СХЕМОТЕХНИКА

№ 11 (73)
ноябрь 2006

Содержание

Компоненты

В Олейник. Низковольтные аналоговые интегральные микросхемы компании Maxim/Dallas 2

С. Бирюков. Микросхемы для активных корректоров коэффициента мощности NCP1653 и NCP1653A 4

В. Дьяконов. Супервизоры питания и их применение 8

К. Борисевич. КМОП триггер Шмитта — уникальный универсальный компонент конструкции 11

Искусство схемотехники

Б. Шевкопляс. Вероятностная синхронизация в телекоммуникационных системах — мониторинг уровня ошибок в линии связи 15

В. Баранов. Работа с микроконтроллерами Atmel 19

А. Фрунзе. Вольтметр постоянного тока на ADuC82 24

И. Зобнин. Новый подход в конструировании тиристорных преобразователей 30

Софт

О. Петраков. Аналитические расчеты в электронике 33

О. Вальпа. Среда разработки VisualDSP++ 35

Практика

В. Олейник. Некоторые особенности эксплуатации ламп дневного света 38

О. Вальпа. Адаптер CF-IDE 40

А. Квашин. Переходник USB — COM (RS-232) 42

В. Жук. Ошибки схемотехники компьютерных блоков питания класса ATX 45

Л. Морохин. Малогабаритный маломощный сетевой блок питания с квазисенсорным управлением 46

Новые книги. А. Фрунзе. «Микроконтроллеры фирмы Philips семейства x51» (**с. 18**). О. Николайчук. x51-совместимые микроконтроллеры фирмы Silicon Laboratires (Cygnal) (**с. 32**).Подписка-2007 (**с. 48**).

Зам. главного редактора
Сергей Кузнецов

Редакционная коллегия
Павел Асташкевич
Александр Фрунзе
Виктор Йовчи
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: 127015 Москва,
ул. Бутырская, д. 41/47 «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
Т/ф (501)443-92-17, т/ф (272)6-25-36
E-mail: marketing@chpk.ru

Тираж 5 200 экз.
Заказ № 3062.

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

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

Редакция не несет ответственности за информацию, приведенную в рекламных материалах

За содержание статьи и ее оригинальность несет ответственность автор

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

Информацию о подписке см. на последней странице журнала

СХЕМОТЕХНИКА

№ 11 (73)
ноябрь 2006

Содержание

Компоненты

В Олейник. Низковольтные аналоговые интегральные микросхемы компании Maxim/Dallas 2

С. Бирюков. Микросхемы для активных корректоров коэффициента мощности NCP1653 и NCP1653A 4

В. Дьяконов. Супервизоры питания и их применение 8

К. Борисевич. КМОП триггер Шмитта — уникальный универсальный компонент конструкции 11

Искусство схемотехники

Б. Шевкопляс. Вероятностная синхронизация в телекоммуникационных системах — мониторинг уровня ошибок в линии связи 15

В. Баранов. Работа с микроконтроллерами Atmel 19

А. Фрунзе. Вольтметр постоянного тока на ADuC82 24

И. Зобнин. Новый подход в конструировании тиристорных преобразователей 30

Софт

О. Петраков. Аналитические расчеты в электронике 33

О. Вальпа. Среда разработки VisualDSP++ 35

Практика

В. Олейник. Некоторые особенности эксплуатации ламп дневного света 38

О. Вальпа. Адаптер CF-IDE 40

А. Квашин. Переходник USB — COM (RS-232) 42

В. Жук. Ошибки схемотехники компьютерных блоков питания класса ATX 45

Л. Морохин. Малогабаритный маломощный сетевой блок питания с квазисенсорным управлением 46

Новые книги. А. Фрунзе. «Микроконтроллеры фирмы Philips семейства x51» (**с. 18**). О. Николайчук. x51-совместимые микроконтроллеры фирмы Silicon Laboratires (Cygnal) (**с. 32**).Подписка-2007 (**с. 48**).

Зам. главного редактора
Сергей Кузнецов

Редакционная коллегия
Павел Асташкевич
Александр Фрунзе
Виктор Йовчи
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: 127015 Москва,
ул. Бутырская, д. 41/47 «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
Т/ф (501)443-92-17, т/ф (272)6-25-36
E-mail: marketing@chpk.ru

Тираж 5 200 экз.
Заказ № 3062.

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

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

Редакция не несет ответственности за информацию, приведенную в рекламных материалах

За содержание статьи и ее оригинальность несет ответственность автор

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

Информацию о подписке см. на последней странице журнала

Окончание. Начало — №9/2006

Низковольтные аналоговые интегральные микросхемы компании Maxim/Dallas

ИОН

При необходимости получения высокоточного ИОН с низким выходным напряжением и током потребления лучшим решением является трехвыводной ИОН. В общем случае, использование трехвыводного ИОН позволяет работать при значительно более низких токах потребления, чем при использовании двухвыводного стабилитрона или стабистора (рис. 13).

Для получения максимального отношения сигнал/шум выходное напряжение должно быть как можно более

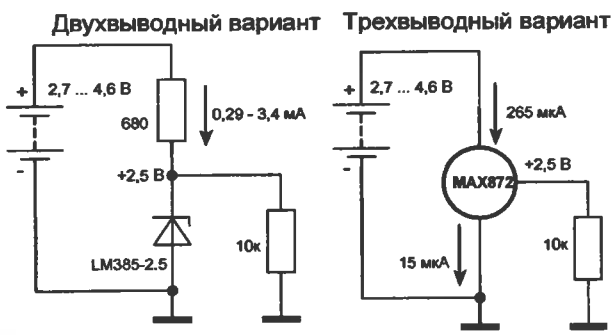


Рис. 13

высоким, а разница между входным и выходным напряжениями должна быть минимальной. Так, например, ИОН с напряжением 2,5 В, питаемый от источника 3 В±10 %, должен иметь запас по напряжению не менее 200 мВ. Прецизионный ИОН MAX6029 с напряжением 2,5 В отвечает указанным жестким требованиям. Его входное напряжение не превышает 12 В, при этом ИОН потребляет ток всего 5 мкА.

Втекающий ток ИОН MAX6029 может достигать 4 мА, а вытекающий — 1 мА. Температурный дрейф составляет 30 ppm/°C, а уход при изменении входного напряжения в диапазоне 2,5...12,6 В — 27 мкВ/В (типовое значение).

Аналоговые ключи

В последнее время низковольтные аналоговые ключи с гарантированным сопротивлением значительно улучшили свои характеристики. ИМС MAX4651/MAX4652/MAX4653 содержат счетверенные ключи, обеспечивающие проходное сопротивление 4 Ом и функционирующие от однополярного напряжения питания 1,8...5,5 В. Тем не менее, работа при пониженных напряжениях питания увеличивает сопротивление ключа и несколько снижает скорость его переключения по сравнению с аналогичными ИМС, работающими при более высоких значениях напряжения питания (рис. 14, 15).

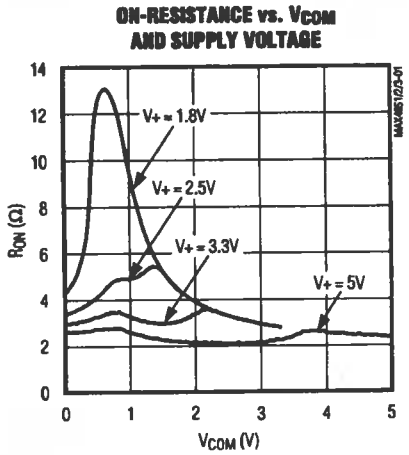


Рис. 14

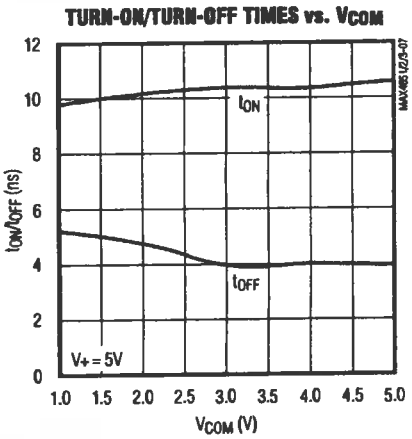


Рис. 15

ПРИЕМОПЕРЕДАТЧИКИ ИНТЕРФЕЙСОВ

Интерфейс USB

В настоящее время универсальный последовательный интерфейс USB (Universal Serial Bus) широко используется в компьютерной технике. Ввиду того, что шина USB работает при напряжении питания 5 В, возникает необходимость преобразования сигналов многих систем, работающих при более низких напряжениях.

Компания Maxim/Dallas изготавливает устройства, выполняющие функцию интерфейса между низковольтной логикой и шиной USB, преобразующие уровни сигналов и обеспечивающие требуемый стандартом протокол обмена. ИМС MAX3453 работает как интерфейс между шиной USB 1.1/2.0 и логическими уровнями напряжением 1,65...3,6 В, при этом напряжение источника питания может снижаться до 3,1 В, что идеально подходит для устройств, имеющих литиевые источники питания.

На рис. 16 показан типовой вариант подключения низковольтной логики к шине USB с использованием ИМС MAX3453 в качестве интерфейса, при этом обеспечиваются протоколы USB 1.1/2.0 со скоростями передачи данных 12 и 1,5 Мб/с.

