 00 00 00
00000510: 00 38 20 20 00 00 00 00 00 00 04 04 1C 00 00 00
00000520: 00 00 00 08 08 0E 00 00 00 00 00 00 1C 10 10 00
00000530: 00 00 00 00 00 38 08 08 00 00 00 00 10 10 70
00000540: 00 00 00 00 80 80 E0 00 00 00 00 E0 80 80 00
00000550: 00 00 00 E0 20 20 00 00 00 00 40 40 70 00 00 00
00000560: 00 38 20 20 00 00 00 00 38 08 08 00 00 00 00 00
00000570: 08 08 38 00 00 00 00 00 70 40 40 00 00 00 00 00
00000580: DD 81 3D A4 A5 BD 01 EE EE 01 BD A5 A4 3D 81 DD
00000590: 77 80 81 99 19 80 81 BB BB 81 80 19 99 81 80 77
000005A0: DD 81 3D A4 A5 BD 01 EE EE 01 BD A5 A4 3D 81 DD
000005B0: 77 80 81 99 19 80 81 BB BB 81 80 19 99 81 80 77
000005C0: DD 81 3D A4 A5 BD 01 EE EE 01 BD A5 A4 3D 81 DD
000005D0: 77 80 81 99 19 80 81 BB BB 81 80 19 99 81 80 77
000005E0: DD 81 3D A4 A5 BD 01 EE EE 01 BD A5 A4 3D 81 DD
000005F0: 77 80 81 99 19 80 81 BB BB 81 80 19 99 81 80 77
00000600: FF FF FF E7 E7 FF FF FF FF FF FF C3 DB DB C3 FF FF
00000610: FF 81 BD BD BD BD 81 FF 00 7E 7E 7E 7E 7E 7E 00
00000620: FF FF FF E7 E7 FF FF FF FF FF FF C3 DB DB C3 FF FF
00000630: FF 81 BD BD BD BD 81 FF 00 7E 7E 7E 7E 7E 7E 00
00000640: FF FF FF E7 E7 FF FF FF FF FF FF C3 DB DB C3 FF FF
00000650: FF 81 BD BD BD BD 81 FF 00 7E 7E 7E 7E 7E 7E 00

```

Окончание таблицы 8

```

00000660: FF FF FF E7 E7 FF FF FF FF FF FF C3 DB DB C3 FF FF
00000670: FF 81 BD BD BD BD 81 FF 00 7E 7E 7E 7E 7E 7E 00
00000680: FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF 3C 00 00 3C FF FF
00000690: 7E 3C 18 00 00 18 3C 7E 18 18 00 00 00 00 18 18
000006A0: 18 18 18 18 18 18 18 18 18 18 18 3C 3C 18 18
000006B0: 18 18 18 FF FF 18 18 18 3C 3C FF FF FF FF 3C 3C
000006C0: FF FF FF FF FF FF FF FF FF FF DB E7 E7 DB FF FF
000006D0: 7E BD DB E7 E7 DB BD 7E 3C 18 81 C3 C3 81 18 3C
000006E0: 18 00 00 81 81 00 00 18 FF 81 81 81 81 81 81 FF
000006F0: FF FF C3 C3 C3 C3 FF FF FF FF FF E7 E7 FF FF FF
00000700: 77 33 0F 30 30 0F 33 77 EE CC 3C 03 03 3C CC EE
00000710: DD 33 F0 30 30 F0 33 DD BB CC C3 03 03 C3 CC BB
00000720: EE 0F 07 05 05 07 0F EE BB 1E 0F 0A 0A 0F 1E BB
00000730: EE 3C 1F 50 50 1F 3C EE BB 78 3F 81 81 3F 78 BB
00000740: EE F0 7F 05 05 7F F0 EE BB E1 FF 14 14 FF E1 BB
00000750: CE C3 FE 54 54 FE C3 CE BB 87 FC 50 50 FC 87 BB
00000760: EE 0F F8 03 03 F8 0F EE BB 3C F0 0C 0C F0 3C BB
00000770: EE F0 E1 34 34 E1 F0 EE BB C3 C3 D0 D0 C3 C3 BB
00000780: 00 00 40 E0 E0 40 00 00 00 00 00 F0 F0 00 00 00
00000790: 00 00 00 FC FC 00 00 00 00 00 00 FF FF 00 00 00
000007A0: 03 0C 30 FF FF 30 0C 03 10 20 40 FF FF 40 20 10
000007B0: 83 8C B0 C0 C0 B0 8C 83 90 A0 C0 80 80 C0 A0 90
000007C0: 80 80 80 80 80 80 80 80 80 40 20 10 10 20 40 80
000007D0: C0 30 0C 03 03 0C 30 C0 00 00 00 FF FF 00 00 00
000007E0: 11 22 44 FF FF 44 22 11 12 24 48 FF FF 48 24 12
000007F0: 14 28 50 FC FC 50 28 14 00 30 60 F0 F0 60 30 00

```

Андрей Тишкунов,
root@amr.novshah.donpac.ru



Программаторы "Стерх"

☑ Универсальный программатор ST-011

- программирование более 500 типов BROM, E²PROM, FLASH, SerialE²PROM, MPU/MCU, PAL, PLD производства Россия, Altera, AMD, Intel, Microchip, National, Philips, Siemens, SST, SGS-Thomson, TI, Winbond, Zilog и др.
- одна универсальная DIP40 или DIP42 ZIF-панель
- определения правильности установки микросхем
- идентификация производителя и типа микросхемы
- быстросрабатывающая защита от перегрузок
- встроенный источник питания
- RS-232 со скоростью обмена до 115 кбод
- программное обеспечение с русскоязычным интерфейсом и поддержкой «мыши»
- программное обновление версий через Internet
- дополнительно: адаптеры для микросхем в корпусах PLCC, SOP и др.

☑ УФ-излучатель UV-01

- устройство стирания микросхем EPROM: таймер до 99 мин, звуковая сигнализация, до 16 микросхем одновременно.

Более подробную информацию об изделиях и последние версии ПО можно найти на нашем WWW-сервере:
<http://www.sterh.com>

Изготовитель: НПО «БОНД» г. Бердск

☎ (38341) 5-15-62, E-mail: pprog@bond.nsk.su

Москва: «Точка Опоры» ☎ (095) 956-39-42/43
Санкт-Петербург: «ЭФО» ☎ (812) 247-89-00
Екатеринбург: «Институт радиотехники» ☎ (3432) 74-58-61

Отечественные базовые матричные кристаллы

Полуказные интегральные схемы на основе базовых матричных кристаллов (БМК) для разработчиков и производителей сложной электронной аппаратуры являются незаменимой палочкой-выручалочкой во многих случаях:

- когда требуется быстро разработать и начать производство изделия;
- когда объем производства изделия относительно невелик, а подходящих БИС нет среди выпускаемых;
- при создании специфичной аппаратуры с оригинальной схемотехникой;
- при переработке ранее созданной аппаратуры на новую элементную базу;
- при желании заказчика самостоятельно разработать БИС с целью, например, скрыть свое ноу-хау.

Во всех этих и подобных случаях возникают противоречивые требования: обеспечение высокой степени интеграции БИС с быстротой создания и относительно низкими объемами производства экономически нерентабельны для разработки заказных БИС.

