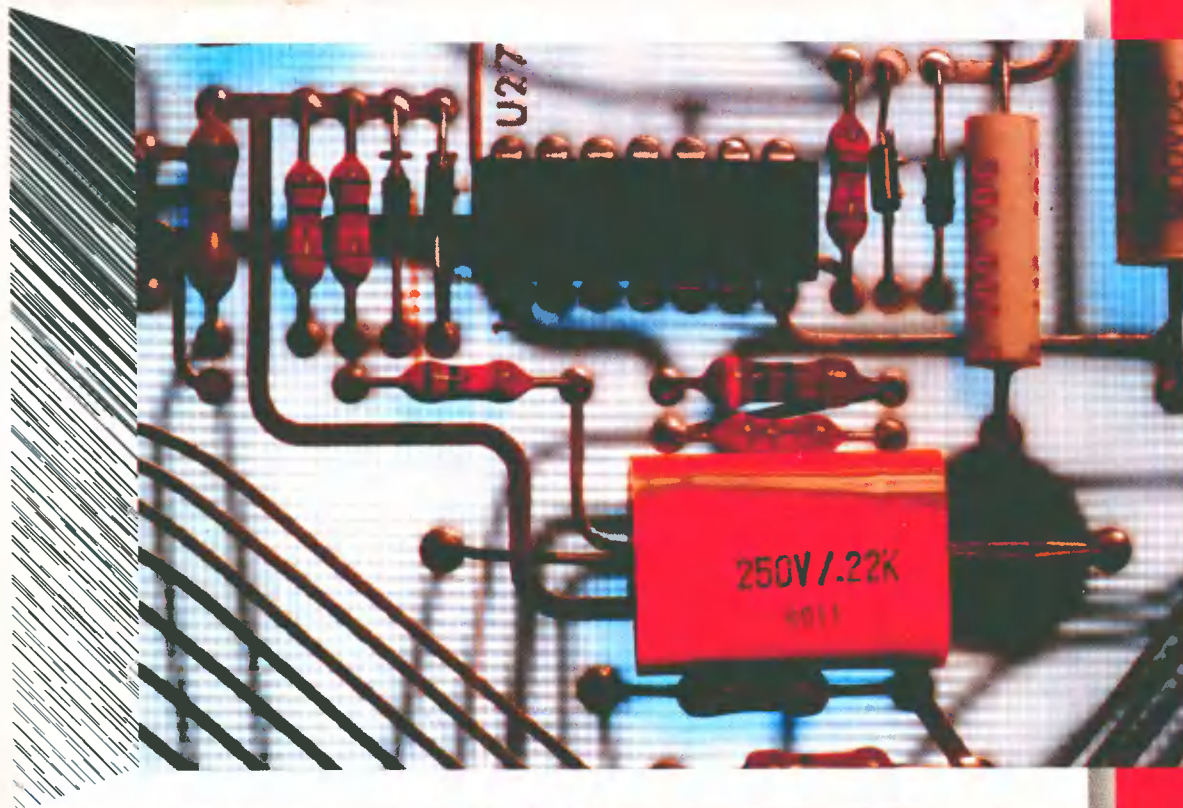
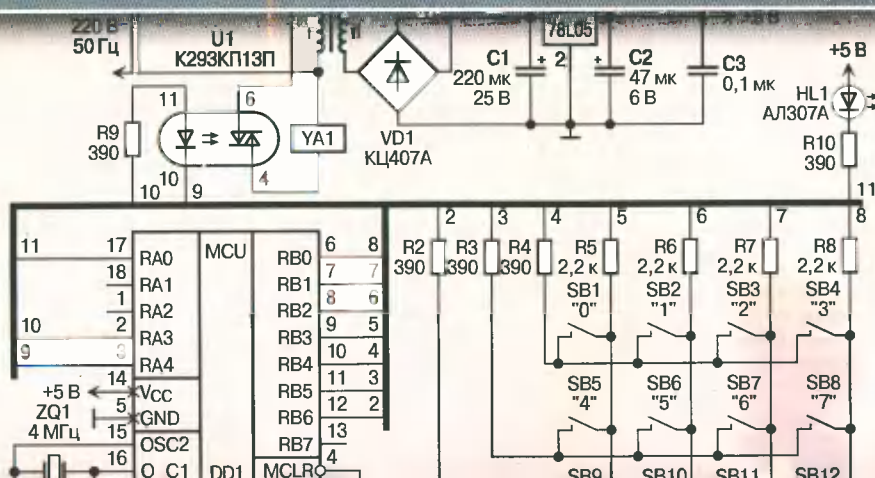




Помехоустойчивость КМОП-элементов
Микроконтроллеры. Протокол MODBUS
Паскаль для PIC

Простая реализация протокола USB для ПК
Микрофонный микшер



Зам. главного редактора

Сергей Кузнецов

Редакционная коллегия

Павел Асташкевич
Александр Фрунзе
Виктор Иовчик
Юлия Герасимова

Дизайн и верстка

Ирина Чикина

Отдел распространения

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

Отдел рекламы

Юлия Суханова

Адрес редакции:

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

Издатель и учредитель
ООО «ИД Скимен»

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

Тираж 5 200 экз.
Заказ № 5383.

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

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

Редакция не несет ответственности
за информацию, приведенную
в рекламных материалах

За содержание статьи
и ее оригинальность несет
ответственность автор

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

Информацию о подписке
см. на последней странице журнала

Содержание

ИСКУССТВО СХЕМОТЕХНИКИ

- В. Морозов.** Расчет и моделирование повышающе-понижающего преобразователя напряжения 2
- В. Поляков.** Рамочно-лучевая или настоящая ЕН антенна 7
- Г. Прищепов.** Квазирезонансное усиление низких частот в многокаскадных усилителях 11
- Б. Шевкопляс.** Повышение надежности передачи пакетов данных в режиме CBR 13
- К. Борисевич.** Помехоустойчивость КМОП-элементов 16

Софт

- С. Лозицкий.** Схемотехнические САПР: возможности и проблемы эффективного использования (продолжение полемики) 19
- Н. Заиграев.** Микроконтроллеры. Протокол MODBUS 23
- А. Николаев.** Паскаль для PIC 27
- О. Вальпа.** Карта flash-памяти Smart Media 30
- С. Родичкин.** Простая реализация протокола USB для ПК 34

Практика

- В. Олейник.** Управление световым потоком ламп дневного света 36
- О. Петраков.** Микрофонный микшер 38
- К. Феколкин.** Бестрансформаторные импульсные стабилизированные источники питания на основе микросборок ROHM 41
- Л. Морохин.** Малогабаритная сирена 44
- М. Кремлев.** Кодовый замок на микроконтроллере PIC16F84 45
- А. Лютко.** Автомат управления освещением 46

Новые книги. А. Фрунзе, «Микроконтроллеры фирмы Philips семейства x51» (с. 18). О. Николайчук, x51-совместимые микроконтроллеры фирмы Silicon Laboratories (Cygnal) (с. 39). Пресс-релиз: «Семинар компании Mentor Graphics» по проектированию систем на печатных платах» (с. 43). Подписка-2007 (с. 19, 48).

Расчет и моделирование повышающе-понижающего преобразователя напряжения

Методику расчета силовой части преобразователя SEPIC можно рассмотреть на примере упомянутой ранее разработки специалистов Texas Instruments [3].

Основные характеристики преобразователя:

- входное напряжение $V_{in} = 10...40\text{ В}$;
- выходное напряжение $V_0 = 15\text{ В}$;
- максимальный ток нагрузки $I_0 = 1,75\text{ А}$;
- размах пульсаций выходного напряжения

$$\frac{2 \times \Delta V_o}{V_o} = 1,5\%,$$

- частота коммутации $F_s = 150\text{ кГц}$.

Из регулировочной характеристики (1) определим минимальное D_{min} и максимальное D_{max} значения коэффициента заполнения:

$$D = \frac{1}{1 + V_{in}/V_o} \rightarrow D_{min} = \frac{1}{1 + 40/15} = 0,27,$$
$$D_{max} = \frac{1}{1 + 10/15} = 0,6.$$

Согласно выражениям (4), (5) рассчитаем средние значения токов дросселей при максимальном коэффициенте заполнения:

$$I_{L1} = \frac{D_{max}}{1 - D_{max}} \times I_o = \frac{0,6}{1 - 0,6} \times 1,75 = 2,625\text{ А}.$$
$$I_{L2} = I_o = 1,75\text{ А}.$$

Исходя из относительного уровня пульсаций тока в дросселях, согласно выражениям (2), (3) определим индуктивности $L1$ и $L2$. Выбор относительного уровня пульсаций тока является компромиссным решением, поскольку:

- увеличение индуктивности дросселя уменьшает пульсации тока, но увеличивает его габариты и стоимость;
- уменьшение индуктивности дросселя увеличивает амплитуду изменения индукции в магнитопроводе и соответственно увеличивает потери в дросселе.

На практике рекомендуют выбирать амплитуду пульсаций тока в дросселе в пределах 20...40 % от среднего тока. В данном примере максимальная амплитуда пульсаций тока в дросселях $L1$ и $L2$ составляет:

$$\Delta i_{L1} = \Delta i_{L2} = (1 - D_{min}) \times \frac{V_o}{2 \times L \times F_s} = (1 - 0,27) \times \frac{15}{2 \times 82 \times 10^{-6} \times 150000} \approx 0,45\text{ А}.$$

Дроссели $L1$ и $L2$ могут выбираться из готового ряда или проектироваться самостоятельно с учетом полученных значений индуктивности и максимального тока в обмотке.

Согласно выражению (6) найдем действующее значение тока конденсатора $C1$ при максимальном коэффициенте заполнения:

$$I_{C1}(\text{RMS}) = I_o \times \sqrt{\frac{D_{max}}{1 - D_{max}}} = 1,75 \times \sqrt{\frac{0,6}{1 - 0,6}} \approx 2,14\text{ А}.$$

Рабочее напряжение проходного конденсатора $C1$ должно быть не ниже максимального входного напряжения.

В данном примере в качестве $C1$ можно использовать, например, два соединенных параллельно конденсатора СарХоп низкоимпедансной серии GF 220 мкФ, 50 В. Их электрические характеристики приведены в табл. 1.

Согласно выражению (7) определим действующее зна-

Таблица 1

Size	Ripple	Impedance	
		+20 °C	-10 °C
10x16	1385	0,045	0,1305

чение тока конденсатора $C2$ при максимальном коэффициенте заполнения:

$$I_{C2}(\text{RMS}) = I_o \times \sqrt{\frac{D_{max}}{1 - D_{max}}} = 1,75 \times \sqrt{\frac{0,6}{1 - 0,6}} \approx 2,14\text{ А}.$$

Используя выражение (8), рассчитаем минимальное значение емкости конденсатора $C2$, при котором пульсации выходного напряжения не превышают заданный уровень:

$$C2 \geq \frac{I_o \times D_{max}}{2 \times \Delta V_o \times F_s} = \frac{1,75 \times 0,6}{(0,015 \times 15) \times 150000} \approx 31\text{ мкФ}.$$

Рабочее напряжение конденсатора $C2$ должно быть не ниже 15 В.

Для выбранного типа конденсатора проверим условие (9) для эквивалентного последовательного сопротивления конденсатора:

$$ESR_{C2} \leq \frac{\Delta V_o}{\Delta i_{L1} + \Delta i_{L2}} = \frac{(0,015 \times 15)/2}{0,45 + 0,45} = 125\text{ мОм}.$$

В данном примере в качестве выходных могут быть использованы, например, многослойные керамические конденсаторы, характеризующиеся сверхнизкими значениями ESR (менее 1 мОм).

Согласно выражениям (10), (11) выберем силовой ключ. В данном случае применен полевой транзистор Si7852DP, предельно допустимые параметры которого приведены в табл. 2, а расчетные максимальные значения напряжения сток-исток и среднего тока стока равны соответственно:

$$V_{DS} \geq V_{in} + V_o = 40 + 15 = 55\text{ В},$$

$$I_D \geq \frac{1}{1 - D_{max}} \times I_o = \frac{1}{1 - 0,6} \times 1,75 = 4,375\text{ А}.$$

Согласно выражениям (12), (13) выберем диод. В данном примере используется диод Шоттки MBR3360, а рас-

Таблица 2

Product summary		
V_{DS} , В	$r_{DS(on)}$, Ом	I_D , А
80	0,0165 at $V_{GS} = 10$ В	12,5
	0,022 at $V_{GS} = 6$ В	10,9

Таблица 3

Symbol	Value	Unit
V_{RRM}	60	Volts
V_{RWM}		
V_R		
$I_{F(AV)}$	3,0 @ $T_L = 137^\circ\text{C}$ 4,0 @ $T_L = 127^\circ\text{C}$	Amps
I_{FSM}	125	Amps

четные максимальные значения обратного напряжения и среднего прямого тока равны соответственно:

$$V_R \geq V_{in} + V = 40 + 15 = 55 \text{ В},$$

$$I_{F(AV)} \geq I_O = 1,75 \text{ А}.$$

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ В ПРОГРАММЕ PSPICE

Представленный расчет преобразователя SEPIC рассматривает установившийся режим работы при постоянной нагрузке. Для анализа переходных процессов, например, при изменении тока нагрузки, необходимо знать динамические свойства преобразователя.

Детальный анализ преобразователя SEPIC представляет собой достаточно сложную задачу, например, переходная характеристика выход-управление [4] содержит полиномы третьей степени в числителе и четвертой в знаменателе, причем их коэффициенты зависят от входного и выходного напряжений и тока нагрузки. Линеаризация такого уравнения для малосигнального частотного анализа требует большого объема математических преобразований, что является потенциальным источником ошибок. Предлагаемая далее методика моделирования преобразователя, основанная на использовании программы PSpice, перекладывает большую часть рутинной работы на компьютер, не требуя при этом существенных аппаратных и программных ресурсов (все рассмотренные далее схемы моделировались с использованием демо-версии программы Orcad 9.1 на компьютерах класса Pentium-II).

Данная методика будет проиллюстрирована на примере уже упомянутой ранее разработки специалистов Texas Instruments [3], однако полученные в результате модели могут быть легко адаптированы к другим вариантам преобразователя.

На рис. 8 показана функциональная схема преобразователя, где для удобства сохранена нумерация элементов оригинала. Символом «//» обозначено параллельное соединение резисторов или конденсаторов.

Работой преобразователя управляет ШИМ-контроллер UCC3807 [5], внутренняя структура которого содержит типичную схему управления по пиковому току дросселя (для простоты в данной модели не рассматриваются дополнительные функции аварийной защиты от повышенных и пониженных напряжений и т. п.). Резисторы R24, R25 и конденсатор C28 задают частоту коммутации преобразователя, а также ограничивают значение коэффициента заполнения импульсов. В начале каждого цикла преобразования тактовый генератор UCC3807 импульсом, подаваемым на вход S триггера, устанавливает лог. 1 на

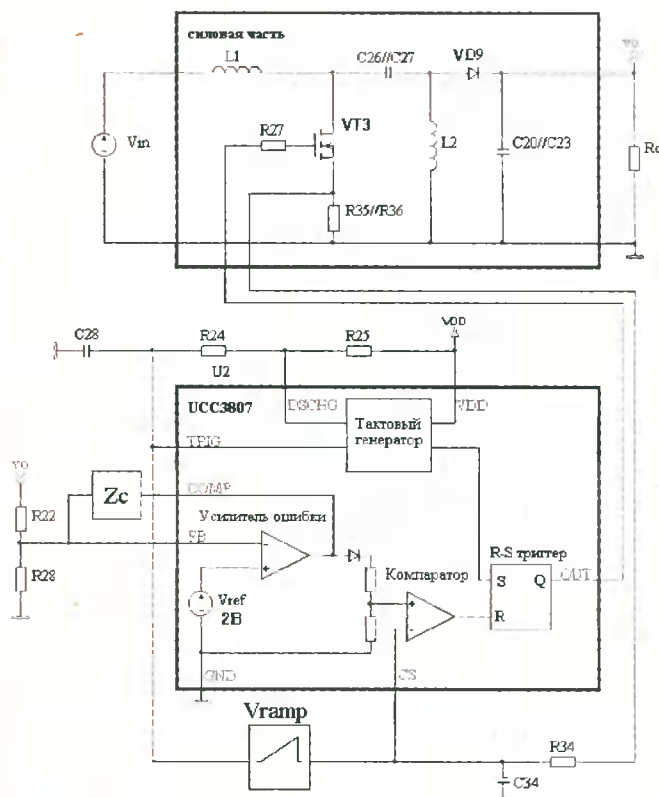


Рис. 8

выходе OUT. Напряжение на выходе OUT открывает ключ VT3, при этом линейно нарастающий ток в дросселях L1, L2 создает соответствующее напряжение на датчике тока R35, R36. Напряжение V_O , снимаемое с нагрузки, через делитель R22, R28 подается на вход усилителя ошибки FB, выходное напряжение которого сравнивается компаратором с линейно нарастающим напряжением, подаваемым на вход CS UCC3807 с датчика тока R35, R36. Когда напряжение, снимаемое с датчика тока, превысит порог, определяемый выходным напряжением V_O , компаратор сбрасывает триггер, на выходе OUT устанавливается низкий уровень сигнала и ключ VT3 закрывается до начала следующего цикла преобразования. Если до окончания импульса, максимальная длительность которого определяется резисторами R24, R25, сигнал на входе CS не превысит порог срабатывания, RS триггер принудительно сбрасывается внутренним узлом (на рис. 8 не показан). Резистор R34 и конденсатор C34 образуют фильтр, предотвращающий ложное срабатывание компаратора по входу CS от коммутационных помех, возникающих при включении транзистора VT3. На вход CS, кроме сигнала с датчика тока, подается также дополнительное пилообразное напряжение V_{RAMP} для устранения неустойчивости работы преобразователя при коэффициенте заполнения $D > 0,5$. Устойчивость обратной связи по напряжению обеспечивается корректирующей цепочкой Z_C , включенной между выходом COMP и входом FB усилителя ошибки UCC3807.

ИМПУЛЬСНАЯ МОДЕЛЬ СИЛОВОЙ ЧАСТИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ.

Импульсные модели позволяют детально исследовать процессы во временной области, например, переходные процессы в полупроводниковых приборах. Целью создания и исследования импульсной модели в данном случае является определение потерь в силовых элементах и общего КПД преобразователя. На рис. 9

показана импульсная модель силовой части преобразователя, в которой использованы стандартные элементы из библиотек резисторов, конденсаторов и индуктивностей и PSpice модели полевого транзистора Si7370DP и диода MBRS360T3 [6, 7].

Входное напряжение задано источником напряжения V_{IN} . Параметр VIN_DC позволяет варьировать величину входного напряжения для исследования схемы в различных режимах. Управление транзистором VT3 осуществляется генератором импульсов V_{PWM} , моделирующим выход ШИМ-контроллера. В качестве параметров генератора импульсов заданы частота коммутации преобразователя $F_s = 150$ кГц и коэффициент заполнения $Don = 1/(1 + VIN_DC/15)$, определяемый постоянным выходным напряжением 15 В и варьируемым входным напряжением VIN_DC . В модели учтены также эквивалентные последовательные сопротивления дросселей и конденсаторов.

Анализ импульсной модели преобразователя проводится в режиме временного анализа (Time Domain (Transient) Analysis). Процесс моделирования заключается в пошаговом решении программой PSpice системы дифференциальных уравнений, описывающих моделируемую схему, и выводе результатов в графическом виде в окне программы Probe. Подробное описание работы с программой PSpice можно найти в [8, 9].

Для примера на рис. 10 показаны результаты анализа переходного процесса выключения транзистора VT3. На графиках хорошо видны типичные для полевого транзистора этапы процесса выключения, в частности «плато», обусловленное эффектом Миллера.

Для расчета средней мощности, рассеиваемой каким-либо элементом, необходимо вычислить интеграл от произведения напряжения, приложенного к его выводам, на протекающий через него ток и разделить на интервал времени интегрирования:

$$P = \frac{\int_{T_1}^{T_2} V(t)I(t)dt}{T_2 - T_1}.$$

При ручных расчетах мощности потерь обычно используют различные аппроксимации переходных процессов. Использование встроенной функции интегрирования $S()$ программы Probe позволяет существенно упростить вычисления. Для этого моделирование схемы проводится во временной области в установившемся режиме, значение функции $S()$ берется в конечной точке временного интервала. Например, для расчета потерь в данном случае был выбран интервал времени 20...30 мс, а выражение для расчета потерь в транзисторе VT3 было записано в следующем виде:

$$S((V(Q3 : D) - V(Q3 : S)) \times ID(Q3))/10ms.$$

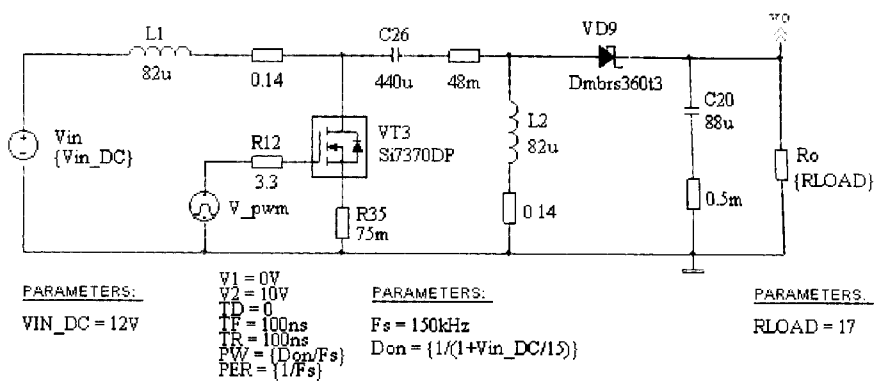


Рис. 9

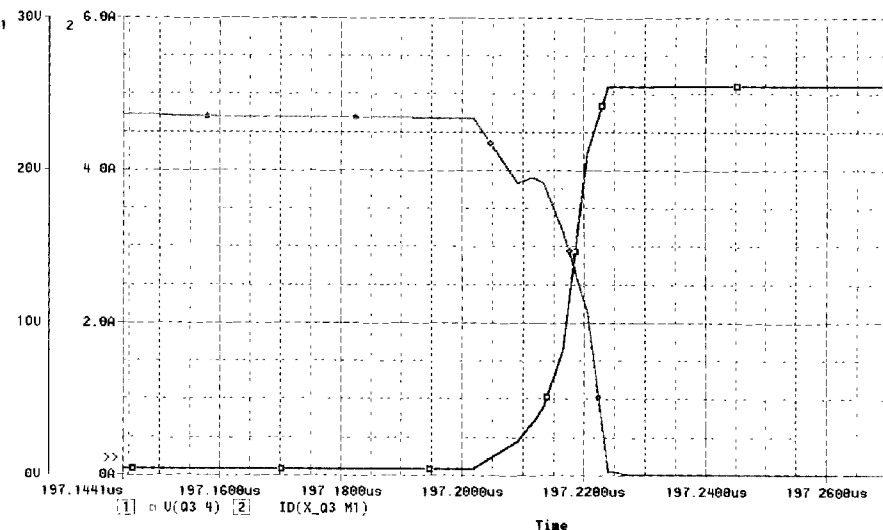


Рис. 10

Подынтегральная функция представляет собой произведение разности напряжений между стоком и истоком транзистора на ток стока, проинтегрированное на интервале времени 10 мс.

Аналогичным образом можно рассчитать мощность, потребляемую от входного источника питания V_{IN} , и мощность, рассеиваемую нагрузкой, что позволяет оценить КПД преобразователя:

$$\eta = \frac{S(V(Ro : 1) \times I(Ro))/10ms}{-S(V(Vin : +) \times I(Vin))/10ms},$$

где выражение в числителе — мощность, потребляемая нагрузкой, в знаменателе — мощность, потребляемая от входного источника питания (знак минус указывает направление тока вытекающего из источника питания).

Результаты расчета КПД по данным моделирования и экспериментальные данные, взятые из графиков в статье [3], приведены в табл. 4 для двух значений входного напряжения.

Сравнение значений КПД, полученных в результате моделирования и эксперимента, показывает достаточно близкое соответствие импульсной модели преобразователя своему реальному прототипу, что позволяет еще на этапе разработки оценить потери в силовых элементах и КПД изделия.

НЕПРЕРЫВНАЯ МОДЕЛЬ СИЛОВОЙ ЧАСТИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Непрерывная модель, известная также как усредненная модель, дополняет импульсную модель и позволяет

Таблица 4

Входное напряжение, В	Ток нагрузки, А	КПД, %	
		модель	эксперимент [3]
12	0,9	92	92
	1,5	89	90,5
24	0,9	94	92,5
	1,5	93	92,5

исследовать динамические свойства преобразователя. В непрерывной модели все процессы, связанные с переключением силовых элементов, заменяются усредненными функциями, что позволяет, во-первых, на два-три порядка сократить продолжительность временного анализа и, во-вторых, применить известные из теории цепей методы малосигнального частотного анализа.

На рис. 11 показана функциональная схема преобразователя SEPIC с учетом паразитных элементов (сопротивлений обмоток дросселей и ESR конденсаторов), а на рис. 12, 13 — эквивалентные схемы преобразователя в режиме непрерывных токов дросселей для двух интервалов периода коммутации, аналогично рассмотренной ранее упрощенной модели.

Для получения непрерывной модели необходимо составить уравнения цепей для каждого интервала и произвести усреднение за период коммутации.

Согласно второму закону Кирхгофа можно составить три уравнения для трех независимых контуров.

1) Для первого интервала (рис. 12):

$$V_{L1} = V_{in} - I_{L1} \times R_{L1} - (I_{L1} + I_{L2}) \times R_{on},$$

$$(I_{L1} + I_{L2}) \times R_{on} + I_{L2} \times (R_{C1} + R_{L2}) - V_{C1} + V_{L2} = 0,$$

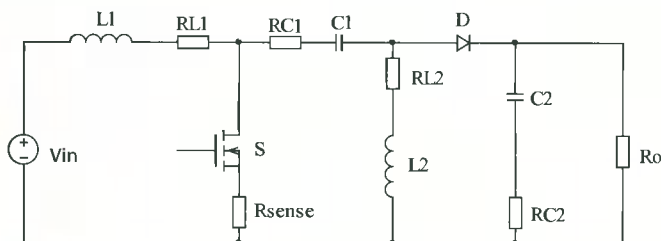


Рис. 11

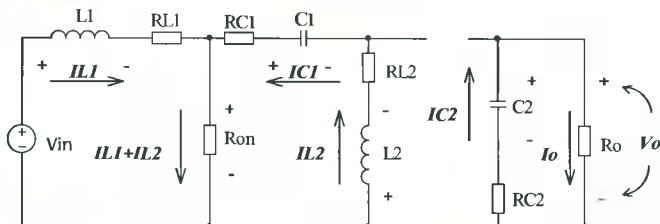


Рис. 12

$$V_{C2} - I_{C2} \times R_{C2} = V_O \rightarrow I_{C2} = \frac{V_{C2} - V_O}{R_{C2}}.$$

2) Для второго интервала (рис. 13):

$$V_{L1} = V_{in} - I_{L1} \times R_{L1} - I_{L1} \times R_{C1} - V_{C1} - V_D - V_O,$$

$$V_{L2} = -V_O - V_D - I_{L2} \times R_{L2},$$

$$V_{C2} + I_{C2} \times R_{C2} = V_O \rightarrow I_{C2} = \frac{V_O - V_{C2}}{R_{C2}}.$$

Согласно первому закону Кирхгофа можно составить четыре уравнения.

1) Для первого интервала (рис. 12):

USB-лаборатория как генерирует цифру

ПОДРОБНЕЕ
НА www.eliks.ru

ЛОГИЧЕСКИЙ
АНАЛИЗАТОР
АКС-3116

ГЕНЕРАТОР
ЦИФРОВЫХ
ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ
АНР-3616

- 16 каналов
- Объем буфера до 2 М выборок на каждый канал

- 16 цифровых каналов
- Длина памяти на канал 256 кбит

КОМБИНИРОВАННЫЙ
ПРИБОР
АКС-4116

Два независимых прибора в одном:
Логический анализатор АКС-3116
и Генератор цифровых последовательностей АНР-3616

«ЭЛИКС»: 115211, Москва, Каширское шоссе 57, корпус 5
Тел.: (495) 781-4969 (многокан.), 344-9765, 344-9766; факс 344-9810
E-mail: eliks-tm@eliks.ru Internet: www.eliks.ru



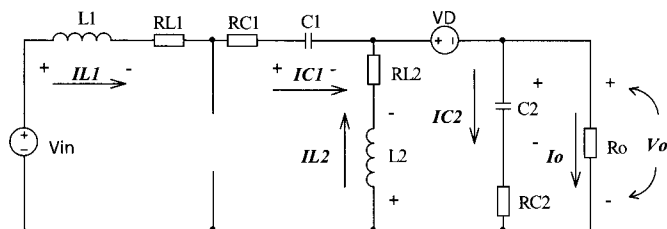


Рис. 13

$$I_S = I_{L1} + I_{L2},$$

$$I_{in} = I_{L1},$$

$$I_D = 0,$$

$$-I_{C1} = I_{L2},$$

$$I_O = \frac{V_O}{R_O} = -I_{C2}.$$

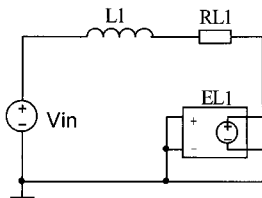
2) Для второго интервала (рис. 13):

$$I_{in} = I_{C1} = I_{L1},$$

$$I_D = I_{L1} + I_{L2},$$

$$I_S = 0,$$

$$I_O = \frac{V_O}{R_O} = I_{L1} + I_{L2} - I_{C2}.$$



$$EL1 = (I(L1)+I(L2))*Ron*v(Don)+(V(in)+Vd+V(vo))*(1-v(Don))$$

Рис. 14

Построение эквивалентной схемы можно рассмотреть на примере входной цепи, состоящей из входного источника постоянного напряжения, дросселя L1 с активным сопротивлением RL1 и ключа S1. Среднее за период T_s значение напряжения, приложенного к индуктивности L1, определяется следующим выражением:

$$\begin{aligned} \langle V_{L1} \rangle = & (V_{in} - (I_{L1} + I_{L2}) \times R_{on} - I_{L1} \times R_{L1}) \times \frac{t_{ON}}{T_s} + \\ & + (V_{in} - I_{L1} \times R_{L1} - I_{L1} \times R_{C1} - V_{C1} - V_D - V_O) \times \frac{t_{OFF}}{T_s}, \end{aligned}$$

где t_{ON} — длительность первого интервала, t_{OFF} — длительность второго интервала, символами $\langle \rangle$ обозначена функция усреднения:

$$\langle f(t) \rangle = \frac{1}{T_s} \times \int_0^{T_s} f(t) dt.$$

Для упрощения полученного выражения можно считать напряжение на проходном конденсаторе постоянным:

$$V_{C1} + I_{L1} \times R_{C1} \approx V_{in}.$$

Выразив отношения длительностей интервалов к периоду коммутации через коэффициент заполнения

$$\frac{t_{ON}}{T_s} = D, \quad \frac{t_{OFF}}{T_s} = 1 - D,$$

получим:

$$\begin{aligned} \langle V_{L1} \rangle = & V_{in} - I_{L1} \times R_{L1} - \{(I_{L1} + I_{L2}) \times R_{on} \times D - \\ & - (V_{in} + V_D + V_O) \times (1 - D)\}. \end{aligned} \quad (14)$$

Правая часть выражения (14) содержит три слагаемых. Первое из них — это входное постоянное напряжение V_{in} , которое можно представить на эквивалентной схеме в виде независимого источника напряжения V_{in} . Второе слагаемое — падение напряжения на активном сопротивлении дросселя $I_{L1} \times R_{L1}$. Третье слагаемое — источник напряжения EL1, величина которого (выражение в фигурных скобках) зависит от входного и выходного напряжений, коэффициента заполнения и средних значений токов в дросселях. Таким образом, эквивалентную схему входной цепи можно представить в виде, показанном на рис. 14, где зависимый источник EL1 представлен стандартным элементом программы PSpice — источником напряжения, управляемым напряжением (ИНУН).

В выражении зависимого источника напряжения EL1 использованы следующие обозначения:

- $I(L1)$, $I(L2)$ — средние токи дросселей L1, L2;
- R_{ON} — суммарное сопротивление открытого ключа и датчика тока ($R_{ON} = R_{DSON} + R_{SENSE}$);
- $v(D_{ON})$ — коэффициент заполнения D, имеющий размерность единиц напряжения.

Полярность источников напряжения в эквивалентной схеме определяется знаками слагаемых в выражении (14).