Интерфейсы RS-232 и RS-485

Интерфейс RS-232, известный также как 232E (официальное название — EIA/TIA-232-E), появился во время расцвета компьютеров типа «мэйнфрейм» и миникомпьютеров, когда широко использовалось напряжение питания ±12 В. Именно по этой причине первоначальные трансиверы RS-232 требовали для работы ±12 В. Падение напряжения снижает размах выходного напряжения приблизительно до ±9 В, так что требуемый

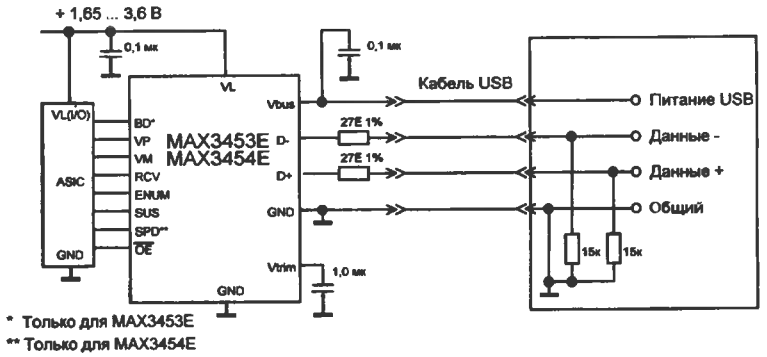


Рис. 16

минимум напряжения задан даже более низким значением ±5 В.

Распространение носимого и низковольтного оборудования привело к появлению в 1991 г. нового интерфейса последовательного типа, призванного заменить стандарт 232E — EIA/TIA-562 (часто для краткости называемый просто 562). Стандарты 562 и 232E электрически совместимы, поэтому оборудование, оснащенное новым интерфейсом 562, совместимо с оборудованием, имеющим интерфейс 232E, и наоборот. Несмотря на наличие нового стандарта, термин RS-232 остался в употреблении и обозначает один или оба стандарта.

В табл. 4 представлены для сравнения характеристики стандартов 232E и 562.

Обратите внимание, что изменился размах выходного напряжения — ±5 В по сравнению с ±3,7 В, но входное пороговое напряжение осталось тем же — ±3 В. Минимальный размах выходного напряжения интерфейса 562 (±3,7 В) обеспечивает его совместимость с приемниками интерфейса 232, пороговое входное напряжение которых составляет ±3 В. Уровень порога шумового сигнала составляет всего лишь 0,7 В (для сравнения — минимальный размах напряжения ±5 В драйверов интерфейса 232 гарантирует порог шума 2 В).

Большинство современных микросхем компании Maxim/Dallas с интерфейсом RS-232 и низковольтным питанием оснащены умножителями напряжения, что иногда требует

Таблица 4

Параметр	EIA-232A	EIA-562
Допустимое число приемников и передатчиков на одну линию	1	1
Максимальная скорость передачи данных, кб/с	20	64
Максимальная емкость кабеля, пФ	2500	2500 при скорости передачи < 20 кб/с, 1000 при скорости > 20 кб/с
Выходное напряжение драйвера, В	±5 (мин.) ±15 (макс.)	±3,7 (мин.) ±13,2 (макс.)
Максимальный ток драйвера в режиме короткого замыкания, мА	500	60
Импеданс нагрузки передатчика, кОм	3...7	3...7
Скорость нарастания сигнала, В/мкс	≤ 30	≤ 30
Пороговая чувствительность приемника по входу, В	±3	±3
Входное сопротивление приемника, кОм	3...7	3...7
Диапазон входных напряжений приемника, В	±25	±25

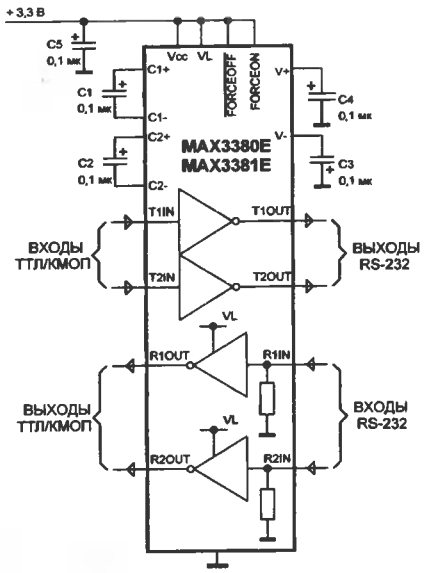


Рис. 17

применения внешних конденсаторов. Многие ИМС с интерфейсом RS-232 имеют функцию автоматического отключения (automatic shutdown), при этом потребление тока составляет всего лишь 1 мкА. «Пробуждение» ИМС выполняется с помощью сигнала стандарта RS-232.

ИМС MAX3381E работает при напряжении от 2,35 В с гарантированной скоростью передачи данных 250 кб/с. Кроме того, указанная ИМС обладает встроенной защитой от статического электричества напряжением ±15 кВ. Два приемника этой ИМС остаются активными при автоматическом отключении (в этом режиме потребляемый ток составляет 1 мкА), при этом выполняя мониторинг внешних устройств. Пример построения интерфейса RS-232 с использованием ИМС MAX3380E/MAX3381E показан на рис. 17.

Напряжение питания ИМС MAX218 (на рисунке не показано) составляет 1,8...4,25 В. Микросхема имеет встроенный преобразователь напряжения, требующий наличия внешнего дросселя, диода и нескольких конденсаторов.

Перевод
Владимира Олейника
г. Королев Московской обл.

Продолжение. Начало — № 9/2006

Микросхемы для активных корректоров коэффициента мощности NCP1653 и NCP1653A

ПИТАНИЕ МИКРОСХЕМЫ АККМ

Для запуска корректора на рассматриваемой микросхеме обычно к входу U_{CC} (вывод 8) подключают оксидный конденсатор емкостью порядка 20 мкФ, заряжаемый через ограничительный резистор от конденсатора C_{BULK}. После включения устройства напряжение на этом конденсаторе повышается, и когда оно достигнет примерно 13,5 В, происходит запуск. После пуска корректора и подключенного к его выходу преобразователя ток потребления микросхемы возрастает, ее питание может осуществляться как от специального стабилизированного выхода преобразователя, так и от дополнительной обмотки дросселя. Первый вариант универсален в том отношении, что его можно использовать как в случае стабилизированного выходного напряжения корректора, так и при его работе в режиме повышающего повторителя.

Питание от дополнительной обмотки дросселя имеет особенность. Дело в том, что ни одна из полуволн напряжения на дросселе (и на вторичной обмотке, превращающей его в трансформатор) не является стабилизированной по амплитуде, более того, они пульсируют с частотой 100 Гц. «Прямоходовая» полуволна, формируемая при открытом транзисторе VT1, пропорциональна мгновенному значению выпрямленного напряжения сети, «обратноходовая» (при закрытом транзисторе) — разности выходного напряжения и этого же напряжения сети. Сумма полуволн не зависит от напряжения сети и пропорциональна выходному напряжению корректора.

Выпрямитель, арифметически суммирующий эти две полуволны, можно построить, по крайней мере, по двум схемам, первый вариант изображен на рис. 17. Одна из полуволн заряжает конденсатор C1, другая — C2.

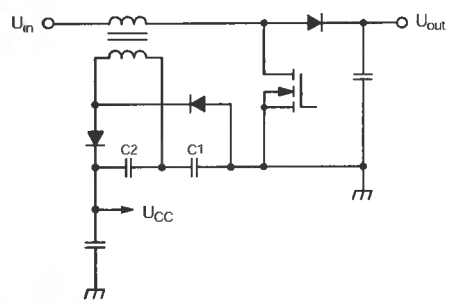


Рис. 17

Поскольку конденсаторы включены последовательно, напряжение, подаваемое с них на вывод U_{CC} микросхемы, не зависит от сетевого при работе корректора в стабилизированном режиме. Второй вариант — хорошо известный выпрямитель с удвоением напряжения, он также суммирует амплитуды полуволн.

Следует помнить, что емкости конденсаторов, используемых в таких выпрямителях, не могут быть слишком большими — они должны хорошо сглаживать составляющие с частотой 67 или 100 кГц, но при этом напряжения на них должны отслеживать пульсации входного с частотой 100 Гц. Емкость конденсатора на выходе выпрямителя, напряжение на котором постоянно, может быть достаточно большой. Параллельно этому конденсатору следует непосредственно у микросхемы установить керамический конденсатор емкостью 1...100 нФ.

ЗАЩИТА ОТ ПАДЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ ПИТАНИЯ МИКРОСХЕМЫ

При включении микросхема начинает работать при напряжении на выводе U_{CC}, равном 13,5 В. Когда оно падает до 8,7 В, микросхема выключается. Между выводами U_{CC} и GND включен стабилитрон на 18 В для защиты микросхемы от случайного перенапряжения по этому выводу, поэтому напряжение на нем должно поддерживаться в пределах 8,7...18 В.

ТЕПЛОВАЯ ЗАЩИТА МИКРОСХЕМЫ

Встроенные цепи тепловой защиты выключают микросхему при достижении температуры кристалла около 150 °С. Повторное включение происходит при ее остывании до 120 °С, т. е. гистерезис составляет около 30 °С. Эта защита позволяет избежать выхода из строя микросхемы при случайном перегреве.

ВЫХОДНОЙ ДРАЙВЕР

Выходная ступень микросхемы спроектирована для непосредственной подачи сигнала на затвор мощного n-канального полевого транзистора. Ее выходной ток может достигать ±1,5 А, типовые времена нарастания и спада составляют 88 и 61,5 нс на нагрузке 2200 пФ.

ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ МИКРОСХЕМЫ

Основные параметры микросхем NCP1653 и NCP1653A приведены в табл. 1.