Наиболее эффективно это противоречие решается при применении полуказных БИС на основе БМК. В этом случае процесс проектирования и изготовления БИС делится на две части, причем по заказу выполняется только вторая, более простая часть (позтому они и полуказные):

- разработка и изготовление БМК, т. е. стандартной заготовки, из которой впоследствии можно сделать разнообразные микросхемы. В каждом БМК имеется определенный набор нескоммутированных ячеек. Изготовление таких БМК производится по стандартной технологии массового производства БИС. На основе БМК изготавливаются тестовые микросхемы, которые подвергаются всем видам аттестационных испытаний. На БМК выпускаются групповые технические условия (ТУ). Таким образом, все наиболее дорогостоящие и длительные процедуры проектирования, производства и аттестации БИС выполняются на этапе создания БМК.
- для создания полуказной БИС выбирается соответствующий БМК (заготовка). Проектирование заключается в разработке топологии одного-двух верхних слоев металлизации кристалла (она определяется электрической схемой устройства и по назначению эквивалентной топологии печатной платы), а производство — в нанесении этих слоев на ранее изготовленные типовые заготовки. Карта заказа, по которой производится разработка и изготовление полукажной БИС, одновременно является и приложением к групповым ТУ. Аттестационных испытаний проводить не требуется.

Таким образом, БМК сочетают в себе высокую интеграцию заказных БИС и гибкость в проектировании аппаратуры на основе ИС стандартной логики низкой и средней интеграции. При этом значительно сокращаются сроки и затраты на создание новой БИС. Незначительное увеличение стоимости в производстве полукажной БИС по сравнению с аналогичной по сложности заказной обманчиво, т. к. заказная БИС при объемах производства, соответствующих объемам производства полуказных, на самом деле будет намного дороже: заказные БИС дешевле благодаря их массовому производству.

Базовые матричные кристаллы

На рынке интегральных схем представлен ряд БМК производства ОАО «Ангстрем», как более доступных отечественному потребителю по цене, возможности оперативного взаимодействия с производителем (по сравнению с ИС зарубежных изготовителей).

Задача создания полукажной БИС на основе БМК заключается в разработке и верификации топологии верхних слоев металлизации кристалла, соединяющей библиотеч-

ные ячейки БМК в соответствии с электрической схемой заказчика. Причем заказчик имеет возможность выбора сте-

Таблица 1. Краткие характеристики БМК

Изделие	Количество ячеек	Библиотека	Частота задержки, МГц/(нс/вент)	Корпус
H1806XM1 OSMH1806XM1	1500	125	6/8	H14.42
KA1515XM1	3200	25	10/5	4223.64
H1515XM1 OSMH1515XM1				H18.64
H1593XM1 KH1593XM1	3200	70	35/1,5	H18.64-1B
KA1593XM1				4223.64
1593XM2 H1593XM2 KH1593XM2	6400	70	35/1,5	4229.132-3 H18.64-1B
H1537XM1	4500	51	30/2,2	H18.64-1B
1537XM2	17600	51	30/2,2	4229.132-3
1592XM1	100000	230	50/1	4229.132-3

пени своего участия в разработке: от формирования только технического задания на создание БИС до полностью самостоятельной ее разработки.

Возможно несколько вариантов разработки полукажной БИС:

- на основе библиотеки стандартных элементов БМК. Заказчик самостоятельно проектирует схему ИС в базисе библиотеки, получив от ОАО «Ангстрем» всю необходимую информацию;
- на основе поведенческого проекта. Заказчик самостоятельно разрабатывает проект на поведенческом уровне в языках VHDL и VerilogHDL. «Ангстрем» переводит этот проект в базис библиотеки БМК;
- на основе проекта, выполненного на ПЛИС типов XILINX, ACTEL и ALTERA. «Ангстрем» производит автоматизированный перевод проектов в базис библиотеки БМК;
- на основе электрической схемы, выполненной в любой библиотеке элементов. «Ангстрем» производит автоматизированный перевод проектов в базис библиотеки БМК;
- на основе технического задания. Заказчик формулирует техническое задание на полукажную ИС. «Ангстрем» производит ее проектирование в базисе библиотеки БМК.

В зависимости от типа БМК на полный цикл «карта заказа — поставка первой партии» требуется от полутора до трех месяцев.

Большинство из перечисленных выше БМК известно многим потребителям, на их основе создано большое число полукажных БИС («прошивок»). Малоизвестным является новый БМК — 1592XM1.

1592XM1 — базовый матричный кристалл на 100000 вентилях

1592XM1 — базовый матричный кристалл, предназначенный для автоматизированного проектирования полукажных интегральных схем с рабочей частотой до 50 МГц.

1592XM1 выполнена по принципу «море вентилях» и содержит 100000 четырехтранзисторных нескоммутированных ячеек, предназначенных для построения функциональ-



Рис. 1. Типовой маршрут проектирования

Таблица 2. Поддерживаемые ПЛИС

ПЛИС	Поддерживаемые библиотеки	Формат описания проекта	Формат описания текстов
XILINX - Foundation Series Base PC	XC 2000 XC 3000 XC 4000 XC 4000E	XNF, программа LCA2XNF, ver. 5.2.1	TVS
ACTEL- Actel Designer на платформах Cadence, Synopsys, ViewLogic	Библиотек и ViewLogic: ACT 2, 1200XL, ACT 3, ACT 3200 DX	Edif 2.0 версия программы ViewLogic's edifnet (ver. 5.00)	CMD или GEN
ALTERA - MAX+plus II Ver. 6.2 с применением языка VHDL	FLEX 8000, FLEX 10K, MAX5000, MAX7000-7000X, MAX9000	Edif 2.0 версия программы Altera EDIF 5.0	VEC

ных узлов ИС. По периферии кристалла на фиксированных местах расположены 232 контактные площадки для подключения элементов ввода/вывода и питания.

Основные характеристики

- Количество ячеек — 100000;
- Библиотека, стандартных элементов: ядро — более 170; ввод/вывод — более 60;
- Слоев металлической разводки — 2;
- Тактовая частота — до 50 МГц;
- Напряжение питания — 4,5 ... 5,5 В;
- Максимальный ток в статическом режиме — 1 мА;
- Ток нагрузки выходных элементов — до 10 мА;
- Мощность рассеивания в корпусе 4229.132-3 — 3 Вт;
- Функциональных выводов в корпусе 4229.132-3 — 100;
- Корпус 132-выводной металлокерамический 4229.132-3 или по заказу;
- Рабочая температура: -60 ... +85 °С.

1592XM1 используется для быстрого построения полужаказных ИС изделий специального и общего назначения, заменяя большое количество ИС низкой и средней степени интеграции в самой разнообразной электронной аппаратуре.

Для автоматизированного проектирования полужаказных ИС используется библиотека стандартных элементов 1592XMx и встраиваемые модули ОЗУ и ПЗУ.

Библиотека стандартных элементов

Библиотека стандартных элементов состоит из двух разделов:

- библиотеки ядра (более 170 стандартных элементов);
- библиотеки ввода/вывода (более 60 стандартных элементов).

Библиотека постоянно развивается, при необходимости разрабатываются дополнительные элементы.

Все библиотечные элементы аттестованы с применением программы SPICE на транзисторном уровне. Достоверность результатов подтверждена измерениями тестовых кристаллов.

Библиотека ядра

Библиотека ядра содержит следующие группы стандартных элементов различной мощности:

- комбинационная логика;
- элементы с третьим состоянием;
- усилители тактового сигнала;
- триггеры-защелки, D-триггеры, JK-триггеры;
- фрагменты сумматора, сумматора-вычитателя, синхронного счетчика;
- дешифраторы;
- мультиплексоры

Типовое время задержки библиотечных элементов ядра иллюстрируется рис. 2.