Аналогичным образом можно получить выражения для среднего напряжения дросселя L2 и средних токов конденсаторов C1, C2, ключа S1 и диода VD1:

$$\begin{aligned} \langle V_{L2} \rangle = & (V_{in} - (I_{L1} + I_{L2}) \times (R_{dson} + R_s) \times D - \\ & - ((V_O + V_D) - I_{L2} \times R_{L2}) \times (1 - D), \end{aligned} \quad (15)$$

$$\langle I_{C1} \rangle = (1 - D) \times I_{L1} + D \times (-I_{L2}), \quad (16)$$

$$\langle I_{C2} \rangle = -\frac{V_O}{R_O} + (1 - D) \times (I_{L1} + I_{L2}), \quad (17)$$

$$\langle I_D \rangle = (I_{L1} + I_{L2}) \times (1 - D), \quad (18)$$

$$\langle I_S \rangle = (I_{L1} + I_{L2}) \times D. \quad (19)$$

При переходе от импульсной модели к непрерывной было принято допущение постоянства коэффициента заполнения D, фактически являющегося функцией времени. Строго говоря, при усреднении произведения двух функций $\langle f(t) \times D(t) \rangle \neq \langle f(t) \rangle \times \langle D(t) \rangle$, что является причиной некоторой погрешности при вычислении коэффициента заполнения. Однако когда коэффициент заполнения является медленной, по сравнению с периодом коммутации, функцией времени, это не приводит к существенной погрешности.

Продолжение следует

Вячеслав Морозов,
г. Ростов-на-Дону

Рамочно-лучевая или настоящая ЕН антенна

В статье рассмотрены нестандартные идеи и способы построения эффективных антенн для относительно длинноволнового диапазона радиоволн.

Попытки создания эффективной электрически малой антенны с размерами, много меньшими длины волны, не прекращаются со времени зарождения радиотехники до наших дней. На заре беспроводной телеграфной связи Н. Тесла, А. С. Попов, Г. Маркони, Р. Фессенден и др. использовали длинные и сверхдлинные волны (ДВ и СДВ), на которых любая реальная антенна оказывалась электрически малой. Сразу же выяснилась недостаточная эффективность простого вертикального провода, и были предложены разновидности антенн с верхней емкостной нагрузкой. Ее делали в виде шара, горизонтальной части того же провода (Г- и Т-образные антенны), в виде ряда радиальных лучей (зонтичная антенна), либо в виде разветвленной «радиосети» из многих проводов, подвешенной на значительной высоте. Ввиду большой

емкостной нагрузки последний тип антенн иногда называли емкостными или конденсаторными.

Заметим, что в диапазоне СДВ земля — хороший проводник, и вдоль нее распространяется только волна с вертикальной поляризацией. Ее излучает лишь вертикальная часть. При большой емкостной нагрузке распределение тока равномерное, и действующая высота антенны h практически равна геометрической. Сопротивление излучения антенны R_s и КПД рассчитывают по формулам:

$$R_s = 1600(h/\lambda)^2,$$

$$\text{КПД} = R_s/(R_s + R_{\Pi}),$$

где λ — длина волны, R_{Π} — сопротивление потерь.

В силу свойства обратимости формулы верны как для передающих, так

и для приемных антенн. Под КПД понимают отношение мощности, принятой реальной антенной, к мощности, которую могла бы принять «идеальная» антенна, не имеющая потерь. Для малых антенн сопротивление излучения R_s низкое, обычно единицы и даже доли ома, поэтому мал и КПД.

Десятилетиями усилия проектировщиков антенн были направлены на снижение потерь, т. е. сопротивления R_{Π} . Наибольший вклад в R_{Π} вносят удлиняющие катушки, настраивающие антенну в резонанс, и системы заземления. Все это стало ясно уже в самом начале прошлого века после фундаментальных работ Абрахама и Рюденберга. Были предложены антенны с несколькими настроенными снижениями (Александрсон) и разветвленными системами заземлений, в ряде случаев также настроенных (Мейсснер). Для приемных антенн эти решения слишком сложны и дороги.

Физически низкое сопротивление излучения можно объяснить так: ток и напряжение на концах малой антенны сдвинуты по фазе на 90° (стоячая волна), следовательно, электрическое E и магнитное H поля в ближней зоне квадратурны. Для формирования по-

velleman

УНИВЕРСАЛЬНЫЙ ЛАБОРАТОРНЫЙ КОМПЛЕКС

Три прибора в одном!

Паяльная станция • Источник питания • Цифровой мультиметр



LAB1

Паяльная станция

- Напряжение паяльника: 24 В
- Керамический нагревательный элемент 48 Вт с датчиком температуры
- Температурный режим пайки: 150...450°C
- Бессвинцовая пайка
- В комплект входит губка для очистки жала и сменное жало

Цифровой мультиметр

- ЖК дисплей 31/2 разряда
- Автоматическая индикация полярности
- DCV 200 мВ 2 – 20 – 200 (8.5%) – 600 В (0.8%)
- ACV 200 – 600 В (1.2%)
- DCI 200 мкА – 2 – 20 – 200 мА (1%) – 10 А (3%)
- 200 Ом 2 – 20 – 200 кОм (0.8%) – 2 МОм (1%)
- Тест диодов и транзисторов
- Прозвон цепи на обрыв со звуковым сигналом
- Режим «Data hold» (сохранение данных)
- Класс защиты CATI 600 В, CATII 300 В

Источник питания

- Выбор выходного напряжения: 3 – 4.5 – 6 – 7.5 – 9 – 12 В пост. тока
- Выходной ток: 1.5 А
- Светодиодная индикация перегрузки
- Высокая стабильность, малый уровень пульсаций

ОТЛИЧНОЕ РЕШЕНИЕ ДЛЯ ДОМАШНЕЙ ЛАБОРАТОРИИ ИЛИ УЧЕБНОГО УЧРЕЖДЕНИЯ!



Москва, ул. Ивана Франко, д. 40, стр. 2 • Тел./факс: (495) 97-000-50 • E-mail: info@platan.ru

тока излучения, описываемого вектором Пойнтинга $\Pi = E \times H$, нужны синфазные компоненты. Они появляются довольно далеко от антенны, где поля, распространяющиеся с конечной скоростью, приобретают дополнительный сдвиг фаз. Он мал при малых размерах антенны, поэтому и излучение неэффективно, а сопротивление излучения мало.

В конце 80-х годов прошлого века большой интерес вызвали разработки шотландских профессоров Б. Стюарта и М. Хейтли нового типа малой антенны на скрещенных полях, названной ими Crossed Field Antenna или CFA. Основная концепция этой антенны — раздельное формирование вблизи антенны электрического E и магнитного H полей соответствующими элементами конструкции. При синфазности полей уже около самой антенны формируется поток излучения (вектор Пойнтинга Π), направленный вовне. Концепция не была одобрена многими авторитетами в области антенн, дискуссии продолжаются и поныне.

Тем не менее, М. Хейтли и его студент Ф. Каббари получили патент [1], была образована компания CFA Ltd и построены несколько антенн для СВ радиостанций (рис. 1).

В Египте и во Франции (Сан-Ремо) CFA показали неплохие результаты, тогда как в Германии (Ганновер) и в Австралии (вблизи Сиднея) работали плохо.

Дальнейшая модернизация CFA американцем Т. Хартом (W5QJR) привела к разработке в 1998 г. ЕН антенны, вызвавшей еще больший шквал неприятия и критики. Т. Харт — инженер, изобретатель и ветеран радио — также организовал компанию ЕН Antenna Systems, продает свои антенны радиолюбителям и ведет переговоры

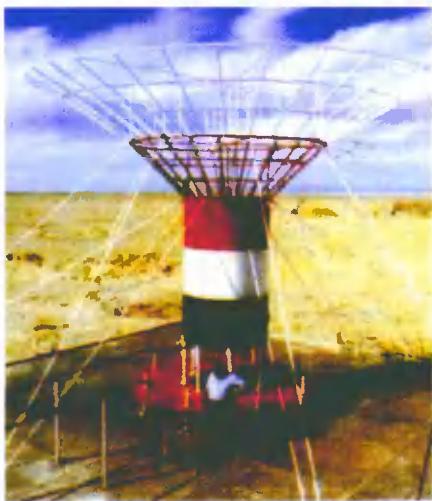


Рис. 1

с радиовещателями, впрочем, с переменным успехом. Отбрасывая заведомо восторженные и откровенно ругательные отзывы людей, построивших ЕН антенну, можно заключить, что она работает, но не так эффективно как хотелось бы. Большинство добросовестных исследователей отмечают ее проигрыш по сравнению с полуволновым диполем или четвертьволновым вертикалом в 10...20 дБ.

В концепции CFA и ЕН антенн есть еще один сомнительный момент — формирование поля H токами смещения, создаваемыми специальным элементом антенны — D-пластиной (рис. 2).

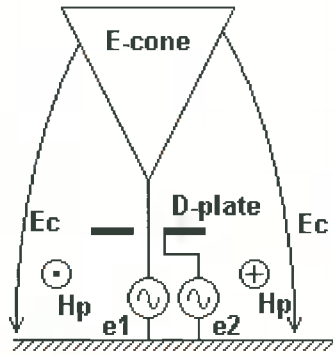


Рис. 2

По мысли авторов токи смещения между пластиной и землей создают кольцевое магнитное поле H_p . Взаимодействуя с электрическим полем верхнего цилиндра или конуса E_c , оно и создает поток Π , направленный радиально от антенны. Как отмечали критики из электронного журнала «AntenneX» эти рассуждения неполны и несколько наивны. В частности, они совершенно не учитывают полей проводов, подводящих энергию от квадратурных источников $e1$ и $e2$.

Рассмотрим более детально поле D-пластины (рис. 3).

Ток проводимости от источника $e2$ и токи смещения от пластины на землю образуют тороидальную систему токов, формирующих кольцевой магнитный поток H_p отнюдь не снаружи, как на рис. 2, а внутри под пластиной. По принципу непрерывности тока площадной интеграл (поток) от плотности тока смещения под пласти-

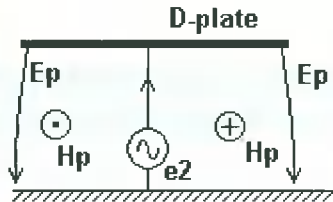


Рис. 3

ной в точности равен току источника $e2$, поэтому поле H вне этой системы токов если и будет, то очень малым.

Поле H_p под пластиной никак не может взаимодействовать с E_c , поскольку пластина же его и экранирует. Влияние D-пластины на работу CFA сводится к внесению в цепь питания E-конуса некоторого импеданса, зависящего от настройки цепи питания пластины. При настройке ее в резонанс вполне возможно увеличение импеданса антенны и расширение ее полосы, как в системе связанных контуров, что и отмечали авторы.

Таким образом, в CFA скорее всего излучает E-конус, как короткий толстый вертикал, противовесом которому служит крыша здания, покрытая медными листами (рис. 1), и система заземления, о которой авторы даже не упоминают, но которая, очевидно, имеется и увеличивает действующую высоту антенны вдвое, если не больше. Это приводит к росту сопротивления излучения вчетверо, что учитывая малое активное сопротивление объемных элементов CFA, значительно увеличивает КПД даже при малых по сравнению с длиной волны размерах антенны.

Теперь обратимся к обобщенному анализу двойных, двухэлементных или двухэлектродных (устоявшегося названия еще нет) малых антенн. Если две антенны $A1$ и $A2$, каждая со своим источником (которые когерентны), совмещены в пространстве, решающее значение приобретает соотношение фаз источников. Суммарная плотность потока энергии (вектор Умова-Пойнтинга Π) в каждой точке пространства может быть найден по принципу суперпозиции полей:

$$\begin{aligned} \Pi &= (E1 + E2) \times (H1 + H2) = \\ &= E1 \times H1 + E2 \times H2 + E1 \times H2 + \\ &\quad + E2 \times H1. \end{aligned}$$

Если первые два слагаемых в правой части описывают взаимодействие собственных полей каждой антенны, то последние два — взаимодействие электрического поля одной антенны с магнитным полем другой. Это и есть те скрещенные поля (Crossed Fields), которые хотели использовать авторы CFA с целью эффективного формирования вектора Пойнтинга. Однако для этого $E1$ должно быть синфазно (или противофазно) с $H2$, следовательно антенны $A1$ и $A2$ должны возбуждаться в квадратуре. Из фазовой диаграммы на рис. 4 видно, что если колебания $E1$ и $H2$ синфазны и дают вектор Π , направленный

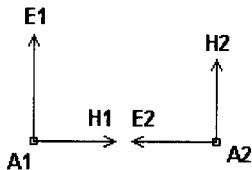


Рис. 4

от антенны, то E_2 и H_1 противофазны и дают вектор Π , направленный противоположно, т. е. к антенне.

Следовательно, для получения заметного результата от скрещенных полей, необходимо использовать существенно разные антенны A_1 и A_2 , такие, чтобы у одной преобладало электрическое поле, а у другой — магнитное.

Этот случай показан на рис. 5, где антенна A_1 магнитная, а A_2 — электрическая.

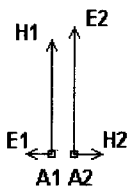


Рис. 5

Кстати, авторы [1] тоже начинают описание с комбинации рамочной и конденсаторной антенн (правда, с ошибками). Но подобная комбинация электрической и магнитной (штыревой и рамочной) антенн давно и хорошо известна. При очень малых по сравнению с длиной волны размерах антенной системы она дает направленный прием с кардиоидной диаграммой направленности (ДН), чего не предусмотрели авторы СФА. До сих пор эти антенны используют в радиопеленгации, в частности, в популярных соревнованиях «охота на лис». В диапазоне длин волн 80 м размеры антенн могут быть менее 1 м.

Обычно формирование кардиоидной ДН объясняют суммированием круговой ДН штыря и «восьмерочной» ДН рамки. Но возможно и другое объяснение (рис. 6).

Вертикальное электрическое поле штыря E_C взаимодействует с горизонтальным магнитным полем рамки H_P , создавая однонаправленный поток излучаемой мощности Π . При этом как раз эффективно действует кросс-поле $E_C \times H_P = \Pi$.

Для получения более равномерного распределения тока в штыре его следует оснастить емкостной нагрузкой C . Штырь настраивается в резонанс индуктивностью, включенной между ним и землей (противовесом), а рам-

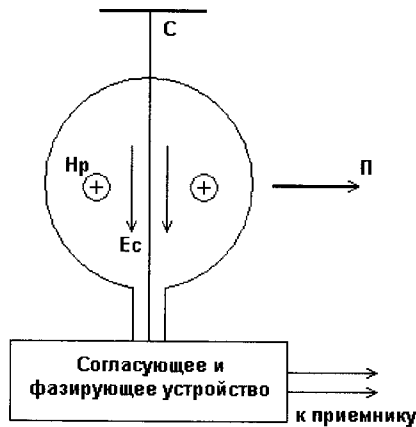


Рис. 6

ка — емкостью, включенной между ее выводами. Эти элементы расположены в согласующе-фазировочном устройстве. Его задача — сложить сигналы штыря и рамки со сдвигом фазы 90° и равными амплитудами для получения нуля в кардиоидной ДН. При выполнении этих задач в пеленгаторах обычно не считаются с потерями, компенсируя их усилением приемника.

Перед автором стояла несколько другая задача. Уже многие годы экспериментируя с громкоговорящим детекторным приемом в Москве и области, где есть мощные радиостанции ДВ и СВ диапазона, хотелось создать антенну, отдающую возможно большую мощность в приемник, не слишком усложняя и удорожая ее конструкцию. Прежние попытки использовать различные комбинации двух антенн по большей части не приводили к желаемому результату. Настройка второй антенны в резонанс чаще всего вызывала «отсос» мощности из первой, т. е. второй антенный контур работал как режекторный. Наконец, на базе описанных выше общих соображений, а также исследований ближнего поля наклонный луч длиной около 12 м с гайкой на конце (рис. 7), заброшенный на соседнюю березу.

На этот луч громко принимают радиостанции «Маяк» на частоте 549 кГц и тише — «Радио Подмосковья» (846 кГц). Противовесом служит домашняя сеть водяного отопления. Сам приемник описан неоднократно, например в [3].

Замысел эксперимента был прост — повесить еще один луч с емкостной связью со стволом дерева и сравнить их работу, в качестве конденсатора

связи вокруг ствола намотать десяток витков мягкого алюминиевого провода от трансформатора питания лампового телевизора. Один конец провода был закреплен на окне. Из-за погодных условий не удалось поднять провод на самый верх, пришлось обернуть его вокруг ствола несколько ниже. Катушка с проводом выпала из рук и размотался до земли. Было принято решение испытать получившуюся антенну, ведь уже готова верхняя половина большой рамки с размерами около 10×10 м! Остаток провода был проведен прямо по земле (точнее, по снегу) к окну.

Рамка принимала немного слабее, чем луч с противовесом, что и понятно, поскольку ее верхняя точка была ниже. Еще раз подтвердилась эквивалентность электрических и магнитных антенн, о которой автор писал уже давно. Но самым интересным оказался другой эффект. При обычном приеме на луч, как показано на рис. 7, настройка рамки в резонанс значительно улучшала прием. Напряжение на выходе детектора возрастало на 20...30 % (с 5 до 6,5...7 В) а ток в усилителе, питаемый принятой энергией — в полтора раза (с 0,1 до 0,15 мА).

Подключать рамку куда-либо или заземлять не нужно — это только ухудшает прием. Повезло также и в том отношении, что радиостанция «Маяк» вещает с мощностью 75 кВт на частоте 549 кГц из п. Чкаловский, находящегося в 28 км к северу от места расположения приемника, а луч и рамка направлены от окна примерно на юг. Аналогичный эффект получен и при настройке на другую, хорошо слышимую станцию на частоте 846 кГц (ее мощность и расположение автору неизвестны). Простейшее объяснение эффекта таково — перед рамочной антенной ее собственное электрическое поле синфазно с приходящим и усиливает его [2]. Как раз здесь и расположена вертикальная часть лучевой антенны.

Таким образом, эксперименты привели к созданию «нового», а на самом деле «хорошо забытого старого» типа малой антенны, использующей энергию как электрической (луч), так и магнитной (рамка) компонент приходящего поля. Перекачка энергии из рамки в луч происходит также через поле — ведь луч проходит невысоко, около 1...1,5 м над верхней стороной рамки. Заметим, что при строгой симметрии антенн (рис. 6) электромагнитной связи между ними нет. При смещении же рамки в сторону от вер-

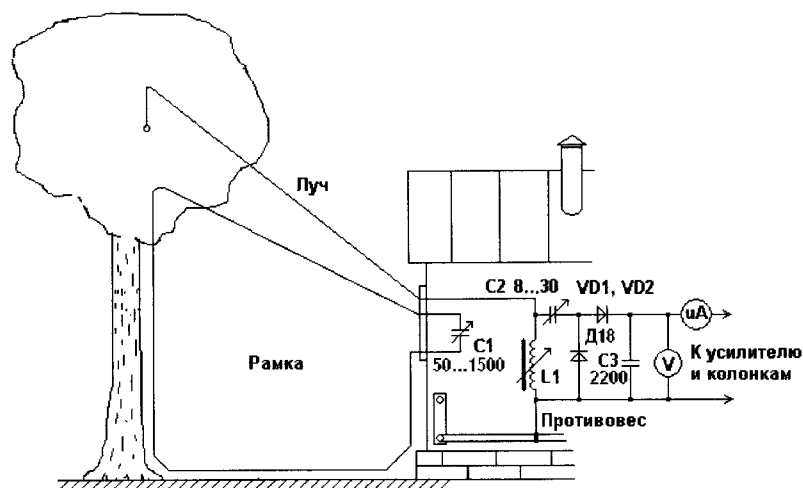


Рис. 7

тикальной части луча (рис. 7) появляется емкостная связь луча с верхней стороной рамки и индуктивная связь, поскольку часть магнитного поля снижения проходит сквозь рамку.

Необходимый фазовый сдвиг 90° получается естественным образом, как в двух связанных и настроенных на одну и ту же частоту колебательных контурах. Заметим, что объем, занимаемый в пространстве комбинированной рамочно-лучевой (РЛ) антенной, не больше, чем у луча или рамки, а КПД выше. Возможно, у нее больше прав называться Crossed Fields (CFA) или EH антенной, чем у малагабаритных конструкций из двух цилиндров или двух рамок.

Последующее компьютерное моделирование РЛ антенны с помощью программы MMANA полностью подтвердило эксперимент. Компьютерная модель РЛ антенны показана на рис. 8.

Длины вертикальной и наклонной части луча были выбраны по 10 м, размер рамки 8×8 м. Для настройки на среднюю частоту СВ диапазона 1 МГц потребовалась индуктивность $L1$ около 300 мкГн и емкость $C1$ около 450 пФ. Потери в катушке учитывались подбором ее добротности Q в диапазоне 30...50, потери в рамке — выбором материала и диаметра ее провода ($A1 \propto$

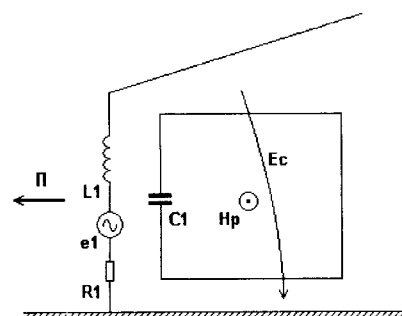


Рис. 8

0,8 мм), потери в заземлении и окружающих предметах — резистором $R1$ (50...200 Ом). При точной настройке луча и рамки в резонанс получается близкая к кардиоидной ДН с отношением излучения вперед/назад (F/B) до 6...8 дБ. Если точку питания перенести из луча в рамку, направление излучения изменяется на противоположное, а входное сопротивление уменьшается в несколько раз при сохранении прочих особенностей.

Особенно интересно ведет себя входное сопротивление антенны в области резонанса. Активная часть значительно возрастает, в некоторых случаях в 5...10 раз. Реактивная часть обращается в нуль трижды — на центральной частоте и при расстройках на $\pm 10...20$ кГц. Частотные характеристики входного импеданса приобретают вид, типичный для двухконтурного полосового фильтра, теория которого хорошо изложена в учебниках электро- и радиотехники, при этом полоса антенны расширяется.

Несколько слов о соотношении потерь в луче и рамке. Они должны быть примерно одинаковыми. Если взять «хороший» луч с малыми потерями (например $R1 = 0$, $Q = 300$), настройка рамки в резонанс приведет к ухудшению его работы из-за потерь в рамке. В противоположном случае «плохого» луча ($R1 > 200$ Ом, $Q < 30$) «хорошая» рамка улучшит его работу, что скажется на модели в существенном увеличении выигрыша всей антенны, но ДН станет такой же, как у рамки, т. е. с максимумом в зенит, что неблагоприятно для передачи или приема в направлении на горизонт. Реальный выигрыш от применения РЛ антенны представляется в пределах 2,5...3 дБ. Он обусловлен двумя факторами — появлением направлен-

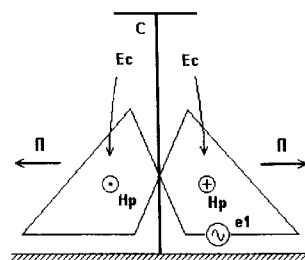


Рис. 9

ности и повышением КПД луча из-за роста его сопротивления излучения.

Описанную концепцию можно применить и к всенаправленным антеннам. В этом случае нужно несколько (3...4) рамок, расположенных симметрично относительно заземленного вертикала (рис. 9).

Рамки можно соединить как параллельно, так и последовательно. В последнем случае они образуют тороидальную обмотку, «надетую» на вертикал. Здесь тоже нет ничего нового, поскольку давно известен способ возбуждения заземленных вертикальных мачт малой тороидальной обмоткой у основания. Отличие в том, что здесь размер тора не мал, и его поле активно участвует в излучении.

Элементы настройки вертикала (индуктивность) и тора (емкость) не показаны — они такие же, как и в предыдущем случае. Эту антенну можно назвать тороидально-емкостной (ТЕ). Она может быть полезна для уменьшения потерь в недостаточно хорошей заземляющей структуре вертикала за счет роста его сопротивления излучения при настройке тора в резонанс. Известно, что для уменьшения потерь в заземлении вокруг основания вертикала закапывают до 120 радиальных проводов. Возможно, что аналогичного увеличения КПД удастся достичь значительно более дешевым способом, развесив 3...4 рамки на растяжках вертикала. ТЕ антенна нуждается в дальнейших исследованиях.

ЛИТЕРАТУРА:

1. Hately M., Kabbary F. Radio Antennas. US Patent # 5 155 495.
2. В. Поляков. О ближнем поле приемной антенны. — Схемотехника, 2006, № 3, с. 35—37 и № 4, с. 38—40.
3. В. Т. Поляков. Техника радиоприема. Простые приемники АМ сигналов. — М.: ДМК Пресс, 2001.

Владимир Поляков, RA3AAE
г. Москва

Квазирезонансное усиление низких частот в многокаскадных усилителях

За счет интерференции токов каскадов в шинах питания возникает квазирезонансное усиление низких частот. Это позволяет проектировать селективные усилители инфранизких частот с добротностью, превышающей 1000.

Особенность ситуации в том, что упомянутый эффект «был у всех на виду». Действительно, исследователи, измеряя амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) многокаскадных усилителей, отмечали в области низких частот (НЧ) «горбики» (рис. 1, 2), но объясняли аномалии погрешностями опытов, помехами, наводками и т. п. Низкочастотный подъем АЧХ особенно характерен для усилителей с межкаскадным сопротивлением R более 0,1 Ом.

Измерения нерегулярно индицируют «горбики» АЧХ — на одних образцах усилителей «горбики» едва различимы, на других они выражены ярче. Только после математического моделирования выясняются причины неповторяемости эффекта. Оказывается, что в диапазоне частот 0,1...10 Гц добротности квазирезонансов могут превышать 1000, но только при одинаковых каскадах усилителя. Этим объясняется нерегулярность (псевдослучайность) измерений, поскольку:

- редко удается выполнить реальные каскады одинаковыми;
- нет измерителей АЧХ для частот 0,1...10 Гц с временем анализа около часа;
- ВЧ-выброс АЧХ незаметен на фоне емкостной нагрузки последнего каскада.

Тайну эффекта можно выяснить, выполняя физико-математические исследования усилителя на рис. 1. Сначала измеряются АЧХ реальных усилителей (физический эксперимент), затем измерения повторяют с помощью программы анализа электронных схем (математический эксперимент). Математический эксперимент позволяет убедиться, что квазирезонансы в диапазоне частот 0,1...10 Гц вполне реальны, их добротности могут превышать 1000.

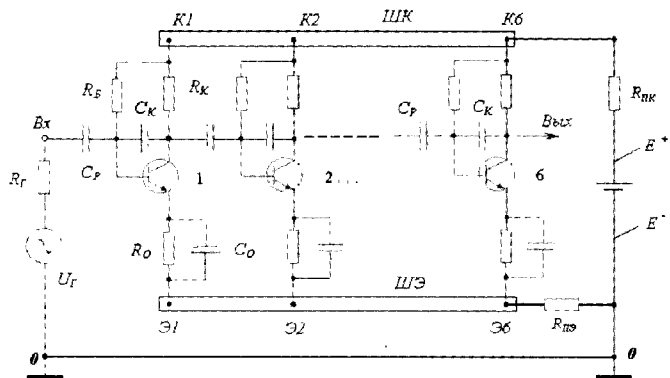


Рис. 1

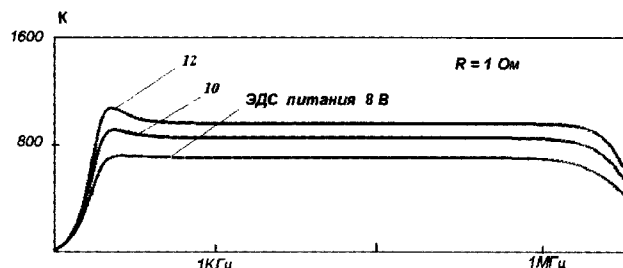


Рис. 2

Объект исследования — шестикаскадный усилитель, состоящий из одинаковых каскадов, как показано на рис. 1. Шины (проводники), соединяющие коллекторные, эмиттерные цепи каскадов (К, Э) с источником питания E , обозначены ШК, ШЭ. Для низких частот шины эквивалентны R -сеткам. На рис. 1 показаны сопротивления генератора сигнала R_f , источника питания, емкости коллектор-база транзисторов C_k , емкость нагрузки последнего каскада C_n . Выделены сопротивления, соединяющие узлы Э6, К6 с источником питания — $R_{пэ}$, $R_{пк}$.

Переменные токи каскадов протекают по резисторам шин и создают суммарное напряжение, которое возвращается на базы транзисторов. Возникает множество обратных связей, влияющих на усиление и форму АЧХ усилителя.

Отметим роль соединителей (коннекторов) $R_{кон}$ (на рис. 1 это $R_{пэ}$, $R_{пк}$, соединяющие Э6 с E^- , К6 с E^+). Через коннекторы протекают токи всех каскадов, влияние их на АЧХ усилителя максимально, поэтому вначале исследований следует установить $R_{кон}$ равными нулю, затем выяснить их влияние на АЧХ, увеличивая $R_{кон}$.

Рассмотрим «нулевой вариант» (0-вариант) — усилитель, в котором сопротивления шин равны нулю. В нашем случае это множество проводников, соединяющих каждый коллектор, каждый эмиттер каскада, генератор сигнала с общим узлом 0. Сопротивления $R_{пк}$, $R_{пэ}$ для 0-варианта тоже равны нулю. При этом каскады не влияют друг на друга через сопротивления шин. Энергия усиленного сигнала с выхода на вход проходит только через емкости C_k , C_p , C_n ... Частотная характеристики 0-варианта при ЭДС питания 10 В, $R = 0$, показана на рис. 2. Она повторяется на фоне других АЧХ для отличия испытываемой схемы от 0-варианта.

РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ

Амплитудно-частотные характеристики усилителей, полученные экспериментально, хорошо воспроизводятся на компьютере, если программа анализа [2] настроена на реальный объект. Приведенные ниже результаты справедливы для однородного шестикаскадного усилителя без эмиттерного повторителя на выходе (рис. 1).

Чем больше сопротивление шин питания каскадов R , тем заметнее выброс АЧХ в области НЧ (рис. 3).

Увеличивая R , можно наращивать квазирезонансное усиление в тысячи раз и выявить критическую величину R ,

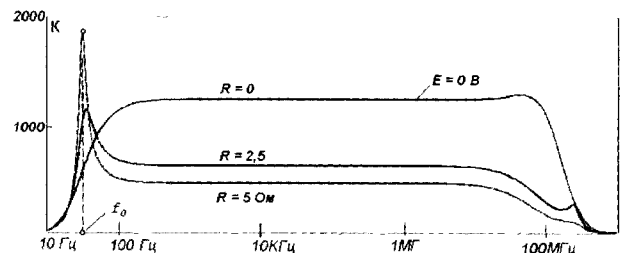


Рис. 3

выше которой усилитель самовозбуждается, превращаясь в многофазный мультивибратор [4].

Следует указать, что программа анализа электронных схем в режиме измерения АЧХ выдает ложные результаты, если анализ делается за критическим усилением, при $kB > 1$. Это поясняет формула:

$$K = k / (1 - kB),$$

где K , k , B — соответственно коэффициенты передачи системы с положительной обратной связью, усилителя, обратной связи (возврат энергии с выхода на вход по цепи обратной связи). При $kB > 1$ усиление формально должно стать отрицательным, но программа анализа выдает модуль коэффициента передачи напряжения, т. е. изображает несуществующие АЧХ при $kB > 1$.

Низкочастотный квазирезонанс не удастся объяснить с позиции «постоянных времени цепей» $\tau = CR_{ВХ}$; $2\pi f_0 = 1/\tau$. Система обратных связей порождает зависимость входных сопротивлений каскадов $R_{ВХ}$ от частоты и скачки фазы (рис. 4). Поэтому можно говорить лишь об эквивалентном τ скрытой цепи n -го порядка. Это τ определяют также межкаскадные емкости, сопротивления шин, параметры транзисторов и т. п. В данном случае происходит интерференция токов каскадов, взаимодействующих через R -сетки шин, подводящих питание каскадам.

Если уменьшать емкости C_p (рис. 1), то квазирезонанс перестает быть низкочастотным. На рис. 5 показаны АЧХ усилителей с добротностью более 5000 в диапазоне частот 1 Гц...100 кГц.