Отметим, что, несмотря на то, что выходное сопротивление драйвера внешнего ключевого транзистора нормируется при выходном втекающем или вытекающем токе 100 мА, этот ток в процессе переключения транзистора может достигать как указано выше, ±1,5 А. Максимальный ток обратной связи I_{ref} — это ток, при котором выходной ток $I_{CONTROL}$ узла управления Regulation Block (рис. 4) становится равным нулю и выдача открывающих внешний транзистор импульсов прекращается (рис. 11). Пороговый ток обратной связи — это ток (задан в процентах от I_{ref}), при котором при повышении выходного напряжения начинается снижение длительности открывающих импульсов. Пока ток обратной связи меньше порогового, корректор работает в режиме повторителя (рис. 10), при его превышении — в режиме стабилизации выходного напряжения.

Интересна единица измерения порогового значения сигнала $I_{VAC} \times I_S$ ограничения входной мощности — $нА^2$. Номинальное значение порога составляет 3 $нА^2$. Такой величины сигнал достигает, например, при токе I_{VAC} = = 30 мкА через резистор R_{VAC} (рис. 4),

соответствующем номинальному входному напряжению, и токе I_S = = 100 мкА через вывод 4 микросхемы (рис. 4), который при данном значении I_{VAC} должен соответствовать максимальной входной мощности:

$$I_{VAC} \times I_S = 30 \times 10^{-6} \times 100 \times 10^{-6} = = 3000 \times 10^{-12} = 3 \times 10^{-9} = 3 \text{ нА}^2.$$

Для микросхем рассматриваемого семейства нормируются семь токов потребления, их значения приведены в нижней части таблицы. Первое значение (I_{STUP}) соответствует начальному этапу пуска, когда оксидный конденсатор, подключенный к выводу питания 8, заряжается через внешний резистор от конденсатора C_{bulk}, в это время потребление микросхемы не превышает 50 мкА. Как указывалось в начале этой части статьи, когда напряжение на указанном конденсаторе достигнет напряжения включения (номинальное значение 13,5 В), происходит запуск и ток потребления I_{CC1} (I_{CC2}) увеличивается до 3,7...6 мА, что определяется разбросом параметров микросхемы и емкостью нагрузки. При принудительном выключении микросхемы за счет замыкания вывода 1 на общий провод (вывод 6) ток потребления уменьшается до значения, не превышающего 50 мкА.

На рис. 18—33 показаны графики, характеризующие влияние на параметры микросхем температуры и входных токов. На рис 18 приведены температурные зависимости рабочей частоты f_{SW} микросхем, на рис. 19 — максимального коэффициента заполнения D_{max}, на рис. 20 — выходного сопротивления драйвера внешнего транзистора для вытекающего (R_{OH}) и втекающего токов (R_{OL}), на рис. 21 — зависимость максимального тока обратной связи I_{ref} от температуры.

Интересны реальные графики напряжения $U_{CONTROL}$ на выводе 2 микросхемы в функции тока обратной связи I_{FB}, приведенные на рис. 22. Они приближенно соответствуют приведенной на рис. 11 идеализированной зависимости тока $I_{CONTROL}$ от тока I_{FB}. График на рис. 23 иллюстрирует, что

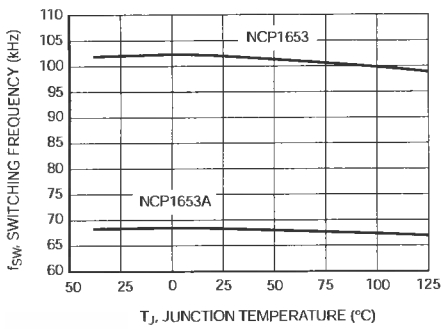


Рис. 18

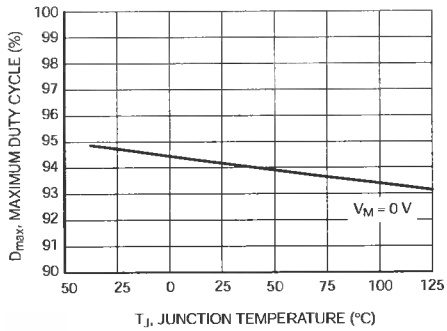


Рис. 19

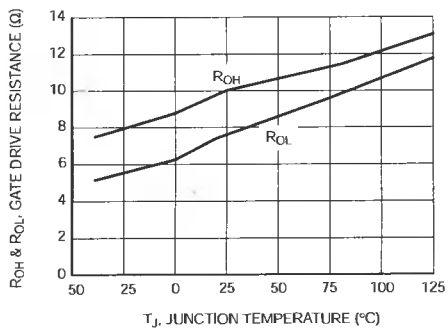


Рис. 20

Макро Тим

molex · POWER · HITACHI Inspire the Next · hyperstone · RENESAS · SND

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

ON Semiconductor®

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

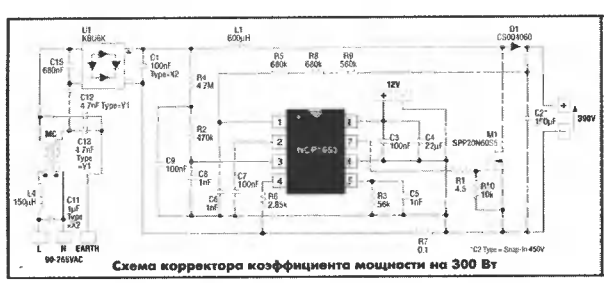
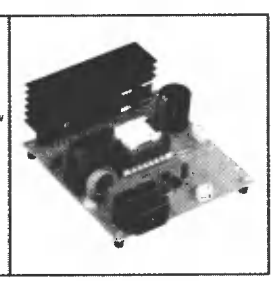


Схема корректора коэффициента мощности на 300 Вт



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

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

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

Таблица 1

Параметр	Обозначение	Условия измерения, микросхема	Значение параметра		
			Мин.	Тип.	Макс.
Генератор					
Рабочая частота, кГц	f_{SW}	NCP1653	90	102	110
		NCP1653A	60,3	67	73,7
Максимальный коэффициент заполнения, %	D_{MAX}	—	94	—	—
Выходной драйвер					
Выходное сопротивление, Ом	R_{OH}	Вытекающий ток I_{SOURCE} = 100 мА	5	9	20
	R_{OL}	Втекающий ток I_{SINK} = 100 мА	2	6,6	18
Время нарастания, нс	t_r	C_{LOAD} = 2200 пФ	—	88	—
Время спада, нс	t_f		—	61,5	—
Обратная связь					
Максимальный ток обратной связи, мкА	I_{ref}	U_M = 3 В	192	204	208
Пороговый ток обратной связи, %	I_{regL}/I_{ref}	—	95	96	98
Внутренний резистор обратной связи, кОм	$R_{CONTROL}$	—	—	300	—
Максимальное напряжение на выводе 2, В	$U_{CONTROL\ MAX}$	I_{FB} = 100 мкА	—	2,4	—
Максимальный ток управления, мкА	$I_{CONTROL\ MAX}$	—	—	100	—
Напряжение на выводе обратной связи, В	U_{FB1}	I_{FB} = 100 мкА	1	1,5	1,9
		I_{FB} = 200 мкА	1,3	1,8	2,2
Защита при повышении выходного напряжения					
Отношение тока выключения по цепи обратной связи к номинальному току, %	I_{OVP}/I_{ref}	—	104	107	—
Ток выключения, мкА	I_{OVP}	—	—	214	230
Задержка выключения, нс	t_{OVP}	—	—	500	—
Защита при снижении выходного напряжения					
Отношение тока выключения к номинальному току, %	$I_{UVP\ OFF}/I_{ref}$	—	4	8	15
Отношение тока включения к номинальному току, %	$I_{UVP\ ON}/I_{ref}$	—	7	12	20
Гистерезис по току выключения, мкА	$I_{UVP\ H}$	—	4	8	—
Задержка выключения, нс	t_{UVP}	—	—	500	—
Усилитель датчика тока					
Сдвиг нуля усилителя, мВ	U_S	—	0	10	30
Порог срабатывания защиты по току, мкА	$I_{S\ OCP}$	—	185	200	215
Защита от превышения входной мощности					
Входной резистор в цепи вывода 3, кОм	$R_{vac\ int}$	—	—	12	—
Порог ограничения выходной мощности, нА²	$I_S \times I_{vac}$	—	—	3	—
Ток ограничения по датчику тока, мкА	$I_{S\ OPL1}$	I_{vac} = 30 мкА, U_M = 1 В	80	100	140
	$I_{S\ OPL2}$	I_{vac} = 100 мкА, U_M = 1 В	24	32	48
Широтно-импульсный модулятор					
Пороговое напряжение компаратора ШИМ, В	U_{REF}	—	2,25	2,62	2,75
Выходной ток умножителя, мкА	I_{M1}	$U_{CONTROL} = U_{CONTROL\ MAX}$ I_{VAC} = 30 мкА, I_S = 25 мкА	1	2,85	5,8
	I_{M2}	$U_{CONTROL} = U_{CONTROL\ MAX}$ I_{VAC} = 30 мкА, I_S = 75 мкА	3,2	9,5	18
	I_{M3}	$U_{CONTROL} = U_{CONTROL\ MAX}/10$ I_{VAC} = 30 мкА, I_S = 25 мкА	10	35	58
	I_{M4}	$U_{CONTROL} = U_{CONTROL\ MAX}/10$ I_{VAC} = 30 мкА, I_S = 75 мкА	30	103,5	180
Защита от перегрева					
Порог выключения микросхемы по температуре, °С	T_{SD}	—	150	—	—
Гистерезис, °С	—	—	—	30	—
Напряжение питания					
Напряжение включения, В	$U_{CC\ ON}$	—	12,25	13,25	14,5
Напряжение выключения, В	$U_{CC\ OFF}$	—	8	8,7	9,5
Гистерезис по напряжению питания, В	$U_{CC\ H}$	—	4	4,55	—
Ток потребления					
Ток при пуске, мкА	I_{STUP}	$U_{CC} = U_{CC\ ON}$ – 0,2 В	—	18	50
	I_{STUP1}	U_{CC} < 4 В, I_{FB} = 200 мкА	—	950	1500
	I_{STUP2}	4 В < U_{CC} < $U_{CC\ ON}$ – 0,2 В, I_{FB} = 200 мкА	—	21	50
	I_{STUP3}	$U_{CC} < U_{CC\ ON}$ – 0,2 В, I_{FB} = 0, U_M = 3 В	—	21	50
Рабочий ток, мА	I_{CC1}	U_{CC} = 15 В, C_{LOAD} = 0, U_M = 1 В	—	3,7	5
	I_{CC2}	U_{CC} = 15 В, C_{LOAD} = 1000 пФ, U_M = 1 В	—	4,7	6
Ток в выключенном состоянии, мкА	I_{STDN}	U_{CC} = 15 В, I_{FB} = 0	—	33	50