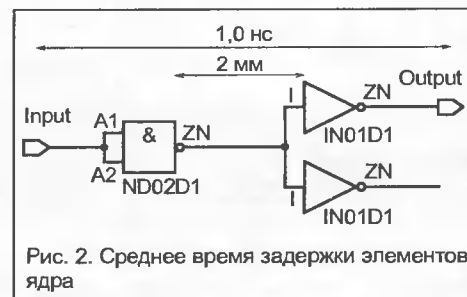


Рис. 2. Среднее время задержки элементов ядра

Библиотека ввода/вывода

Библиотека ввода/вывода содержит следующие группы стандартных элементов различной мощности:

- КМОП и ТТЛ входы/выходы с тремя состояниями;
- КМОП и ТТЛ входы/выходы, повторители шины;
- КМОП и ТТЛ выходы;
- КМОП и ТТЛ выходы с тремя состояниями;
- КМОП и ТТЛ выходы с тремя состояниями, повторители шины;
- инвертирующие и неинвертирующие КМОП и ТТЛ входы с повторителем шины и подтяжкой к высокому состоянию;
- входы с триггером Шмитта;
- буферы тактового сигнала;
- ячейки кварцевых резонаторов.

Типовое время задержки библиотечных элементов ввода/вывода иллюстрируется рис. 3.

В элементах библиотеки применены специальные средства повышения динамической помехоустойчивости. С этой целью питание ИС

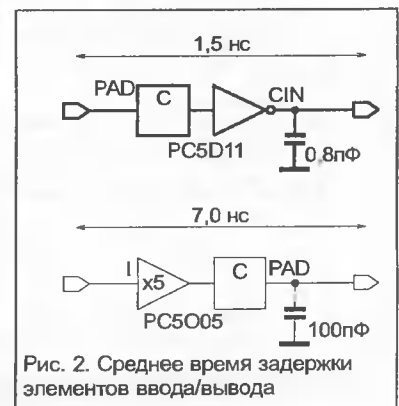


Рис. 2. Среднее время задержки элементов ввода/вывода

может подаваться по трем парам (питание-общий) независимых шин:

- шина питания ядра кристалла;
- шина питания элементов ввода/вывода в динамическом режиме (в момент переключения);
- шина питания элементов ввода/вывода в статическом режиме.

Встраиваемые модули

Для расширения функциональных возможностей и области применения схем на основе библиотеки 1592XMx имеются подсистемы автоматической компиляции блоков ОЗУ и ПЗУ. Блоки ОЗУ и ПЗУ создаются из базовых транзисторов ячеек ядра и могут располагаться в любом месте кристалла.

Емкость блока может быть любой в пределах, указанных на графиках. При максимальной емкости каждый из блоков ОЗУ (256x16 бит или 128x32 бит) или ПЗУ (512x32 бит) занимает около 12 % площади ядра кристалла 1592XM1. Для увеличения количества слов и (или) разрядности можно использовать несколько блоков. Создание всех необходимых представлений блоков в базе данных проекта производится автоматически. Пользователю необходимо заполнить простую форму, указав необходимые ему параметры блока.

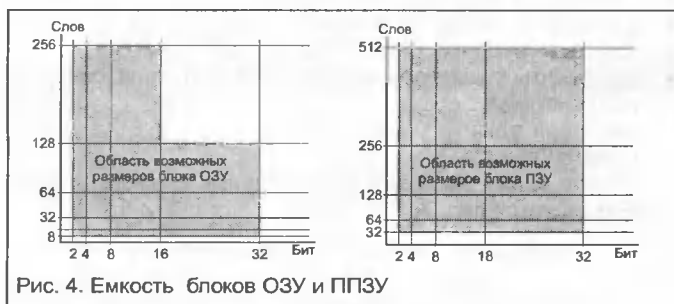


Рис. 4. Емкость блоков ОЗУ и ПЗУ

Эксплуатационные режимы

Полузаказные БИС, изготовленные на основе БМК 1592XM1, рекомендуется применять в режимах, приведенных в табл. 3.

Таблица 3

Параметр	Символ	Значение	
		Мин	Макс
Напряжение питания, В	U_{cc}	4,5	5,5
Низкий уровень входного напряжения, В: КМОП вход ТТЛ выход	V_{IL}	-0,5 -0,5	0,3 U_{cc} 0,8
Высокий уровень входного напряжения, В: КМОП вход ТТЛ выход	V_{IH}	0,7 U_{cc} 2,0	$U_{cc}+0,5$ $U_{cc}+0,5$
Емкость внешних выводов, пФ: вход выход вход/выход	C_i	4,0	4,5
	C_o	3,8	5,0
	$C_{i/o}$	4,0	5,5
Рабочая температура, °C	T	-60	+85

Конструкция

Полузаказные БИС 1592XM1 выполнены по базовой КМОП-технологии с поликремниевыми затворами.

Кристалл БМК содержит 100000 вентилях ядра и 216 ячеек и контактных площадок ввода/вывода. Всего на кристалле 232 контактных площадки, 32 из них — для шин питания.

Разводка электрических связей проектируемой полузаказной БИС (трассировка) выполняется двумя слоями металлизации.

В настоящее время БИС выпускаются в металлокерамическом 132-выводном корпусе 4229.132-3 с планарными выводами. По заказу БИС могут быть изготовлены в ином исполнении.

Борис Малашевич,
Борис Симонов
simonov@angstrom.ru



Отечественные базовые матричные кристаллы

Используя базовые матричные кристаллы ОАО "Ангстрем" любой заказчик в течение нескольких недель получает уникальную полузаказную БИС, реализующую его технические решения.

Разработать такую БИС заказчик может сам или заказать ее разработку Ангстрему. Можно перевести в полузаказную БИС микросхемы, выполненные на ПЛИС, снизив их стоимость.

Базовый матричный кристалл	Ячеек	Библиотека	Частота задержка, MHz ns/вент	Корпус
H1806XM1 OSMH1806XM1	1500	125	6 8,0	H14.42
KA1515XM1	3200	25	10 5,0	H18.64
H1593XM1 KH1593XM1	3200	70	35 1,5	H18.64-1B 4223.64
1593XM2 H1593XM2 KH1593XM2	6400	70	35 1,5	4229.132-3 H18.64-1B
H1537XM1	4500	51	30 2,2	H18.64-1B
1537XM2	17600	51	30 2,2	4229.132-3
1592XM1	100000	230	50 1,0	4229.132-3



Звукоизлучатели фирмы Ningbo East Electronics Ltd

Фирма Ningbo East Electronics Ltd выпускает широкий спектр звукоизлучателей для самых разных применений. Это приборы, возбуждаемые подачей на них переменного напряжения прямоугольной или синусоидальной формы, и целые устройства со встроенным генератором, работающие от источника постоянного тока. Выпускаемые изделия могут обеспечить

самые разные уровни звукового давления — от 55 дБ на расстоянии 10 см до 105...110 дБ на 1...2 м. Оформление: от дисков диаметром от 7,6 мм и толщиной от 2 мм до рупорообразных конструкций длиной до 150 мм. Приборы изготавливают с гибкими выводами, с жесткими выводами для впаивания в печатные платы и для установки на платы с поверхностным монтажом. В

основном излучатели предназначены для звукового диапазона, но некоторые могут работать на частотах до 30...50 кГц.