Выполнены две серии опытов с разделительными емкостями: 0,2; 0,4; 0,6; 0,8; 1 нФ и 0,2; 0,4; 0,6; 0,8; 1 мкФ. Отмечен закон пропорциональности. В первой серии опытов для емкостей 2...10 нФ квазирезонансные частоты 144; 72; 48; 36; 29 Гц. Для второй серии при емкостях, измеряемых в мкФ, получаем квазирезонансы 144, 72, 48, 36, 29 Гц. Добротности АЧХ равны квазирезонансным коэффициентам усиления. К примеру, на частоте 2,9 Гц добротность не хуже 6000.

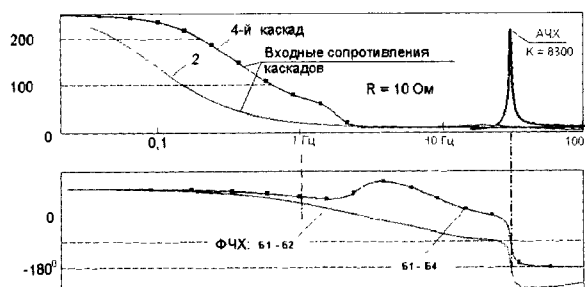


Рис. 4

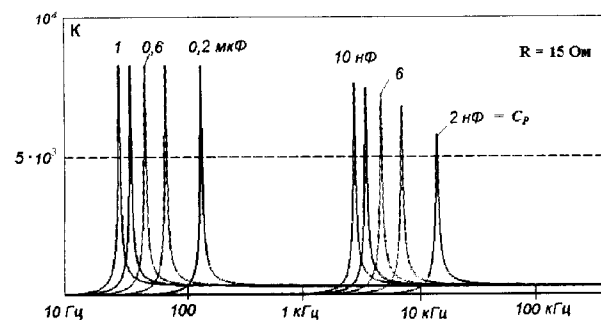


Рис. 5

ВЛИЯНИЕ КОННЕКТОРОВ

Влияние коннекторов $R_{ПЭ}$, $R_{ПК}$ показано на рис. 6, 7.

В области средних частот коннекторы подавляют усиление, на низких и высоких частотах создают дополнительные выбросы АЧХ.

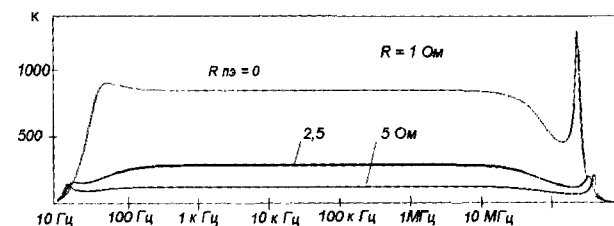


Рис. 6

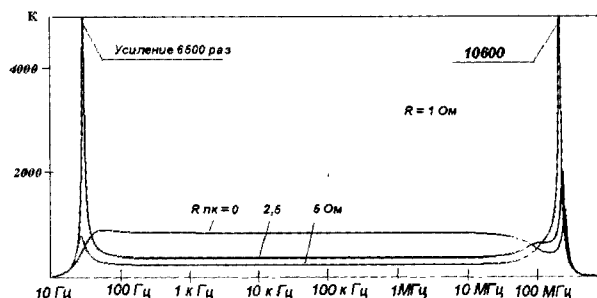


Рис. 7

Программа MICROCAP предлагает нам идеальные измерительные приборы, лишенные входных емкостей и т. д. При натурных измерениях ВЧ-выброс АЧХ «10600» на частоте более 100 МГц (рис. 7) вырожден до малого всплеска из-за емкостей детектора измерителя АЧХ. Чтобы наблюдать выброс «6500 раз» в НЧ-диапазоне 0,1...100 Гц понадобится время анализа АЧХ более 10 минут. При быстрой девиации частоты измерителя АЧХ выброс «6500 раз» проявит себя лишь как слабый «горбик».

ОДИНАКОВОСТЬ КАСКАДОВ

Одинаковость — важное условие для НЧ-квазирезонансов. Так, если в шестикаскадном усилителе на рис. 1 выбрать емкости разделительных конденсаторов 1, 2, 1, 2, 1, 2 мкФ, то НЧ-выброс на АЧХ исчезает. И действительно, процессы интерференции уверенно наблюдаются только в однородных средах (в нашем случае среда — многокаскадный усилитель).

ФИЗИЧЕСКИЙ ЭКСПЕРИМЕНТ

При измерении АЧХ усилителей следует использовать приборы серии X1 — X1-27, X1-46 для частот диапазона 20...200000 Гц; X1-30, X1-43 для диапазона 0,1 ... 1500 МГц [1]. Детекторную головку этих измерителей АЧХ следует заменить детектором из миниатюрных элементов и поместить детектор на плату исследуемого усилителя. Диод детектора смещается током 1 мкА. Следует отметить, что частотно-модулированное напряжение на выходе приборов X1-27 и т. п. содержит до 25 % гармоник, поэтому АЧХ колебательного контура резонансной частоты F изображается на экране индикатора еще и на частотах $F/2$, $F/3$, $F/4$ с ослаблением.

МАТЕМАТИЧЕСКИЙ ЭКСПЕРИМЕНТ

Программу анализа электронных схем (MICRO-CAP-6 и т. п.) [2] следует настроить на реальные транзисторы. Для

этого измеряются параметры транзисторов, их вольтамперные характеристики, емкости, частоты f_a . Затем параметры транзисторов вносятся в библиотеку программы, составляются соответствующие тест-схемы для измерения параметров «машинных» транзисторов. Программа считается настроенной, если параметры «машинных» транзисторов совпадут с параметрами реальных транзисторов.

КОНСТРУКЦИЯ

Конструкции усилителей-микросборок для реальных измерений показаны в [3]. В усилителях из навесных элементов применялись транзисторы КТ355А, КТ363Б, диод КД514А, печатная плата размерами 120×60×1 мм, медная фольга толщиной 50 мкм, штыри монтажные 10×1 мм, резисторы МЛТ-0,125.

Для шестикаскадного усилителя на рис. 1 $R_1 = 50 \text{ Ом}$; $R_B = 510 \text{ кОм}$; $R_K = 300 \text{ Ом}$; $R_0 = 75 \text{ Ом}$; $C_0 = 42 \text{ пФ}$, КДК; $C_p = 1 \text{ мкФ}$; емкость транзистора $C_K = 2 \text{ пФ}$; емкость детектора измерителя АЧХ $C_H = 1 \text{ пФ}$; $E = 10 \text{ В}$; токи эмиттеров транзисторов 1,8 мА.

Запись $R = 1 \text{ Ом}$ означает, что сопротивление шины питания на участке от первого каскада до второго, равно 1 Ом, между первым и третьим каскадом сопротивление 2 Ом и т. д.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Наиболее эффективен метод исследования, совмещающий физический и математический опыты. Он позволяет выявить интерференцию токов каскадов в шинах питания. Поняв причину КРУНЧ-эффекта, можно создавать миниатюрные узкополосные фильтры инфранизких частот. В [5] описаны схемы питания, улучшающие устойчивость многокаскадных усилителей без экранов, перегородок, фильтров за счет «схемотехники земли» и организованной интерференции токов каскадов.

КРУНЧ-эффект является причиной НЧ-фона в звуковых усилителях. Советы настройщиков «искать место подключения минус-провода источника питания на шасси усилителя; тянуть по два провода питания к каждому каскаду; иметь источник питания с минимальным внутренним сопротивлением», — вполне обоснованы.

ЛИТЕРАТУРА:

1. В. А. Кузнецов и др. Измерения в электронике: Справочник. — М., Энергоатомиздат, 1987.
2. В. Д. Разевиг. Система схемотехнического моделирования MICRO-CAP 6. — М., Горячая линия — Телеком, 2001.
3. Г. Ф. Прищепов, Т. М. Прищепова. Экономичные пленочные УПЧ. Микроэлектроника и полупроводниковые приборы. — М., Радио и связь, 1981. с. 229—233.
4. Я. Е. Беленький. Многофазные релаксационные схемы на транзисторах. — М., Связь, 1972.
5. Г. Ф. Прищепов. Питание многокаскадных усилителей. — Схемотехника, 2006, № 5, с. 22—25.

Геннадий Прищепов,
г. Таганрог

Повышение надежности передачи пакетов данных в режиме CBR

Режим CBR (Constant Bit Rate) передачи данных с постоянной скоростью преимущественно используют при трансляции через транспортную сеть видео- и аудиоданных в реальном времени. Особенность этого режима заключается в гарантированном постоянстве скорости выходного потока данных при постоянной скорости входного потока. Несоблюдение режима CBR повлекло бы на приемной стороне искажения изображения и звука, например, в виде их «дрожания» даже при отсутствии ошибок в линии связи. Ошибки в линии связи значительно снижают качество работы такой транспортной системы. Исправить эти ошибки или по меньшей мере уменьшить их интенсивность без нарушения ритма передачи потока данных — непростая задача. В статье рассмотрен новый способ ее решения.

приостановками передачи. Тем не менее, можно предотвратить такие разрывы, если воспользоваться описанным в [2] способом исправления ошибочных пакетов.

Рассмотрим систему передачи данных, показанную на рис. 1.

Система содержит телекоммуникационные устройства А и В, например, модемы, соединенные линией связи. Далее будет рассмотрено только одно направление передачи данных — со входа устройства А на выход устройства В. Передача данных в обратном направлении может осуществляться аналогично.

Основное требование, предъявляемое к системам, работающим в режиме CBR, заключается в поддержании постоянства скорости V потока данных DOUT, выходящих из приемного устройства В. Эта скорость в

Известно, что одиночные ошибки, возникающие в линии связи, приемник может исправлять «на лету», если каждый передаваемый пакет содержит избыточные биты, например, корректирующий код CRC. Однако ошибки высокой кратности исправлять «на лету» гораздо сложнее [1]. Обычно полагают, что повторная передача ошибочных пакетов неприменима в режиме CBR, т. к. недопустимы даже кратковре-

менные разрывы выходного потока данных, связанные с вынужденными

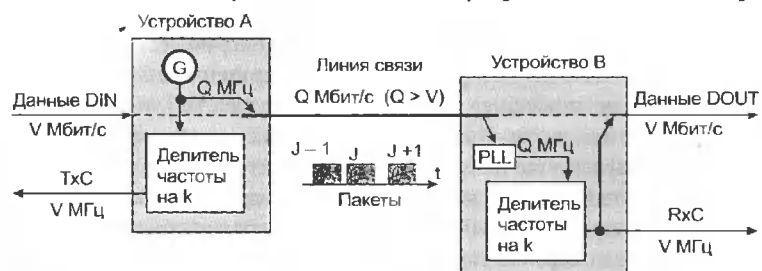


Рис. 1

идеальном случае должна в точности совпадать со скоростью поступления входных данных D_{IN} . В приведенном примере это условие выполнено, т. к. работа всей системы передачи данных синхронизируется от общего генератора G синхросигнала.

Отметим, что скорости втекающего и вытекающего потоков данных при передаче оцифрованных речевых сигналов могут незначительно различаться. При этом компенсация различия скоростей может осуществляться на приемной стороне благодаря незаметному на слух сжатию или расширению пауз между словами или фонемами [3].

Генератор G формирует непрерывную последовательность импульсов со скважностью, равной двум, и частотой Q МГц. Эта частота определяет скорость передачи данных по линии связи (Q Мбит/с).

Сигнал с выхода генератора G проходит через делитель частоты с коэффициентом деления, равным k , и поступает на выход устройства A в виде сигнала TxC частотой V МГц. Этот сигнал предназначен для синхронизации внешнего источника данных (на рис. 1 не показан). Под управлением сигнала TxC внешний источник формирует непрерывный битовый поток данных D_{IN} со скоростью V Мбит/с. Коэффициент деления k может быть небольшим, например, равным 1,05, так что скорость передачи битов по линии связи может лишь незначительно превышать скорость поступления входных данных D_{IN} .

В устройстве B из принимаемого по линии связи потока битов с помощью генератора PLL [3] с фазовой автоподстройкой частоты выделяется синхросигнал с частотой Q МГц. После прохождения через делитель частоты этот сигнал поступает на выход синхронизации устройства B и задает скорость выдачи битового потока данных D_{OUT} .

Отсюда следует, что скорости потоков данных D_{IN} и D_{OUT} в точности равны, а скорость потока битов в линии немного выше.

Устройство A формирует пакеты данных, временно размещает их в своей буферной памяти (на рис. 1 буферная память не показана) и отправляет их в линию связи. Каждый пакет содержит служебные данные и очередной фрагмент полезных данных D_{IN} , состоящий, например, из 800 бит. Благодаря тому, что скорость передачи данных по линии в достаточной

мере превышает скорость поступления данных D_{IN} , между передаваемыми по линии пакетами ($J-1$, J , $J+1$) имеются временные зазоры, заполненные пустыми (флаговыми) байтами. Пакеты могут следовать друг за другом и без зазоров, если, как показано далее, необходимо ускоренное рассасывание содержимого буферной памяти устройства A после устранения ошибок передачи.

Сеанс связи между устройствами A и B начинается с установления синхронизации между ними на уровне битовых временных интервалов, например, после включения напряжения питания ранее отключенного от системы устройства. В результате взаимодействия устройств A и B их составные части переходят в точно согласованный по частотам режим работы.

Далее устройства A и B формируют пакеты данных и обмениваются ими по линии связи в соответствии с некоторым протоколом. В данном случае нас интересуют только те процессы, которые имеют прямое отношение к переносу непрерывного потока данных с входа системы на ее выход.

К ним, прежде всего, относится процесс формирования пакетов устройством A . Каждый пакет содержит служебные данные — флаг начала, заголовок, контрольную сумму CRC и поле полезных данных, в котором размещено заданное число битов из потока D_{IN} . Размещение фрагментов потока D_{IN} в полях данных пакетов не связано с истинными границами байтов в этом потоке. Число битов поля данных пакета может быть не кратным восьми.

Устройство B распознает пакеты, выделяет из них поля данных, стыкует эти поля и формирует непрерывный битовый поток D_{OUT} , тождественный потоку D_{IN} . Таким образом, система передачи данных прозрачна по отношению к передаваемым через нее потокам видео- и аудиоданных и по существу функционально эквивалентна кабелю, соединяющему ее вход с выходом.

На рис. 2, а показан процесс передачи пакетов данных в отсутствие ошибок, на рис. 2, б—г — при удачных завершениях серий повторной передачи пакета J , на рис. 2, д — при неудачных попытках повторной передачи пакета J .

В исходном состоянии блок буферной памяти устройства A (для краткости — буфер A) пуст, либо временно содержит только один пакет

(рис. 2, а). Буфер B полностью заполнен, либо временно содержит одну незаполненную ячейку размером в один пакет. На рисунке буферы A и B типа FIFO [3] показаны в виде резервуаров, в которые жидкость втекает сверху и вытекает снизу.

В установившемся режиме при отсутствии ошибок в линии связи устройство A компонует очередной пакет и помещает его на дно буфера A , который к этому моменту пуст. Далее этот пакет перемещается в верхнюю ячейку буфера B , которая в этот момент не заполнена, при этом нижняя ячейка буфера A освобождается и готова принять очередной входной пакет. Очередной выходной пакет извлекается из нижней ячейки буфера B , при этом все пакеты этого буфера смещаются на одну позицию вниз, верхняя ячейка освобождается для приема из линии связи очередного пакета и т. д. Этот процесс может повторяться сколь угодно долго, так как управление им осуществляется от общего генератора G синхросигнала (рис. 1), и причин для каких-либо отклонений от описанной последовательности событий нет.

Принятые устройством B пакеты проверяются на отсутствие ошибок сопоставлением вычисленной и принятой в составе пакета контрольных сумм. При отсутствии ошибок в некотором принятом пакете J устройство B посылает устройству A ответный пакет $Ask J$ подтверждения приема (обратный канал передачи данных не показан).

Если в принятом устройством B пакете J обнаружена ошибка (рис. 2, б), он не принимается в буфер B , а в устройство A пересылается пакет $Nack J$, свидетельствующий о том, что необходима повторная передача этого пакета. Ошибочный пакет помечен на рисунке «кляксой». Устройство A принимает пакет $Nack J$ и в нарушение естественной очередности следования пакетов, т. е. вместо передачи в устройство B пакета с номером $J+1$, пересылает ему первую копию пакета J . В данном примере эта копия оказалась правильной, поэтому она принимается в буфер B и подтверждается ответным пакетом $Ask J$ (Копия 1).

В результате повторной передачи пакета J произошла некоторая заминка в работе механизма передачи пакетов между устройствами A и B . Не переданный вовремя новый пакет $J+1$ заполнил очередную ячейку буфера A , а пакет, покинувший за это время буфер B , вызвал

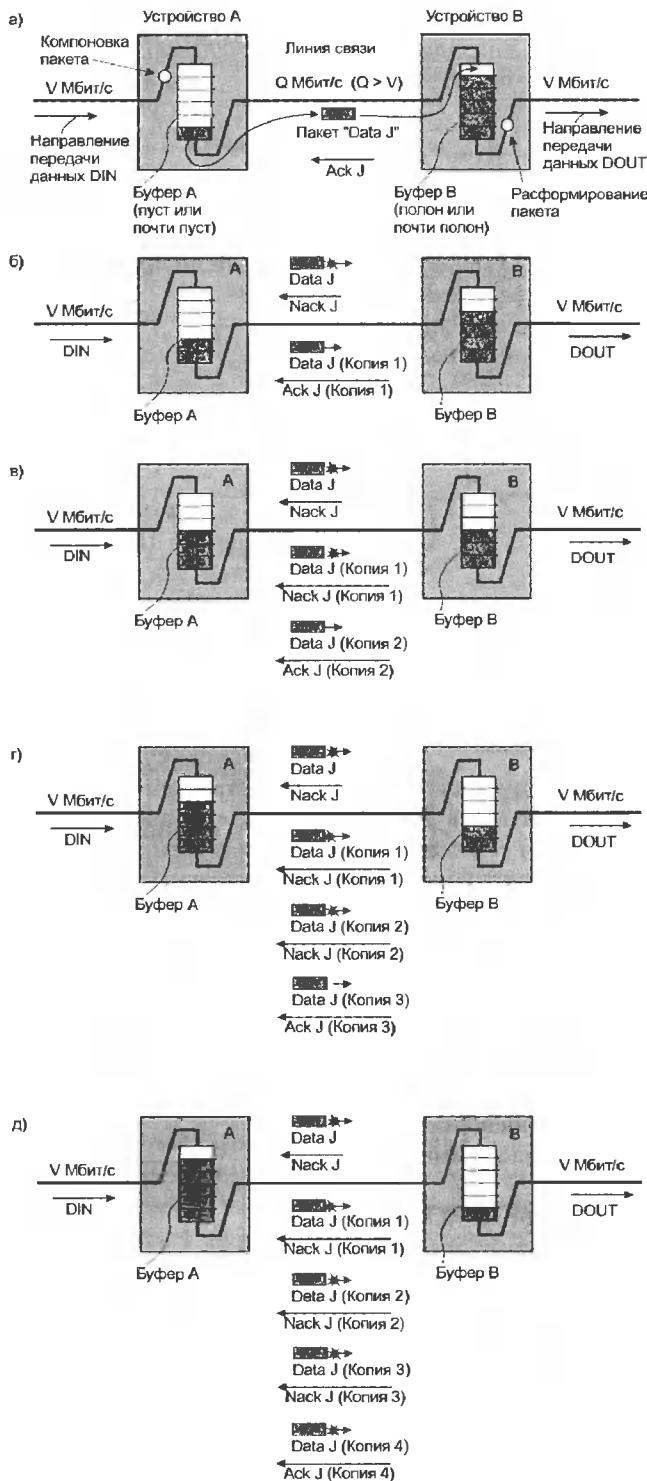


Рис. 2

снижение уровня заполнения буфера В дополнительно на одну ячейку.

В ситуациях, показанных на рис. 2, в, г, одна и две вновь запрошенные копии искаженного пакета также содержат ошибки, но последующая копия оказывается правильной. При этом, как и ранее, корректирующие возможности системы временно снижаются, т. к. буфер В приближается к опустошению, а это чревато разрывом потока данных DOUT. В то же время сохраняется постоянство задержки данных при их прохождении через

систему передачи благодаря тому, что суммарный уровень заполнения буферов А и В не изменяется и равен шести ячейкам.

Наконец, как показано на рис. 2, д, при получении четырех подряд ошибочных копий пакета наступает критическая ситуация. Если устройство В запросит пятую копию пакета, в период задержки его получения буфер В окажется опустошенным и поток данных DOUT окажется разорванным, что недопустимо. Поэтому, несмотря на получение ошибочной

четвертой копии искаженного пакета, устройство В посылает устройству А положительный ответ Ack J (Копия 4), и устройство А посылает устройству В очередной пакет J+1 для предотвращения опустошения буфера В. Конечно, при этом в поток DOUT проникает неправильная информация из четвертой копии пакета J, но это лучше, чем разорвать этот поток на время передачи данных одного пакета и потерять новые данные из-за переполнения буфера А.

Как следует из рис. 2, система тем более устойчива к групповым ошибкам, чем больше размеры буферов. Серия повторных передач временно приводит к уменьшению корректирующих возможностей системы, а именно к нежелательному снижению уровня заполнения буфера В и соответствующему повышению уровня заполнения буфера А. Возврат к исходному состоянию (рис. 2, а) осуществим благодаря тому, что, как отмечалось, скорость передачи пакетов по линии связи можно регулировать изменением временных зазоров между пакетами.

В частности, скорость передачи пакетов по линии связи можно установить больше скорости их поступления в буфер А, тогда уровень заполнения буфера А будет неуклонно снижаться до любого требуемого порога. Вытесненные из буфера А пакеты последовательно размещаются в свободных ячейках буфера В, т. е. система восстанавливает свои корректирующие возможности и переходит в ранее рассмотренное исходное состояние (рис. 2, а). Время восстановления корректирующих возможностей системы уменьшается с увеличением коэффициента k деления частоты Q , т. к. при этом возрастает разность скоростей потоков, втекающих и вытекающих из буфера А.

Поскольку уровни заполнения буферов симметричны (точнее взаимно-обратны), каждое из устройств знает о состоянии буфера устройства — партнера, поэтому в критической ситуации (рис. 2, д) устройство А может не ждать ответа от устройства В и самостоятельно принять решение о том, что необходимо прекратить повторные передачи и перейти к выдаче в линию связи нового пакета.

В статье рассмотрен способ исправления групповых ошибок в линии связи, основанный на повторной передаче ошибочных пакетов. Как предполагалось ранее, при передаче видео- и аудиоданных такой способ неприменим,

так как из-за приостановок потока данных нарушается равномерность выдачи битов на приемное устройство. Рассмотренный способ опровергает это предположение благодаря оригинальной схеме взаимодействия между блоками буферной памяти передающего и приемного устройств.

По мере исправления ошибок высокой кратности корректирующий потенциал системы временно снижается, но быстро восстанавливается в промежутках времени, когда ошибок нет.

Приведенный пример построения системы далеко не уникален и использован лишь для пояснения идеи коррекции ошибок.

ЛИТЕРАТУРА:

1. Б. В. Шевкопляс. Восстановление искаженных пакетов данных без их повторной передачи по линии связи. — Схемотехника, 2007, № 4, с. 14—19. Электронная версия статьи: http://lit.lib.ru/s/shewkopljass_b_w/.

2. Патентная заявка США US 2002/0001287 A1. <http://www.uspto.gov>.

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

Борис Шевкопляс,
г. Москва

Помехоустойчивость КМОП-элементов

В данной статье рассматриваются некоторые аспекты статической помехоустойчивости логических элементов КМОП в зависимости от комбинации сигналов, подаваемых на входы элемента.

Помехоустойчивость логических элементов структуры КМОП является функцией многих переменных, таких как индивидуальные особенности кристалла, нагрузочная способность по входу, коэффициент разветвления по выходу, паразитные индуктивность и емкость, напряжения питания, локализации шума, формы шумового сигнала и температуры. Кроме того, помехоустойчивость системы, состоящей из множества вентилей, обычно отличается от помехоустойчивости отдельного логического элемента. Таким образом, обобщенный анализ помехоустойчивости системы элементов становится очень сложной задачей, если одновременно учитывать все вышеуказанные факторы.

Комплементарная структура инвертора обеспечивает близкие к идеальным передаточные характеристики с пороговым напряжением переключения, примерно равным половине питающего напряжения (45...55 %) между выходными уровнями лог. 0 и 1. В результате — высокая помехоустойчивость, определяемая как максимальное значение напряжения шумового сигнала, который может появиться на входе, не вызывая при этом переключения инвертора из одного состояния в другое. Современные КМОП интегральные схемы обладают типичной помехоустойчивостью порядка $0,45V_{CC}$. Это означает, что ложный входной сигнал с амплитудой не превышающей 45 %

напряжения источника питания не будет распространяться в устройстве, т. е. не вызовет переключения. Однако типовое гарантированное значение помехоустойчивости для приборов общего применения составляет около 30 %.

Рассмотрим изменения области передаточной характеристики (или статической помехоустойчивости) многовходового логического элемента в зависимости от комбинации сигналов, подаваемых на входы элемента.

ПЕРЕДАТОЧНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Рис. 1 иллюстрирует минимальную и максимальную передаточные характеристики, по которым можно определить помехоустойчивость для инвертирующего и неинвертирующего логических элементов.

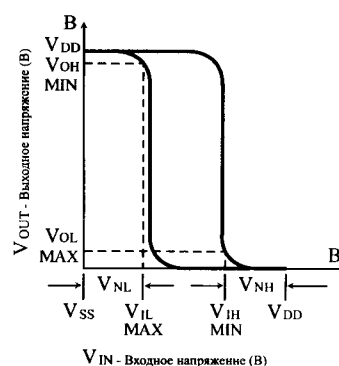
Приведем некоторые определения. $V_{IH\ min}$ — минимальное входное напряжение входного уровня лог. 1, при котором выходной логический уровень не изменяется на противоположный, следовательно:

- $V_{NL} = V_{IL\ max}$ — помехоустойчивость по уровню лог. 0;
- $V_{NH} = V_{DD} - V_{IH}$ — помехоустойчивость по уровню лог. 1;
- $V_{OH\ min}$ — минимальное выходное напряжение уровня лог. 1 для расчетных значений V_{NL} (для инверсной функции, показанной на рис. 1, а).

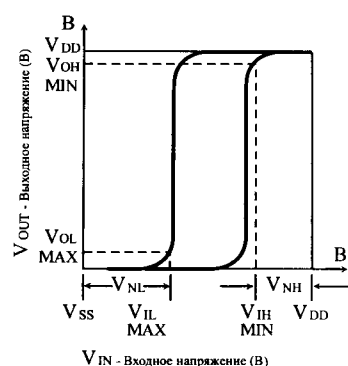
В табл. 1 показаны номинальные значения помехоустойчивости и запаса помехоустойчивости для серий

K561 и KP1561 при $T_A = 25^\circ C$, установленные JEDEC (Объединенным Советом по Электронным Устройствам). Номинальные значения для серии KP1561 немного превышают соответствующие значения для серии K561, поскольку первые из них содержат буферизованные элементы.

Поскольку МОП транзисторы представляют собой приборы, управляемые напряжением, с резистивной вольтамперной характеристикой, их передаточные характеристики и, следовательно, статическая помехоустойчивость определяются параллельно-последовательным включением эквивалентных сопротивлений транзисторов с учетом входных напряжений, числа входов и конфигурации схемы включения элемента.



(а)



(б)

Рис. 1

Таблица 1

Характеристики		Условия тестирования		Входное напряжение, В
		V ₀ , В	V _{DD} , В	
Входное напряжение низкого уровня, В,	серия KP1561	0,5/4,5	5	1,5
		1/9	10	3
		1,5/13,5	15	4
	серия K561	0,5/4,5	5	1
		1/9	10	2
Входное напряжение высокого уровня, В,	серия KP1561	1,5/13,5	15	2,5
		0,5/4,5	5	3,5
		1/9	10	7
	серия K561	1,5/13,5	15	11
		0,5/4,5	5	4
	серия K561	1/9	10	8
		1,5/13,5	15	12,5

Величина сопротивления канала стандартного транзистора во включенном состоянии может изменяться в диапазоне 10 МОм...30 Ом в зависимости от геометрических размеров и управляющего напряжения. При различных входных условиях применительно к логическому элементу ИЛИ-НЕ рассмотрим различные комбинации параллельно включенных N-канальных транзисторов и последовательно включенных р-канальных транзисторов (рис. 2).

Для логического элемента И-НЕ аналогичные рассуждения также верны и позволяют оценить различия в передаточных характеристиках, как показано на рис. 3.

АНАЛИЗ ПЕРЕДАТОЧНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК

Статическая передаточная характеристика КМОП-инвертора может быть вычислена из упрощенной статической вольтамперной характеристики n- и р-канальных МОП-транзисторов.

В переходной области, где оба транзистора находятся в насыщении, для инвертора могут быть использованы приведенные ниже соотношения.

Ток стока для n-канального транзистора вычисляется по формуле:

$$I_{dsn} = \frac{K_n}{2} (V_{IN} - V_{TN})^2. \quad (1)$$

Ток стока для р-канального транзистора вычисляется по формуле:

$$-I_{dsp} = \frac{K_p}{2} (V_{IN} - V_{DD} - V_{TP})^2, \quad (2)$$

где

$$K_n = \frac{\mu_n C_{ox} W_n}{L_n}, \quad K_p = \frac{\mu_p C_{ox} W_p}{L_p}.$$

Соотношение уравнений (2) и (1):

$$\frac{|I_{dsp}|}{I_{dsn}} = \frac{K_p}{K_n} \cdot \frac{(V_{IN} - V_{DD} - V_{TP})^2}{(V_{IN} - V_{TN})^2}$$

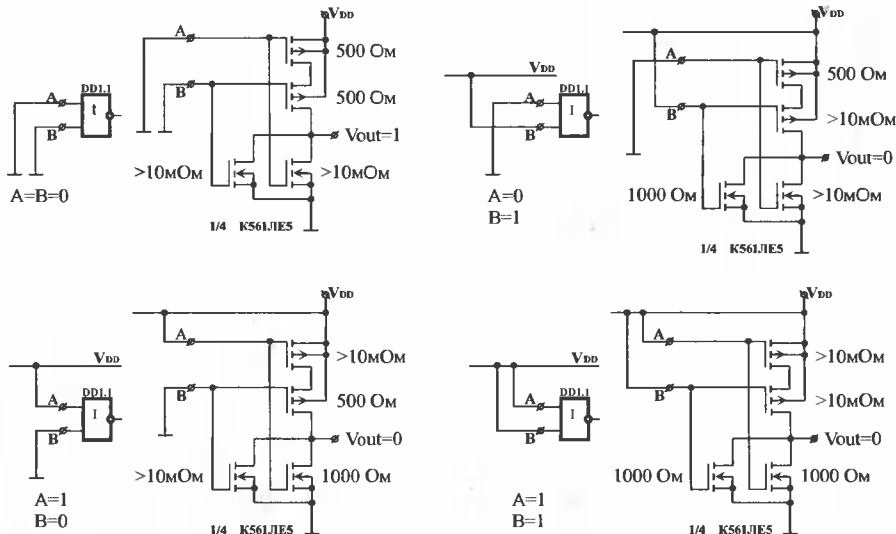


Рис. 2

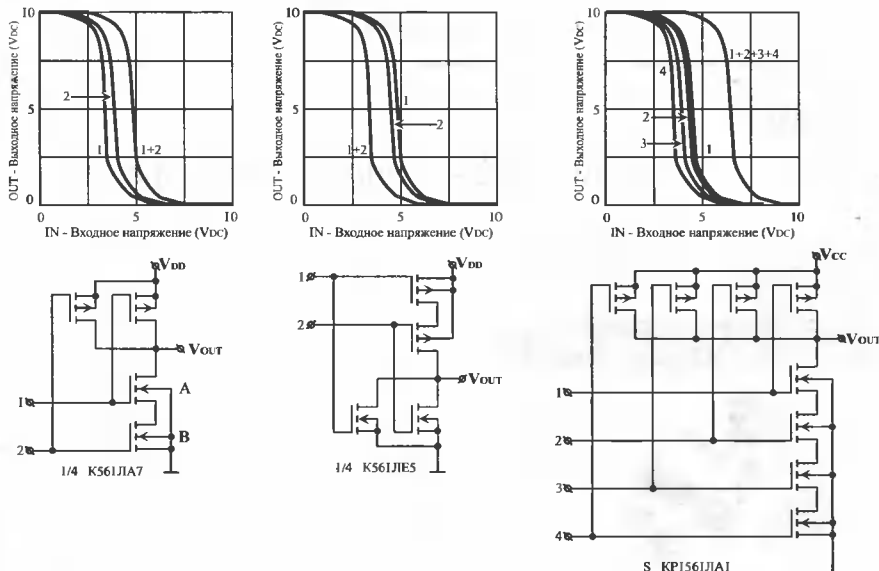


Рис. 3

$$\frac{K_p}{K_n} = \frac{|I_{dsp}|}{I_{dsn}} \frac{(V_{IN} - V_{TN})^2}{(V_{IN} - V_{DD} - V_{TP})^2} \quad (3)$$

Исследования показывают хорошую корреляцию расчетных данных для выходных токов реальных приборов. Таким образом, соотношение K_p/K_n может быть вычислено для реального прибора, если известны выходные токи для тестового образца, ширины N- и P-канальных транзис-

торов и соответствующие значения пороговых напряжений для данного техпроцесса.