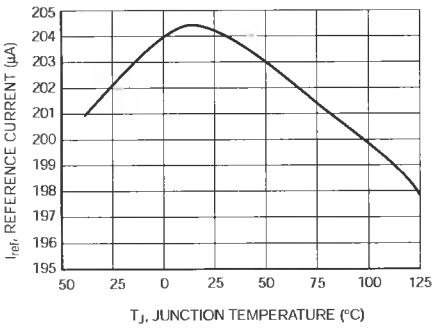


Рис. 21

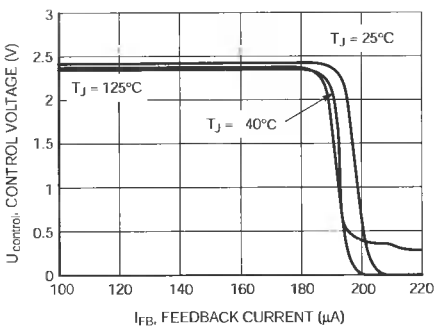


Рис. 22

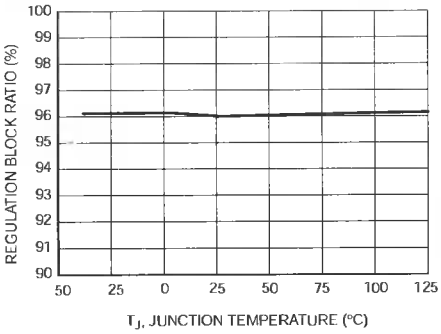


Рис. 23

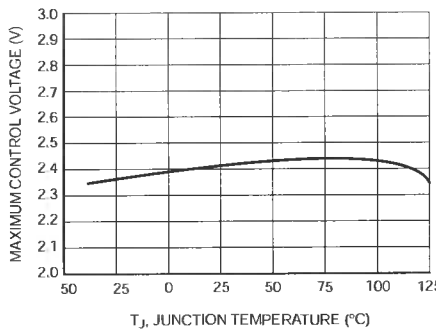


Рис. 24

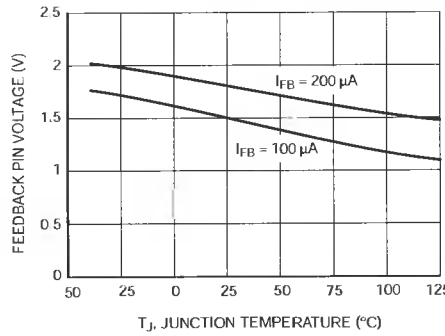


Рис. 25

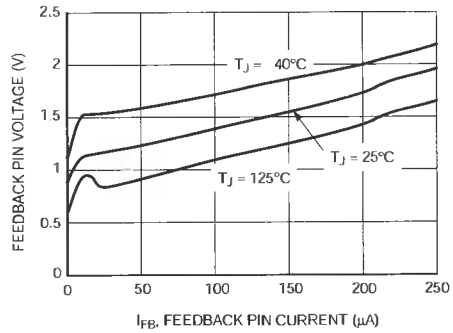
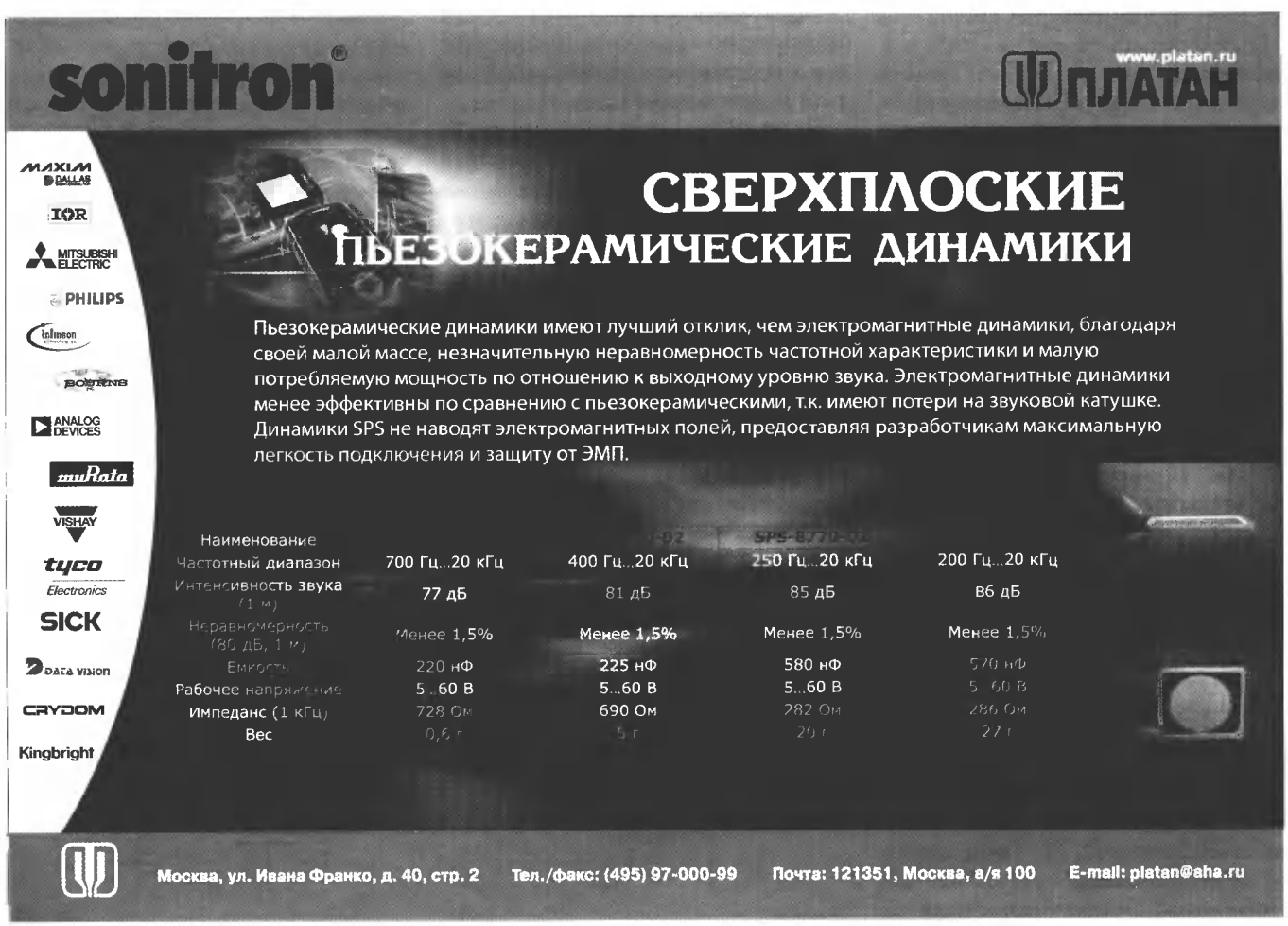


Рис. 26

пороговый ток обратной связи от температуры практически не зависит.

Зависимость напряжений $U_{CONTROL}$ на выводе 2 и обратной связи на выводе 1 для двух значений тока через него от температуры приведены на рис. 24 и 25 соответственно. Также на рис. 26 показаны зависимости напряжения от тока через вывод 1 для различных значений температуры.

Температурные зависимости порога выключения корректора при повышении выходного напряжения в отношении к стабилизируемому выходному напряжению и по абсолютной величине тока цепи обратной связи приведены на рис. 27 и 28 соответственно. Аналогичные зависимости для относительных значений порогов срабатывания защиты при снижении выходного напряжения