В табл. 1 приведены параметры приборов с внешним возбуждением. В таблице указано звуковое давление, развиваемое на резонансной частоте на расстоянии, указанном в таблице, и при подведении номинального напряжения. Емкость дана на частоте 120 Гц и имеет допуск $\pm 30\%$, а габаритные размеры приведены без крепежных элементов.

Для излучателей, параметры которых нормированы при возбуждении прямо-

Таблица 1

Тип излучателя	Давление, дБ, на расст., см	Номинальное напряжение, В	Допустимое напряжение, В	Максимальный потреб. ток, мА	Резонансная частота, кГц	Рабочая частота, кГц	Емкость, нФ	Темпер. диапазон, °С	Масса, г	Материал корпуса	Цвет	Габариты, мм	Выводы
EFM-250D	80/10	5	20	2	4,1 $\pm$ 0,5	—	10	-20...+70	1	PA6	Черн.	7,5x7,5	жестк.
EFM-250D10	80/10	9	20	2	4,1 $\pm$ 0,5	—	10	-20...+70	1	PC	Черн.	$\varnothing$ 10x8	жестк.
EFM-250DN	80/10	5	20	2	4,1 $\pm$ 0,5	—	10	-20...+70	1	PA6	Черн.	$\varnothing$ 7,6x7	жестк.
MT-520	98/300	18	60	—	3 $\pm$ 1	—	140	-20...+105	14	PA6	Черн.	$\varnothing$ 51,5x15,2	жестк.
MT-520B	105/200	50	60	—	3,4 $\pm$ 0,5	—	140	-40...+105	14	PA6	Черн.	$\varnothing$ 58,3x13	гибк.
SFM-1440	75/10	5	20	2	4 $\pm$ 0,5	—	10	-20...+85	1	PPS	Черн.	14x14,6	SMD
SFM-1740	80/10	5	20	2,5	4 $\pm$ 0,5	—	14	-20...+85	2,2	PPS	Черн.	17x17,6	SMD
TFM-01	75/30	12	40	3,5	1,3 $\pm$ 0,5	—	45	-20...+70	4,8	—	—	$\varnothing$ 30x5,5	гибк.
TFM-03	75/30	12	40	3	1 $\pm$ 0,5	—	45	-20...+70	4,8	—	—	$\varnothing$ 34,5x9	гибк.
TFM-05B	80/30	12	40	6	1 $\pm$ 0,5	—	66	-20...+70	10	ABS	Черн.	$\varnothing$ 44x14	гибк.
TFM-11	75/30	12	40	3	1 $\pm$ 0,5	—	45	-20...+70	3,5	ABS	Черн.	$\varnothing$ 34x6,3	жестк.
TFM-17	75/30	12	40	3,5	1,3 $\pm$ 0,5	—	45	-20...+70	5	ABS	Черн.	$\varnothing$ 33x14	жестк.
TFM-19	80/30	12	40	5	4 $\pm$ 0,5	—	24	-20...+70	2	ABS	Черн.	$\varnothing$ 23x4,5	гибк.
TFM-21	80/30	12	40	4	0,9 $\pm$ 0,5	—	85	-20...+70	11	ABS	Черн.	$\varnothing$ 50x9,5	гибк.
TFM-23	80/10	9	25	2,5	4 $\pm$ 0,5	—	9,5	-20...+70	0,9	ABS	Черн.	$\varnothing$ 16,5x4	гибк.
TFM-25	80/10	9	25	1,5	4 $\pm$ 0,5	—	9,5	-20...+70	2	ABS	Черн.	$\varnothing$ 16,8x7	жестк.
TFM-27DN	85/10	9	40	3,5	—	—	25	-20...+70	5,5	ABS	Черн.	$\varnothing$ 22x9	жестк.
TFM-31	75/10	12	40	7	1,3 $\pm$ 0,5	—	45	-20...+70	2	ABS	Черн.	$\varnothing$ 35x3,3	гибк.
TFM-33N	90/10	10	30	3	3 $\pm$ 0,5	—	20	-20...+70	4,5	PA6	Черн.	$\varnothing$ 29,6x7,5	жестк.
TFM-39	70/10	10	40	4	1 $\pm$ 0,5	—	66	-20...+70	5	ABS	Черн.	$\varnothing$ 43,6x9	жестк.
TFM-43	80/10	15	40	3,5	4,5 $\pm$ 0,5	—	13	-20...+70	2,5	—	—	$\varnothing$ 22x4,3	гибк.
TFM-45	85/10	12	40	3	1,2 $\pm$ 0,5	—	66	-20...+70	5,5	ABS	Черн.	$\varnothing$ 34x4,2	жестк.
TFM-51	80/10	9	30	3	4,1 $\pm$ 0,5	—	12	-20...+70	2,4	PA66	Черн.	$\varnothing$ 22x8,1	жестк.
TFM-57	70/10	3	25	1,2	2 $\pm$ 0,5	—	30	-20...+70	3	PA6	Черн.	28,5x22x7	жестк.
TFM-59DL	80/10	12	25	6	4 $\pm$ 0,5	—	11	-20...+70	1	PC	Черн.	$\varnothing$ 12x7,5	гибк.
TFM-63	70/10	30	40	—	1 $\pm$ 0,5	—	68	-20...+60	8	ABS	Черн.	$\varnothing$ 44x12	жестк.
W-25	105/30	4,2	17,7	—	3,1 $\pm$ 0,9	—	140	-20...+80	—	PA6	Черн.	$\varnothing$ 45,5x13,7	жестк.
MXE-203P	65/10	(0,13)	(0,15)	—	1,2 $\pm$ 0,15	0,7...4	(6)	-20...+70	9,8	PC	Черн.	$\varnothing$ 31,5x14,5	жестк.
MXE-204P	84/10	(0,13)	(0,15)	—	1,4 $\pm$ 0,2	0,7...5	(8)	-20...+70	9,2	PC	Черн.	$\varnothing$ 29,5x12,7	жестк.
TFM-55	106	1	7	—	1	0,3...3,4	80	-20...+60	1,2	ABS	Черн.	$\varnothing$ 22x3,2	гибк.
W-03	90/50	2,83	10	—	22 $\pm$ 1	5...50	—	-20...+70	7	ABS	Черн.	$\varnothing$ 48x16,4	жестк.
W-05	95/50	2,63	10,6	—	22 $\pm$ 1	—	110	-20...+70	9	ABS	Черн.	$\varnothing$ 51x17	жестк.
W-06	90/50	2,63	10	—	22 $\pm$ 1	4...50	—	-10...+50	—	ABS	Черн.	$\varnothing$ 41x14	жестк.
W-06A	90/50	2,63	10	—	22 $\pm$ 1	4...50	—	-20...+60	—	ABS	Черн.	$\varnothing$ 41x12,5	жестк.

угольным сигналом, напряжения указываются от пика до пика. Последние восемь строк табл. 1 (начиная с W-25) относятся к изделиям, параметры которых нормированы при возбуждении синусоидальным сигналом. Для них в таблице указаны эффективные значения напряжения. Особенностью приборов МХЕ-203Р и МХЕ-204Р является то, что их сопротивление носит активный характер. Излучатель TFM-55 имеет относительно гладкую АЧХ и может применяться для воспроизведения речи, а также как микрофон. Последние четыре прибора в табл. 1 могут излучать ультразвук.

Частотные характеристики по звуковому давлению (АЧХ) имеют большую неравномерность, достигающую 25...30 дБ,

и несколько ярко выраженных резонансных пиков.