Напряжение в области перехода или переходное напряжение вычисляется из простейших токовых уравнений, учитывая, что некоторая часть тока должна протекать через р- и n-канальные транзисторы. Приравнявая токи насыщения и преобразуя выражение можно получить переходное напряжение:

$$V_{IN}^* = \frac{V_{TH} + \sqrt{\frac{K_p}{K_n}} (V_{DD} - |V_{TP}|)}{\sqrt{1 + K_p/K_n}}. \quad (4)$$

Выбирая значения $|V_{TP}| = V_{TN}$ и $K_p = K_n$ получим переходное напряжение, практически равное половине питающего, что близко к идеальному случаю обеспечения максимальной помехоустойчивости. Однако не всегда возможно получение

ние одинаковых пороговых напряжений по причине отклонений в технологическом процессе. Соотношение W/L для р-канального транзистора должно быть выбрано в 2...3 раза большим, чем для n-канального транзистора, чтобы учитывать возможные отклонения и обеспечения наилучшей помехоустойчивости системы.

В уравнении (4) замененная величина K_p/K_N получена из уравнения (3). Для разных конфигураций элемента эффективные значения W_p и W_N различны. Также изменяется отношение K_p/K_N , что приводит к сдвигу передаточных характеристик.

Для четырехвходового элемента ИЛИ-НЕ, входящего в состав K561ЛЕ6, эмпирическое соотношение для нижней границы напряжения шума V_{NL} выглядит следующим образом:

$$V_{NL} \approx V_{DD} \left[\frac{1}{1,5 + \frac{N_I}{N_M}} - 0,1 \right], \quad (5)$$

где N_I — число используемых входов/элемент, N_M — полное число входов/элемент.

Напряжение верхней границы диапазона помехоустойчивости может быть вычислено по формуле:

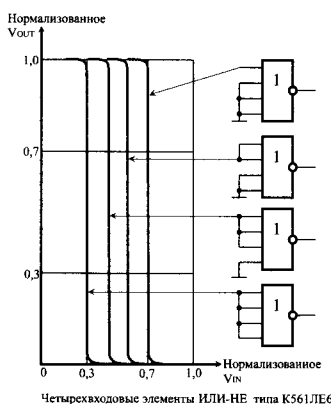
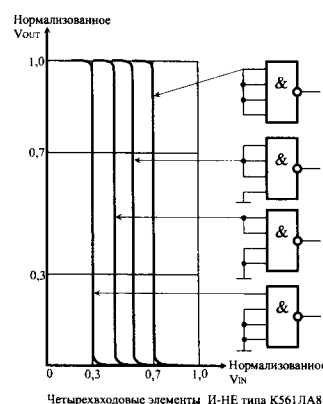


Рис. 4

$$V_{NH} \approx V_{DD} \left[0,9 - \frac{1}{1,5 + \frac{N_I}{N_M}} \right]. \quad (6)$$

Аналогичные соотношения могут быть также получены и для элемента И-НЕ.

Из выражений (5) и (6) можно видеть, что напряжение нижней границы диапазона помехоустойчивости V_{NL} будет уменьшаться как функция числа управляемых входов, в то же время она будет увеличиваться для элемента И-НЕ. Соответственно, напряжение верхней границы диапазона помехоустойчивости будет возрастать, как функция числа управляемых входов



для элемента ИЛИ-НЕ; для элемента И-НЕ она будет уменьшаться.

Рис. 4 иллюстрирует передаточную функцию $V_{OUT} = f(V_{IN})$ для различных конфигураций включения элементов И-НЕ, ИЛИ-НЕ.

Данные характеристики можно использовать для определения наилучшей конфигурации, обеспечивающей максимальную помехоустойчивость системы.

ЛИТЕРАТУРА:

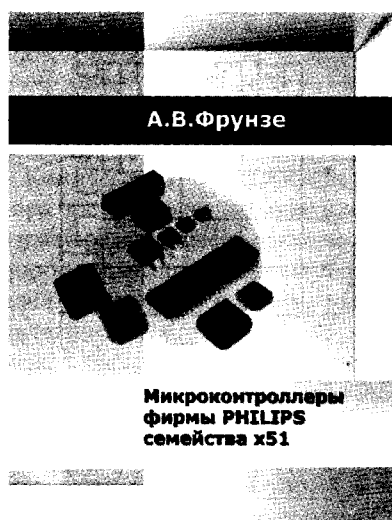
1. www.fairchildsemi.com. AN-377.pdf. Fairchild Semiconductor Corporation.

Константин Борисевич,
г. Минск, Беларусь

Новые книги

А. В. Фрунзе

МИКРОКОНТРОЛЛЕРЫ ФИРМЫ PHILIPS СЕМЕЙСТВА x51



Издательский дом «Скимен» выпустил первый том книги Александра Фрунзе «Микроконтроллеры фирмы Philips семейства x51». В этой книге приведен подробный обзор всех выпускаемых фирмой Philips микроконтроллеров, дана информация по доступным отечественному пользователю микроконтроллерам семейства x51, изготавливаемым другими ведущими мировыми производителями. В ней приведена самая свежая на момент выпуска сводная таблица по всем выпускаемым Philips микроконтроллерам, а также терминологический словарь. Далее подробно рассматриваются особенности классических микроконтроллеров семейства x51 — система команд (подробно описаны все команды микроконтроллеров с кодами операций, операндами, примерами действия команд, временем их исполнения) и аппаратные особенности (структура памяти и регистров, арифметическо-логическое устройство, таймеры-счетчики и режимы их работы, система прерываний, стандартный последовательный порт со всеми режимами работы и система управления питанием). Подробно описаны микроконтроллеры с разработанным фирмой Philips оригинальным ядром 80C51+, в том числе микроконтроллеры с флэш-памятью программ, с программируемой матрицей счетчиков, с расширенной памятью программ и данных. Рассмотрены также микроконтроллеры с дополнительными портами ввода/вывода, с аппаратно реализованной шиной I²C и встроенным аналого-цифровым преобразователем. Вся приведенная информация основана на справочных материалах фирмы Philips.

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

Книга формата А4 имеет мягкую обложку и содержит 336 с.

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

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

Следует заметить, что синтаксис входного языка PSpice не позволяет задавать нулевую величину сопротивления, поэтому в первом случае фактически задавалась исчезающе малая величина сопротивления R_{STRAY} , равная 10^{-12} Ом.

На верхнем графике (рис. 17) изображены временные диаграммы выходного напряжения модели УМЗЧ (напряжения узла Out), полученные в результате двухвариантного анализа схемы при $R_{STRAY} = 0$ и $R_{STRAY} = 0,03$ Ом. Отличие двух кривых столь незначительно, что на графике они неразличимы. В этом смысле верхний график крайне неинформативен, поскольку не позволяет выявить последствия изменения величины паразитного сопротивления в диапазоне $0 \dots 0,03$ Ом. Приведен он исключительно для того, чтобы наглядно показать, что наблюдение выходного сигнала реального УМЗЧ на экране осциллографа не позволяет определить даже сам факт наличия искажений и уж тем более не позволяет исследовать характер этих искажений.

Для выявления характера предполагаемых искажений выходного сигнала модели УМЗЧ воспользуемся практически неограниченными возможностями виртуального «осциллографа» САПР (графического постпроцессора Probe). На нижнем графике (рис. 17) изображена временная диаграмма разности выходных напряжений модели УМЗЧ, полученных в результате двухвариантного анализа схемы при $R_{STRAY} = 0$ и $R_{STRAY} = 0,03$ Ом. Теперь характер искажений выходного сигнала УМЗЧ, обусловленных конечной величиной паразитного сопротивления печатного проводника платы, совершенно очевиден — форма выделенного сигнала искажений повторяет форму тока, протекающего через транзисторы VT11, VT13 выходного каскада усилителя. Более детально исследовать и оценить величину нелинейных искажений

выходного сигнала усилителя позволяет спектральный анализ этого сигнала, осуществляемый средствами постпроцессора Probe. Графики на рис. 18 наглядно показывают, как изменяются относительные уровни второй, третьей и четвертой гармоник выходного сигнала усилителя при увеличении паразитного сопротивления R_{STRAY} печатного проводника в диапазоне $0 \dots 0,03$ Ом.

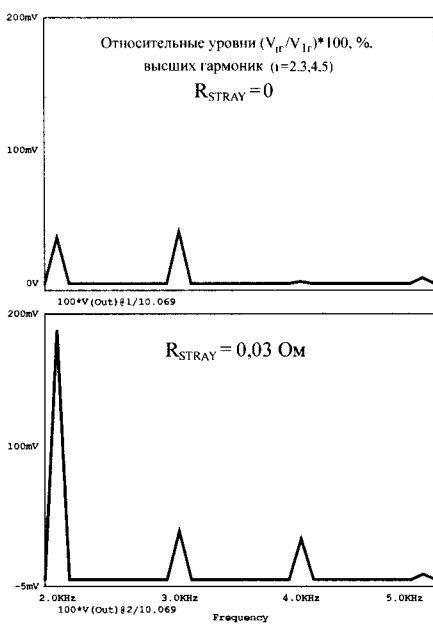


Рис. 18

Данные табл. 2 показывают «расклад» нелинейных искажений усилителя по первым девяти наиболее значимым высшим гармоникам.

Таблица 2

R_{STRAY} Ом	Относительный уровень $(V_{ir}/V_{1r}) \cdot 100$ высших гармоник ($i = 2 \dots 10$), %								
	2	3	4	5	6	7	8	9	10
0,00	0,0346	0,0392	0,0015	0,0042	0,0001	0,0005	0,0004	0,0014	0,0002
0,03	0,1879	0,0364	0,0306	0,0041	0,0138	0,0011	0,0070	0,0013	0,0042

Анализ графиков на рис. 18 и данных табл. 2 показывает, что негативным последствием конечной величины паразитного сопротивления R_{STRAY} печатного проводника является существенное увеличение уровня чет-

ных гармоник в спектре выходного сигнала усилителя.

Продолжим исследование модели УМЗЧ с целью выработки рекомендаций, позволяющих минимизировать негативные последствия неидеальности печатной платы. Удалим на схеме на рис. 16 проводник, соединяющий резистор R17 с резисторами R_{STRAY} , R21, и новым проводником соединим правый вывод резистора R17 непосредственно с выходом усилителя (с узлом Out схемы). Повторим описанную выше процедуру двухвариантного анализа новой (преобразованной) схемы усилителя. График разности выходных напряжений преобразованной схемы усилителя, соответствующих величинам $R_{STRAY} = 0$ и $R_{STRAY} = 0,03$ Ом, изображен на рис. 19.

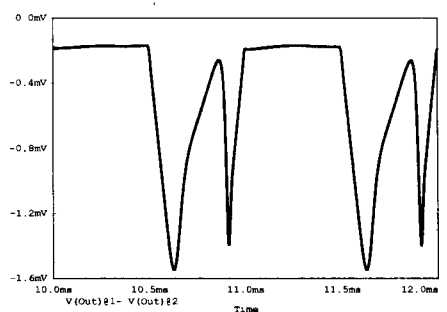


Рис. 19

Сравнение нижнего графика на рис. 17 с графиком на рис. 19 показывает, что при подключении цепи общей отрицательной обратной связи усилителя непосредственно к его нагрузке негативное влияние паразитного сопротивления R_{STRAY} на величину нелинейных искажений сигнала уменьшается как минимум в 50 раз. Полученные результаты позволяют сделать важный вывод — нелинейные искажения выходного напряжения двухтактных усилителей мощности, работающих в режимах В и АВ, минимальны в той точке схемы (точнее печатной платы), к которой подключена цепь общей ООС. Практические следствия из этого вывода

достаточно очевидны. Подключение нагрузки к реальному УМЗЧ обычно осуществляется с помощью разъема. Контакты одной из разъемных частей впаиваются в печатную плату (ПП) усилителя, а контакты другой части

соединяются с проводниками, идущими к акустической системе. В этом случае нелинейные искажения сигнала, обусловленные неидеальностью печатной платы, будут минимальными при выполнении следующего условия: проводник, связанный с транзисторами выходного каскада УМЗЧ, и проводник, связанный с резисторами цепи общей ООС, должны соединяться между собой в точке пайки в ПП потенциального контакта выходного разъема усилителя. Выполнить это условие в процессе разработки топологии ПП иногда бывает достаточно сложно, особенно при использовании односторонней ПП и разъемов с малым расстоянием между контактами. Возможно, лучшим решением проблемы в подобных случаях является использование переемычки (куска изолированного провода) один конец которой подпаивается к резистору цепи общей ООС, а другой — к потенциальному контакту выходного разъема усилителя.

Следует заметить, что рассмотренный способ минимизации нелинейных искажений может быть использован и для доработки готовых конструкций УМЗЧ (в том числе и промышленных). В процессе такой доработки наряду с установкой переемычки необходимо также разомкнуть «старую» цепь общей ООС (разрезать печатный проводник, соединяющий резисторы ОС с выходом усилителя). Выполнив указанные рекомендации, можно быть уверенным в том, что нелинейные искажения и выходное сопротивление усилителя имеют минимально возможные величины, которые определяются схемотехническим решением УМЗЧ, а не паразитными параметрами ПП.

Теперь поговорим о пульсациях и «просадках» реального источника питания. Для исследования влияния неидеальностей источника питания на характеристики УМЗЧ потребуется четыре достаточно простых макромодели (ММ), которые отсутствуют в исходных библиотеках OrCAD 9.2.

ММ ОКСИДНОГО КОНДЕНСАТОРА

Разработаем ММ оксидного конденсатора, которая учитывает конечные величины тока утечки и последовательного активного сопротивления реального конденсатора.

Максимальную величину тока утечки оксидного конденсатора изготовители, как правило, нормируют следующей формулой:

$$I_{\text{УТЕЧКИ}} < K \times C \times V, \quad (20)$$

где K — постоянный коэффициент, который обычно находится в диапазоне $0,01 \dots 0,04$; C — номинальная емкость конденсатора; V — напряжение, приложенное к конденсатору.

Тангенс угла потерь $\text{tg}\delta$ оксидного конденсатора — безразмерный коэффициент, равный отношению активного сопротивления R_s потерь конденсатора к его реактивному сопротивлению на некоторой фиксированной частоте F_{TEST} (обычно 100 или 120 Гц):

$$\text{tg}\delta = \frac{R_s}{X_C(F_{\text{TEST}})} = 2\pi F_{\text{TEST}} C R_s. \quad (21)$$

Величина $\text{tg}\delta$ оксидных конденсаторов обычно нормируется при температуре окружающей среды 25°C и находится в диапазоне $0,1 \dots 0,25$.

Схема ММ конденсатора изображена на рис. 20.

Описание ММ имеет следующий вид:

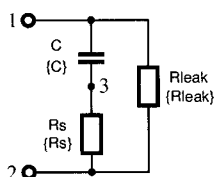


Рис. 20

```
*****
* MM Electrolytic Capacitor
.subckt Coxide 1 2 params:
+C=10uF tgDelta=0.2
+FtgDelta=120Hz Kleak=0.02
*
.PARAM pi2=6.2831853
+Rleak={1/((Kleak*C))}
+Rs={tgDelta/(pi2*FtgDelta*C)}
*
C      1 3      {C}
Rs     3 2      {Rs}
Rleak  1 2      {Rleak}
.ends Coxide
*$
*****
```

Пользователь имеет возможность задавать и оперативно изменять величины следующих параметров ММ:

- C — емкость конденсатора;
- $\text{tg}\Delta$ — тангенс угла потерь $\text{tg}\delta$;
- $F_{\text{tg}\Delta}$ — частота, на которой нормируется величина $\text{tg}\delta$;
- K_{leak} — «коэффициент утечки» — величина постоянного коэффициента K в формуле (20).

В схеме на рис. 20 резистор R_s моделирует последовательное сопротивление потерь, а резистор R_{leak} — ток утечки конденсатора. Величины этих сопротивлений вычисляются автоматически в соответствии с выражениями, определенными директивой .PARAM. Теперь осталась чисто техническая работа — создать графический символ оксидного конденсатора и «привязать» его к описанию MM Coxide.

ММ ДИОДНОГО МОСТА

Описание ММ силового диодного моста имеет следующий вид:

```
*****
* MM Diode Bridge
*PINS: In- In+ Out- Out+
.SUBCKT BR_Diodes 1 2 3 4
+params: Ifwd=1A
.model D1N400x D(Is=14.11n
+N=1.984 Rs=33.89m Ikf=94.81
+Xti=3 Eg=1.11 Cjo=25.89p
+M=.44 Vj=.3245 Fc=.5
+Bv=1500 Ibv=10u Tt=5.7u)
*
D1      4 1      D1N400x {Ifwd}
D2      4 2      D1N400x {Ifwd}
D3      1 3      D1N400x {Ifwd}
D4      2 3      D1N400x {Ifwd}
.ENDS BR_Diodes
*$
*****
```

В схеме ММ моста используются модели популярных низкочастотных диодов серии 1N4001—1N4009 (близкие параметры имеют отечественные диоды серии КД243) с максимальным прямым током 1 А.

ММ моста с фиксированной величиной предельного прямого тока нельзя признать удачной, поскольку при решении практических задач используются диодные мосты, выходные токи которых могут находиться в диапазоне значений от долей ампера до десятков ампер. Чтобы придать ММ моста гибкость в использовании, воспользуемся возможностью задания через параметр I_{fwd} величины коэффициента кратности A_{rea} [5, 6] в предложениях входного языка PSpice, описывающих диоды D1—D4. Коэффициент кратности A_{rea} — это масштабный множитель площади р-п перехода модели диода, величина которого по умолчанию равна единице. При явном задании величины коэффициента кратности согласованно изменяются все параметры модели диода (объемное омическое сопротивление, паразитная емкость перехода

да, ток утечки и другие), зависящие от площади его p-n перехода. Параметр Ifwd можно интерпретировать как число включенных параллельно абсолютно идентичных одноамперных диодов, свойства которых задаются моделью D1N400x. Очевидно, что максимально допустимый прямой ток параллельно включенных диодов численно равен величине параметра Ifwd. Зависимости падения напряжения на мосте («проходные» напряжения моста) от тока при четырех различных величинах параметра I_{FWD} , полученные в результате тестирования MM BR_Diodes, изображены на рис. 21.

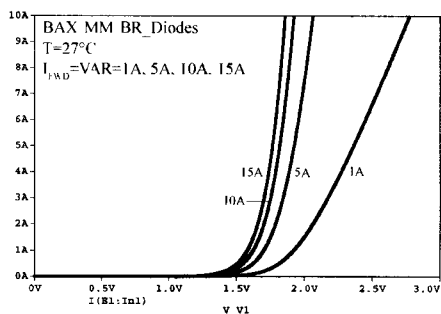


Рис. 21

ММ ТРЕХОБОТОЧНОГО СИЛОВОГО ТРАНСФОРМАТОРА

Схема замещения трансформатора приведена на рис. 22.

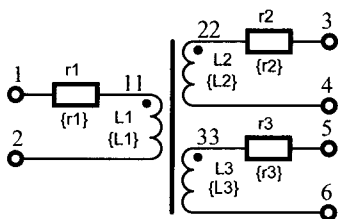


Рис. 22

Описание ММ трансформатора:

```
*****
* Трехобмоточный линейный трансформатор
.subckt TV3_LIN 1 2 3 4 5 6
+params:
+Coupling=1 F=50Hz
+ V1rmsXX=220V I1rmsXX=50mA r1=100
+ V2rmsXX=10V r2=1
+ V3rmsXX=10V r3=1
*
.MODEL Rcu RES(R=1 DEV=5% TC1=4.28E-3)
±.param Pi2=6.2831853
+L1={sqrt(pwr(V1rmsXX/I1rmsXX,2)-r1**2)/
±(Pi2*F)}
+L2={L1*pwr(V2rmsXX/
±(I1rmsXX*Pi2*F+L1),2)}
+L3={L1*pwr(V3rmsXX/
±(I1rmsXX*Pi2*F+L1),2)}
*
r1 1 11 Rcu {r1}; Обмотки из меди
```

```
L1 11 2 {L1}
r2 3 22 Rcu {r2}
L2 22 4 {L2}
r3 5 33 Rcu {r3}
L3 33 6 {L3}
KS L1 L2 L3 {Coupling}
.ends TV3_LIN
*$
*****
```

Пользователь может задавать оперативно изменять следующие параметры MM:

- Coupling — коэффициент связи обмоток трансформатора;
- F — частота питающей сети;
- V1rmsXX, V2rmsXX, V3rmsXX — среднеквадратические значения напряжений обмоток при работе трансформатора в режиме холостого хода (XX);
- I1rmsXX — среднеквадратическое значение тока XX первичной обмотки при номинальном напряжении этой обмотки;
- r1, r2, r3 — активные сопротивления обмоток трансформатора при температуре +27 °C.

ММ ПРОМЫШЛЕННОЙ ОДНОФАЗНОЙ СЕТИ 220 В, 50 ГЦ

Описание ММ сети:

```
*****
*Source Voltage: 220V/50Hz
*
.SUBCKT V220 1 2 PARAMS:
+F=50Hz Td=0 VSF=1 Ph=0
*
.PARAM VM={220*sqrt(2)*VSF}
V 1 2 SIN(0 {VM} {F} {Td} 0 {Ph})
.ENDS V220
*$
*****
```

По умолчанию ММ 220 В «выдает» синусоидальное напряжение с нулевой начальной фазой, нулевой задержкой, частотой 50 Гц и амплитудой 311,127 В. Величины перечисленных

параметров могут быть оперативно изменены пользователем. Наиболее часто возникает необходимость в моделировании отклонения напряжения сети от номинального значения на заданную относительную величину (обычно $\pm 10\%$). Это удобно делать с помощью параметра VSF (сокращение от Voltage Scale Factor — масштабный множитель напряжения). Так, например, для моделирования отклонения -10% достаточно задать $VSF = 0,9$.

На рис. 23 изображена схема сетевого блока питания, в которой учтены все наиболее существенные «неидеальности» реальных компонентов.

В этой схеме графические символы компонентов V1, TV1, E1, Cf1, Cf2 соответствуют рассмотренным выше — MM V220, TV3_LIN, BR_Diodes и Coxide.

В выпрямителе используется ММ типичного силового трансформатора, напряжение вторичных обмоток которого уменьшается на 10% в случае, когда активные нагрузки этих обмоток рассеивают мощность 20 Вт.

В схеме УМЗЧ (рис. 16) удалим идеальные источники VS1, VS2 питания и разместим на поле чертежа схему блока питания (рис. 23), удалим источник V_{IN} входного сигнала, а к узлу In подключим узел, изображенный на рис. 24, который формирует синусоидальный сигнал с линейно нарастающей амплитудой.

Временные диаграммы, полученные в результате анализа модифицированной схемы УМЗЧ, изображены на рис. 25.

На диаграммах хорошо видно, что по мере увеличения входного сигнала и,

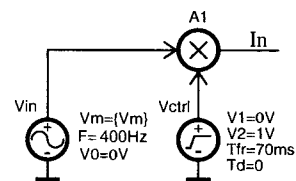


Рис. 24

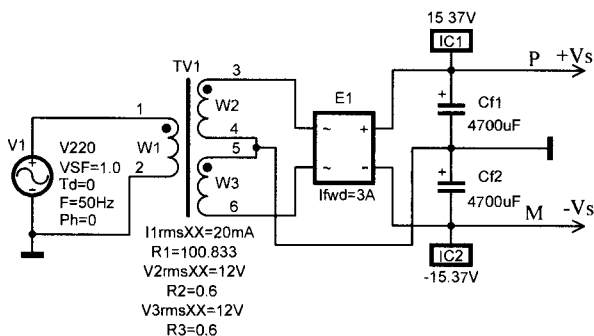


Рис. 23

соответственно, мощности, отдаваемой усилителем в нагрузку, уменьшается

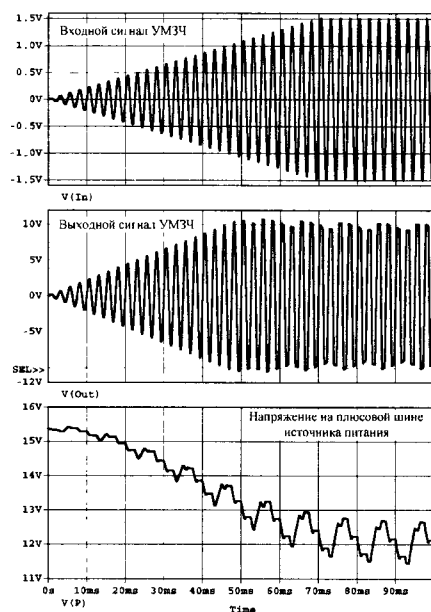


Рис. 25

среднее значение напряжения питания УМЗЧ и увеличивается размах пульсаций этого напряжения. Когда амплитуда входного сигнала достигает уровня 1 В, выходной сигнал УМЗЧ начинает ограничиваться. Обратите внимание, что уровень ограничения выходного сигнала усилителя не является постоянной величиной, а изменяется в некоторых пределах синхронно с пульсациями напряжения питания УМЗЧ. Дополнительный анализ показал, что при номинальном напряжении сети началу ограничения выходного напряжения УМЗЧ соответствует уровень его выходной мощности приблизительно равный 11 Вт. При уменьшении входного напряжения сети на 10 % ($V_{SF} = 0,9$) выходная мощность усилителя снижается до 8,4 Вт. В случае использования идеальных источников питания с напряжением $\pm 15,37$ В (такое напряжение дает сетевой источник питания, когда его нагрузкой является УМЗЧ, находящийся в режиме «молчания») началу ограничения выходного сигнала соответствует выходная мощность УМЗЧ 19,2 Вт. Итак, за счет неидеальности источника питания выходная мощность усилителя снижается в (1,7...2,3) раза.

Показатели (параметры) любого РЭУ определяются качеством схемотехнического решения поставленной задачи, а также качеством конструкции устройства (конструктивными факторами).

Качество конструктивного решения характеризуется степенью ухудшения параметров устройства по причине

конечных величин паразитных импедансов проводников ПП и внешнего объемного монтажа и паразитных резистивных (гальванических), емкостных (электрических) и индуктивных (магнитных) связей компонентов, проводников и элементов конструкции устройства.

Уровень паразитных связей устройства с «внешним миром», например с промышленной сетью, определяет устойчивость устройства по отношению к воздействию промышленных и атмосферных помех. Известно, что конструктивные факторы могут стать причиной значительных линейных искажений и в предельном случае самовозбуждения устройства [15]. АФЧХ модели, которая не учитывает указанные факторы, и АФЧХ реального устройства могут существенно отличаться. В реальном РЭУ число паразитных импедансов и связей настолько велико, что учесть их совокупное влияние на параметры устройства не представляется возможным ни с помощью САПР, ни тем более используя «ручные» методы анализа. К счастью, в этом нет практической необходимости. В РЭУ обычно имеется несколько доминирующих конструктивных факторов, оказывающих наибольшее негативное влияние на параметры устройства, по сравнению с которым влиянием большого числа остальных факторов можно пренебречь.

Как из огромного числа конструктивных факторов выделить доминирующие? Найти ответ на этот крайне сложный вопрос должен разработчик. Сложность задачи усугубляется тем, что надо предвидеть возможные доминирующие паразитные связи и их негативные последствия на этапе разработки схемы. При решении указанной задачи САПР оказывает помощь. Работа по выявлению доминирующих конструктивных факторов строится следующим образом:

- разработчик делает предположение (выдвигает гипотезу) о возможной паразитной связи, ее характере и диапазоне величин;
- разработчик создает модель паразитной связи или параметра;
- модель паразитной связи включается в схему устройства, которая анализируется средствами САПР.

Малое время анализа схемы средствами САПР позволяет разработчику проверить значительное число различных гипотез и выявить домини-

рующие конструктивные факторы. Знание этих факторов позволяет минимизировать их негативное влияние на этапе разработки конструкции устройства. В некоторых случаях негативное влияние паразитных параметров ослабляется введением в схему устройства корректирующих и развязывающих цепей. Так, например, резонансные всплески АЧХ инвертирующего усилителя на ОУ, обусловленные паразитной емкостью суммирующей точки схемы, устраняются путем подключения конденсатора между выходом и инвертирующим входом ОУ [7].

Цитата из [16]: «существует распространенное заблуждение, которое заключается в том, что ухудшение качественных показателей, обусловленное паразитными связями (конструктивными факторами), списывается на схемотехнику усилителя, т. е. по существу делается неверный вывод о предельных возможностях схемного решения УМЗЧ. К сожалению, не существует методики испытаний усилителя, которая позволяет по раздельности количественно оценить вклады «схемной» и «паразитной» составляющих в ухудшение параметров УМЗЧ».

Сказанное относится к натурным испытаниям УМЗЧ, а в более широком плане — любого РЭУ. Однако то, что нельзя сделать при аппаратном тестировании РЭУ, можно сделать с помощью САПР. САПР дает уникальную возможность проанализировать предельные возможности схемотехнического решения РЭУ (анализ схемы без учета паразитных параметров), а также оценить вклад каждой из прогнозируемых паразитных связей в ухудшение параметров устройства (анализ схемы с учетом паразитных параметров).

ЛИТЕРАТУРА:

15. М. Л. Волин. *Паразитные процессы в радиоэлектронной аппаратуре*. — 2-е изд. перераб. и доп. — М.: Радио и связь, 1981.
16. С. Лозицкий. *УМЗЧ с токовой обратной связью*. — Схемотехника, 2003, № 2, с. 15.

Продолжение следует

Сергей Лозицкий,
г. Брянск

Микроконтроллеры. Протокол MODBUS

Modbus является одним из самых популярных протоколов, применяемых для связи двух и более устройств, в частности, микроконтроллеров с персональными компьютерами. Одной из причин его популярности является физическая реализация на базе интерфейса RS-232. Номенклатура микросхем адаптеров ТТЛ — RS-232 достаточно широка, известны также простые схемы сопряжения на дискретных элементах как с гальванической развязкой, так и без нее. В то же время для начинающих разработчиков и инженеров реализация протокола вызывает большие затруднения из-за недостаточно глубокого понимания работы интерфейса, а также построения алгоритмов приема информации, ее обработки и формирования ответа. Данная статья должна быть интересна и опытным инженерам, поскольку содержит ряд идей, заслуживающих внимания.

КРАТКОЕ ОПИСАНИЕ ПРОТОКОЛА

Протокол обеспечивает связь двух и более устройств по общей линии связи. Все отношения между устройствами строятся по принципу «запрос-ответ». Обмен информацией осуществляется пакетами, имеющими определенный формат в зависимости от конкретного применения. В частности, если связь организуется только между двумя устройствами, поля адресов получателя и отправителя в пакете включать совсем не обязательно. В общем случае пакет содержит:

- признак начала пакета — символ с кодом 0x3A (двоеточие);
- код функции — байт, определяющий для подчиненного устройства команду, для управляющего — ответ на запрос;
- непосредственно данные, сопровождающие функцию (ее аргументы). Если функция не имеет аргументов, это поле отсутствует;
- байт контрольной суммы (КС), который вычисляется как дополнение до нуля суммы всех байтов пакета без учета переноса в старший байт. Признаки начала и конца пакета в КС не включаются. Таким образом, суммирование всех байтов пакета при правильной передаче должно формировать нулевое значение;
- признак конца пакета — символ или символы с кодом 10, 13.

Кодирование информации осуществляется следующим образом. Каждый байт пакета делится на тетрады (за исключением признаков начала и конца пакета). Каждая тетрада передается по линии связи в виде ASCII-кода своего шестнадцатеричного представления (символы от 0 до 9 и от A до F). Таким образом, каждый байт исходного пакета передается двумя ASCII-кодами.