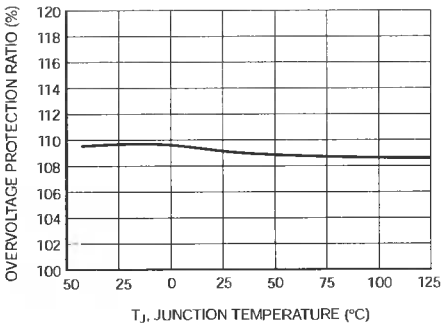


Рис. 27

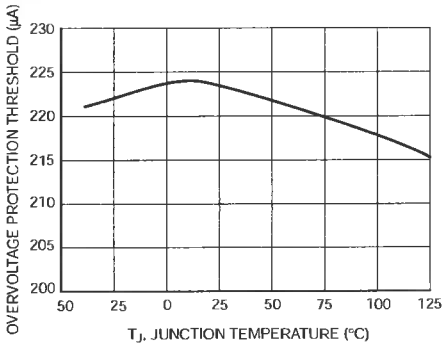


Рис. 28

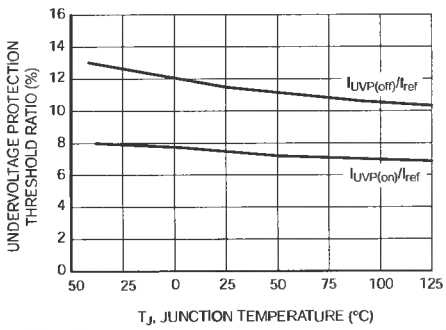


Рис. 29

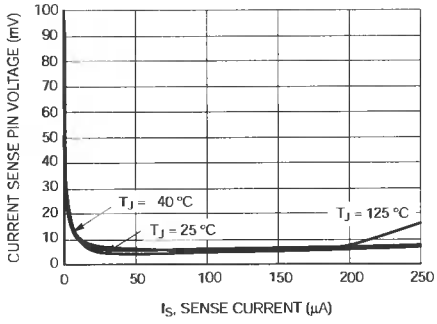


Рис. 30

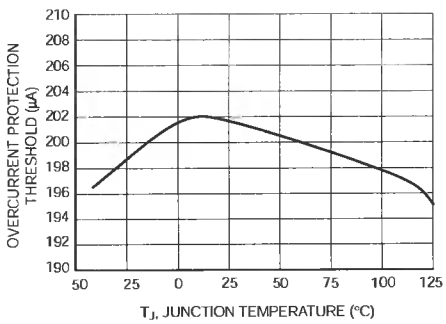


Рис. 31

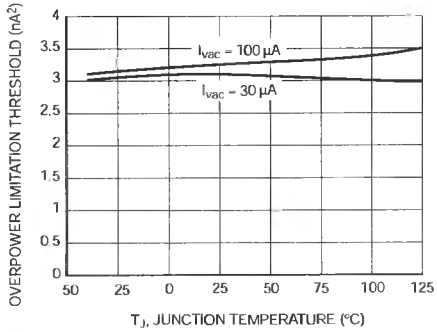


Рис. 32

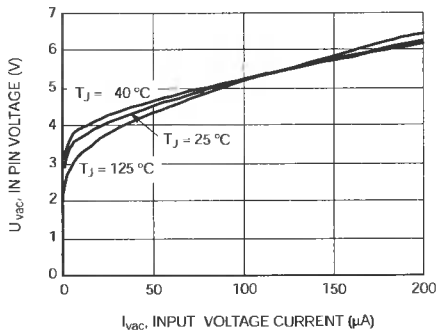


Рис. 33

($I_{UPV(on)}/I_{ref}$) и возобновления работы при его повышении ($I_{UPV(off)}/I_{ref}$) показаны на рис. 29.

Графики на рис. 30 иллюстрируют зависимости напряжения на выводе 4 от вытекающего из него тока I_S, пропорционального току внешнего транзистора, для различных значений температуры кристалла. Температурная зависимость порогового значения тока I_S приведена на рис. 31.

На рис. 32 показаны зависимости от температуры порогового значения произведения $I_{VAC} \times I_S$, соответствующего переходу корректора в режим ограничения входной мощности, для двух значений I_{VAC}, а рис. 33 иллюстрирует возможное изменение напряжения на выводе 3 в зависимости от пропорционального входному напряжению корректора тока через этот вывод.

Продолжение следует

Сергей Бирюков,
г. Москва

Окончание. Начало — № 10/2006

Супервизоры питания и их применение

ТИПОВЫЕ СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ СУПЕРВИЗОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ

Узлы порогового контроля со светодиодными индикаторами являются самыми простыми. Устройство (рис. 13, *а*), приведенное в описании микросхемы, обеспечивает свечение светодиода при падении напряжения источника питания ниже основного порога 4,6 В.

При увеличении питающего напряжения свыше 9,2 В свечения прекращается. Если узел выполнен так, как показано на рис. 13, *б*, обеспечивается четкая индикация превышения напряжением питания значения 4,6 В, а также и контроль за спадом напряжения ниже 9,2 В. Порог можно увеличивать, включая вход через диод или подключая его к источнику питания через низкоомный (единицы кОм) делитель. К сожалению, способов понизить напряжение порога у данных микросхем нет.

Будучи высокочувствительными регенеративными устройствами со стабильным порогом срабатывания, супервизоры могут применяться в огромном количестве пороговых схем, например, в качестве триггеров Шмитта, устройств контроля сигналов с фоторезисторов, фотодиодов и фототранзисторов, пороговых устройств контроля температуры с резисторными и диодными датчиками температуры и т. д. Принципы построения таких устройств вполне очевидны.

На рис. 14 показан основной способ включения микросхемы супервизора

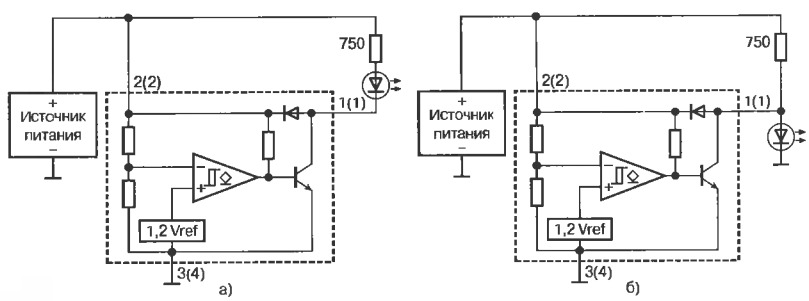


Рис. 13

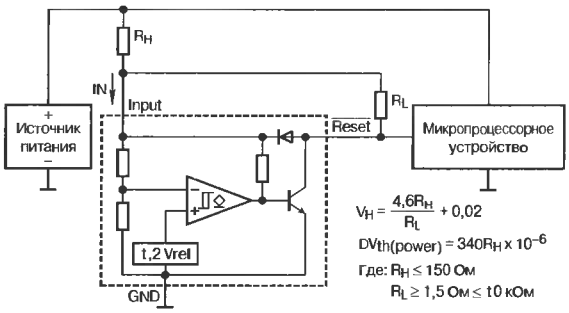


Рис. 14

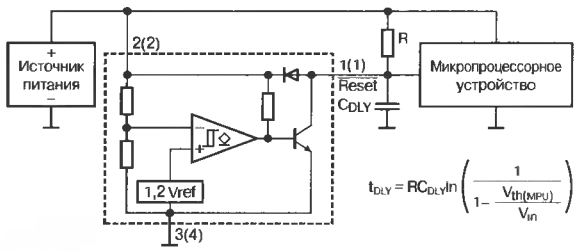


Рис. 17

питающего напряжения для создания сигнала сброса микропроцессорного устройства.

Резистор R_H позволяет изменять петлю гистерезиса (ранее приводились данные для $R_H = 0$), что дает возможность в широких пределах менять условия сброса микропроцессора. Обычно гистерезис позволяет создавать зону нечувствительности, предотвращающую сброс микропроцессорных устройств при небольших случайных скачках напряжения питания.

Супервизоры напряжения питания могут использоваться в зарядных устройствах для контроля уровня зарядки аккумуляторных батарей. Примером может служить схема устройства, показанная на рис. 15.

Устройство служит для контроля зарядки аккумуляторной батареи GB1 от солнечной батареи BL1. Пока уровень напряжения GB1 ниже основного порога, напряжение на выходе микросхемы супервизора равно нулю и внешний транзистор закрыт. Ток от солнечной батареи через диод заряжает GB1. Но если напряжение на GB1 начинает превышать заданный порог, сигнал на выходе супервизора увеличивается и внешний транзистор открывается, замыкая на себя ток элементов солнечной батареи. Перезарядка GB1 предотвращается и можно эксплуатировать аккумуляторную батарею без присмотра.

ИМПУЛЬСНЫЕ УСТРОЙСТВА НА МИКРОСХЕМАХ СУПЕРВИЗОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ

Супервизоры также могут применяться при построении разнообразных импульсных устройств. Ниже описаны некоторые из них, рекомендуемые производителями микросхем импульсных устройств.

Типичным применением супервизора является возбудитель мощного полевого транзистора. Мощные полевые транзисторы крайне нежелательно запускать импульсами с пологими участками нарастания и спада, например треугольными [2]. В этом случае транзисторы длительное время находятся в состоянии, когда одновременно ток стока и напряжение на стоке велики, что ведет к резкому увеличению мгновенной рассеиваемой мощности, перегреву транзисторов и снижению к. п. д. ключевых устройств. На рис. 16 показана схема узла запуска, исключающего из входного напряжения область, где возможна перегрузка мощного полевого транзистора по мгновенной мощности рассеивания. Варианты умощнения выхода микросхемы рассмотрены в [3].

Малая инерционность срабатывания микросхемы супервизора не всегда является достоинством. Даже при создании сигнала сброса микропроцессора (применения микросхемы по прямому назначению) желательно создать задержку сигнала сброса, чтобы сброс не происходил при очень коротких перепадах напряжения питания. Для этого следует использовать дополнительный конденсатор C_{DLY}, который создает экспоненциальное нарастание сигнала сброса. Время задержки вычисляется выражением, приведенным в правом нижнем углу типовой схемы сброса микропроцессора (рис. 17).

Микросхема супервизора напряжения может использоваться для формирования из входного сигнала задержанного перепада напряжения или задержанного прямоугольного импульса. Схема формирователя показана на рис. 18, его основой является интегрирующая RC-цепь на входе, которая формирует экспоненциальные фронты и спады на входе микросхемы.