Перечень изделий со встроенным генератором приведен в табл. 2. Для них все параметры приведены при работе от источника постоянного номинального напряжения. Излучаемый звук самый разный: непрерывный тон, частые или редкие звуковые импульсы, звук сирены, трель. Управление характером звука осуществляется подачей напряжения питания на разные выводы.

Параметры трехвыводных приборов TFM-02D и TFM-290EN приведены при включении в схему простого генератора, схема которого приведена в документации на них.

Звукоизлучатели фирмы Ningbo East Electronics Ltd могут найти применение

в самых различных устройствах, где нужно привлечь внимание оператора к началу или окончанию очередного этапа автоматического процесса, срабатыванию какого-либо датчика, возникновению той или иной тревожной ситуации в производственном процессе или в охраняемом устройстве, в том числе и в автомобиле, и во многих других случаях.

Более подробные сведения о продукции фирмы, фотографии внешнего вида, габаритные чертежи, амплитудно-частотные характеристики, зависимости звукового давления от напряжения питания для приборов со встроенным генератором можно найти на сайте изготовителя:

<http://www.east-mingtao.com>.

Таблица 2

Тип излучателя	Давление, дБ, на расст., см	Номинальное напряжение, В	Максимальный потреб. ток, мА	Допустимое напряжение, В	Частота генерации, кГц	Звук	Темпер. диапазон, °С	Масса, г	Материал корпуса	Цвет	Габариты	Выводы
EFM-230	100/30	12	15	3...20	2,9	непр.	-20...+70	10,6	ABS	Черн.	Ø43x14	жестк.
EFM-236L	100/30	12	15	3...20	2,9	непр.	-20...+70	12,4	ABS	Черн.	Ø41,8x16	гибк.
EFM-250	85/10	12	8	6...16	4	непр.	-20...+60	1	PC	Черн.	Ø14,1x8	жестк.
EFM-260	85/10	12	12	3...24	3,5	непр.	-20...+70	4	PC	Черн.	Ø23x9,8	жестк.
EFM-282	108/30	12	75	5...13	2,5	непр.	-20...+70	28	ABS	Черн.	Ø50x29	жестк.
EFM-290EN	90/30	9	10	7...12	3,6	—	-20...+70	10,4	ABS	Черн.	Ø40x9	жестк.
EFM-310	100/30	9	150	6...12	—	сирена	-20...+70	20	ABS	Черн.	Ø42x18	гибк.
EFM-310A	100/30	12	150	6...15	—	сирена	-20...+70	20	ABS	Черн.	Ø42x18	гибк.
EFM-310B	96/30	6	80	3...9	—	сирена	-20...+70	20	ABS	Черн.	Ø42x18	гибк.
EFM-320BL	105/30	12	35	3...16	2,9	непр.	-20...+70	22	ABS	Бел.	Ø45x26	гибк.
EFM-321S	105/30	12	35	3...16	2,9	непр.	-20...+70	22	ABS	Бел.	Ø45x26	жестк.
EFM-471L	90/30	12	15	3...24	3,9	непр.	-20...+70	8	ABS	Бел.	Ø32x15	гибк.
EFM-472	90/30	3	5	2...5	3,5	непр.	-20...+70	8,3	PC	Черн.	Ø30x20	жестк.
EFM-472A	90/100	12	10	3...20	3,5	непр.	-20...+70	10,5	PC	Черн.	Ø30x20	жестк.
EFM-472AL	90/100	12	10	3...20	3,5	непр.	-20...+70	9,7	PC	Черн.	Ø30x20	гибк.
EFM-473	80/30	12	3	3...16	3,5	непр., имп. 2,5 Гц	-20...+70	8,6	PC	Черн.	Ø30x20	жестк.
EFM-475	85/30	12	3	3...30	4,5	непр.	-20...+70	3,5	ABS	Черн.	Ø22x10,8	гибк.
EFM-620A	95/30	3	30	2...7	3,2	—	-20...+60	12,5	ABS	Черн.	Ø40x20	жестк.
FM-12C-901L	90/30	12	10	3...20	3,7	частые имп.	-20...+70	13	ABS	Черн.	Ø29,5x24,5	гибк.
FM-12C-907L	90/30	12	10	3...20	3,7	непр., редк. имп.	-20...+70	13	ABS	Черн.	Ø29,5x24,5	гибк.
FM-12D-900	100/30	12	20	3...20	2,9	непр.	-20...+70	33	—	—	Ø43,5x34,5	жестк.
TFM-02D	55/10	6	5	3...16	5	—	-20...+70	2	ABS	Черн.	Ø25x5	гибк.
W-01L2	105/100	12	1000	6...15	—	непр., трель	-20...+60	390	—	—	112x104x99	гибк.
W-02L2	105/100	12	1000	6...15	—	непр., трель	-20...+60	450	—	—	139,5x150x94	гибк.
W-12B2	105/100	12	250	6...16	—	сирена	-20...+70	70	—	—	40x57,5x44,5	гибк.
W-18	105/100	12	300	6...15	—	сирена	-30...+70	92	—	—	70x52x50	гибк.
W-18C	105/100	12	300	6...15	—	сирена	-30...+70	92	—	—	Ø51,5x15,2	гибк.
W-19	110/100	12	1000	8...15	—	сирена	-20...+105	—	PC	Черн.	Ø91x79	гибк.

Система инфракрасного дистанционного включения/выключения электроприборов

Система представляет собой устройство включения/выключения мощной нагрузки пользователем на расстоянии. С ее помощью можно осуществлять запуск систем вентиляции, освещения, охлаждения, нагревательного оборудования и т. д. Конструктивно система выполнена из двух модулей: ИК передатчика и ИК приемника, работающих по протоколу передачи управляющих сигналов RC-5. Небольшие размеры, высокие эксплуатационные характеристики, надежность, простота в изготовлении и низкая стоимость делают это устройство очень привлекательным. Собрать устройство можно из наборов «МАСТЕР КИТ» NM3312 (передатчик) и NM3311 (приемник).

Достаточно часто в бытовых условиях и на производстве возникает потребность в дистанционном управлении различными электрическими приборами. Существуют несколько способов решения этой задачи.

Традиционный способ — управление по заранее проложенным проводам или кабелям. Подобное решение, несмотря на свою простоту и универсальность не всегда применимо, поскольку обладает низкой надежностью и весьма громоздко при проектировании и реализации. Более рациональными на сегодняшний день являются многочисленные системы управления, использующие радиоканал для передачи управляющих сигналов. Подобные системы достаточно широко распространены (на многих автомобилях установлена сигнализация, управляемая по радиоканалу и т. д.) и применяются в системах дистанционного контроля на открытом воздухе или в системах, где отсутствует прямая видимость между передатчиком и приемником. Однако существуют ситуации, когда использование подобных систем не оправдывает себя, поскольку системы управления по радиоканалу достаточно сильно «засоряют» радиоэфир, что приводит к нестабильной работе других устройств и ложным срабатываниям. Именно в таких ситуациях оказывается востребованным применение систем управления передающих управляющие сигналы не по радиоканалу, а в инфракрасном диапазоне длин волн (вспомните, например управление телевизором, видеомагнитофоном, музыкальным центром, кондиционером и т. д.).

Перед специалистами отдела «МАСТЕР КИТ» была поставлена задача: разработать multifunctionальную систему ИК дистанционного управления, обладающую невысокой стоимостью, имеющую возможность расширения и несложную в использовании. Она была успешно решена. Благодаря применению современной элементной базы устройство уда-

лось спроектировать достаточно экономичным и малогабаритным.