АНАЛИЗ РАБОТЫ ПРОТОКОЛА

Может показаться, что такое кодирование неэффективно и менее надежно в сравнении с другими протоколами, но обеспечивая связь с ПК разработчик имеет возможность просто и наглядно контролировать и управлять другим устройством посредством некоторой консоли для работы с COM-портом, при этом пакет пишется в виде обычной легко читаемой текстовой строки, значительно облегчающей отладку устройств. После написания строки нажатием клавиши RETURN пакет отправляется с COM-порта на линию связи. Устройство, принимающее пакет, формирует ответный пакет по тем же правилам и отправляет его обратно на ПК, при этом пользователь без затруднений получает представление о полученных данных, правильности обработки информации, состоянии устройства и т. п.

Множество передаваемых по линии связи байтов ограничивается всего 18 символами — кодами начала и окончания пакета (0x3A, 0x0D), кодами 0x30...0x39 (символы 0...9), 0x41...0x46 (символы A...F). Контроль правильности передачи осуществляется во время приема пакета (входной контроль символов на принадлежность данному множеству символов), а также после приема пакета (подсчет контрольной суммы). Ограниченный набор символов может учитываться при программировании последовательной передачи: могут использоваться укороченные символы — 6- или 7-битные с контролем четности или без него.

В некоторых случаях в качестве признака конца пакета передают два символа — с кодом 10 и кодом 13 (так называемая LFCR-цепочка). Это соот-

ветствует правилу завершения строк стандартных текстовых файлов.

Имея описанные выше преимущества, протокол Modbus все же имеет существенные недостатки. Первый из них — относительно высокая вероятность не обнаружить ошибку. В абсолютном значении она, конечно, мала. Другие существующие протоколы гарантируют обнаружение ошибки передачи почти 100 % за счет применения контрольных сумм CRC. Контрольную сумму Modbus можно быстро определить на обычном калькуляторе (например, встроенном в ОС Windows). Циклический код вычисляется только с помощью специальных программ. Ошибка не обнаружится в том случае, когда один и тот же бит в пределах одного пакета будет принят своим инверсным значением в четном числе байтов. Например, пакет содержит символы с кодами 0x34 и 0x35. В результате воздействия импульсной помехи длительностью, равной интервалу времени между передачей этих символов, младший бит первого байта определяется приемником равным единице, а во втором байте — равным нулю. Контрольная сумма не изменится, однако пакет будет искаженным.

Вторым недостатком является невысокая скорость передачи информации. Время передачи, по сути, удваивается в сравнении с возможной скоростью — это цена наглядности представления пакетов для пользователей и повышения гарантии обнаружения ошибки передачи.

Принятое кодирование информации не обеспечивает восстановления данных после сбоя — пакет просто удаляется из приемного буфера (с уведомлением об этом ведущему устройству или без уведомления). В результате существенно снижается быстродействие сети, поскольку на повторную передачу информации требуется дополнительное время. Кроме того, пакет с уведомлением об ошибке приема также передается за конечное время. Если уведомления нет, определить ошибочную передачу можно с помощью механизма тайм-аутов, когда на прием ответа отводится определенное время. Если за это время ответ не пришел, это может означать ошибку в линии связи, нарушение ее целостности, отключение внешнего устройства, его неисправность и т. д.

Предотвратить такие потери может альтернативное кодирование тетрад. Первое, что приходит в голову — код Хэмминга. При известных достоинс-

твах его конечная реализация на микроконтроллерах вызывает затруднения, поскольку алгоритм требует много битовых операций. В результате код программы становится громоздким и затратным по времени исполнения.

Выход найден в избыточном кодировании, когда на каждый возможный код тетрады приходится более одного значения символа. Символ здесь используется в значении обычного байта, передаваемого по линии последовательного старта-стопной связи. Изменение любого бита исходного байта, переданного передатчиком, не должно влиять на однозначное определение первоначальной тетрады. Другими словами, множества символов, определяющих разные значения тетрад, не должны пересекаться между собой. В то же время эти множества должны быть полноценными, т. е. гарантировать обнаружение ошибки в любом из восьми битов.

Для определения этих множеств автором статьи была написана простая программа [1], определяющая методом перебора главные коды символов пакета. При отправке пакета каждый его элемент заменяется соответствующим ему кодом. Если во время передачи произошла ошибка и один из битов какого-либо кода изменился, приемное устройство через таблицу кодов определяет исходный вид символа и устраняет ошибку.

Множество кодов, отвечающих за один исходный символ, образуется из главного путем инвертирования каждого из его восьми бит. Итого один символ «занимает» 9 кодов из всех 256 возможных значений байта. После запуска программы и неоднократных ее прогонов при разных условиях выяснилось, что максимальное число символов, которое можно закодировать таким образом, равно 18, а это именно то, что нужно. Подробное исследование показало, что существует 10 комбинаций главных кодов, из которых образуются нужные множества. В результате из 256 возможных кодов по линии связи для передачи разрешены только 162. При приеме устройством остальных «запрещенных» кодов будет выдана ошибка приема, поскольку они являются результатом ошибки в двух и более битах. Коды символов пакета приведены в табл. 1.

Значение кодов дано в шестнадцатиричном формате. По строкам показана одна из 10 комбинаций главных кодов, по столбцам — кодирование всех 18 символов. Внутри строки коды можно переставлять как угодно.

Таблица 1

№	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18
0	3A	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	41	42	43	44	45	46	0D
1	14	20	27	39	3E	41	46	5F	58	6A	6D	F7	82	85	13	AB	AC	F0
2	14	20	27	3A	19	41	46	5F	C8	6B	6C	75	82	85	9E	A9	B3	F0
3	18	20	27	3B	E3	41	46	5F	D0	6A	6D	15	82	74	9E	A9	AC	B1
4	18	20	27	3B	E3	41	16	4A	D0	5D	6C	72	82	85	9F	A9	AE	B4
5	18	20	17	2B	E3	41	46	CF	C8	3D	6C	72	82	85	9E	5B	D4	B1
6	F2	20	27	39	1C	41	46	CF	C8	6B	6C	75	82	85	9B	5A	AE	B4
7	F2	20	27	3A	1D	41	46	CF	58	6B	6C	75	82	85	9B	A9	AE	B4
8	CC	23	24	38	3F	40	47	59	5E	6A	6D	F7	81	86	9A	9D	CB	F0
9	CC	28	26	31	3F	40	47	59	5E	6B	8A	72	81	94	AD	F5	D3	F8
10	CC	28	27	31	3E	40	47	55	98	F9	6D	72	81	86	9F	AB	D3	B4

Кодирующие подмножества образуются из этих кодов путем поочередного инвертирования восьми битов. Например, главный код 0x14 образует подмножество [0x14, 0x15, 0x16, 0x10, 0x1C, 0x04, 0x34, 0x54, 0x94] и т. д. Передатчик для кодирования использует только таблицу главных кодов. Приемник же использует полную таблицу из 162 значений, дополненную до 256 нулями. В строке с номером 0 дана изначальная комбинация кодов для протокола Modbus с ASCII-символами.

РЕАЛИЗАЦИЯ

Покажем реализацию протокола Modbus для микроконтроллеров на основе двух архитектур — классической MCS'51 и ставшей по праву лидером всего современного семейства микроконтроллеров архитектуры AVR. Обе архитектуры имеют весьма развитые средства разработки программ. Наибольшей популярностью в России пользуются микроконтроллеры фирмы Atmel. Помимо высокоэффективных средств разработки программ они легко и быстро программируются через последовательный SPI-интерфейс с помощью программатора AVRProg. Принципиальную схему программато-

ра и прошивку его контроллера можно найти в [2].

Первоначальная версия программатора поддерживала кроме AVR еще и микроконтроллер AT89S8252. Последняя версия программатора поддерживает набор контроллеров серии MEGA, из которых общепотребительны только те, которые оформлены в DIP-корпуса, реже PLCC. Микроконтроллер AT89S8252 исключен из поддержки.

Недостатком первой версии является то, что программатор не отключается от линий интерфейса SPI в свободное от программирования время. Это не позволяет использовать эти линии кроме функций программирования. Управляющая программа микроконтроллера программатора была модифицирована автором, ее, а также разводку печатной платы можно найти на [1].

Прежде чем перейти к описанию программного обеспечения для сопряжения микроконтроллера и ПК, скажем несколько слов об их физическом соединении. На рис. 1 представлен вариант схемной части адаптера сопряжения TTL-сигналов с уровнями интерфейса RS-232, а также пример подключения программатора.

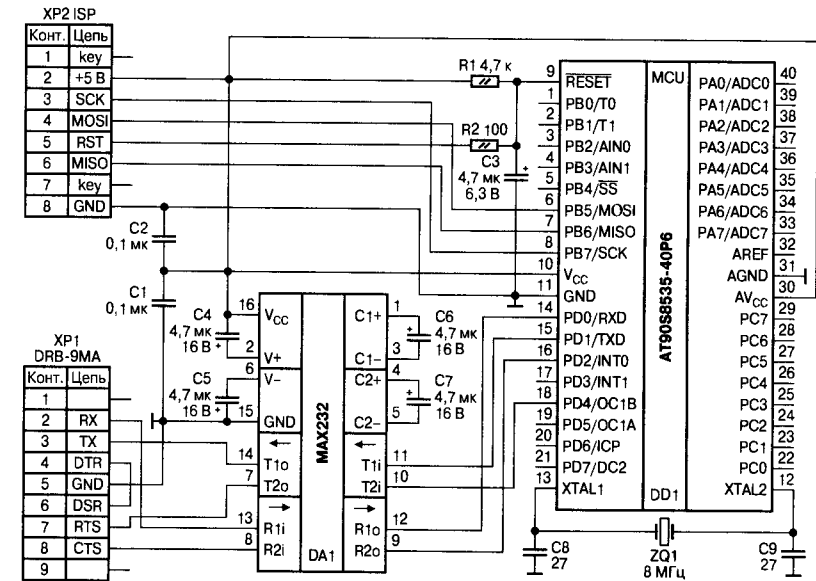


Рис. 1

Разъем XP1 предназначен для подключения ПК с использованием так называемого нуль-модемного кабеля. Разъем — DRB-9М (вилка). Точно такой же разъем установлен на ПК, поэтому в нуль-модемном кабеле, имеющем оба разъема типа DB-9F, сигналы TX-RX, RTS-CTS, DTR-DSR должны перекрещиваться (рис. 2).

В большинстве случаев, полагаясь на опыт, можно утверждать, что достаточно только пары сигналов RX-TX. Если по каким-либо причинам необходимо

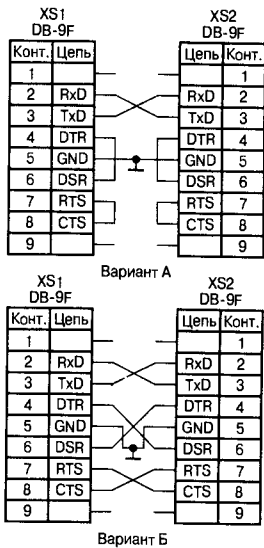


Рис. 2

управлять передачей байтов, можно добавить сигналы RTS-CTS, как показано на рис. 1. На микроконтроллере их можно подать на любые выводы по усмотрению разработчика.

Преобразование уровней сигналов осуществляется микросхемой DA1 MAX232 (более дешевый аналог — ADM202). Для ее работы требуется только четыре конденсатора емкостью 1...10 мкФ. При их подключении требуется соблюдать полярность, как показано на рис. 1. Контроль функционирования микросхемы можно проверить измерением напряжения на выводах 2 и 6 — они должны быть +10 В и -10 В соответственно (± 1 В). На выводах 1, 3, 4, 5 присутствует напряжение с формой меандра (0 — 5В).

Внутрисхемный программатор подключается через разъем XP2 PLD-8 (двухрядный восьмиштырьковый разъем). Удобство применения именно этого разъема подтверждено на практике. Первый и седьмой штырьки — ключи, предотвращающие неправильное подключение программатора, при установке разъема на плату они удаляются. Фирма Atmel рекомендует к использованию десятиштырьковый (PLD-10) разъем, либо

шестиштырьковый (PLD-6). Первый слишком большой, у второго отсутствуют свободные выводы, чтобы сделать ключи. Интерфейсный разъем программатора (BLD-8 — розетка на кабель), подключаемый к плате. На месте первого и седьмого контакта постоянно вставленные штырьки.

Схема тактирования — стандартная, от внешнего кварцевого резонатора ZQ1. Для первоначального сброса микроконтроллера используется цепочка R1C3. Выход сброса программатора подключается к входу микроконтроллера RESET через токоограничивающий резистор R2. При работе данного узла конденсатор большой емкости C3 заряжен, и перевод программатором линии сброса в лог. 0 может вывести порт микроконтроллера программатора из строя. Резистор R2 ограничивает ток и обеспечивает достаточный уровень лог. 0 для сброса микроконтроллера. Конденсаторы C1, C2 — блокировочные.

Можно также применить аналоговую схему сопряжения, собранную на дискретных элементах. Подобная схема применяется в программаторе AVRProg. На рис. 3 показана схема адаптера сопряжения на дискретных элементах (следует обязательно поменять разъем DRB-9F на DRB-9M).

При своей простоте эта схема имеет существенные недостатки. Для работы устройства требуется источник отрицательного напряжения от подсоединяемого устройства, поэтому если соединить два устройства, имеющие подобный адаптер сопряжения, они

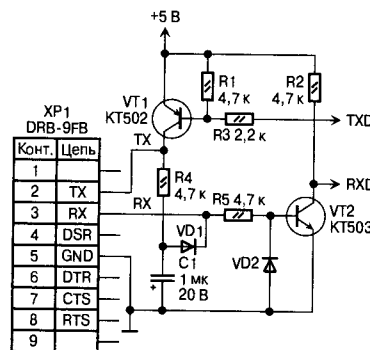


Рис. 3

не смогут осуществить обмен данными между собой (по крайней мере, на высоких скоростях). Кроме этого, выходное напряжение лог. 0 не превышает 4,5 В, а максимальная скорость обмена сильно зависит от длины кабеля. При большой длине ухудшается положительный фронт выходного сигнала TX из-за резистора R4. Уменьшение его сопротивления приведет к

увеличению нагрузки на передающий канал TX внешнего устройства. В целом все компоненты легко доступны и недороги. Транзисторы VT1, VT2 работают в ключевом режиме, их можно заменить любыми другими маломощными на напряжение не менее 25 В. Диоды VD1, VD2 — 1N4148 или аналогичные (КД522, КД523 с любым буквенным индексом).

Точно также выглядят схемы с использованием микроконтроллеров серии MCS'51, в частности — AT89S8252.

Для микроконтроллеров AVR фирма Atmel бесплатно распространяет среду разработки программ AVR Studio. Ее последняя версия 4.12 sp3 достойна особого внимания. Остается сожалеть, что для микроконтроллеров серии MCS'51 у Atmel нет подобной среды, однако нельзя не оставить без внимания тот факт, что язык макросов у AVR Studio оставляет желать много лучшего, не в пример ассемблеру для MCS'51.

Для разработки программ для MCS'51 использовалась среда Franklin Software ProView 32 — чрезвычайно удобная, быстрая и практичная среда разработки программ под ОС Windows 98. Недостатком является то, что при работе в WindowsXP программа запускается, но компилятор не работает, интерфейс программы выглядит устаревшим.

Текст программы, реализующей обмен по протоколу Modbus, оформлен в виде отдельного модуля. Многократно была доказана эффективность данного решения, поскольку при создании нового проекта все, что нужно сделать — присоединить данный модуль к основной программе и прописать обработчики прерываний.

Для определенности установим, что из всей линейки AVR-микроконтроллеров мы используем «базовый» AT90S8535. Из микроконтроллеров серии MCS'51 рассмотрим AT89S8252.

AVR

Текст программы находится в файле modbus_asm, даны подробные комментарии, облегчающие ее понимание. Данный файл, а также остальные программы и материалы для данной статьи находятся на сайте редакции журнала по адресу www.dian.ru.

Поясним принципы работы и использования алгоритма.

Алгоритм обеспечения связи по протоколу modbus состоит из трех подпрограмм обработки прерываний по опустошению буфера передачи,

по завершению передачи, по приему символа, а также из подпрограммы обработки и анализа поступающих пакетов. Возможности микроконтроллеров и система команд используются почти полностью.

В заголовке модуля описываются константы для флагов слова состояния и параметры работы алгоритма — константа скорости последовательного интерфейса и размер буферов приема и передачи. Принимаемый и передаваемый пакеты имеют отдельные буферы, поэтому передача и прием могут происходить одновременно. Если обнаружено поступление пакета при занятом буфере приема (т. е. предыдущий пакет не успел обработаться), буфер освобождается, а его место занимает новый пакет.

Во всех подпрограммах обработки прерываний (ППОП) используемые регистры из регистрового файла микроконтроллера предварительно помещаются в стек. При завершении работы ППОП значения регистров восстанавливаются. Большим преимуществом приведенного алгоритма является экономичность в отношении использования оперативной памяти при небольшом увеличении времени выполнения ППОП по передаче и приему символов. Кодирование передаваемых и декодирование принимаемых пакетов производится «на лету», т. е. сразу же по передаче и приему символов. Вычисление контрольной суммы и ее проверка также производится в процессе приема и передачи пакетов, поэтому вне модуля `modbus.asm` работа этого алгоритма абсолютно прозрачна. Контроль за состоянием работы алгоритма в основной программе осуществляется с помощью байта `USW`, биты которого сигнализируют о поступлении нового пакета, ошибке приема, завершении передачи отправного пакета.

В алгоритме используется табличное задание кодов. Это возможно благодаря команде `lpm`, которая загружает из `flash`-памяти микроконтроллера байт, находящийся по адресу, задаваемому регистром `Z`. Таким образом, кодировка определяется содержанием таблиц кодов (`out_sym_tab`, `inr_sym_tab`, `func_tab`). Для удобства использования модуля `modbus.asm` от перегрузки, таблицы кодов вынесены в отдельный файл `code.asm`. На этапе отладки этот файл можно заменить файлом с кодами, соответствующим ASCII-кодировке символов, эта кодировка находится в файле `code_ASCII`.

`asm`. В окончательной версии программы перед компиляцией этот файл надо заменить на другой. Такой подход также может быть использован для защиты информации от несанкционированного доступа. Устройство, «не имеющее» таблицы декодирования, не в состоянии будет прочитать содержание пакетов.

Процедуры исполнения команд, поступающих с внешнего устройства (в большинстве случаев это ПК), необходимо оформлять по определенному правилу. «Скелет» основной программы, использующей протокол `modbus`, приведен в файле `basicprog.asm`. При описании векторов прерываний прописываются вектора `USART_RXC`, `USART_TXC`, `USART_DRE`. В секции инициализации микроконтроллера по вектору `RESET` производится настройка последовательного порта, а также очистка всех рабочих ячеек оперативной памяти. Опыт показывает, что удобнее всего оформлять некоторые часто повторяющиеся от проекта к проекту процедуры в макросы, описанные в отдельном файле `macros.asm`. Кроме того, добавление в программу переменных, требующих инициализации в начале работы, приводит к добавлению лишних строк в начале программы. Поэтому для очистки всей оперативной памяти микроконтроллера использован макрос `ram_clear`. В результате секция настройки микроконтроллера для работы в данном устройстве визуально сокращается, что значительно облегчает отладку и повышает читаемость программы.

Процедуру проверки поступления нового пакета от внешнего устройства можно вставить в любое место программы, например, в секцию, свободную от выполнения каких-либо функций, т. е. обслуживание сети производится микроконтроллером в «свободное» от выполнения основной задачи время по остаточному принципу. Главное, чтобы на это хватало времени, об этом должен позаботиться программист.

Поступление нового пакета определяется по биту `usw_R` регистра `USW`. Если бит установлен, производится переход на подпрограмму обслуживания пакета. Такой подход является лишь вариантом исполнения.

В подпрограмме `FrameRead` производится анализ кода функции, команды (первый байт пакета) и переход на соответствующую процедуру исполнения команды. Определение соот-

ветствующей процедуры также осуществляется табличным способом. В конце файла `modbus.asm` расположена таблица адресов процедур. Адрес процедуры прописывается в строке, номер которой и есть код соответствующей функции. Если какой-либо код функции отсутствует, в строке прописывается метка `unknown` — имя процедуры, выполняемой при поступлении пакета с несуществующей функцией. Это ошибочное состояние сети и передающего устройства, которое должно «знать», какие коды функций существуют, а какие нет, но подобные ситуации также надо обрабатывать. Подобный подход также очень удобен при распределении кодов всему множеству функций системы, поскольку числовое значение кода определяется порядковым номером строки с именем обрабатываемой ее процедуры. Изменение кода функций производится только перестановкой строк без коррекции текста программы!

Поскольку код функции — байтовая величина, он может принимать значения в диапазоне 0—255. Для корректной работы необходимо иметь таблицу адресов перехода, состоящую из 256-ти строк. Однако если число функций небольшое, можно ограничиться некоторым числом, например 32, как это сделано в приведенной программе. Перед чтением табличных данных надо обязательно проверить код функции на входение в допустимый предел. В противном случае при добавлении новых функций в ПК, не прописанных в микроконтроллере, устройство зависает, либо выполняет непредсказуемые действия.

Процедуры исполнения функций оформляются как подпрограммы, переход к ним осуществляется по команде `icall`. Перед вызовом данной команды производится вычисление адреса перехода, который помещается в регистр `Z`. Следовательно, обработчики функций должны завершаться командой `ret`.

По принятому в `Modbus` правилу, ответный пакет должен иметь тот же код функции, что и функция принятого пакета, поэтому перед переходом на процедуру исполнения функции формируется предварительный ответный пакет, состоящий из одного байта — кода функции. Если ответный пакет не содержит каких-либо запрашиваемых данных, формирование ответного пакета, подтверждающего прием и исполнение команды, берет на себя подпрограмма `FrameRead`.

Так, например, функция проверки канала связи устройств, имеющая код 0x1F, не требует от микроконтроллера выполнения каких-либо действий. С ее помощью проверяется наличие устройства на «том конце провода» и его готовность к дальнейшей работе. Поэтому микроконтроллер на эту функцию должен ответить точно таким же пакетом. В основной программе процедура обработки этой функции называется `check_net`. Если функций много, а их объем занимает много места, целесообразно оформить их в отдельный файл с присоединением к основной программе директивой `include`. Итак, в момент перехода на процедуру `check_net` гарантированно имеется оформленный ответный пакет, поэтому надо выйти из нее по команде `ret`.

Функция `read_switch`, приведенная в качестве полноценного примера, осуществляет чтение значения из ОЗУ по адресу `switch` и помещает его в пакет вторым байтом.

MCS'51

Алгоритм работы программы для микроконтроллеров серии MCS'51 в точности совпадает с алгоритмом для AVR-контроллеров.

В приведенной программе разбиение на модули не производилось, макросы не использовались. По ходу программы даны подробные ком-

ментарии, облегчающие понимание алгоритма.

В отличие от AVR-контроллеров, таблица функций, содержащая адреса переходов на подпрограммы исполнения команд, записывается во flash-память программ контроллера начиная со старшего байта. В контроллере AVR при считывании адреса из таблицы по младшему адресу (младший бит равен нулю) считывается младший байт адреса перехода, затем старший. В микроконтроллерах серии x51 байты располагаются наоборот. Кроме того, чтобы производить выход из подпрограмм по команде `ret`, что несомненно более удобно и логично, чем по какой-либо метке, в AVR-контроллерах переход к подпрограмме осуществляется командой `icall`, которая использует содержимое Z-регистра как адрес подпрограммы. В серии x51 подобной команды нет, поэтому приходится «вручную» заполнять стек адресом возврата из подпрограмм, который в приведенном примере равен адресу метки `NF_END`. Вызов подпрограммы осуществляется командой `JMP @A, DPTR`, которая складывает содержимое аккумулятора с указателем `DPTR` и использует сумму как адрес обычного перехода. Перед этой командой аккумулятор обнуляется, поскольку указатель `DPTR` содержит точный адрес процедуры.

В приведенном примере использованы два банка регистров — нулевой и первый. Нулевой банк используется в основной программе, первый — в подпрограммах обслуживания прерывания. Переключение между ними производится в начале и конце процедур. Это освобождает программиста от необходимости заботиться о сохранности значений регистров при обслуживании прерываний.

Поскольку у микроконтроллеров серии x51 широкая система адресации, код получается компактнее, чем у AVR. Сравнивая их по быстродействию, можно утверждать, что по времени выполнения подпрограмм обслуживания прерываний они приблизительно одинаковы. Это справедливо при более высокой тактовой частоте микроконтроллеров x51 серии. Однако в последнее время появились микроконтроллеры, полностью совместимые по системе команд с классическими MCS'51, со временем исполнения команд одинакового такта, поэтому их применение в быстродействующих системах реального времени оправдано.

ЛИТЕРАТУРА:

1. www.dian.ru.
2. www.atmel.ru.

Никита Заиграев,
г. Улан-Удэ

Паскаль для PIC

В статье описывается одно из средств разработки программ для микроконтроллеров фирмы Microchip. В данном случае это незаслуженно забытый язык программирования Паскаль. Статья будет полезна читателям, которые занимаются разработкой и написанием программ для микроконтроллеров PIC.

Среди средств разработки для микроконтроллеров ведущее место по праву занимают ассемблер и С. Ассемблер — это, конечно, мощный язык программирования, позволяющий реализовать замыслы программиста достаточно полно и с минимальными программными затратами. По умолчанию, его можно использовать с бесплатной средой разработки MPLAB IDE для микроконтроллеров PIC. Главным препятствием его широкого использования является сложность применения в связи с тем, что число

инструкций в этих микроконтроллерах ограничено. Для младшего семейства это число содержит 33 команды, для среднего — 35, для PIC17 — 58, для PIC18 — 77. Ограниченный набор инструкций значительно увеличивает размер программы, и как следствие повышается сложность ее отладки и поиск ошибок. Все эти факты не способствуют распространению данного языка программирования.

Значительно повышается скорость разработки программы и ее отладка при использовании языков высоко-

го уровня. Для микроконтроллеров ведущим языком по праву считается язык С. Разработано много компиляторов, генерирующих код для микроконтроллеров, начиная от таких монстров как IAR C или Hi-Tech C и заканчивая бесплатными компиляторами, подобными SDCC. Все это многообразие положительно сказывается на популярности языка С. К тому же в Интернет можно найти много исходных текстов программ для работы с самыми распространенными аппаратными интерфейсами — I²C, SPI, USART, 1-Wire и т. п.

Но для разработчиков, которые пишут программы на Паскале, достойного компилятора нет, если не считать компилятор SourceBoost P2P Pascal Compiler, созданный нашим соотечественником Павлом Барановым. Автор хочет обратить внимание читателей

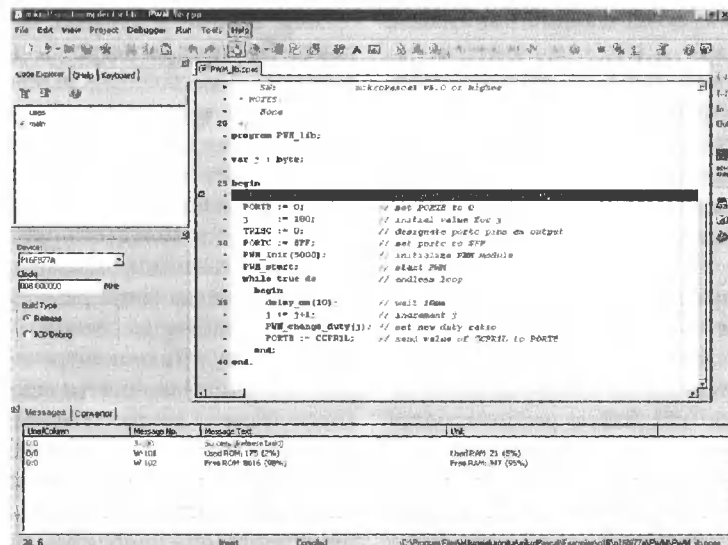


Рис. 1

на компилятор mikroPascal [1], который имеет несколько существенных достоинств, одно из которых — цена (\$149). Кому-то это может показаться дорого, но если посмотреть на цены компиляторов с языка C (некоторые из них стоят до нескольких тысяч долларов), получится, что этот компилятор выгодно отличается от них.

Данный компилятор можно загрузить по ссылке [2]. Кстати, на этом же сайте можно скачать и другие компиляторы — для программистов, пишущих программы на языке Basic, подойдет mikroBasic, для любителей C — mikroC, правда стоит он будет несколько дороже — \$249.

Данный компилятор является условно-бесплатным — на нем можно создавать работоспособные программы размером не более 2К слов микроконтроллера. Для того чтобы убрать это ограничение, придется получить регистрационный ключ.

С первого взгляда компилятор производит хорошее впечатление. Программа имеет современный вид, редактор исходного текста поддерживает подсветку синтаксиса. Для быстрого перемещения по тексту программы с левой стороны от редактора текста имеется Code Explorer, содержащий в виде иерархической структуры все переменные и процедуры, определенные в модуле. Внешний вид окна программы показан на рис. 1.

Положение курсора в Code Explorer синхронизировано с положением курсора в редакторе текста, что позволяет легко находить реализации функций, процедур или описание переменных в программе. Использование Code Explorer особенно удобно при написании большой программы, когда

очень легко запутаться в исходном тексте. Рядом с Code Explorer находится закладка QHelp, которая позволяет легко перемещаться по тексту справки. Вместе с ними находится закладка Keyboard, дающая возможность посмотреть кнопки быстрого запуска. Ниже этих закладок имеется возможность настроить выбранный микроконтроллер, под который производится компиляция кода, выбрать тактовую частоту, на которой он будет работать, и тип генерируемого кода (для отладчика ICD или без него). Кроме отладчика ICD есть неплохой программный отладчик, позволяющий просматривать во время работы программы при помощи окна Stopwatch изменения переменных и системных регистров, а с помощью окна Watch, устанавливать/удалять/просматривать точки останова.

Имеются также много дополнительных встроенных инструментов, которые могут помочь при разработке:

- поддерживается программатор и отладчик PICFlash mikroICD, работающий через интерфейс USB 2.0 (\$89);
- ASCII Chart дает возможность просмотра кода символа в десятичном, шестнадцатеричном и двоичном виде;
- USART Terminal предназначен для приема/передачи данных по интерфейсу RS-232 для осуществления связи микроконтроллера с компьютером. Есть возможность записи лог файла, отправки строки символов или целого файла, а также настройки формата представления данных на экране;
- mikroBootloader — работа с загрузчиком микроконтроллера;

- EEprom Editor используется для редактирования памяти EEPROM микроконтроллера. При установленной отметке в чекбоксе Use this EEPROM definition содержание EEPROM будет добавлено в hex файл при компиляции проекта;
- HID Terminal используется для связи с микроконтроллером, имеющим интерфейс USB. Также при помощи этой программы можно генерировать файл, содержащий необходимые параметры для работы этого интерфейса. Впоследствии этот файл можно будет использовать в проекте, в котором необходимо использовать интерфейс USB;
- MMC Terminal осуществляет связь с картами памяти MMC при помощи интерфейса RS-232. К сожалению, дополнительной информации об этой программе автору не удалось получить, можно только предположить, что для связи как посредник используется микроконтроллер, который преобразует запросы от компьютера в интерфейс MMC;
- GLCD Bitmap Editor из графического файла позволяет формировать файл с исходным текстом, содержащий байтовый массив данных для компиляторов mikroPascal, mikroBasic, mikroC. Этот файл впоследствии можно использовать в своей программе для вывода рисунка на экран индикатора. Генерация кода осуществляется для трех индикаторов — KS0108, T6963, Nokia3110. Для последнего индикатора есть свой встроенный редактор, в котором можно сделать нужный рисунок;
- Seven segment convertor позволяет генерировать код для семисегментного индикатора с общим анодом или катодом;
- UDP Terminal позволяет принимать и передавать данные по протоколу UDP при настройке программы микроконтроллера;
- Convertor позволяет преобразовывать числа из одного формата в другой. Поддерживаются следующие системы счисления: десятичная, двоичная, шестнадцатеричная, с плавающей точкой стандарта IEEE, с плавающей точкой стандарта Microchip и представление числа в двоичном виде.