Если предельное напряжение экспоненциального перепада на входе меньше второго порога составляет 9,2 В, выходной перепад формируется с задержкой в момент, когда экспоненциально растущее напряжение достигает уровня основного порога 4,6 В. Осциллограммы входного и выходного напряжения узла (рис. 18) для такого случая показаны на рис. 19. Однако если предельное напряжение экспоненциального перепада на входе микросхемы супервизора превышает второй порог 9,2 В, будет формироваться уже не выходной перепад, а выходной прямоугольный импульс. Это связано с тем, при достижении экспо-

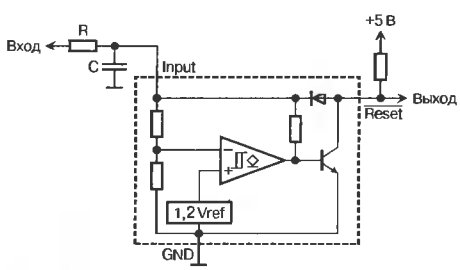


Рис. 18

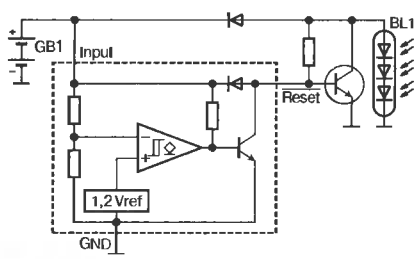


Рис. 15

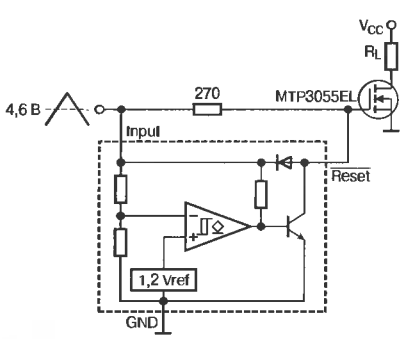


Рис. 16

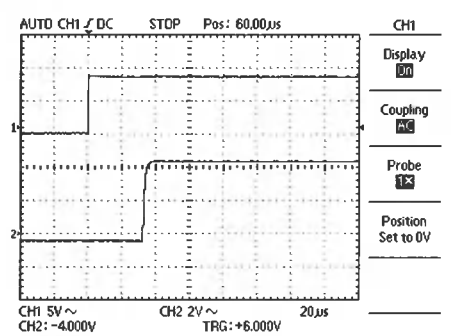


Рис. 19

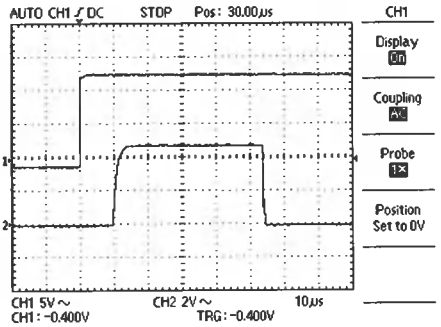


Рис. 20

ненциальным напряжением значения второго порога транзистор микросхемы снова открывается и напряжение на выходе становится близким к нулю. Осциллограммы входного и выходного напряжения для последнего случая показаны на рис. 20.

Длительность задержки выходного перепада составляет:

$$t_p \approx RC\ln\frac{U_П - U_Н}{U_П},$$

где $U_Н$ — напряжение основного порога 4,6 В. Эта же формула при $U_Н$ = 9,2 В определяет задержку второго (отрицательного) перепада выходного напряжения, а разность задержек — длительность выходного прямоугольного импульса.

Используя микросхему супервизора, можно построить и импульсный генератор (мультивибратор). Простейший вариант на основе использования второго порога работает не очень стабильно и дает жесткое самовозбуждение. Для того, чтобы срабатывал основной порог, узел приходится дополнять транзисторным инвертором, как показано на рис. 21. Он обеспечивает зарядку и разрядку конденсатора С через резистор R. При достижении верхнего входного напряжения петли гистерезиса транзистор включается и конденсатор разряжается до нижнего порога. Затем транзистор выключается, и конденсатор начинает заряжаться до верхнего входного напряжения петли гистерезиса и т. д.

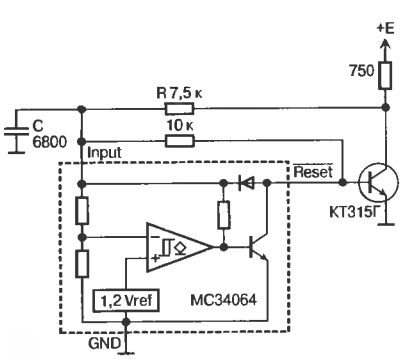


Рис. 21

Осциллограммы напряжения на конденсаторе С и коллекторе внешнего транзистора показаны на рис. 22.

Поскольку разность порогов мала, напряжение на конденсаторе имеет участки почти линейного нарастания и спада. Импульсы напряжения на коллекторе внешнего транзистора близки к прямоугольным (рис. 22). Из-за малой разности порогов и малой допустимой величины R частота колебаний генератора довольно велика и составляет около 300 кГц при R = 7,5 кОм.

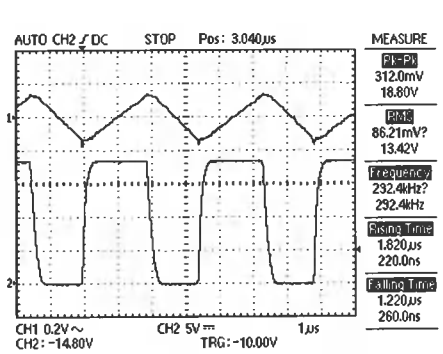


Рис. 22

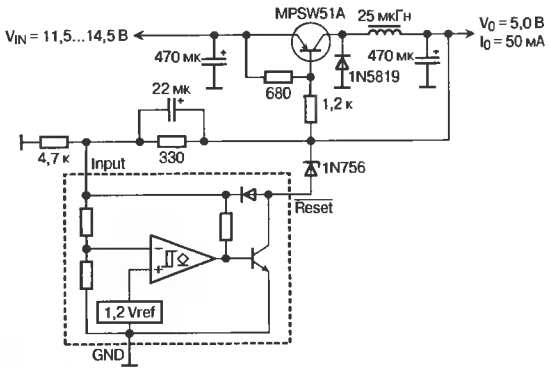


Рис. 23

Еще один вариант применения супервизора напряжения показан на рис. 23. Это маломощный импульсный стабилизатор (преобразователь) напряжения 11,5...14,5 В в стабильное постоянное напряжение 5 В при токе 50 мА с максимальным изменением 35 мВ. При напряжении питания 12,6 В и изменении тока нагрузки 0...50 мА нестабильность выходного напряжения не превышает 12 мВ. Пульсации напряжения на выходе не более 60 мВ (полный размах), а КПД — 77 %. Любопытно отметить, что это довольно высокое значение коэффициента полезного действия, поскольку в маломощных стабилизаторах получить его намного труднее, чем в мощных, из-за значительной мощности, расходуемой на питание вспомогательных устройств.

Работа устройства основана на импульсном управлении биполярным транзистором MPSW51A,включенным по схеме ключевого понижающего стабилизатора релаксационного типа. Импульсы с коллектора транзистора фильтруются LC-фильтром, и его выходное напряжение используется как входное для микросхемы супервизора. Делитель на его входе повышает порог до уровня 5 В, которое с учетом пульсаций определяет выходное напряжение преобразователя.

За рубежом супервизоры питания выпускаются почти всеми полупроводниковыми фирмами, например [4, 5]. Относительно давно существует отечественная серия микросхем К1171СП2хх [6], начат выпуск серии микросхем К1274хх [7], функциональная схема показана на рис. 24. Источник опорного напряжения изображен в виде стабилитрона.

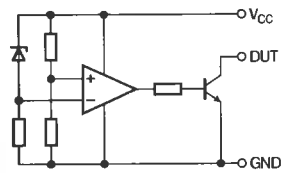


Рис. 24

Обозначение «хх» указывает на типовое напряжение порога срабатывания — 29 при пороге 2,83...2,97 В, 33 при 3,23...3,37 В и т. д. до 45 при 4,43...4,57 В. Выпуск ряда модификаций микросхем с разными порогами упрощает их выбор. Максимальное допустимое рабочее напряжение увеличено до 15 В. В остальном микросхемы аналогичны описанным MC34064, в том числе и по принципам схемного применения.

ЛИТЕРАТУРА:

2. В. П. Дьяконов, А. А. Максимчук, А. М. Ремнев, В. Ю. Смердов. Энциклопедия устройств на полевых транзисторах. Под общей редакцией проф. В. П. Дьяконова. — М.: СОЛОН-Р, 2002.

3. С. Алексеев. Триггеры Шмита без источника питания. — Схемотехника, 2002, № 12, с. 24.

4. KIA7019AP/AF/AT~ KIA7045AP/AF/AT. Bipolar Linear Integrated Circuit. KEC, 2002.

5. М. Потапчук. Супервизоры серии MCP10x фирмы Microchip. — Схемотехника, 2006, № 1, с. 10, 11.

6. Микросхемы для линейных источников питания и их применение. — М.: Додэка, 1998.

7. А. Нефедов. Новые микросхемы для источников питания. — М.: Ремонт и сервис, 2006, № 5, с. 61, 62.

Владимир Дьяконов,
г. Смоленск

КМОП триггер Шмитта — уникальный универсальный компонент конструкции

В статье описаны особенности и преимущества триггеров Шмитта, выполненных по технологии КМОП, предложены варианты их нетипичного применения.