Система ИК дистанционного включения/выключения электроприборов работает по протоколу дистанционного управления RC-5, разработанному фирмой Philips и позволяющему унифицировать организацию дистанционного управления аппаратурой потребителя. Протокол включает до 4096 команд, упорядоченных в виде 32 независимо адресуемых групп, каждая из которых содержит по два набора с 64 командами в каждом. В каждом наборе отдельно упорядочены контролируемые параметры соответствующей аппаратуры или системы.

Работа по протоколу RC-5 позволила обеспечить хорошую помехозащищенность системы, исключить ложные срабатывания и использовать стандартную и, соответственно доступную и дешевую серийную элементную базу.

Для уменьшения риска ошибочного срабатывания системы по командам от пультов ДУ бытовой аппаратуры при разработке системы специально были выбраны системные адреса с 24 по 31, поскольку в таблице адресов протокола RC-5 эта группа обозначается как «зарезервированные».

Технические характеристики

Передатчик

Напряжения питания, В	3
Ток потребления (средний, в режиме передачи), мА	12
Число команд управления	8
Число возможных адресуемых устройств	8
Размеры печатной платы, мм	67x45

Приемник

Напряжение питания, В	220
Ток потребления (средний), мА	10
Число распознаваемых команд управления в каждом адресе	8
Число возможных адресов систем	8
Число возможных коммутируемых силовых устройств (1300 Вт MAX)	1 (по любой из 8-ми команд управления)
Размеры печатной платы, мм	67x45

Описание работы модулей

Принципиальная электрическая схема ИК передатчика показана на рис. 1, а ИК приемника — на рис. 2. Перечень элементов ИК передатчика дан в табл. 1, а ИК приемника — в табл. 2.

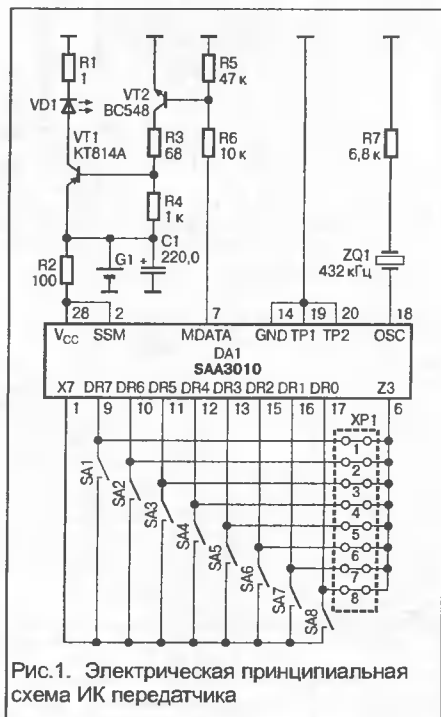


Рис. 1. Электрическая принципиальная схема ИК передатчика

ИК передатчик представляет собой пульт дистанционного управления (ПДУ), выполненный на основе стандартного формирователя/передатчика сигналов стандарта RC-5 ИМС SAA3010. Эта микросхема специально разработана для применения в ПДУ и характеризуется низким напряжением питания, малым током потребления, усовершенствованным алгоритмом устранения «дребезга» клавиатуры. С ее помощью можно адресовать до 32 устройств, причем каждое устройство может управляться 64 командами. В данной разработке предусмотрена работа с восемью устройствами. Выбор адреса устройства осуществляется установкой переключки в разьеме XP1 в соответствии с табл. 3. На транзисторах VT1, VT2 собран усилитель, с которого сигнал подается на ИК светоизлучающий диод VD1. Для выдачи необходимой команды управления следует нажать на одну из восьми кнопок SA1...SA8.

Приемник ИК команд выполнен на основе стандартного приемника/демоулятора сигнала стандарта RC-5 TSOP1736 (DA1) производства фирмы Vishay,

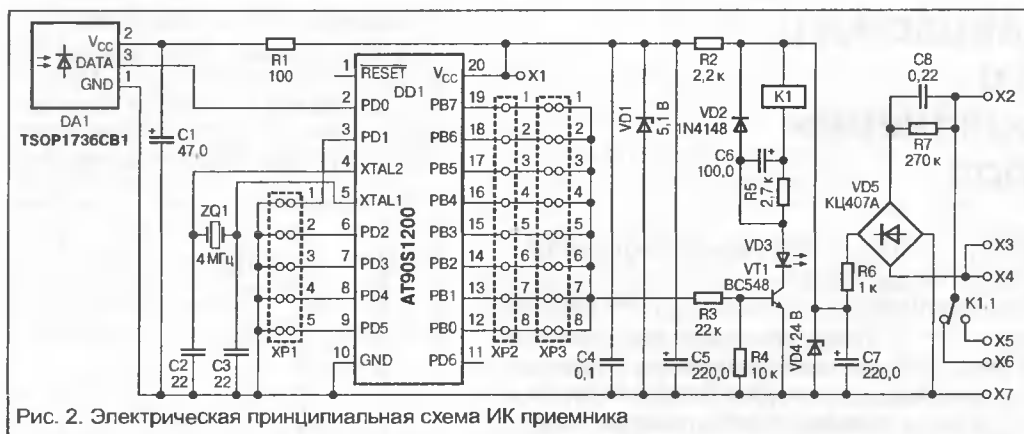


Рис. 2. Электрическая принципиальная схема ИК приемника

Таблица 1. Перечень элементов ИК передатчика

Позиция	Наименование	Примечание	Кол-во
C1	220 мкФ/16В		1
DA1	SAA3010		1
G1	CR2032	Литиевый элемент питания	1
R1	1 Ом		1
R2	100 Ом		1
R3	68 Ом		1
R4	1 кОм		1
R5	47 кОм		1
R6	10 кОм		1
R7	6,8 кОм		1
SA1...SA8	TS-A2PS-130	Тактовая кнопка	8
VD1	BL07J4G	ИК светоизлучающий диод (голубой)	1
VT1	KT814A		1
VT2	BC548		1
ZQ1	432 кГц	Керамический резонатор	1
		Держатель батареи CR2032	1
	Штыревой разъем	8-контактный	2
	BOX G-025	Пластиковый корпус	1
		Съемная перемычка	1

Таблица 2. Перечень элементов ИК приемника

Позиция	Наименование	Примечание	Кол-во
C1	47 мкФ/16В		1
C2, C3	22 пФ		2
C4	0,1 мкФ		1
C5, C7	220 мкФ/25В		2
C6	100 мкФ/25В		1
C8	0,22 мкФ/400В		1
DA1	TSOP1736CB1	Возможная замена RPM6936	1
DD1	AT90S2313	Микроконтроллер с программой	1
DA1	SAA3010		1
K1	JS1-24V	Реле 270V/6A	1
R1	100 Ом		1
R2	2,2 кОм		1
R3	22 кОм		1
R4	10 кОм		1
R5	2,7 кОм		1
R6	1,0 кОм		1
R7	270 кОм		1
VD1	5,1 В	Стабилитрон на 5,1 В	1
VD2	1N4148		1
VD3	L-132HD	Диод светоизлучающий, Ø3 мм	1
VD4	24 В	Стабилитрон на 24 В	1
VD5	КЦ407А	Диодный мост	1
VT1	BC548		1
ZQ1	4,0 МГц	Резонатор кварцевый	1
		Колодка DIP-20	1
	Клемный зажим	Двойной	1
	Клемный зажим	Тройной	1
	Штыревой разъем	5-контактный	2
	Штыревой разъем	8-контактный	2
		Съемная перемычка	4
	BOX G-026	Пластиковый корпус	1

микроконтроллера AT90S2313 (DD1) с прошитым программным обеспечением обработки сигналов управления, цепи питания микроконтроллера/приемника C5R2VD1, цепей питания и пуска сильноточного реле K1 C7R6VD4 и C6R3R4R5VD2VD3VT1.