Из дополнительных возможностей среды разработки можно выделить возможность просмотра некоторых

Таблица 1

PIC12C671	PIC12C672	PIC12C508A	PIC12CE673
PIC12CE674	PIC12F629	PIC12F635	PIC12F675
PIC12F683	PIC16C61	PIC16C62	PIC16CR62
PIC16C62A	PIC16C62B	PIC16C63	PIC16CR63
PIC16C63A	PIC16C64	PIC16CR64	PIC16C64A
PIC16CR65	PIC16C65	PIC16C65A	PIC16C65B
PIC16C66	PIC16C67	PIC16C70	PIC16C71
PIC16CR72	PIC16C72	PIC16F72	PIC16C72A
PIC16F73	PIC16C73	PIC16C73A	PIC16C73B
PIC16C74	PIC16F74	PIC16C74A	PIC16C74B
PIC16F76	PIC16C76	PIC16C77	PIC16F77
PIC16CR83	PIC16F83	PIC16CR83	PIC16CR84
PIC16C84	PIC16F84	PIC16F84A	PIC16F87
PIC16C432	PIC16C433	PIC16C554	PIC16C557
PIC16C558	PIC16C620	PIC16C620A	PIC16C621
PIC16C621A	PIC16C622	PIC16C622A	PIC16C623
PIC16C624	PIC16C625	PIC16F627	PIC16F627A
PIC16F628	PIC16F628A	PIC16F630	PIC16F636
PIC16C642	PIC16C662	PIC16F676	PIC16F684
PIC16F685	PIC16F687	PIC16F688	PIC16F689
PIC16F690	PIC16C710	PIC16C711	PIC16C712
PIC16C715	PIC16F716	PIC16C716	PIC16C717
PIC16F737	PIC16C745	PIC16F747	PIC16C765
PIC16F767	PIC16C770	PIC16C771	PIC16C773
PIC16C774	PIC16F777	PIC16C781	PIC16C782
PIC16F785	PIC16F818	PIC16F819	PIC16F870
PIC16F871	PIC16F872	PIC16F873	PIC16F873A
PIC16F874	PIC16F874A	PIC16F876	PIC16F876A
PIC16F877	PIC16F877A	PIC16F913	PIC16F914
PIC16F916	PIC16F917	PC16F946	PIC16C923
PIC16C924	PIC16C925	PIC16C926	PIC18F24J10
PIC18F44J10	PIC18F45J10	PIC18F65J10	PIC18F65J15
PIC18F66J10	PIC18F66J15	PIC18F67J10	PIC18F85J10
PIC18F85J15	PIC18F86J10	PIC18F87J10	PIC18F242
PIC18F248	PIC18F252	PIC18F258	PIC18F442
PIC18F448	PIC18F452	PIC18F458	PIC18F1220
PIC18F1320	PIC18F2220	PIC18F2221	PIC18F2320
PIC18F2321	PIC18F2331	PIC18F2410	PIC18F2420
PIC18F2431	PIC18F2439	PIC18F2455	PIC18F2480
PIC18F2510	PIC18F2515	PIC18F2520	PIC18F2525
PIC18F2539	PIC18F2550	PIC18F2580	PIC18F2585
PIC18F2610	PIC18F2620	PIC18F2680	PIC18F4220
PIC18F4221	PIC18F4320	PIC18F4321	PIC18F4331
PIC18F4410	PIC18F4420	PIC18F4431	PIC18F4439
PIC18F4455	PIC18F4480	PIC18F4510	PIC18F4515
PIC18F4520	PIC18F4525	PIC18F4539	PIC18F4550
PIC18F4580	PIC18F4585	PIC18F4610	PIC18F4620
PIC18F4680	PIC18F6310	PIC18F6390	PIC18F6410
PIC18F6490	PIC18F6520	PIC18F6525	PIC18F6527
PIC18F6585	PIC18F6620	PIC18F6621	PIC18F6622
PIC18F6627	PIC18F6680	PIC18F6720	PIC18F6722
PIC18F8310	PIC18F8390	PIC18F8410	PIC18F8490
PIC18F8520	PIC18F8525	PIC18F8527	PIC18F8585
PIC18F8620	PIC18F8621	PIC18F8622	PIC18F8627
PIC18F8680	PIC18F8720	PIC18F8722	—

параметров откомпилированной программы при помощи View Statistics. На закладке Memory usage графически показывается процент памяти, занятый программой в памяти RAM и ROM. На закладке Procedures (sizes) можно посмотреть распределение памяти ROM, занятое каждой процедурой. Эта возможность особенно полезна при оптимизации программы по размеру, поскольку по ней можно отслеживать изменение размера процедуры после проведения оптимизации. На вкладке Procedures (locations) можно графически видеть область памяти, занимаемую в памяти процедур и порядок их размещения в памяти. На вкладке Procedures (details) можно посмотреть размер каж-

дой процедуры, начальный и конечный адрес размещения в памяти, максимальное использование стека, что особенно полезно при работе с прерываниями, т. к. заранее неизвестно, насколько будет занят стек самой программой, и т. д. На вкладке RAM можно посмотреть используемые в программе ячейки памяти RAM — общего назначения GPR для размещения необходимых переменных и задействованные в программе служебные регистры SFR. На последней вкладке ROM показывается ассемблерный листинг сгенерированной программы. Данное окно вызывается из меню View.

Настроить текущий проект можно, вызвав из главного меню Project пункт Edit Project... В появившемся окне можно настроить параметры слова конфигурации микроконтроллера, выбрать необходимый тип микроконтроллера и задать рабочую частоту кварца. Если создается новый проект, кроме этих пунктов здесь задается название проекта и его расположение.

Список поддерживаемых микроконтроллеров приведен в табл. 1.

В основном компилятор поддерживает микроконтроллеры с памятью типа Flash, как наиболее перспективные при разработке устройств, т. к. они позволяют производить многократную смену программного обеспечения микроконтроллера, изменяя функциональные возможности устройства. Это наглядно видно на микроконтроллерах старшей серии PIC18.

Компилятор также поддерживает возможность оптимизации, хотя настроить или отключить его нельзя. Из основных возможностей оптимизации стоит отметить ставшее стандартом вычисление выражения на стадии компиляции и замена его константой. Если переменной присваивается константа, то вместо переменной используется константа, если компилятор нашел код, не используемый в программе, этот код не используется при генерации. Кроме этого поддерживается локальная оптимизация переменных и кода. Из сомнительных

возможностей оптимизации стоит отметить случай, когда компилятор видит две переменные, принимающие одинаковые значения, он удаляет одну из них до конца кода и использует только одну переменную. То же самое касается и случая, когда компилятор видит, что два разных выражения выдают один и тот же результат, он заменит их на одно. Все эти возможности оптимизации могут приводить к ошибкам, которые в последствии будет сложно определить и устранить.

С компилятором поставляется хорошая встроенная библиотека дополнительных функций, расширяющая и упрощающая написание готовых программ — есть встроенные функции для работы со всеми имеющимися в микроконтроллере встроенными модулями АЦП, CAN, SPI, I²C, USART, ШИМ, USB и т. д. Есть библиотека для работы с картами памяти Compact Flash. Для упрощения доступа к встроенной памяти EEPROM используются функция чтения Eeprom_Read и процедура записи в память Eeprom_Write. При использовании микроконтроллера для связи с сетью Internet можно воспользоваться библиотекой поддерживающей основные протоколы (ARP, IP, TCP/IP, UDP/IP, ICMP/IP), при этом связь микроконтроллера с Интернет осуществляется при помощи микросхемы RTL8019AS или ENC28J60.

Имеется также хорошая библиотека для работы с символьными и графическими ЖК-индикаторами. Список встроенных библиотек достаточно широк и содержит библиотеки подпрограмм, осуществляющих работу с необходимыми интерфейсами или реализующими стандартные операции, такие как преобразование из числа строки символов и т. д.

К достоинствам самой среды разработки стоит отнести легкость и простоту использования, не приходится затрачивать много времени для обучения работы с программой, что особенно важно при переходе от одного компилятора (среды разработки) к другому.

ЛИТЕРАТУРА:

1. www.mikroelektronika.co.yu.
2. <http://www.mikroe.com/en/compilers/mikropascal/pic/download.htm>.

Алексей Николаев,
Красноярский край, г. Боготол

Карты flash-памяти Smart Media

Продолжаем публикацию цикла статей об устройстве и принципе работы микросхем flash-памяти. В этой статье дается обзор карты flash-памяти Smart Media, приводятся ее краткие технические характеристики, описывается структура и интерфейс.

Карты flash-памяти Smart Media созданы в соответствии со стандартом, разработанным корпорацией Toshiba (при участии Samsung) в 1995 г. Внешний вид карты памяти Smart Media приведен на рис. 1.



Рис. 1

Первоначально эти карты памяти имели название SSFDC (Solid State Floppy Disk Card), означающее в переводе на русский язык — твердотельная дискета. Данное название появилось от одноименного форума SSFDC, который является разработчиком стандартов для карт памяти Smart Media. При их разработке преследовалась цель создания и продвижения на рынок компактной твердотельной альтернативы гибкому диску.

Несмотря на присутствие в названии карты слова Smart (умный), эти карты не содержат в себе встроенного контроллера и фактически имеют в своем составе только память архитектуры NAND, поэтому управление обменом данными с такими картами памяти возлагается на интерфейсные устройства и их операционные системы. Структура данных, записанных на носителе, определяется тем, как разработчик программного обеспечения написал соответствующие процедуры и предусмотрел функционирование драйвера. Таким образом, карта памяти, используемая, например, в цифровом фотоаппарате, может не читаться с помощью компьютерного считывателя карт из-за разных типов файловых систем. Для использования карты Smart Media в новом устройстве,

как правило, требуется ее переформатирование.

СТРУКТУРА И ИСПОЛНЕНИЕ

В составе каждой карты имеется микросхема flash-памяти с архитектурой NAND. Карта Smart Media собирается без пайки на гибкой пластиковой основе и содержит только контакты и микросхему памяти. Способ доступа к памяти — поблочный, как и у гибкого диска.

Существует две разновидности карт Smart Media — с напряжением питания 5 и 3,3 В. Карты с питанием 3,3 В могут изготавливаться с одним или двумя кристаллами памяти. Внешне эти типы карт отличаются маркиров-

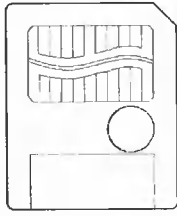
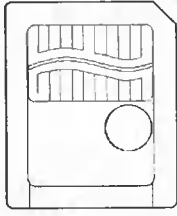
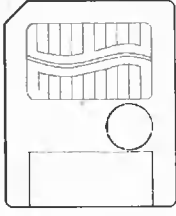
Модель	3,3В		5В
	Однокристалльная	Двухкристалльная	
Корпус			

Рис. 2

Таблица 1

Объем, Мб	Напряжение питания, В		Масочная память (только 3,3 В)
	3,3	5	
1	6Eh, E8h, ECh	6Eh	—
2	EAh	64h	5Dh
4	E3h, E5h	6Bh, E5h	D5h
8	E6h	—	D6h
16	73h		57h
32	75h		58h
64	76h		D9h
128	79h		DAh
256	71h		5Bh

кой и тем, с какой стороны у карты скошен угол.

Карта памяти Smart Media обладает возможностью физической защиты от записи. Поскольку карта очень тонкая и переключатель на ней сделать затруднительно, на ней имеется специальное углубление в форме круга. При приклеивании на это место токопроводящей наклейки, которая обычно прилагается в комп-

лекте, карта становится защищенной от записи.

На рис. 2 приведены чертежи моделей карт.

Выпускаются карты Smart Media, имеющие структуру масочной памяти типа ПЗУ. В зависимости от объема памяти и типа, карты имеют различные идентификаторы, которые хранятся внутри нее и могут быть прочитаны (табл. 1).

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ ИНТЕРФЕЙС

Карта flash-памяти Smart Media имеет 22-контактный интерфейс. На рис. 3 приведена нумерация выводов электрического интерфейса карты.

В табл. 2. приведено назначение выводов карты Smart Media.

Как видно из таблицы, интерфейсные сигналы карты памяти соответствуют сигналам интерфейса обычной микросхемы flash-памяти NAND, исключение составляют специальные сигналы выбора карты памяти и ее напряжения питания.

Для передачи данных используют- ся лишь 8 из 22-х контактов карты,

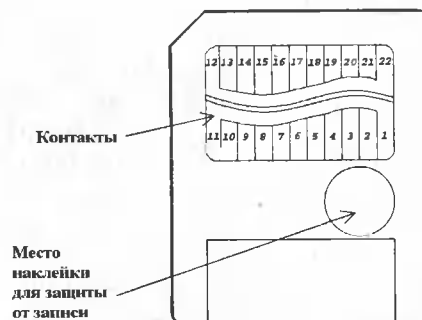


Рис. 3

Таблица 2

Вывод	Имя	I/O	Функция	Примечание
1	GND	—	Общий вывод питания	—
2	CLE	I	Разрешение фиксации команды	—
3	ALE	I	Разрешение фиксации адреса	—
4	—WE	I	Разрешение записи	—
5	—WP	I	Защита записи	Только flash-памяти
6	D0	I/O	Ввод/вывод данных 0	—
7	D1	I/O	Ввод/вывод данных 1	—
8	D2	I/O	Ввод/вывод данных 2	—
9	D3	I/O	Ввод/вывод данных 3	—
10	GND	—	Общий вывод питания	—
11	—CD	O	Обнаружение карты	—
12	VCC	—	Плюс источника питания	—
13	D4	I/O	Ввод/вывод данных 4	—
14	D5	I/O	Ввод/вывод данных 5	—
15	D6	I/O	Ввод/вывод данных 6	—
16	D7	I/O	Ввод/вывод данных 7	—
17	LVD	O	Обнаружение низковольтного питания	—
18	GND	I	Общий вывод питания	—
19	R/—B	O	Готов/занят	Открытый сток
20	—RE	I	Разрешение чтения	—
21	—CE	I	Выбор карты	—
22	VCC	—	Плюс источника питания	—

Примечания: I — входной сигнал, O — выходной сигнал, I/O — двунаправленный сигнал, «—» — сигнал имеет низкий активный уровень.

Таблица 3

Вывод	Назначение	Описание
D0—D7	Ввод/вывод данных	Восьмиразрядный, двунаправленный порт ввода/вывода адресов, команд и данных. Когда карта не выбрана или обращение к выводам запрещено, они переводятся в отключенное «третье» состояние
CLE	Разрешение фиксации команды	Высокий уровень сигнала на этом входе переключает мультиплексоры на входах D0—D7 по направлению регистра команд. Запись данных в регистр команд производится по нарастающему фронту сигнала —WE
ALE	Разрешение фиксации адреса	Высокий уровень сигнала на этом входе переключает мультиплексоры на входах I/O по направлению регистра адреса. Запись данных в регистр адреса производится по нарастающему фронту сигнала —WE
—WE	Разрешение записи	Вход —WE управляет записью данных в порт ввода/вывода D0—D7. Команды, адрес и данные записываются по нарастающему фронту сигнала —WE
—RE	Разрешение чтения	Вход —RE управляет чтением данных через порт ввода/вывода D0—D7. Данные действительны на шине порта через некоторое нормированное время выборки после спада сигнала —RE. Сигнал —RE увеличивает внутренний счетчик адреса столбца на единицу
—CE	Выбор микросхемы	Низкий уровень сигнала на этом входе разрешает операцию чтения данных, высокий — переводит микросхему в дежурный режим. Во время операций записи и стирания высокий уровень на этом входе игнорируется
—WP	Защита записи	Низкий уровень сигнала на выводе —WP блокирует запись и стирание карты памяти
R/—B	Выход свободно/занято	Вывод R/—B указывает состояние микросхемы. Низкий уровень указывает, что выполняется операция записи, стирания или чтения с произвольной выборкой. Высокий уровень устанавливается после завершения этих операций. Это выход имеет открытый сток
—CD	Обнаружение карты	Служит для обнаружения карты памяти и подключается к общему выводу питания
LVD	Обнаружение низковольтного питания	Определяет напряжение питания карты памяти. Для карт с питанием +5 В он не подключается, а для карт с питанием +3,3 В подключается к выводу VCC
VCC	Плюс источника питания	Напряжение источника питания
GND	Общий провод	Общий вывод питания

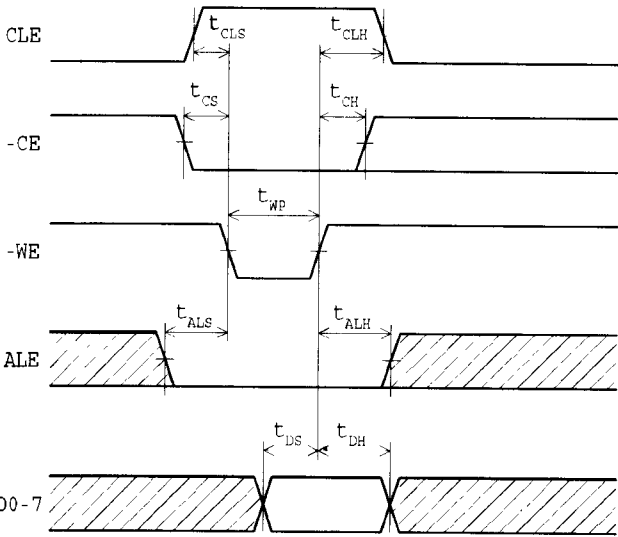


Рис. 4

остальные контакты служат для подачи питания на микросхему, а также несут на себе управляющие и вспомогательные функции.

В табл. 3 приведено описание сигналов интерфейса карты flash-памяти. Временные диаграммы для записи команд, адреса и данных приведены на рис. 4, 5 и 6 соответственно.

На рис. 7 изображена диаграмма

последовательного чтения данных, диаграмма чтения статуса карты памяти представлена на рис. 8.

В табл. 4 приведены значения временных интервалов сигналов, условные обозначения которых показаны на рис. 4—8.

Электрические и физические характеристики

Карты flash-памяти Smart Media с напряжением питания 5 и 3,3 В имеют допустимый диапазон напряжения питания 4,5...5,5 и 3...3,6 В соответственно.

Низкий уровень входного сигнала для обоих типов карт памяти находится в диапазоне 0...0,6 В. Высокий уровень входного сигнала для карт с напряжением питания 5 В составляет 2,4...5 В, а для карт с напряжением питания 3,3 В — 2,2...3,3 В.

Ток, потребляемый картой памяти от источника питания, зависит от режима работы и не превышает 70мА в активном режиме для всех типов. В режиме хранения ток не превышает 1мА.

Карта имеет размеры 45х36,5х0,76 мм и весит около 1 г. Объем памяти карты составляет от единиц до сотен Мбайт. Карта flash-памяти гарантированно выдерживает 10⁶ циклов стирания/записи и позволяет сохранять информацию без источника питания в течение 10 лет. Скорость передачи данных через интерфейс карты составляет несколько МБайт/с.

На рис. 9 приведены габаритные размеры карты и размеры контактных площадок внешнего интерфейса.

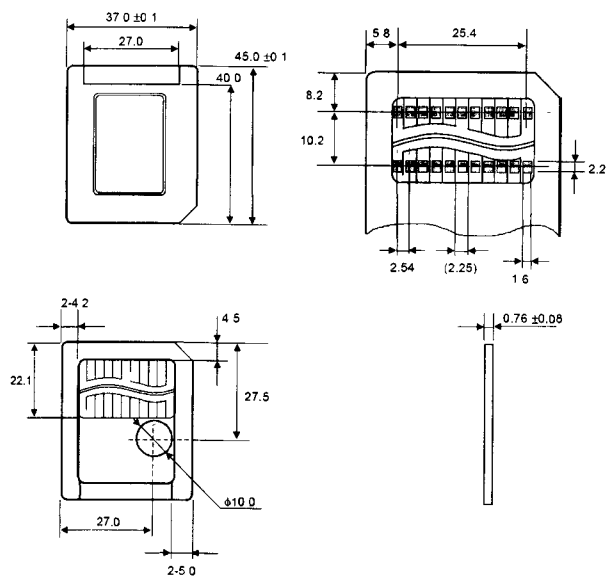


Рис. 9

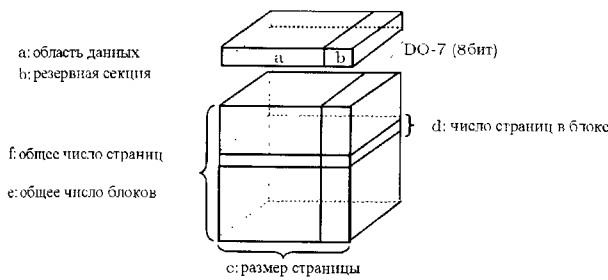


Рис. 10

Таблица 5

Объем, Мб	Число зон	Число исправных блоков (минимум)
1	—	252
2		502
4		
8		1002
16		
32	2	1002 блока в любой зоне (1 зона = 1024 блока = 16 Мб)
64	4	
128	8	
256	16	

Таблица 6

Объем, Мб	Число зон	Число исправных блоков (минимум)
1	—	252
2		502
4		
8		1002
16		
32	2	1002 блока в любой зоне (1 зона = 1024 блока = 16 Мб)
64	4	
128	8	
256	16	

Карта flash-памяти может содержать несколько неисправных блоков, которые непригодны для работы. Благодаря резервированию памяти и наличию функции исправления ошибок, карта способна нормально функционировать даже при наличии нескольких неисправных блоков.

Для нормального функционирования карты памяти, необходимо чтобы она содержала достаточное число исправ-

ных блоков. Минимальное число исправных блоков для определенного объема памяти приведено в табл. 6. Карты с объемом памяти в диапазоне 32...256 Мб контролируются в зонах размером 16 Мб каждая.

АДРЕСАЦИЯ ПАМЯТИ

Поскольку адресное пространство памяти велико и требует большого числа адресных разрядов, а шина данных интерфейса восьмиразрядная, запись адреса производится в течение нескольких циклов. В табл. 7 приведены циклы записи адреса для карты flash-памяти.

В зависимости от объема памяти карты не все адресные разряды страниц используются во время записи адреса. Неиспользуемые разряды

адреса страниц должны в соответствующем цикле записи иметь низкий уровень сигнала. В табл. 8 приведено состояние адресных разрядов

страниц в зависимости от объема памяти карты.

СИГНАЛЫ И КОМАНДЫ УПРАВЛЕНИЯ

Ввод адреса, запись команд, ввод и вывод данных и другие операции для карты flash-памяти производятся посредством управляющих сигналов CLE, ALE, -CE, -WE, -RE и -WP. В табл. 9 приведено состояние этих сигналов для выполнения различных операций.

Программирование, стирание, чтение и другие функции для карты flash-памяти выполняются посредством записи последовательных команд управления. В табл. 10 приведен список таких команд для выполнения определенных функций.

По значению байта прочитанного статуса можно определить исправность памяти, занятость карты и состояние защиты записи. В табл. 11 дается назначение всех разрядов этого байта состояния.

Код идентификатора ID позволяет определить тип карты памяти и другую информацию. В табл. 12 приведено описание четырехбайтового идентификатора, получаемого с помощью команды чтения идентификатора ID-90.

ДОСТОИНСТВА И НЕДОСТАТКИ

Основным достоинством карт памяти Smart Media является простота и низкая стоимость. Именно поэтому

Таблица 7

Цикл	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
1	CA7	CA6	CA5	CA4	CA3	CA2	CA1	CA0
2	PA7	PA6	PA5	PA4	PA3	PA2	PA1	PA0
3	PA15	PA14	PA13	PA12	PA11	PA10	PA9	PA8
4	PA23	PA22	PA21	PA20	PA19	PA18	PA17	PA16

Примечания: CA0—7 — адреса колонок, PA0—23 — адреса страниц.

Таблица 8

Объем, Мб	Используемые адреса страниц	Низкий уровень в цикле 3	Низкий уровень в цикле 4
1	PA0—PA11	PA12—PA15	—
2	PA0—PA12	PA13—PA15	
4	PA0—PA12	PA13—PA15	
8	PA0—PA13	PA14, PA15	
16	PA0—PA14	PA15	
32	PA0—PA15	—	PA17—PA23
64	PA0—PA16		
128	PA0—PA17		
256	PA0—PA18		

Таблица 9

Режим	CLE	ALE	-CE	-WE	-RE	-WP
Запись команды	H	L	L	V	H	H
Запись адреса	L	H	L	V	H	H
Запись данных	L	L	L	V	H	H
Чтение данных	L	L	L	H	V	H
Процесс программирования/стирания	*	*	*	*	*	H
Защита записи	*	*	*	*	*	L

Примечания: H — высокий уровень сигнала, L — низкий уровень сигнала, V — импульс низкого уровня, * — высокий или низкий уровень сигнала.

Таблица 10

Функция	Первый цикл	Второй цикл	Допустимая команда в состоянии занятости
Последовательный ввод данных	80h	—	—
Режим чтения 1	00h	—	—
Режим чтения 2	01h	—	—
Режим чтения 3	50h	—	—
Сброс	FFh	—	+
Программирование страницы	10h	—	—
Стирание блока	60h	D0h	—
Чтение статуса	70h	—	+
Чтение идентификатора ID-90	90h	—	—
Чтение идентификатора ID-91	91h	—	—

Таблица 11

Резерв	Состояние памяти
D0	0 — исправна, 1 — неисправна
D1	Зарезервировано
D3	
D3	
D4	
D5	
D6	0 — занята 1 — готова
D7	0 — есть защита, 1 — нет

Таблица 12

Байт	Назначение	Значение
1	Код изготовителя	Код изготовителя
2	Код устройства	См. табл.1
3	Есть или нет внешний блок	A5h — есть, другой код — нет
4	Поддерживается или нет команда ID-91	C0h — да, другой код — нет

устройстве, может не читаться на другом.

Серьезным недостатком карт Smart Media является небольшой объем памяти. К другим недостаткам можно отнести низкую скорость чтения/записи, незащищенность от внешних воздействий и небольшой ресурс работы.

ПРИМЕНЕНИЕ

Карты памяти Smart Media применяются в компактных mp3-плеерах, цифровых фотоаппаратах Olympus и многих других портативных устройствах. Возможна работа карт Smart Media с настольными компьютерами, а также с ноутбуками.

Данный стандарт сейчас уже не развивается, но большое число цифровых фотоаппаратов было выпущено в расчете на этот тип карт, поэтому ведущие производители продолжают их выпуск.

Олег Вальпа,
г. Миасс Челябинской обл.

Простая реализация протокола USB для ПК

Данная статья может служить примером того, как без особых усилий и затрат можно реализовать интерфейс USB, не используя при этом специализированные микросхемы, а также является дополнением и продолжением [1]. Статья носит информативный характер и может помочь при создании небольших и недорогих проектов с использованием интерфейса USB.

В качестве примера взята идея статьи [1], где на базе микроконтроллера PIC16F84A реализована цветомузыка для ПК под управлением мультимедийного плеера Winamp. Читателям предлагается вариант, в котором альтернативой последовательного протокола COM порта служит интерфейс USB.

Реализовать интерфейс USB можно несколькими способами:

- использовать микроконтроллер с аппаратным USB интерфейсом;
- использовать специализированные микросхемы-преобразователи USB — RS-232, USB — TWI и т. д.;
- реализовать протокол USB с помощью программной эмуляции на недорогом микроконтроллере.

Основным недостатком первого способа можно считать необходимость изучения структуры и особен-

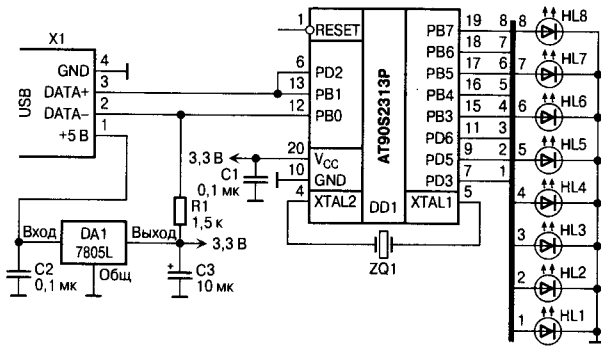
ностей данного микроконтроллера и написания программы. Помимо этого придется создать собственный драйвер для персонального компьютера. Такие микроконтроллеры труднодоступны и имеют высокую стоимость. Во втором случае драйвер поставляется вместе с преобразователем, но при этом увеличиваются размеры как самого устройства, так и затраченных материальных средств. Ряд элементов, таких, как FT232, можно приобрести только на заказ. В третьем случае придется изучать сам протокол USB и разрабатывать сложнейшую программу для МК с учетом всех нюансов и подводных камней. Если вы это сделаете, создание драйвера операционной системы для получившегося устройства уже не вызовет серьезных трудностей, но не надо придумывать велосипед, если такие заготовки в виде готовой прошивки, драйвера и библиотеки

функций для доступа к устройству уже существуют.

При создании небольших по сложности и функциональности проектов, где необходима связь микроконтроллера с ПК и основные вычисления производит компьютер, можно обратиться на официальный сайт компании Atmel. В разделе с документацией среди прочего можно найти документ AVR309 [3] и прилагаемый к нему архив [2]. В архив входят два исходных файла программ для МК серии AVR ATmega8 и ATtiny2313 с программной реализацией низкоскоростного протокола (1,5 Мбит/с), совместимого со спецификацией USB2.0, драйвер для ОС Windows 98/ME/2000/XP, библиотека функций, тестовая программа и все это с исходными текстами, а также некоторая документация по стандарту USB. Данный архив распространяется бесплатно с правом внесения изменений в исходные тексты программ.

Таким образом, используя эти ресурсы и микроконтроллер AT90S2313 (ATtiny2313) можно изготовить несложное устройство с низкоскоростным интерфейсом совместимым со стандартом USB2.0. Примером такого устройства может служить «Цветомузыка для ПК».

Так же, как и в [1], основные вычисления производит плагин для



Puc. 1

известного проигрывателя Winamp. Он же выводит через USB данные на устройство, используя имеющиеся в архиве [2] драйвер и библиотеку функций доступа. Данные выводятся на светодиодные индикаторы в виде ритмично мигающих огней.

Принципиальная схема цветоузыкального устройства приведена на рис. 1.

Основные отличия от устройства, описанного в [1]:

- минимальное число элементов;
- питание микросхемы осуществляется непосредственно от шины компьютера;
- благодаря тому, что связь осуществляется через USB, устройство поддерживает стандарт Plug and Play.

Основным элементом конструкции является микросхема DD1 — микроконтроллер семейства AVR AT90S2313-10 от компании Atmel, работающий на частоте кварцевого резонатора ZQ1 12 МГц. Он осуществляет связь по шине USB и выводит данные, полученные от соответствующего плагина визуализации Winamp, на светодиодные индикаторы. Питание микросхемы осуществляется напряжением 3,3 В через стабилизатор DA1. Понижение напряжения до такого уровня необходимо для совместимости со стандартом USB, где передача информации происходит по двум дифференциальным линиям с высоким уровнем 3,0...3,6 В.

Резистор R1, подтягивающий линию DATA- к источнику питания 3,3 В, служит для детектирования устройства USB как низкоскоростного. Восьмиразрядный порт устройства формируется из свободных линий ввода/вывода двух портов микроконтроллера. Токоограничивающие резисторы отсутствуют, т. к. аналогичные резисторы включаются внутри микроконтроллера при установке направления порта ввода/вывода на выход.

Хотя в документации к АТ90С2313-10 сказано, что напряжение питания этой микросхемы 4...6 В, микроконтроллер устойчиво работает при напряжении 3,3 В. Поставляемая прошивка совместима с микроконтроллерами АТ90С2313 и АТtiny2313. Размер устройства можно уменьшить, используя корпус SOIC соответствующего микроконтроллера.

Отклонения в номинале резистора должны быть не более 5 %. В качестве стабилизатора можно использовать любые другие аналоги с напряжением стабилизации 3,3...3,5 В.

Устройство собрано на плате из односторонне фольгированного текстолита и соединяется с персональным компьютером четырехжильным экранированным проводом длиной до 5 м. Максимальная длина соединительного кабеля зависит от вида кабеля.

При подключении к компьютеру сразу же начнется обмен данными между ПК и устройством, после чего ПК потребует драйвер, путь к которому следует указать в появившемся диалоговом окне. После установки драйвера в системе появится новое USB устройство — AVR309:USB to UART protocol converter.

Название устройства можно изменить в соответствии с его назначением, изменив перед компиляцией соответствующие строковые константы в исходной программе, там же следует изменить идентификаторы VID (Vendor Identifier) и PID (Product Identifier). Соответственно, необходимо внести изменения в inf-файл драйвера, иначе он не установит сам драйвер. Во избежание конфликтов с другим оборудованием при выборе VID и PID следует ознакомиться с данными на сайте www.usb.org.

Для создания плагина визуализации к программе Winamp, достаточно иметь небольшие навыки программирования на C++. Необходимо посетить официальный сайт проигрывателя www.winamp.com и скопировать архив [4] с набором примеров под все

виды плагинов, поддерживаемых Winamp. Готовый модуль при инициализации подключает библиотеку функций управления USB-устройством, проверяет наличие устройства и при его отсутствии выдает сообщение об ошибке. При получении спектра от программы модуль выделяет из него восемь полос в соответствии с основными частотами эквалайзера плеера. Уровень, по которому происходит переключение светодиодов, может быть автоматическим или постоянным, подобранным экспериментально. Плагин отображает режимы моно и стерео (подробности в настройке). Если используется эквалайзер, получаемый от Winamp, спектр тоже будет обработан соответствующими настройками эквалайзера, следовательно изменится и режим переключения светодиодов. Модуль использует только две функции динамической библиотеки — это функция изменения направления порта ввода/вывода и функция записи в порт.