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Триггер Шмитта находит применение в широком спектре приложений, как аналоговых, так и цифровых. В интегральном исполнении логические элементы с триггерами Шмитта выпускаются во многих сериях. Они входят в состав микросхем серий ТТЛШ (К531, К555, КР1533) и КМОП (КР1554, КР1564, КР1594 и др.). Универсальность триггеров Шмитта, выполненных по технологии ТТЛШ, ограничена узким диапазоном питающих напряжений 4,5...5,5 В с возможностями согласования по уровням напряжения с другими сериями, низким входным сопротивлением и несбалансированной выходной характеристикой. Вообще говоря, триггер Шмитта может быть выполнен и на дискретных элементах (транзисторах, диодах, резисторах и т. д.), но если требуется найти компромиссное решение по нескольким параметрам одновременно, это уже непросто. Кроме того, технология производства микроэлектронных изделий обычно позволяет изготовить на одном кристалле 4—6 триггеров Шмитта с практически одинаковыми параметрами.

Триггер Шмитта, изготовленный по технологии КМОП, обладает целым рядом преимуществ по сравнению с изготовленным по технологии ТТЛШ, поэтому он используется в тех приложениях, где последний оказывается неработоспособен.

Триггер Шмитта, построенный по технологии КМОП, имеет следующие преимущества:

- высокое входное сопротивление (10^{12} Ом);
- сбалансированные входные и выходные характеристики;
- пороговое напряжение, симметричное относительно половины питающего напряжения;
- практически одинаковые вытекающий и втекающий токи;
- амплитуда выходного напряжения, примерно равная напряжению источника питания;
- изменение порогового напряжения, мало зависит от температуры;
- широкий диапазон питающих напряжений (3...15 В для серий К561 и КР1561);
- возможность применения в узлах с биполярным питанием;
- низкое энергопотребление;
- высокая помехоустойчивость.

АНАЛИЗ ТИПОВОЙ СХЕМЫ ТРИГГЕРА ШМИТТА

Типовая схема логического элемента на примере инвертора, построенного на базе триггера Шмитта, приведена на рис. 1.

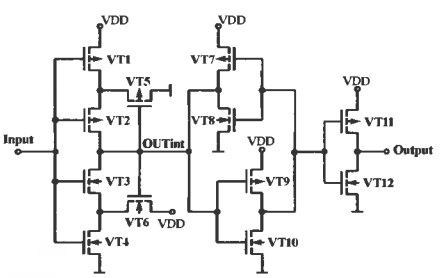


Рис. 1

Рассмотрим принцип его работы, учитывая, что в начальный момент времени на вход Input подан нулевой потенциал напряжения. В этом случае транзисторы VT1 и VT2 полностью открыты, а VT3—VT5 закрыты. Напряжение в точке OUTint практически равно напряжению источника питания. При этом транзистор VT6 открыт и работает как истоковый повторитель. Напряжение в точке соединения стока транзисторов VT4, истока VT3, стока VT6 равно разности питающего напряжения и падения напряжения на сопротивлении канала транзистора VT6. Поскольку оба транзистора VT4 и VT3 в начальный момент времени закрыты, напряжение в указанной точке равно напряжению питания.

Если увеличивать напряжение на входе, а значит, и на затворах VT1—VT4, то при достижении порогового напряжения транзистора VT4 он начинает открываться, транзисторы VT4 и VT6 образуют делитель напряжения с потенциалом в точке их соединения, равным половине напряжения питания. Этот потенциал «привязывает» исток транзистора VT3 к половине питающего напряжения. Когда входное напряжение начинает превышать половину напряжения питания на величину порогового напряжения открывания транзистора VT3, он начинает открываться, инициируя тем самым процесс переключения всего узла. Начиная с этого момента, незначительное приращение входного напряжения приведет к резкому снижению напряжения в точке OUTint до нуля. Когда напряжение в точке OUTint падает, истоковый повторитель на транзисторе VT6 закрывается и напряжение на его стоке (точка соединения транзисторов VT3, VT4, VT6) уменьшается, как и напряжение на затворе. Влияние транзистора VT6 в делителе напряжения VT4VT5VT6 снижается до нуля, приводя к еще более резкому спаду напряжения в точке OUTint. В это же время начинает приоткрываться транзистор VT5, поскольку потенциал на его затворе (в точке OUTint) быстро снижается. Его открывание приводит к установке на истоке транзистора VT2 потенциала, близкого к нулевому, поэтому последний закрывается. В момент закрывания транзистора VT2 потенциал в точке OUTint лавинообразно снижается до нуля. Это происходит благодаря единичному коэффициенту петли обратной связи, образуемой транзисторами истоковых повторителей.

Когда входное напряжение изменяется в обратном направлении — от напряжения питания до нуля, аналогичный процесс происходит с верхней секцией транзисторного каскада и лавинообразное переключение происходит при достижении нижнего значения порогового напряжения. Инверторы, собранные на транзисторах VT7, VT8 и VT9, VT10, образуют защелку, которая стабилизирует потенциал в точке OUTint. Буферный инвертор на транзисторах VT11, VT12 предназначен для повышения нагрузочной способности триггера. Типичные передаточные характеристики показаны на рис. 2, границы верхнего и нижнего гарантированных диапазонов допустимой ошибки — на рис. 3.

ПРЕИМУЩЕСТВА ГИСТЕРЕЗИСА

Гистерезисом считается различие в ответной реакции узла под воздействием входного напряжения. Шумовой сигнал, который превышает пороговое напряжение переключения

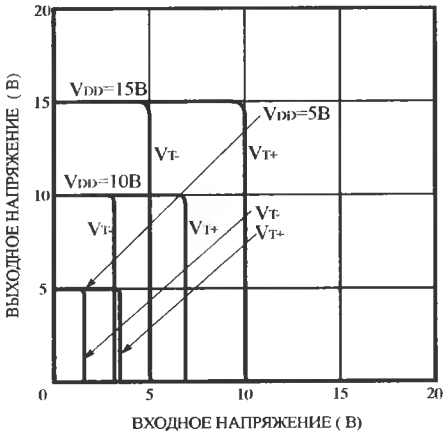
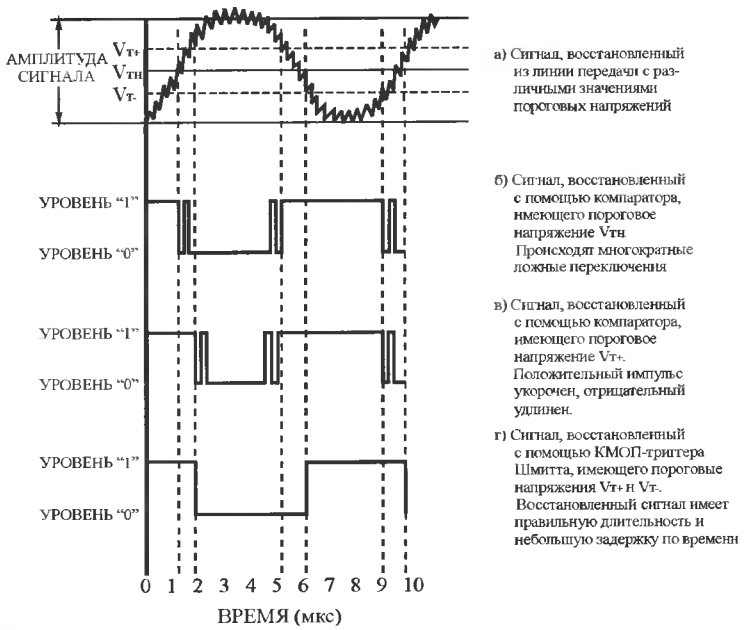


Рис. 2

Рис. 3



а) Сигнал, восстановленный из линии передачи с различными значениями пороговых напряжений

б) Сигнал, восстановленный с помощью компаратора, имеющего пороговое напряжение VTH. Происходят многократные ложные переключения

в) Сигнал, восстановленный с помощью компаратора, имеющего пороговое напряжение VT+. Положительный импульс укорочен, отрицательный удлинен.

г) Сигнал, восстановленный с помощью КМОП-триггера Шмитта, имеющего пороговые напряжения VT+ и VT-. Восстановленный сигнал имеет правильную длительность и небольшую задержку по времени

Рис. 4

компаратора, может вызывать многократное переключение его выхода, если время ответной реакции компаратора меньше, чем время между ложными воздействиями сигнала.

В триггере Шмитта амплитуда любого сигнала помехи должна превышать разницу пороговых напряжений для того, чтобы произошло многократное переключение состояния триггера. Триггер имеет два порога компарации. Для КМОП триггера Шмитта при напряжении питания U_{DD} = 10 В типовое значение разницы пороговых напряжений составляет 3,6 В, его вполне достаточно, чтобы преодолеть воздействие практически любого ложного сигнала помехи на входе.

Компаратор, построенный на основе КМОП триггера Шмитта, находит широкое применение для восстановления строго прямоугольной формы сигнала, транслируемого по длинной несогласованной линии связи. На рис. 4 показано восстановление длительности импульса с помощью КМОП триггера Шмита.

Пороговое напряжение компаратора задается равным половине амплитуды входного сигнала (рис. 4, *б*). Это делается для того, чтобы предотвратить искажение длительности сигнала. Если по линии передачи транслируется импульс длительностью 4 мкс, то и на приемной стороне должен быть восстановлен импульс такой же длительности, иначе произойдет искажение сигнала. Если пороговое напряжение компаратора выше половины уровня амплитуды сигнала, это приводит к уменьшению длительности положительных импульсов, и увеличению длительности отрицательных (рис. 4, *в*). Это называется искажением вследствие расщепления уровней входного сигнала. Триггер Шмитта имеет как положительное U_{T+}, так и отрицательное U_{T-} смещение уровня порогового напряжения. Для КМОП триггера Шмитта эти значения приблизительно симметричны относительно половины уровня амплитуды сигнала, поэтому длительность импульса, равная 4 мкс, в точности восстанавливается (рис. 4, *г*). Несмотря на то, что восстановленный импульс получает задержку по времени, его длительность остается неизменной. Таким образом, обеспечивается высокая помехоустойчивость, и благодаря наличию гистерезиса, искажения сигнала не происходит.