Структурная схема микросхемы приемника/демодулятора TSOP1736 (DA1) показана на рис. 3.

В качестве приемника оптического излучения в микросхеме TSOP1736 уста-

новлен высокочувствительный PIN фотодиод, сигнал с которого поступает на входной усилитель, преобразующий выходной ток фотодиода в напряжение. Преобразованный сигнал поступает на усилитель с АРУ и далее на полосовой фильтр, который выделяет сигналы с рабочей частотой 36 кГц из шумов и помех. Выделенный сигнал поступает на демодулятор, который состоит из детектора и интегратора. В паузах между импульсами производится калибровка системы АРУ. Управляет этим схема управления. Благодаря такому построению, микросхема не реагирует на непрерывную помеху даже на рабочей частоте. Активный уровень выходного сигнала — низкий. Микросхема не требует для своей работы установки каких-либо внешних элементов. Все ее компоненты, включая фотоприемник, защищены от внешних наводок внутренним электрическим экраном и залиты специальной пластмассой. Эта пластмасса является фильтром, отсекающим оптические помехи в видимом диапазоне света. Благодаря этим мерам микросхема отличается весьма высокой чувствительностью и низкой вероятностью приема ложных сигналов.

Демодулированный сигнал с выхода микросхемы DA1 поступает на вход микроконтроллера DD1, в котором происходит его дешифрация и выдача дешифрованной команды на 8-битный порт микроконтроллера DD1 (разъемы XP2 и XP3).

Разъем XP2, а также контакты X1 и X7 предназначены для подключения блоков расширения, которые позволяют увеличить число одновременно подключаемых нагрузок до 4 (набор NM4411) или 8 (набор NM4412).

Разъем XP3 предназначен для выбора команды управления, по которой будет срабатывать реле K1. Выбор осуществляется установкой съемной перемычки в разъеме XP3. Нумерация команд соответствует расположению кнопки на ПДУ (набор NM3312) слева направо в каждом ряду (1, 2, 3, 4 в первом ряду; 5, 6, 7, 8 во втором соответственно). При замыкании ключа на транзисторе VT1 конденсатор C6, заряжаясь через обмотку реле K1, создает импульс тока, достаточный для сраба-

Таблица 3. Выбор адреса устройства

Номер перемычки в XP1	1	2	3	4	5	6	7	8
Адрес устройства	31	30	29	28	27	26	25	24



Рис. 3. Структурная схема приемника TSOP1736

тивания реле. После заряда конденсатора якорь реле удерживается меньшим током, протекающим через резистор R5. Это делает устройство экономичнее с точки зрения потребления тока. Дiode VD2 защищает транзистор VT1 от импульсного пробоя в момент его закрытия. Светодиод VD3 индицирует срабатывание реле K1.

Источник питания выполнен по бестрансформаторной схеме. Он состоит из конденсатора C8, гасящего резистора R6 и диодного моста VD5. При отсоединении питания от устройства конденсатор C8 разряжается через резистор R7, что снижает риск поражения электрическим током.

Напряжение питания подается на контакты X2, X3. Нагрузка подключается к контактам X4, X5 (на замыкание реле K1) или X4, X6 (на размыкание реле K1) соответственно.

Разъем XP1 предназначен для выбора адреса системы. Выбор адреса системы осуществляется в соответствии с табл. 4. Адреса приемника (набор NM3311) и передатчика (набор NM3312) должны совпадать. Контакты 4 и 5 в разъеме XP1 зарезервированы для работы с программным обеспечением следующих версий.

После включения приемника нажатием одной из кнопок SA1...SA8 на ПДУ (набор NM3312) осуществляется включение/выключение выбранной нагрузки. При отключении питания состояния всех восьми нагрузок сохраняются в энергонезависимой памяти микроконтроллера и восстанавливаются при повторном пуске устройства.

В будущем планируется работа по расширению возможностей описанной системы. В частности, путем простой замены программы вы сможете превратить ИК приемник в коммутатор новогодней гирлянды и т. д. Всю необходимую информацию, исходный код программы и

дополнительное программное обеспечение можно найти на www.masterkit.ru. Поменять прошивку микроконтроллера можно с помощью программатора, собрав его из набора «МАСТЕР КИТ» NM9211.

Внимание! Устройство имеет бестрансформаторное питание, поэтому прикосновение к открытым токоведущим участкам платы опасно для жизни. В целях электробезопасности устройство настоятельно рекомендуется поместить в изолированный корпус.

Конструкция ИК передатчика

Внешний вид ИК передатчика показан на рис. 4, печатная плата — на рис. 5, расположение элементов — на рис. 6.

Конструктивно пульт дистанционного управления выполнен на печатной плате из фольгированного стеклотекстолита.

Конструкция предусматривает установку платы в стандартный корпус BOX G-025, для этого зарезервированы монтажные отверстия по краям платы под винты диаметром 3 мм.

Перед сборкой ПДУ необходимо приложить печатную плату к крышке корпуса с внутренней стороны и по специальным отверстиям, расположенным под каждой кнопкой, сначала наметить,



Рис. 4. Внешний вид ИК передатчика

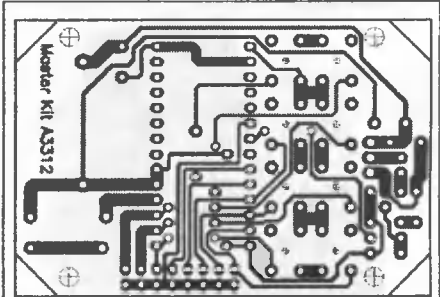


Рис. 5. Печатная плата ИК передатчика (вид со стороны печати)

а потом просверлить в ней отверстия сверлом диаметром 4 мм.

Перед установкой ПДУ в корпус, необходимо отпилить или откусить кусачками края платы по намеченным линиям, чтобы плата свободно входила в него и просверлить в крышке отверстие диаметром 3 мм для светодиода VD1.

Возможны два варианта установки платы в корпус:

- плата крепится к основанию корпуса винтами-саморезами через стойки длиной 10 мм (стойки необходимой длины можно купить в магазинах радиодеталей или изготовить

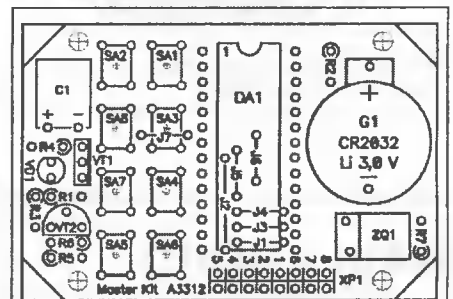


Рис. 6. Расположение элементов на печатной плате ИК передатчика

самостоятельно из использованного стержня от гелевой ручки).

- плата не крепится к основанию корпуса, а вкладывается в крышку и зажимается основанием корпуса через прокладку, выполненную из отрезка эластичной резины (например, подходящий кусок ластика или резиновой обувной набойки). Отрезок эластичной резины рекомендуется располагать на микросхеме DA1.