Таким образом, полученное устройство можно использовать совместно с персональным компьютером для ввода/вывода информации через порт USB. Очень удобно применять его в проектах, где основные вычисления производит ПК. Кроме функций работы с портом устройства (чтение, запись) библиотека содержит функции работы с UART микроконтроллера и фактически превращает микроконтроллер в конвертер USB — UART, каким его и представляет в проекте AVR309 компания Atmel. Кроме того, реализованы функции работы с EEPROM (чтение, запись) и очень интересная функция чтения инфракрасного сигнала из буфера МК. Драйвер, прошивку МК AT90S2313 (ATtiny2313) и плагин для Winamp доступны на сайте редакции журнала по адресу www.dian.ru.

ЛИТЕРАТУРА:

1. И. Сошин. Цветомузыка для ПК. — Схемотехника, 2006, № 3, с. 37.
2. http://www.atmel.com/dyn/resources/prod_documents/AVR309.zip.
3. http://www.atmel.com/dyn/resources/prod_documents/doc2556.pdf.
4. http://download.nullsoft.com/winamp/client/wa502_sdk.zip.

Сергей Родичкин,
г. Ульяновск

Управление световым потоком ламп дневного света

Статья посвящена вопросам управления сетями освещения больших зданий, в которых, как правило, используются лампы дневного света. Применение протокола 1-Wire и устройств на его основе (цифровых потенциометров, переключателей, АЦП и т. д.) позволяет значительно расширить круг решаемых задач, а также снизить затраты на освещение.

Одной из основных нагрузок современных промышленных и офисных зданий являются средства освещения, потребляющие до 40 % всей электроэнергии. Среди осветительного оборудования лидерами являются лампы дневного света (ЛДС или флуоресцентные лампы с холодным катодом). Несмотря на значительный прогресс, достигнутый в повышении эффективности работы самих ЛДС, КПД их использования остается еще достаточно низким, т. к. низка эффективность управления ими.

Исследования, проведенные сотрудниками Лаборатории Лоуренса в Беркли, США [1], показали, что управление освещением с использованием фотодатчиков, ИК датчиков и т. п. могут снизить потребление электроэнергии приблизительно на 35 % по сравнению с используемыми в настоящее время достаточно эффективными системами освещения с электронными балластами.

Кроме решения финансовых проблем усовершенствование управления освещением с использованием ЛДС позволяет повысить возможности персонала по управлению световым потоком в той или иной точке здания. Часто лампы светят там, где необходимости в освещении уже нет, а возможности персонала по управлению уровнем освещенности

в офисе или комнате сводятся к простому включению или выключению освещения с помощью настенного выключателя. Если офис представляет собой помещение с несколькими рабочими зонами, регулировка освещенности в той или иной зоне практически отсутствует. Разница в предпочтениях по уровням освещенности у различных индивидуумов может достигать 1500 люкс и более [1]. Обычный потолочный источник света представляет собой конструкцию из 3—4 ЛДС, которая создает под собой приблизительно равномерное освещение в диапазоне 500...800 люкс. Применение индивидуального управления ЛДС позволяет варьировать интенсивность света и цветовой баланс освещения, что особенно важно при освещении помещений, работники которых заняты проектными работами с использованием персональных компьютеров (CAD).

Для управления освещением с использованием ЛДС необходимо создать эффективное по затратам и надежное средство. Прекрасным вариантом решения этой проблемы при создании новых проектов и модернизации систем освещения, уже находящихся в эксплуатации, является использование систем управления на основе протокола 1-Wire, разработанного специалистами компании Maxim/Dallas. Параметры протокола

1-Wire в сравнении с параметрами протоколов I²C, SMBus, CAN и др. представлены в [2].

В паре с электронным балластом с регулировкой светового потока ЛДС (ЭБРСП) можно с успехом использовать производимые компанией Maxim/Dallas цифровые потенциометры DS2890, работающие в протоколе 1-Wire. Шина 1-Wire позволяет создать многоканальную сеть управления ЭБРСП ЛДС. Цифровой потенциометр DS2890 присваивает уникальный адрес каждому комплекту ЭБРСП, а также обеспечивает с помощью ЭБРСП управление световым потоком ЛДС. Один из возможных вариантов интерфейсной платы представлен на рис. 1.

На плате установлены цифровой потенциометр DS2890, сетевые соединители для подключения платы к сети 1-Wire, а также контакты подключения цепи управления ЭБРСП.

Концепция регулировки светового потока ЛДС посредством сети 1-Wire показана на рис. 2.

Система состоит из узла управления сетью 1-Wire, самой сети 1-Wire с цифровыми потенциометрами DS2890, а также индивидуальных ЭБРСП. Данный подход позволяет автоматизировать процесс управления освещением всего здания, а также определять (и регулировать) степень освещенности в той или иной его точке. Характеристики системы управления всей сетью в основном определяются возможностями узла управления.

Каждый цифровой потенциометр DS2890 имеет уникальный 64-битовый номер, который и является его адресом в сети 1-Wire. Кроме того, потенциометр позволяет выполнять фиксацию положения своего движка в 256 отдельных точках, задавая тем самым 256 градаций яркости блока ЛДС.

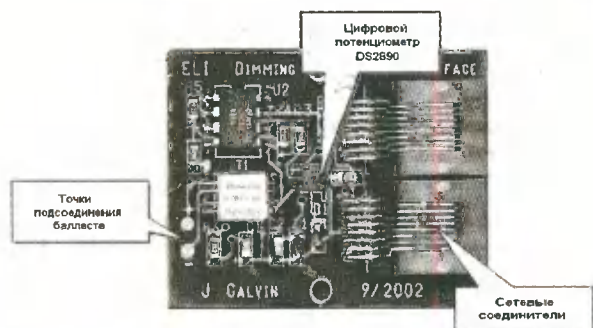


Рис. 1

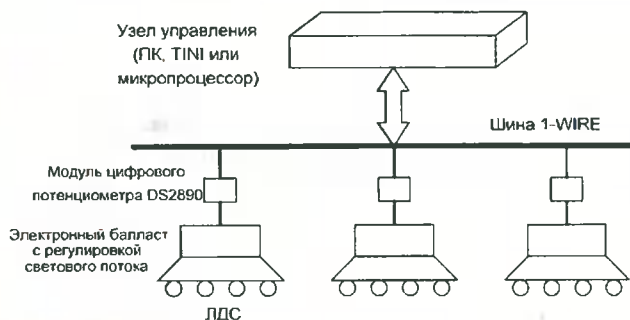


Рис. 2

Для управления световым потоком ЛДС с помощью цифровых потенциометров DS2890 предлагается следующее оборудование.

1. Узел управления сетью 1-Wire

В качестве узла управления могут быть использованы ПК, устройства TINI (Tiny InterNet Interface) или микроконтроллер. Протокол TINI работает с кодами, используемыми веб-серверами, и позволяет создать сети, управляемые с помощью локальной сети или Интернет. Опытный образец подобной сети был создан и успешно испытан специалистами компании Maxim/Dallas. Дополнительную информацию об изделиях, изготавливаемых компанией Maxim/Dallas, можно найти в [3].

Узел управления осуществляет контроль работы всех устройств, подключенных к сети 1-Wire. Например, узел управления может посылать по определенному адресу сигналы на увеличение или уменьшение сопротивления потенциометра DS2890, который, в свою очередь, определяет режим работы ЭБРСП, соединенного с требуемым блоком ЛДС. Узел управления также выполняет считывание значения сопротивления электронного потенциометра DS2890 с требуемым адресом, определяя таким образом текущую яркость нужного блока ЛДС.

Возможно использование нескольких узлов управления, что повышает гибкость управления освещением в больших зданиях (например, поэтажно), а также позволяет выполнять наращивание сети. Каждой сети 1-Wire может быть назначен свой узел управления.

2. ЭБРСП

Блок ЛДС должен соединяться с цифровым потенциометром DS2890 через ЭБРСП. Многие производители предлагают различные модели ЭБРСП для управления ЛДС. Большинство ЭБРСП позволяют регулировать уровень яркости ЛДС в диапазоне 5...100 % путем регулировки напряжения в диапазоне 0...10 В, прикладываемого к управляющим проводникам ЭБРСП каким-либо внешним устройством (например, цифровым потенциометром DS2890). После того, как каждый ЭБРСП будет оснащен подобным устройством, все потенциометры могут быть соединены в сеть 1-Wire, далее сеть 1-Wire подключается к узлу управления. Если узел управления отсоединяется от сети 1-Wire или в сети 1-Wire возникает замыкание, управление ЭБРСП возвращается к 100 % яркости ЛДС, и контроль над работой ЛДС может осуществляться

вручную с помощью стенного выключателя.

В офисах компании Maxim/Dallas установлены ЭБРСП производства компании Universal Lighting Technologies (Magnetek): для управления одиночной ЛДС используется балласт B132R120V5 Ballastar [4]; для управления двумя ЛДС — балласт B232SR120V5 Ballastar [5]. Каждый ЭБРСП имеет два провода управления, чаще всего серого и фиолетового цвета, а также клеммы для подключения к сети питания переменного тока. Серый и фиолетовый провода (рис. 3) используются в низковольтной цепи управления балластом (обычно 0...10 В постоянного тока).

Если эти провода находятся в разомкнутом состоянии, яркость ЛДС равна 100 %. Если указанные провода соединены накоротко, яркость ЛДС равна приблизительно 5 %.

Ниже представлен список некоторых производителей ЭБРСП и указаны модели ЭБРСП, выпускаемые ими:

- Advance Transformer — серия Mark 7 [6];
- Osram Sylvania — серия Quicktronic Dali [7];
- Prescolite — серия Intellectplus (для систем с напряжением питания 120, 208, 240 и 277 В) [8];
- Lutron — серия TVE [9];
- Universal Lighting Technologies (ранее компания называлась Magnetek) — серия Ballastar [10].

3. Цифровой потенциометр DS2890

В идеальном варианте управления каждый ЭБРСП должен подключаться к своему цифровому потенциометру DS2890. Информацию по DS2890 можно найти в [11]. При управлении потенциометром DS2890 посредством протокола 1-Wire можно задать 256 промежуточных положений.

ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ ФУНКЦИИ СЕТИ 1-WIRE

Описанная выше сеть 1-Wire имеет значительные возможности по расши-

рению. Она позволяет использовать не только цифровые потенциометры DS2890, но и температурные датчики, ЦАП, цифровые переключатели и т. д. Использование указанных устройств, а также возможность управления посредством сети Интернет позволяют значительно расширить возможности сети управления освещением с использованием протокола 1-Wire. Одним из компонентов управления источником света может быть простой переключатель, выполняющий функцию включения/выключения. Предложенная выше схема с использованием ЭБРСП позволяет выполнять регулировку яркости ЛДС, что не всегда является необходимым. Иногда, например, требуется всего лишь дистанционно включить или выключить тот или иной источник освещения. Для осуществления этой функции с успехом может быть использован цифровой переключатель DS2406 [12].

В качестве датчиков, управляющих сетью 1-Wire, может использоваться ИК датчик движения. Если в помещении в течение определенного промежутка времени ИК датчик не регистрирует движения, узел управления сетью 1-Wire может выдать команду на выключение освещения в данном помещении.

В качестве дополнительных функций сети 1-Wire может быть рассмотрен вариант регулировки освещенности с помощью фотодатчиков, выдающих в сеть информацию о балансе внешнего (естественного) и внутреннего (искусственного) освещения. Данные фотодатчики могут располагаться в помещениях с окнами, при этом фотодатчики, фиксирующие уровень естественного освещения, будут выдавать команду на уменьшение/увеличение яркости внутреннего освещения с использованием ЛДС. Подобное управление также может помочь в решении проблемы снижения затрат на освещение здания.

Определение уровня внешнего освещения может быть выполнено с

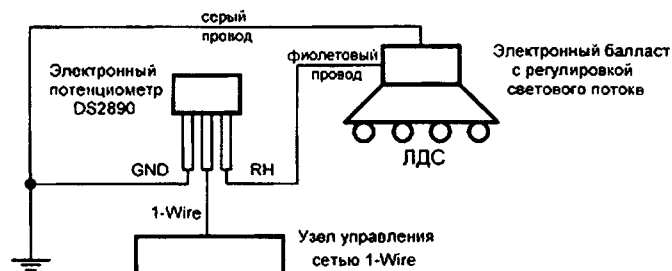


Рис. 3

помощью АЦП, работающего в протоколе 1-Wire (например, DS2450 [13]) и соединенного с фотоприемником (фотодиодом). Еще одно из применений баланса внешнего и внутреннего освещения — управление электрифицированными жалюзи в различное время дня с целью максимального использования естественного освещения и снижения затрат на освещение искусственное. Данная функция также может быть реализована с помощью цифрового переключателя DS2406.

Управление освещением здания или группы зданий позволяет значительно снизить затраты на их освещение и повысить комфортность работы персонала. Если узел управления сетью 1-Wire (ПК или TINI) соединить с внутренней корпоративной сетью или Интернетом, общее управление может осуществляться с помощью сервера. При этом появляется возможность дифференцированного управления освещением в течение дня или в ра-

бочие и праздничные (выходные) дни. Например, в ночное время или в выходные дни освещение может быть централизованно выключено во всем здании за исключением помещений, в котором работают люди. Имеется также возможность формирования на остекленных фасадах промышленных или коммерческих зданий не только статических, но и праздничных динамических изображений, причем «пикселями» этих изображений будут являться окна самого здания. Данная функция очень интересна, хотя практически нигде в мире еще не реализована.

ЛИТЕРАТУРА:

1. <http://btech.lbl.gov/papers/46009.pdf>. IBCS: An Integrated Building Environmental Communications System — It's Not Your Father's Network.
2. http://www.maxim-ic.com/appnotes/cfm/appnote_number/3438.

3. http://www.maxim-ic.com/products/tini/pdjs/TINI_Cuide.pdf.
4. http://www.universalballast.com/productLines/ap_sheets/ELFB/B132R120V5.pdf.
5. http://www.universalballast.com/productLines/ap_sheets/ELFB/B232SR120V5.pdf.
6. <http://www.advancetransformer.com>.
7. <http://www.sylvania.com>.
8. <http://www.prescolite.com>.
9. <http://www.lutron.com/ballast/BallastGuide/BallastGuide.pdf>.
10. http://www.universalballast.com/productLines/ballast/fl_dimm.html.
11. <http://pdfserv.maxim-ic.com/en/ds/DS2890.pdf>.
12. <http://pdfserv.maxim-ic.com/en/ds/DS2406.pdf>.
13. <http://pdfserv.maxim-ic.com/en/ds/DS2450.pdf>.

Владимир Олейник,
Московская область, г. Королев

Микрофонный микшер

В настоящее время выпускается много отечественных дешевых двоярных и четверных операционных усилителей с хорошими параметрами. Это позволяет полностью отказаться от использования транзисторов, у которых достаточно сложно поддерживать режим по постоянному току. При этом схемотехника усилительных устройств становится предельно ясной и изящной. Примером служит схема микрофонного микшера для организации режима караоке при использовании внешнего усилителя мощности. Особенностью схемы является организация цепей смещения ОУ при однополярном источнике питания.

Назначение устройства — обеспечить регулировку усиления и микрофонный интерфейс для усилителя мощности звуковой частоты. При использовании этого модуля можно петь под музыку с любимого компакт-диска (караоке) или просто использовать микшер для настройки уровней сигналов с входных линий.

ОСНОВНЫЕ ТЕХНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Напряжение питания, В	5...12
Ток потребления, мА	≤ 10
Номинальное входное напряжение, В	1
К.Н.И. на частоте 1 кГц, %	0,004

Устройство имеет два входа и выхода — L (левый) и R (правый). В каждом канале есть индивидуальная

плавная регулировка усиления. Напряжение на выходе имеет постоянную составляющую, равную примерно половине напряжения питания.

В качестве гнезда для подключения микрофона рекомендуется использовать соединитель, совместимый со стандартными микрофонами.

Основой микрофонного микшера служит микросхема КР1446УД1А. В одном корпусе размещено два Rail-to-Rail универсальных операционных усилителя комплементарной МОП-структуры. Полоса пропускания, искажения и шумовая характеристика КР1446УД1А делают его идеальным для применения в аудио аппаратуре.

КР(КФ)1446УДхх [1] — серия КМОП интегральных операционных усилителей (ОУ) с расширенным допустимым диапазоном входных $-U_{CC} \dots +U_{CC}$ и выходных напряжений. Серия вклю-

чает девять ОУ — УД5, УД11—УД14 (КР(КФ)1446УД1).

Усилители имеют широкий диапазон допустимых напряжений питания. Напряжение питания может быть однополярным ($-U_{CC} \geq 0$ или $+U_{CC} \leq 0$), либо двуполярным ($-U_{CC} < 0$ и $+U_{CC} > 0$). Напряжение U_{CC} на выводе $+U_{CC}$ относительно вывода $-U_{CC}$ может изменяться в диапазоне +2,5...7 В для усилителей УД1—УД5 и в диапазоне +3...12 В для УД11—УД14.

В корпусе интегральной схемы размещается по четыре одинаковых ОУ (УД3 и УД13), либо по два (остальные). ОУ в микросхемах УД2 и УД3, а также УД12 и УД13 идентичны.

Микрофонный микшер состоит из трех каналов — двух звуковых, образующих стереоканал, и микрофонного канала. Сигнал микрофонного канала смешивается с сигналами стереоканала.

Входные сигналы стереоканала через разделительные конденсаторы поступают на потенциометры регулировки усиления с логарифмическим законом изменения сопротивления — это компенсирует нелинейную чувствительность уха к уровню звукового сигнала. С регуляторов усиления входные сигналы поступают на буферные каскады с коэффициентом усиления два, далее на суммирующие каскады. Напря-

жение MID (виртуальное заземление) используется для смещения постоянной составляющей выходного сигнала к середине напряжения питания с целью предотвращения одностороннего ограничения выходного сигнала. Напряжение MID формируется делителями напряжения из напряжения питания и буферизируется усилителем с единичным усилением.

Микрофонный интерфейс совместим с типовыми электретными микрофонами для звуковых видеокарт и динамическими микрофонами. Цепь питания микрофона с помощью перемычек JP1 и JP2 может быть переключена так, чтобы создать требуемое для электретных микрофонов напряжение на микрофонном соединителе J2. Напряжение смещения для микрофона сгенерировано резисторным делителем из напряжения питания, равно $0,66V_{DD}$ и буферизировано ОУ.

Выходной каскад микрофонного канала — инвертирующий усилитель с коэффициентом усиления 4,7. Он обеспечивает низкое выходное сопротивление для регулятора усиления на потенциометре R10.

Резистор R25 обеспечивает максимальный коэффициент усиления каскада $0,8 \times 4,7 = 3,8$.

Основное усиление микрофонного канала обеспечивает каскад регулирования уровня на ОУ DA2-2. Его усиление может быть установлено в диапазоне 2...22 подстроечным резистором R11. Это позволяет получить максимальное усиление микрофонного канала $4,7 \times 0,8 \times 22 = 83$. Конденсатор C2 ограничивает полосу пропускания микрофонного канала по высокой частоте. Это предотвращает возбуждение при высоком коэффициенте усиления.

Выходные каскады микшера на ОУ DA1-2 и DA3-2 — суммирующие усилители с единичным усилением, которые смешивают сигналы с линейных входов с сигналом микрофонного усилителя согласно соотношению, установленному движками регуляторов уровня. Для ограничения полосы пропускания и стабилизации работы выходных каскадов на большую емкостную нагрузку используются конденсаторы C4, C11.

На рис. 1 показана принципиальная схема микрофонного микшера, промоделированная и нарисованная средствами электронного САПР OrCAD V10.5.

При моделировании использовалась макромодель Бойля, которая создана на основе типичных электрических характеристик КР1446УД1 при $T = 25^\circ\text{C}$. В большинстве случаев параметры реальных ОУ находятся в допуске 20 %. Множество подходящих PSpice моделей отечественных и импортных операционных усилителей можно найти на сайтах [2, 3].

Желательно применение малогабаритной элементной базы. Если в качестве регуляторов усиления использовать ползунковые регуляторы, пригодные к монтажу на печатную плату, монтаж микшера можно выполнить одной печатной платой.

МАКРОМОДЕЛЬ КР1446УД1А

Макромодель моделирует:

- максимальное положительное выходное напряжение;
- максимальное отрицательное выходное напряжение;
- скорость нарастания выходного напряжения;
- рассеяние мощности в покое;
- входной ток смещения;
- усиление напряжения с незамкнутым контуром ОС;

Предлагаем организациям и физическим лицам оформить подписку на книгу

«X51-СОВМЕСТИМЫЕ МИКРОКОНТРОЛЛЕРЫ ФИРМЫ SILICON LABORATORIES (CYGNAL)»

Автор О. И. Николайчук, обложка мягкая, 640 стр.



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

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

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

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

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

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

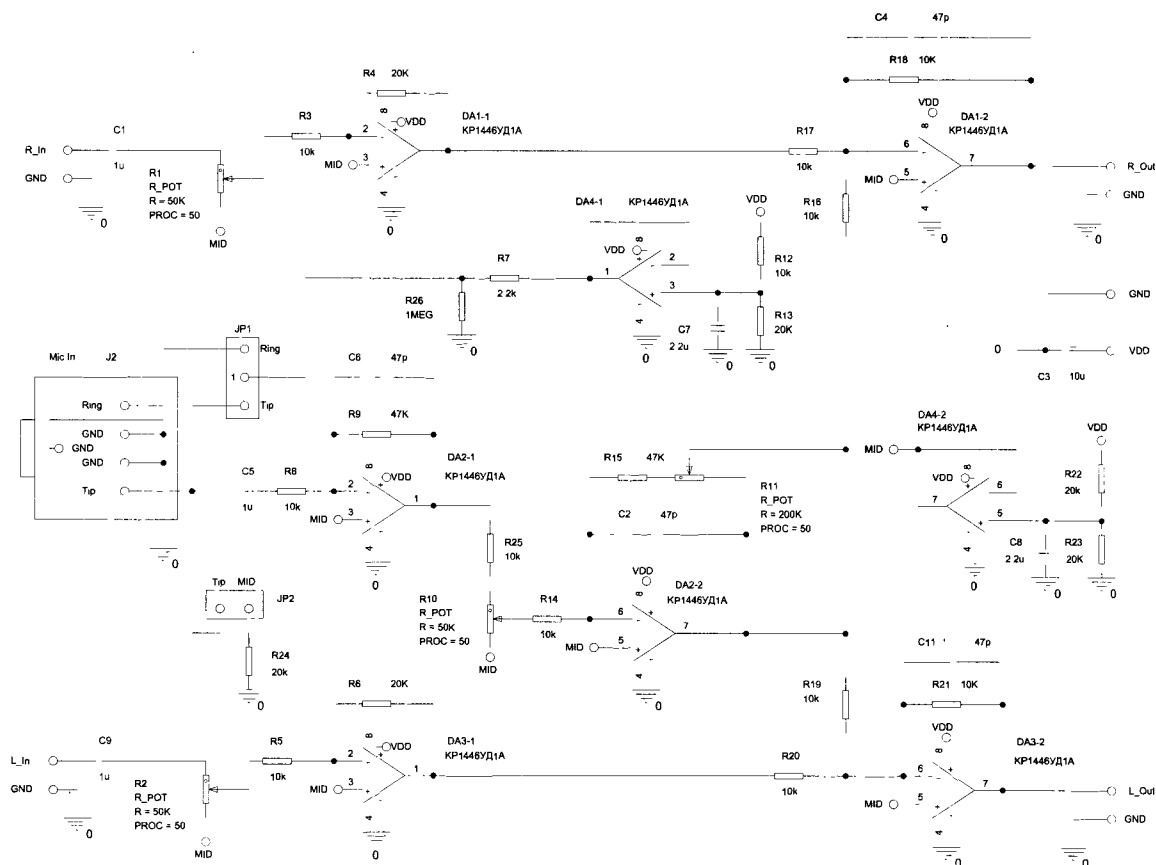


Рис. 1

- частоту коэффициента единичного усиления;
- коэффициент ослабления синфазного сигнала;
- фазовую границу;
- выходное сопротивление на постоянном токе;
- выходное сопротивление на переменном токе;
- выходной ток при коротком замыкании;
- входные защитные диоды.

Ниже приведен PSpice листинг макромодели Бойля.

Файл с текстом листинга можно найти на сайте редакции журнала по адресу www.dian.ru.

ЛИТЕРАТУРА:

1. <http://www.angstrem.ru>.
2. <http://pspice.comtv.ru>.
3. <http://pspicelib.narod.ru>.

Олег Петраков,
г. Москва

Листинг 1

```
*$
* CREATED 10.12.06
* http://pspice.comtv.ru
* CONNECTIONS:  NON-INVERTING INPUT
*      | INVERTING INPUT
*      | | POSITIVE POWER SUPPLY
*      | | | NEGATIVE POWER SUPPLY
*      | | | | OUTPUT
*      | | | | |
.SUBCKT KP1446UD1A  1 2 3 4 5
*
C1 11 12 24E-12
C2 6 7 75.001E-12
CPSR 85 86 159.201E-9
DCM+ 81 82 DX
DCM- 83 81 DX
DC 5 53 DX
DE 54 5 DX
DLP 90 91 DX
DLN 92 90 DX
DP 4 3 DX
ECMR 84 99 (2,99) 1
EGND 99 0 POLY(2) (3,0) (4,0) 0 .5 .5
EPSR 85 0 POLY(1) (3,4) -900E-6 90E-6
ENSE 89 2 POLY(1) (88,0) .4E-3 1
FB 7 99 POLY(6) VB VC VE VLP VLN VPSR
0 130E4 -1E6 1E6 1E6 -1E6 130E4
GA 6 0 11 12 452.4E-6
GCM 0 6 10 99 50.44E-9
GPSR 85 86 (85,86) 100E-6
GRD1 60 11 (60,11) 4.525E-4
GRD2 60 12 (60,12) 4.525E-4
HLIM 90 0 VLIM 1K
HCMR 80 1 POLY(2) VCM+ VCM- 0 1E2 1E2

IRP 3 4 922E-6
ISS 3 10 DC 228.0E-6
II0 2 0 5E-12
I1 88 0 1E-21
J1 11 89 10 JX
J2 12 80 10 JX
R2 6 9 100.0E3
RCM 84 81 1K
RN1 88 0 3100
R01 8 5 50
R02 7 99 50
RSS 10 99 877.2E3
VAD 60 4 -.5
VCM+ 82 99 3.4
VCM- 83 99 -4.4
VB 9 0 DC 0
VC 3 53 DC .789
VE 54 4 DC .789
VLIM 7 8 DC 0
VLP 91 0 DC 2.4
VLN 0 92 DC 9.6
VPSR 0 86 DC 0
DP1 1 3 DA
DP2 4 1 DB
DP3 2 3 DB
DP4 2 2 DA
.MODEL DX D(IS=800.0E-18)
.MODEL JX PJF(IS=1.480E-12 BETA=1.794E-3
VT0=-.21 KF=8.81E-17)
.MODEL DA D(IS=2E-14)
.MODEL DB D(IS=1E-14)
.ENDS
*$
```

Бестрансформаторные импульсные стабилизированные источники питания на основе микросборок ROHM



Продолжаем публикацию цикла статей, посвященных изделиям компании Rohm Co. Ltd (Япония), которая выпускает широкую номенклатуру электронных компонентов — микросхемы, транзисторы, smd-компоненты, датчики и т. п. В данном обзоре рассматриваются микросборки Rohm для изготовления AC/DC преобразователей.

Как указывалось ранее [1], отличительной особенностью AC/DC преобразователей Rohm является отсутствие трансформатора.

В данной статье описаны два стабилизированных источника питания «Мастер Кит» NM1054 (15 В/0,2 А) и NM1055 (24 В/0,2 А), в которых были использованы микросборки BP5046 15 и BP5046-24 соответственно, рассчитанные на выходной ток до 0,2 А, что позволяет подключить более мощную нагрузку.

Схемотехнической особенностью описанных ниже устройств является добавление дополнительного элемента — катушки индуктивности (в наборе NM1054 — 1 мГн, в наборе NM1055 — 1,5 мГн). Обе катушки рассчитаны на ток до 0,5 А.

Основные параметры рассматриваемых микросборок приведены в табл. 1.

$U_{ВХ}$ — выпрямленное напряжение на входе модуля при напряжении переменного тока на входе 160...253 В.

Таблица 1

Наименование	$U_{ВХ}$ В	$U_{ВЫХ}$ В	$I_{ВЫХ}$ мА
BP5046-15	226...358	15	200
BP5046-24	226...358	24	200

ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Нестабильность $U_{ВЫХ}$ при изменении $U_{ВХ}$ в диапазоне 226...390 В, В 0,05...0,15 (1...3 %)

Нестабильность $U_{ВЫХ}$ при изменении тока нагрузки в диапазоне 0...50 мА (0...50 %), В 0,05...0,15 В (1...3 %)

Размах пульсаций, В 0,05...0,15

КПД, % около 50

Размеры корпуса, мм 35×29×9

Тип корпуса SIP12

Структурная схема микросборки BP5046 приведена на рис. 1.



















СВЕРХПЛОСКИЕ ПЬЕЗОКЕРАМИЧЕСКИЕ ДИНАМИКИ

Пьезокерамические динамики имеют лучший отклик, чем электромагнитные динамики, благодаря своей малой массе, незначительную неравномерность частотной характеристики и малую потребляемую мощность по отношению к выходному уровню звука. Электромагнитные динамики менее эффективны по сравнению с пьезокерамическими, т.к. имеют потери на звуковой катушке. Динамики SPS не наводят электромагнитных полей, предоставляя разработчикам максимальную легкость подключения и защиту от ЭМП.

Наименование	SPS-3035-02	SPS-4040-02	SPS-6770-02	SPS-10080-02
Частотный диапазон	700 Гц...20 кГц	400 Гц...20 кГц	250 Гц...20 кГц	200 Гц...20 кГц
Интенсивность звука (1 м)	77 дБ	81 дБ	85 дБ	86 дБ
Неравномерность (80 дБ, 1 м)	Менее 1,5%	Менее 1,5%	Менее 1,5%	Менее 1,5%
Емкость	220 нФ	225 нФ	580 нФ	570 нФ
Рабочее напряжение	5...60 В	5...60 В	5...60 В	5...60 В
Импеданс (1 кГц)	728 Ом	690 Ом	282 Ом	286 Ом
Вес	0,6 г	5 г	20 г	27 г





Москва, ул. Ивана Франко, д. 40, стр. 2 Тел./факс: (495) 97-000-99 Почта: 121351, Москва, а/я 100 E-mail: platan@aha.ru

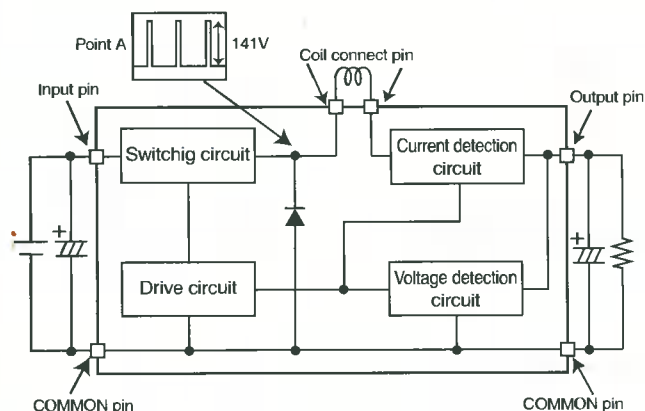


Рис. 1

СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ МИКРОСБОРОК ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Рекомендуемая схема включения микросборки AC/DC преобразователя серии BP5046 приведена на рис. 2.