Конструкция ИК приемника

Внешний вид ИК приемника показан на рис. 7, печатная плата — на рис. 8, расположение элементов — на рис. 9.

Конструктивно ИК приемник также выполнен на печатной плате из фольгированного стеклотекстолита.

Конструкция предусматривает установку платы в стандартный корпус BOX G-026, для этого зарезервированы монтажные отверстия по краям платы под винты диаметром 3 мм.

Перед сборкой приемника, необходимо отпилить или откусить кусачками края платы по намеченным линиям, чтобы плата свободно входила в корпус.

Таблица 4. Выбор адреса устройств

Адрес устройства	31	30	29	28	27	26	25	24
Номер перемычки								
1	О	Х	О	Х	Х	О	О	Х
2	О	О	Х	Х	О	Х	Х	Х
3	О	О	О	О	Х	О	Х	Х

Примечание. Х соответствует замкнутому контакту, а О — разомкнутому контакту соответственно

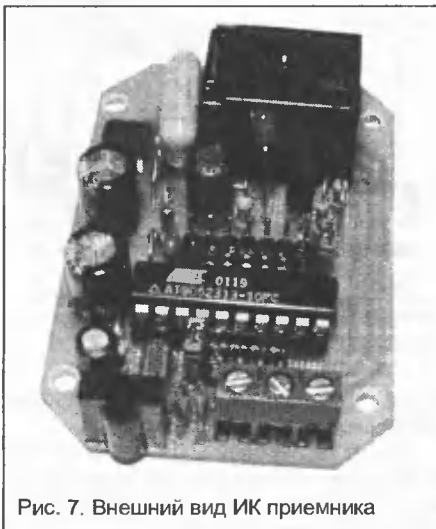


Рис. 7. Внешний вид ИК приемника

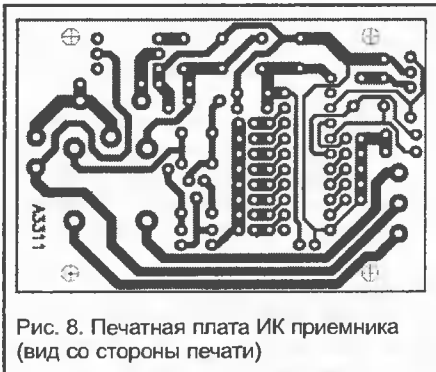


Рис. 8. Печатная плата ИК приемника
(вид со стороны печати)



Рис. 9. Расположение элементов на печатной плате ИК приемника

Габариты устройства позволяет монтировать его «в разрыв» сетевого провода, например, в разрыв провода люстры, торшера, бра, напольного вентилятора и т. д. Для удобства подключения питающего напряжения и нагрузки на плате зарезервированы посадочные места под клеммные винтовые зажимы (парный — точки Х2, Х3; тройной — точки Х4, Х5, Х6).

Перед установкой платы приемника в корпус BOX G-026, необходимо просверлить в крышке отверстие диаметром 3 мм для светодиода VD3 и сделать выпил под выпуклую часть ИК приемника/дешифратора DA1.

Внимание! Поскольку устройство не имеет гальванической развязки с электрической сетью переменного напряжения 220В, необходимо тщательно изолировать ИК приемник от попадания

влаги и от возможного соприкоснове-
ния с токоведущими проводниками.

Григорий Ганичев
Ganichev@compel.ru

«МАСТЕР КИТ» подготовил два набора **NM3312** (ИК передатчик) и **NM3311** (ИК приемник), состоящих из печатных плат, пластиковых корпусов BOX-G025 и BOX-G026, всех необходимых компонентов, руководств по сборке и настройке.

Исходный код, дополнительное и обновленное программное обеспечение, а также информацию по всему ассортименту «MASTER KIT» можно найти на сайте **www.masterkit.ru**. Поменять прошивку микроконтроллера можно с помощью программатора, собранного из набора **NM9211**.

Спрашивайте каталог и продукцию «МАСТЕР КИТ» в магазинах радиодеталей Вашего города. На сайте www.masterkit.ru в разделе «Где купить» Вы найдете подробные адреса магазинов, специализирующихся на продаже ассортимента МАСТЕР КИТ, а также координаты фирмы для заказа по почте.

НАШ АНОНС

Издательский дом «Скимен» готовит к выпуску книгу Александра Фрунзе **«Микроконтроллеры? Это же просто!»**. Данное издание, в первую очередь, ориентировано на тех, кто только начинает или собирается начать знакомство с микроконтроллерной техникой, и тех, кому еще предстоит стать потребителем чипов, КИТов, программаторов и иных средств поддержки разработки. Для них — первый том, в котором последовательно и доступно для начинающих рассказано о внутреннем устройстве микроконтроллера, о принципиальных схемах сопряжения его с внешними микросхемами, АЦП, ЦАП, устройствами индикации, кнопками управления, о системе команд и технике программирования на ассемблере. В книге приводится большое количество отработанных практических примеров, причем как отдельных подпрограмм, так и полностью законченных программ. Все программы снабжены комментариями и тщательным объяснением принципов их построения, а также используемых в них характерных приемов программирования. Не оставлены без внимания техника отладки программ и их занесения отлаженных программ в микроконтроллеры. Подобных книг, в которых на доступном для начинающих уровне рассмотрены абсолютно все аспекты, необходимые для работы с микроконтроллерной техникой, в нашей стране не выпускалось уже около 20 лет.

На более подготовленных специалистов ориентированы второй и третий тома книги. Во втором томе приводится большое количество обзорной информации по абсолютному большинству x51-совместимых микроконтроллеров, о модернизации систем на их основе, о том, как связать микроконтроллерные системы друг с другом и с компьютером, о технике использования программных симуляторов и внутрисхемных эмуляторов и о некоторых практических аспектах использования новейших микроконтроллеров семейств AduC, Cygnal и др. Дополнительно приведена подробная информация о таких сложных для программиста контрольно-ориентированных микросхемах, как сигма-дельта АЦП семейства AD77xx от Analog Devices.

Третий том целиком посвящен практически не описанным в отечественной литературе принципам построения программ целочисленной многобайтовой беззнаковой и знаковой арифметики, а также арифметики с плавающей запятой (ПЗ). Приведены тщательно описанные и снабженные большим количественным комментарием отлаженные подпрограммы, формирующие законченные пакеты целочисленной арифметики и арифметики с ПЗ. Отдельно рассмотрены специальные быстрые алгоритмы расчета различных функций, общие методы аппроксимации с заданной точностью любых разумных функциональных зависимостей, что позволяет вести быстрые расчеты даже на микроконтроллерах с производительностью в единицы MIPS. Книг такого уровня, посвященных этой теме, в бывшем СССР не издавалось вообще. Несмотря на то, что упомянутые программы написаны на языке микроконтроллеров семейства x51, тщательное описание их устройства позволяет подготовленным специалистам легко перенести программы на любой микроконтроллер.

Отдельно отметим, что приведенные в книге практические примеры используют, помимо микроконтроллеров, большое количество аналоговых и цифровых микросхем таких известных производителей, как Analog Devices (AD77xx, AD7894, AD855x, REF19x и ряд других), Maxim (MAX202/232, MAX680, MAX619, MAX187/189/1241, 1243 и им подобные), Burr-Brown (ADS7816 и им подобные, DDC112 и т. д.).