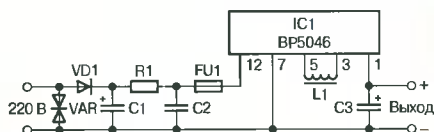


Рис. 2

Варистор VAR защищает вход преобразователя от импульсных помех и статического электричества. Цепочка R1C2 служит для уменьшения уровня шумов. Резистор R1 мощностью 0,25 Вт подбирается экспериментально. Его номинал обычно составляет 10...22 Ом. Конденсатор C2 емкостью 0,1...0,22 мкФ может быть пленочным или керамическим, с рабочим напряжением не менее 400 В. Предохранитель FU1 выбирается для каждого модуля индивидуально с учетом рекомендаций производителя. Например, для BP5048-15 предохранитель должен быть рассчитан на ток 1 А. Выпрямительный диод VD1 должен иметь обратное пиковое напряжение не менее 800 В, средний выпрямленный ток — более 0,5 А. Сглаживающий конденсатор C1 может иметь емкость 3,3...22 мкФ и должен быть рассчитан на напряжение не менее 400 В. Катушка L1 подбирается для каждой конкретной серии микросхемы индивидуально. Ее индуктивность, как правило, находится в пределах

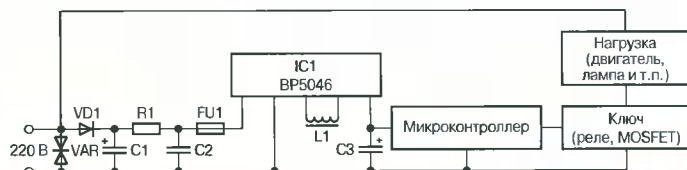


Рис. 3

1...1,5 мГн. Выходной сглаживающий конденсатор C3 должен иметь емкость 100...470 мкФ и как можно более низкое эквивалентное последовательное сопротивление (ESR).

ПРИМЕНЕНИЕ

Области применения микросборок преобразователей — промышленная автоматика, медицинская техника, а также бытовая техника широкого применения — пылесосы, стиральные машины, холодильники и т. п. Микросборки удобно использовать в тех случаях, когда устанавливать дополнительный трансформаторный источник питания экономически нецелесообразно, к тому же использование трансформатора приводит к увеличению массогабаритных показателей готового устройства, что часто крайне нежелательно.

Конкретные микросборки AC/DC преобразователей — BP5046-15 и BP5046-24, рассмотренные в данной статье, могут также предназначаться для построения стабилизированных источников питания промышленного и бытового применения. В отличие от рассмотренных в [1], новые микросборки допускают большие токи нагрузки, поэтому область их применения расширяется.

Вариант применения AC/DC преобразователя Rohm представлен на рис. 3.

Внешний вид наборов NM1054 и NM1055 а также корпус для них показан на рис. 4.

Следует помнить, что рассмотренные микросборки преобразователей не имеют гальванической развязки от напряжения сети, поэтому при их эксплуатации требуется соблюдать общеизвестные правила техники безопасности!



Рис. 4

ЛИТЕРАТУРА:

1. К. Феколкин. Микросборки бестрансформаторных AC/DC преобразователей ROHM. — Схемотехника, 2007, № 2, с. 41, 42.
2. Инструкция на наборы NM1054/ NM1055.
3. Сайт «Мастер Кит» — www.masterkit.ru.
4. Сайт производителя — www.rohm.com.

Константин Феколкин,
г. Химки Московской обл.

Наборы, блоки и модули «Мастер КИТ», а также журналы «Схемотехника» можно купить в магазинах радио-деталей вашего города.

За справками можно обратиться по тел. (495) 234-77-66, по почтовому адресу: МАСТЕР КИТ, А/Я 19, Москва, 109044, Россия.

Желаем вам приятных покупок!

СЕМИНАР КОМПАНИИ MENTOR GRAPHICS ПО ПРОЕКТИРОВАНИЮ СИСТЕМ НА ПЕЧАТНЫХ ПЛАТАХ



В Москве в отеле Националь 4 апреля 2007 г. состоялся семинар компании Mentor Graphics по проектированию систем на печатных платах.

Организатором семинара выступил ЗАО «Мегратек» — официальный дистрибьютор Mentor Graphics в России и СНГ. На семинаре присутствовало 127 представителей от 48 компаний.

Mentor Graphics является одним из мировых лидеров в области САПР электроники. Диапазон средств в области проектирования систем на кристалле и систем на платах, которые предлагает Mentor Graphics, очень широк — от системного уровня проектирования до подготовки производства и постпроизводственного тестирования. Большое внимание уделяется проектированию заказных, полужаказных, программируемых интегральных схем, «систем-на-кристалле» и систем на печатных платах в широком диапазоне приложений — цифровых, аналоговых, смешанных, ВЧ и СВЧ. Компания занимает 40 % мирового и более 50 % европейского рынка САПР печатных плат.

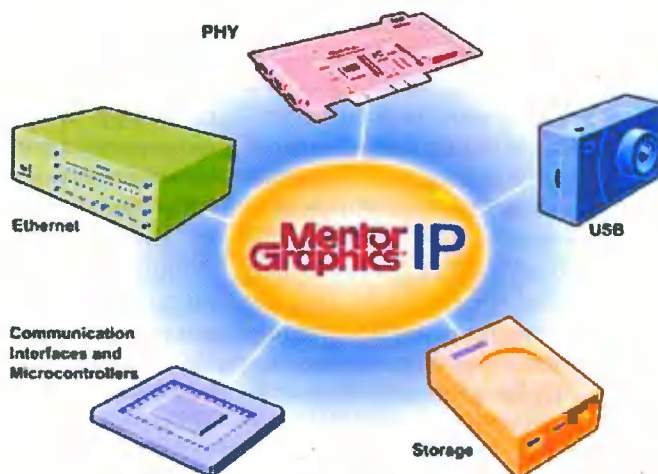
На семинаре был представлен широкий спектр средств проектирования систем, как для корпоративного уровня, так и для уровня рабочей группы.

В первой части семинара директор по маркетингу подразделения проектирования систем (SDD — System Design Division) Джон Айзек (John Isaac) сделал обзор маршрутов проектирования Expedition и PADS, а также перспективных направлений. Были продемонстрированы новые функциональные возможности текущей версии и планы дальнейшего развития.

Во второй части семинара Давид Винс (David Wiens), директор по развитию отделения проектирования систем (SDD), рассмотрел вопросы создания и управления библиотеками компонентов, создания принципиальной схемы проекта, функциональной верификации проектов и интеграции проектирования PCB и FPGA, а также вопросы трассировки печатных плат, в частности были представлены современные методы топологической трассировки.

Далее были представлены современные методы и средства проектирования высокоскоростных печатных плат.

Основное внимание на семинаре было уделено новому поколению средств Mentor Graphics, которые входят в маршрут проектирования Expedition.



В заключение Андрей Лохов, директор компании Megrates, рассказал о планах замены системы проектирования P-CAD, представил маршрут проектирования PADS, предлагающий пользователям оптимальное решение по критерию цена/качество, технической поддержке и обучению пользователей. Было отмечено, что специальная акция Mentor Graphics (PADS CRD Suite), предлагающая сквозной маршрут проектирования с одновременной автотрассировкой до восьми слоев, имеет успех у пользователей, переходящих на систему PADS в связи с окончанием жизненного цикла пакета P-CAD.

Завершился семинар дискуссией и ответами на вопросы.

По мнению большинства участников одним из достоинств компании Mentor Graphics является высокий уровень локальной технической поддержки, что способствует успешному внедрению продукции компании на российском рынке.

**Популярный ежемесячный
журнал по практической
радиоэлектронике.**

**Подписка в любом
отделении связи.**

Подписной индекс 74435

**По вопросам размещения рекламы,
подписки и реализации обращайтесь
по телефону в Москве:**

(495) 780-46-61

e-mail: dsv@searu.com

www.searu.com

Для писем: 125190, г. Москва, а/я 12

ООО «СЭА Электроникс»

<http://www.ra-publish.com.ua>

РАДИОАМАТОР

Практическая радиоэлектроника

Аудио Видео Электроника Компьютер КВ-УКВ Связь СКТБ

Телевизоры фирмы DAEWOO на чипе WP811N

FM-приемники, особенности в перспективе коэффициента передачи выходных транзисторов UM34

Ремонт телевизоров фирм JVC и Aiwa

Пятиламповый радиоприемник Роксод

Секционный двухчастотный металлоискатель Кошеч

Формирователи обратной связи

Ручной малогабаритный электронный тестер MS48

Предупреждение перегрева кулера компьютера

Ремонт стартовых машин Indesit WDS 1040 TX и Ariston AS 1047 CTX

Буферные усилители в практике ремонта, конструирования и модернизации аппаратуры

Виртуальный частотомер

Осваиваем программируемые логические матрицы фирмы ALTEGA

Микроконтроллеры PIC

Любительская связь и радиоспорт

**150
номеров**

**для наших
читателей**

Малогабаритная сирена

Описанное устройство превращает малогабаритный пьезоизлучатель в двухтональную сирену с дополнительной световой индикацией. Устройство может найти применение при настройке и ремонте автомобильных сигнализаций, в игрушках, маломощных устройствах для сигнализации каких-либо событий.

Идея разработать данное устройство возникла при изготовлении домашней сигнализации. Использовать при макетировании штатную сирену с напряжением питания 12 В неудобно из-за громкости звука, в то же время удобно иметь ее малогабаритный аналог. В результате было изготовлено описываемое устройство. Предварительного макетирования малогабаритной сирены не было, разработка схемы и симуляция ее работы была целиком проведена на компьютере с использованием программы Multisim. При первом же включении устройство оправдало возложенные на него надежды.

Схема минисирены приведена на рис. 1.

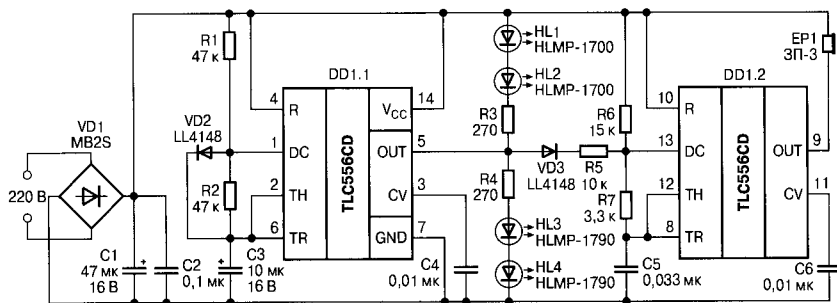


Рис. 1

Устройство собрано на очень популярной микросхеме — таймере 556. Ее аналоги выпускают многие производители электронных компонентов.

Схема построена по классическому принципу двухтональных сирен и представляет собой два генератора — тональный, построенный на элементе DD1.2, и управляющий, собранный на элементе DD1.1. Управляющий генератор вырабатывает импульсы с частотой около 2 Гц, поэтому на его выходе (выводе 5 микросхемы) с такой же частотой сменяются уровни от лог. 0 до лог. 1. Поскольку микросхема способна обеспечить на выходе при лог. 0 ток до 100 мА, это дало возможность дополнительно задействовать и световую индикацию, построенную на светодиодах HL1—HL4.

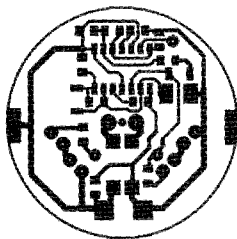
В момент появления на выходе управляющего генератора напряжения лог. 1 через развязывающий диод VD3 генератор подключает параллельно

резистору R6 резистор R5, что вызывает увеличение частоты генерируемых импульсов элемента DD1.2. Нагрузкой этого элемента является пьезоизлучатель.

Диодный мост на выводах питания позволяет подключать схему к источнику питания произвольным образом. При необходимости можно сделать дополнительный вход с включенным последовательно диодом. В этом случае можно будет определять полярность входного напряжения.

Авторский вариант устройства реализован с использованием элементов поверхностного монтажа на круглой печатной плате диаметром 31 мм, рисунок проводников которой приведен на рис. 2.

Для изготовления платы был использован фольгированный с одной стороны стеклотекстолит толщиной 1 мм. В плате размечен центр для удобства придания плате круглой формы.



Кодовый замок на микроконтроллере PIC16F84

В статье описан современный кодовый замок на микроконтроллере, изменение кода у которого осуществляется с клавиатуры.

Существует много вариантов кодовых замков, но обычно у них есть существенный недостаток — чтобы изменить код, необходимо вручную переставить или перепаять паяльником перемычки.

Вниманию читателей предлагается кодовый замок на микроконтроллере PIC16F84, у которого отсутствуют указанные недостатки. Конструкция состоит из модуля управления (рис. 1) и электромагнита.

Модуль управления состоит из блока питания, выполненного на элементах T1, VD1, C1, C2, C3, DA1, микроконтроллера DD1, клавиатуры, состоящей из кнопок SB1—SB12, оптоэлектронного ключа с управлением по переходу через ноль U1 и индикатора HL1.

Код доступа должен содержать от одной до шести цифр. Если нажимать кнопки с паузой более 1 с, происходит сброс набранного кода. При первом включении модуля управления в электрическую сеть необходимо ввести с клавиатуры код и записать его в EEPROM микроконтроллера, нажав кнопку «ПРОГ». Если запись в EEPROM прошла успешно, индикатор HL1 светится примерно 3 с. Постоянное свечение индикатора HL1 указывает на ошибку записи в EEPROM. Для смены кода необходимо выполнить действия описанные выше.

Для проверки работоспособности конструкции следует ввести с клавиатуры код доступа и нажать кнопку «ОТКР». Если код введен правильно, электромагнит включится приблизительно на 3 с. Запись в EEPROM кода, состоящего из нулей, обеспечивает срабатывание электромагнита нажатием клавиши «ОТКР». Эта функция удобна, когда необходимо разрешить доступ без набора кода.

Кнопку «ПРОГ» нужно установить в недоступном месте, чтобы исключить несанкционированную смену кода.

Коды прошивки микроконтроллера приведены в табл. 1. Слово конфигурации PIC16F84 — `_config _CP_OFF & _PWRTE_ON & _WDT_OFF & _XT_OSC`.

Файл с прошивкой можно взять с сайта редакции журнала по адресу www.dian.ru.

Кварцевый резонатор можно заменить RC-цепью в соответствии с рекомендацией, изло-

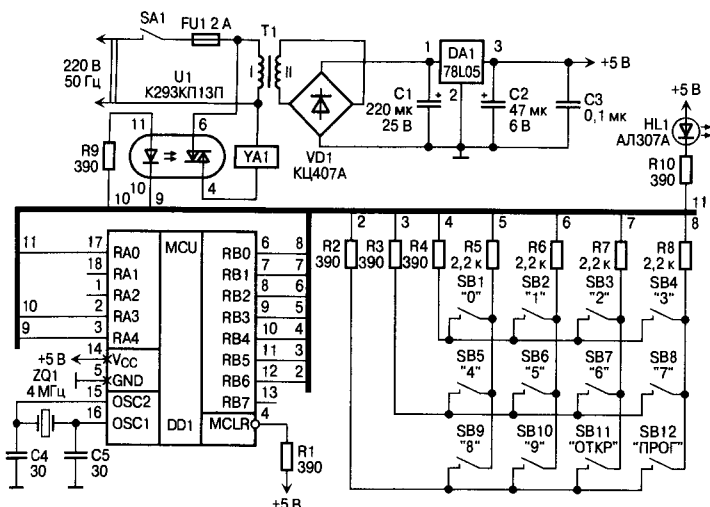


Таблица 1

```

:0200000040000FA
:020000003128A5
:080008009400940E030E950014
:100010006920150E8300140E09000E3089000E08A9
:1000200033212314890A0F083321A314890A1008E5
:10003000332123152308073C031D3128831685111E
:100040008312851504308E0002308F000A3090034
:10005000A7018E0B288F0B2828900B28284A20D0
:1000800008004A205F20A119DB20332811089800DE
:10007000100E0F3996000E0EF0398E000F0E0F394C
:10008000E040F0E0F03916048F00100E0F03918048C
:100090009000080085010516831603131F308500A4
:1000A0000F30860004308100831285018601A30190
:10008000E08F019001A001A016A7010800A101E7
:1000C000831884308100831220308B0060308100E1
:1000D00009000B196E288B018B1608006030810017
:1000E0000B1120187820D02004210800A11C7C28A8
:1000F000A20B0800A1100800B20E0F3097000608F0
:100100000B10970C031C96281708860000000B1C88
:100110007F28211894282114060E98009820910019
:10012000A115A1140330A200C820080021109428B2
:100130009601971DA228960A171DA228960A971CB9
:10014000A228960A181CAC28981CAB28181DA928B0
:1001500016159615AC2816151608820700340134BA
:1001600002340334043405340634073408340934C3
:100170000A340B340C340D340E340F342008920042
:1001800083160313860E83120313FF3086000800C4
:100190001208A000083160313860E831203130800AF
:1001A0002008A0013F3996001617960C031C9612E2
:1001B0001608A0000800A70111080A3C031DFB282F
:1001C0000E3089000E0833212314890A0F083321C9
:1001D000A314890A1008332123152308073C031DA3
:1001E00002298316051283120512A3010D208E0128
:1001F00008F019001022911080B3C031D01290A21DE
:1002000002293620A1110800A70A2708F03C03198B
:10021000F72008008B1396010E3089000E30840001
:1002200000088008316081555308900A030890017
:1002300088148818192908118312080883160814CD
:1002400083120802031D3129890A840A960A1608B6
:10025000033C031D1029831605108312051022206C
:100260003128051031298316081483120802031D52
:040270003128080029 :02400E00F13F80
:00000001FF
  
```

женной в [1], при этом необходимо изменить соответствующие биты в слове конфигурации.

Конденсаторы C1, C2 — К50-68, C3, C4, C5 — керамические К10-17, резисторы — С2-23-0,25 или для поверхностного монтажа. Трансформатор T1 — малогабаритный с напряжением вторичной обмотки 8...12 В.

Электромагнит YA1 может быть любой, обеспечивающий необходимое усилие срабатывания. Максимальный ток катушки электромагнита — не более 2 А. Для обеспечения электробезопасности корпус электромагнита необходимо заземлить.

Михаил Кремлев,
Удмуртская республика,
г. Сарапул

Автомат управления освещением

В статье рассмотрена организация управления освещением в больших помещениях с использованием современной элементной базы.

В некоторых случаях требуется управлять освещением объекта из двух и более мест. Например, в индивидуальном жилом доме, длинном переходе с несколькими входами, на складе. Для решения этой проблемы существуют проходные выключатели, похожие на обычные, но имеющие в отличие от него одну или две группы контактов на переключение.

Для того чтобы управлять освещением из двух мест, можно использовать схему, приведенную на рис. 1.

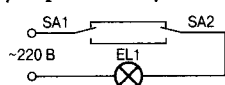


Рис. 1

Если же число мест включения освещения более двух, применяют схему, показанную на рис. 2.

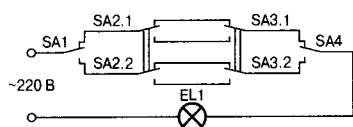


Рис. 2

Главное достоинство этих схем — простота.

Первая схема недостатков практические не имеет. Для второй схемы требуется применение дорогих переключателей с двумя группами контактов на переключение, выпускающихся ограниченным числом фирм, а также пятижильный кабель, рассчитанный на номинальные ток и напряжение нагрузки. Для укладки новых кабелей необходимо штробить бетонные стены или вскрывать деревянные, что заставляет отказаться от самой идеи дополнительного управления освещением.

Автору понадобилось установить управление освещением в индивидуальном жилом доме с числом независимых точек, равным семи. Примерный расчет стоимости системы, построенной по рис. 2, составил около 70 евро без учета стоимости монтажа. Кроме того, необходимо было осуществить глубокое штроб-

ление стен под кабель АВВГ 5×2,5 по всей лестничной клетке.

Было решено использовать для управления освещением выключатели с самовозвратом (далее — кнопки), имеющиеся в номенклатуре практически любой фирмы, производящей электроустановочные изделия. Управляет включением и отключением освещения специальное устройство. Дополнительно были сформированы следующие требования к функциям блока управления:

- гальваническая развязка контактов кнопок от силовой сети для использования более тонкого кабеля в цепи управления, рассчитанного на меньшие напряжения и удобства монтажа;
- выключение освещения должно производиться с задержкой 3 с после нажатия на кнопку для того, чтобы можно было пройти в комнату из коридора при еще включенном освещении;
- возможность подсветки кнопок с помощью светодиодов;
- автоматическое гашение света по истечении одного часа.

Логика работы предлагаемого устройства такова. При первоначальной подаче напряжения устройство находится в исходном состоянии, нагрузка отключена. Замыкание линии включает нагрузку, одновременно начинает работу таймер времени включения нагрузки. После повторного замыкания линии производится выдержка времени равная 3 с, затем нагрузка отключается. Устройство возвращается в исходное состояние.

В случае переполнения таймера времени включения нагрузки она будет отключена, и устройство возвратится в исходное состояние.

Принципиальная схема прибора приведена на рис. 3.

В устройстве применен микроконтроллер DD1 с архитектурой AVR ATTINY15L-1PI производства фирмы Atmel. Он имеет 1 Кбайт перепрограммируемой flash-памяти программ, 32 регистра общего назначения и 64 байта энергонезависимой памяти EEPROM. Кроме того, в составе микроконтроллера есть два восьмиразрядных таймера-счетчика с собственными предварительными делителями частоты, аналоговый компаратор, 10-битный аналого-цифровой преобразователь и источники опорного напряжения. Тактирование микроконтроллера ATTINY15L производится от встроенного RC-генератора с номинальной тактовой частотой около 1,6 МГц. Следует учесть, что в отличие от генератора с кварцевым резонатором частота RC-генератора может сильно колебаться в зависимости от напряжения питания и температуры окружающей среды, но так как для описываемого выключателя не требовалось формирование точных выдержек времени, было принято решение об использовании встроенного RC-генератора.

Напряжение питания сети переменного тока поступает на контакты X5 и X6, причем к X5 надо подключить фазный проводник сети, а к X6 — нулевой. Оптосимистор, коммутирующий нагрузку, будет включен в разрыв фазного провода, что повысит электробезопасность при замене ламп. К контактам X3 и X4 подключается нагрузка, например цепь осветительных ламп. Максимальный ток, коммутируемый оптосимистором VS1 при наличии теплоотвода не должен превышать 8 А, при отсутствии — не более 2 А. Ограничение тока

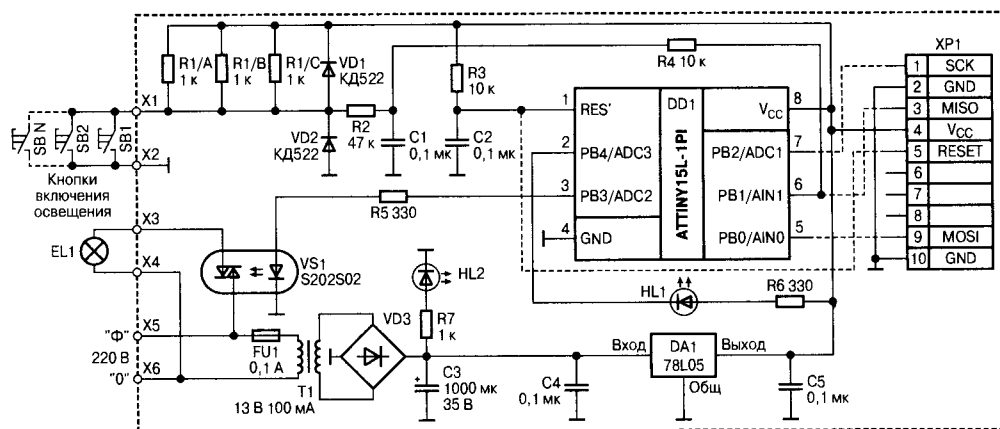


Рис. 3

через оптосимистор должно быть обеспечено внешним защитным автоматом или предохранителем на соответствующий ток. Кроме того, оптосимистор имеет узел «zero-cross detection», включающий нагрузку только в момент перехода амплитуды сетевого напряжения через нулевое значение. Такой режим включения нагрузки более безопасен для холодных нитей ламп накаливания, что увеличивает срок их службы, а также уменьшает помехи в сети при включении нагрузки.

Напряжение сети 220 В с клемм X5 и X6 через предохранитель FU1 поступает на трансформатор Т1. С выхода трансформатора напряжение 13 В поступает на диодный мост и фильтр питания. Светодиод HL2 служит для индикации наличия сетевого напряжения на входе устройства.

Стабилизатор напряжения +5 В собран на микросхеме DA1. Светодиод HL1 обеспечивает индикацию наличия напряжения питания на выходе стабилизатора.

Контакты X1 и X2 предназначены для подключения цепи с любым числом параллельно включенных кнопочных выключателей, расположенных в нужных местах помещения. При разомкнутых контактах кнопок и отсутствии светодиодов подсветки в кнопках напряжение на контакте X1 составляет порядка 5 В. При установке светодиодов подсветки в кнопках оно уменьшается. Допустимого напряжения (не менее 1,4 В) на клемме X1 достаточно для гарантированного срабатывания устройства при нажатии на кнопку. Напряжение с контакта X1 через амплитудный ограничитель на диодах VD1 и VD2 поступает на фильтр верхних частот R2C1, далее на вывод 6 DD1 — вход встроенного компаратора микроконтроллера.

На другой вход компаратора поступает напряжение от встроенного источника опорного напряжения 1,22 В. Компаратор сравнивает уровни напряжения на входах, и если напряжение на линии выключателя ниже порога 1,22 В, на выходе компаратора появляется лог. 1. Выходное напряжение компаратора является индикатором состояния линии. Замкнутому состоянию линии соответствует высокий уровень напряжения на выходе, разомкнутому — низкий. Программа, записанная в память микроконтроллера, анализирует сигнал на выходе компаратора. Состояние выхода компаратора можно отследить по состоянию бита АСО в регистре ACSR.

Устройство собрано на печатной плате преимущественно с использова-

нием поверхностного монтажа (рис. 4).

Плата рассчитана на установку в корпус К-03-02 производства фирмы «Литоласт» (рис. 5), рассчитанный для установки на дин-рейку и занимающий четыре стандартных посадочных места.

Программа, записанная в памяти микроконтроллера, выполняет бесконечный цикл, в течение которого проверяет и обрабатывает состояние бита АСО регистра ACSR, а также состояние внутреннего счетчика импульсов, использующего прерывания от таймера 0 микроконтроллера, происходящие с частотой около пяти прерываний в секунду.

При обработке прерываний таймера производится отсчет времени тридцатисекундными интервалами, которые используются для обратного отсчета времени. При включении нагрузки значение этого счетчика составляет 120. Каждые 30 с внутренних счетчик обратного отсчета уменьшается на единицу. Когда значение счетчика станет равным нулю, нагрузка будет отключена. Коммутация нагрузки производится оптосимистором VS1 S202S02.

Программа написана на языке С, с использованием средства разработки ICSTiny. Распечатка прошивки микроконтроллера приведена в листинге.

Листинг 1

```
: 1000000009C018951895189518950EC0189518954B
: 1000100018951895E9E040E050E060E070E080E07D
: 1000200090E0A8E62CC000000F6E9A950082EA95A1
: 10003000AA2329F4992309F09A95A8E601C0A3956B
: 10004000E3950080E3950FBE189500EC10E0F8945E
: 10005000459902C0789412C01395D1F70395C1F762
: 10006000992329F0F89491E0A1EF789402C098E7E1
: 10007000C39A789401C0A8954599FDC0F895B8E139
: 10008000B1BDCFE0C1BDB7B8B0E1B8B8C5E0C3BF38
: 10009000B2E0B9BFC0E4C8B97894ACEF91E001C058
: 1000A000A8959923E9F709C0992319F0C39AC49830
: 0E00B00002C0C398C49AC9DFA895F6CFFFC4F
: 000000001fff
```

Чтобы запрограммировать память микроконтроллера, можно использовать программатор AVReal, скачать который можно по адресу <http://www.In.com.ua/~real/avreal>.

На принципиальной схеме показан соединитель XP1, назначение контактов которого соответствует назначению контактов адаптера Altera

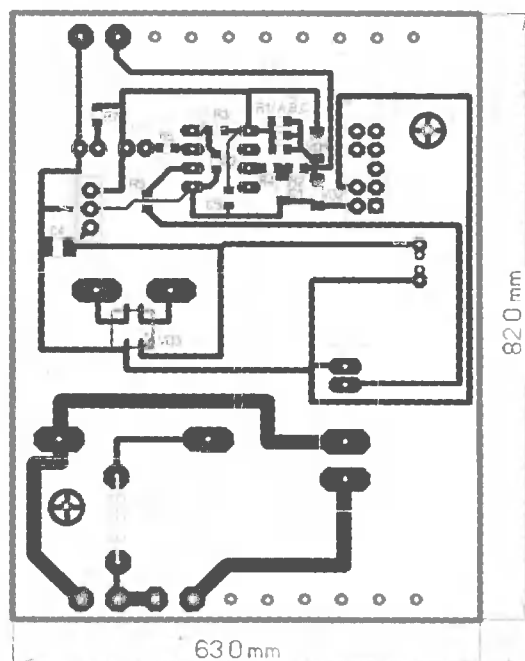


Рис. 4

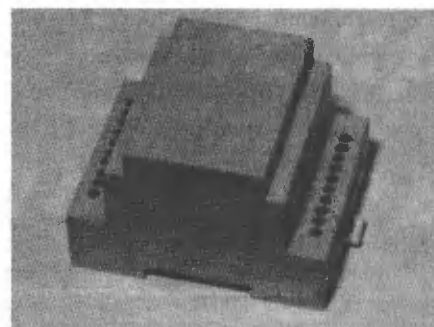


Рис. 5

ByteBlaster (<http://www.ln.com.ua/~real/avreal/adapters.html#ABB>). На печатной плате контакты этого разъема не разведены за исключением цепей VCC и GND. Неразведенные цепи показаны пунктирными линиями. Эти цепи XP1 подключаются к соответствующим выводам микроконтроллера проводами согласно принципиальной схеме.

После модификации программы микроконтроллера возможно использование прибора в качестве автомата управления освещением лестничной клетки в многоквартирном доме для экономии электроэнергии, расходуемой на освещение подъезда. Также можно использовать прибор как устройство формирования заданных длительностей или серий выдержек при замыкании клемм X1 и X2.

Файлы с прошивкой находятся на сайте редакции журнала по адресу www.dian.ru.

Андрей Лютько,
Республика Беларусь, Витебская обл., г. Новополоцк

ПОДПИСКА — 2007

Журнал «СХЕМОТЕХНИКА»

Редакционная подписка на 2007 г. — 600 рублей.

Через каталог Агентства «РОСПЕЧАТЬ» (красный)

- индекс 80724 — подписка на 1-е полугодие 2007 г.;
- индекс 82117 — подписка на архив журнала за 2004 г. на CD.

Через каталог «ПОЧТА РОССИИ»

- индекс 60192 — подписка на 1-е полугодие 2007 г.
- индекс 60193 — годовая подписка на 2007 г.

Оформить подписку с последующей доставкой в ЛЮБОЙ СТРАНЕ можно через подписное агентство «МК-PERIODICA».

Подробная информация по телефонам в Москве 7+495 681-9345, 681-5715, 681-3322, e-mail: info@periodicals.ru

Подписка на Украине осуществляется также через каталог Подписного агентства KSS (тел: в Киеве 044 - 270-6220, 270-6222), подписной индекс 10540.

Подписка через редакцию по тел. (495)775-16-76, podpiska@dian.ru.

Для подписки через редакцию

- перечислите деньги на наш расчетный счет через Сбербанк по квитанции, либо через почтовое отделение почтовым переводом;
- отправьте квитанцию об оплате (или копию) и свой точный почтовый адрес (индекс обязательно) в редакцию по почтовому адресу: **127015, Москва, ул. Бутырская, д. 41/47, ООО «ИД Скимен», отдел подписки** или по факсу **(495) 775-16-76, email: podpiska@dian.ru.**
- вы можете также подписаться на журнал непосредственно в редакции по адресу: г. Москва, Ленинградское ш., д. 18, офис 342 (метро «Войковская», из первого вагона от центра направо, вперед по ходу поезда до последнего здания перед железной дорогой, вход со стороны д. 16) и на специализированных выставках.

Подписка через Альтернативные Агентства г. Москвы — «АртосГал»,

«Вся пресса», «ИнтерПочта», «КоммерсантКурьер»,

«Красносельское агентство «Союзпечать», «УралПресс», «ЭксПресс»

Пример заполнения банковского извещения для подписки на издания ИД «СКИМЕН»:

Извещение	ООО «ИД СКИМЕН» ИНН/КПП 7731195492/773101001 в ОАО «НК банк» в г. Москва Р/с 40702810200000005646 К/с 30101810900000000278 БИК 044579278 Плательщик Адрес (с индексом)	
	Назначение платежа	Сумма
Кассир	Подпись _____ 2006 г.	
Квитанция	ООО «ИД СКИМЕН» ИНН/КПП 7731195492/773101001 в ОАО «НК банк» в г. Москва Р/с 40702810200000005646 К/с 30101810900000000278 БИК 044579278 Плательщик Адрес (с индексом)	
	Назначение платежа	Сумма
Кассир	Подпись _____ 2006 г.	