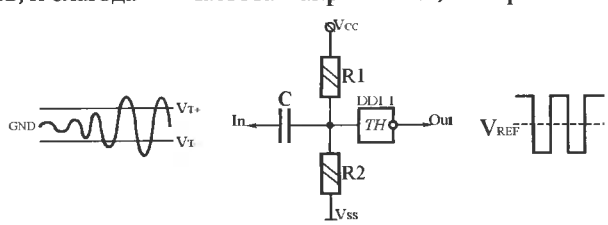
ПРИМЕНЕНИЕ КМОП ТРИГГЕРА ШМИТА

Большинство примеров, приведенных далее, показывают, как используется КМОП триггер Шмитта для упрощения конструкции или улучшения производительности. Некоторые схемотехнические решения невозможно осуществить на триггерах Шмитта не КМОП серий.

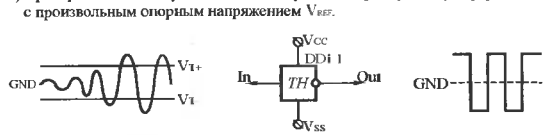
На рис. 5 представлена типичная схема преобразователя сигнала синусоидальной формы в прямоугольные импульсы.

Благодаря симметрии порогового напряжения относительно половины питающего напряжения для такого триггера можно легко сформировать опорный потенциал с помощью делителя на двух резисторах. Высокое входное сопротивление упрощает выбор номиналов резисторов и развязывающего конденсатора. Поскольку микросхемы КМОП имеют широкий диапазон питающих напряжений, триггер Шмитта может работать при двуполярном питании. Это привязывает середину порогового напряжению к нулю и позволяет подключить вход триггера Шмитта непосредственно к выходу операционного усилителя без развязывающего конденсатора.

На рис. 6 показан преобразователь «частота-напряжение», который мо-



а) Преобразователь синусоидальных импульсов в прямоугольную форму с произвольным опорным напряжением V_{REF}.



б) Преобразователь синусоидальных импульсов в прямоугольную форму с опорным напряжением GND.

Рис. 5

жет работать с управляющим сигналом различной формы.

Выходное напряжение преобразователя зависит только от частоты колебаний. Поскольку амплитуда выходного сигнала КМОП триггера Шмитта практически равна напряжению источника питания, постоянный размах сигнала, прикладываемый к обкладкам конденсатора C1, вызывает протекание тока через конденсатор, который зависит только от частоты. Положительная полуволна напряжения с выхода конденсатора через диод VD1 замыкается на общий провод. Отрицательная полуволна напряжения вызывает протекание тока с инвертирующего входа операционного усилителя через диод VD2 и преобразование его в среднее значение напряжения интегрирующей цепочкой C2R2. Поскольку амплитуда выходного напряжения практически равна амплитуде напряжения источника питания, напряжение, прикладываемое к C2, равно напряжению источника питания.

Триггеры Шмитта находят широкое применение, когда из медленно изменяющегося входного сигнала необходимо сформировать прямоугольный импульс с большой крутизной нарастания напряжения. На рис. 7 показаны типичные схемы светового сенсора или ключа, управляемого светом.

Высокое входное сопротивление КМОП триггера Шмитта упрощает подачу напряжения начального смещения. Большинство фоторезисторов имеют сопротивление порядка нескольких МОм в темноте и порядка нескольких кОм при ярком освещении. Поскольку КМОП элемент имеет входное сопротивление порядка 10^{12} Ом, изменение выходного напряжения не оказывает влияния на входной каскад. Поэтому при выборе сопротивления резистивного делителя входным сопротивлением триггера Шмитта можно пренебречь.

Еще одним вариантом применения КМОП триггера Шмитта является простейший RC-генератор (рис. 8), который построен всего из трех элементов.

На одной микросхеме КР1564ТЛ2, содержащей шесть одинаковых триггеров Шмитта, можно построить шесть экономичных RC-генераторов. Скважность выходных прямоугольных импульсов близка к двум благодаря хорошо сбалансированным входным и выходным характеристикам микросхемы КМОП. Уравнение выходной частоты предполагает, что

$$t1 = t2 \geq t_{pd0} + t_{pd1}.$$

Рис. 9 иллюстрирует применение триггера Шмитта для сбалансированной или дифференциальной линии передачи.

На рис. 9, *а* показан элемент Исключающее ИЛИ, входящий в состав микросхемы КР1564ЛП5 (74HC86), который также может быть построен на элементах И-НЕ микросхемы КР1564ЛА3 (74HC00). Если на линии появляется несбалансированный сигнал помехи, генерируемый в результате интерференционного взаимодействия или воздействия внешних источников шума, данная схема формирует сигнал ошибки.

Схема на рис. 9, *б* представляет собой дифференциальный приемник сигнала, который восстанавливает сбалансированные передаваемые данные, но игнорирует несбалансированный сигнал. Если узлы, приведенные на рис. 9, использовать совместно, детектор ошибки будет сигнализировать передатчику о необходимости приостановки передачи данных до момента восстановления сбалансированного сигнала. В это время приемник сигнала будет помнить последние правильно принятые данные, пока несбалансированный сигнал присутствует на линии. Когда сбалансированный сигнал восстанавливается, приемник начинает принимать уже правильные данные с того места, где произошел сбой.

Благодаря наличию ограничительных защитных диодов во входной цепи, стандартный диапазон входного напряжения для КМОП триггера Шмитта составляет от GND...0,3 В до U_{DD}+0,3 В. Любое превышение входным напряжением указанных значений вызывает резкое возрастание тока через ограничительные диоды. Для практического применения желательно иметь диапазон входного напряжения, во много раз больше указанного значения. К примеру, линии передачи часто работают при напряжении ±12 В, а напряжение питания операционных усилителей ±15 В. Можно применить специальную защитную цепь на входе триггера Шмитта. Это позволяет подавать на входы напряжение ±25 В. В таком случае узел преобразователя формы сигнала (рис. 6, *б*) можно питать напряжением ±1,5 В и подключать непосредственно к выходу операционного усилителя, имеющего диапазон питающих напряжений ±15 В. Типовая и усовершенствованная схемы входной защиты показаны на рис. 10.

Диоды на схеме имеют обратное пробивное напряжение порядка 35 В. Положительное входное напряжение может достигать такого значения, при котором еще не происходит пробоя обратно смещенного диода VD2 и прямо смещенного VD3, что в сумме составляет около 35 В. Отрицательное входное напряжение может достигать значения, не

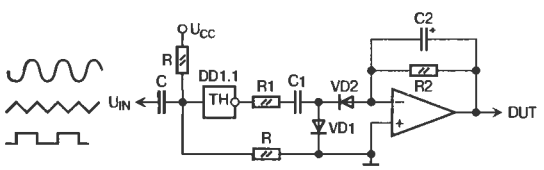


Рис. 6

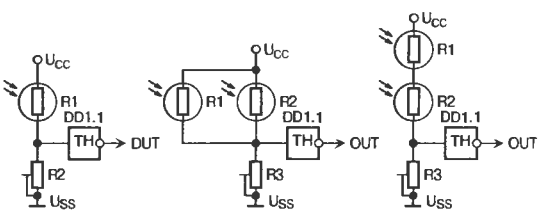


Рис. 7

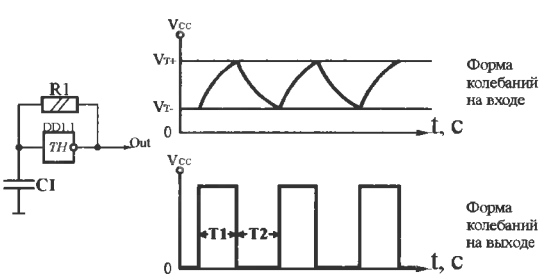


Рис. 8

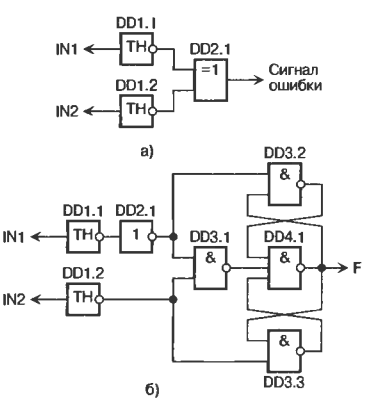


Таблица истинности

A	B	F
0	0	NC
0	1	0
1	0	1
1	1	NC

NC - нет изменений

Рис. 9

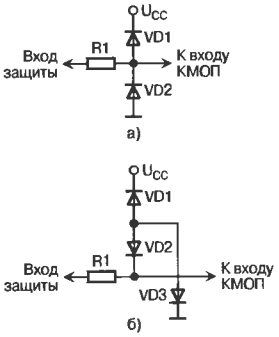


Рис. 10

превышающего суммарное напряжение пробоя обратно смещенного диода VD1 и прямосмещенного VD2, что в сумме также составляет около 35 В. Таким же образом обеспечивается необходимая защита от разряда статического электричества.

Узлы, выполненные на микросхемах КМОП, могут иметь линейные характеристики в широком диапазоне напряжений, если правильно рассчитана цепь формирования управляющего опорного потенциала. На рис. 11 показана простая схема генератора прямоугольных импульсов, управляемого напряжением.

КМОП инвертор используется в качестве интегратора, а КМОП триггер Шмитта — в качестве компаратора с гистерезисом. Инвертор интегрирует положительную разницу между пороговым и входным уровнями напряжения U_{IN}.

На выходе инвертора формируется линейно нарастающее напряжение до момента достижения положительного порога триггера Шмитта. В этот момент выход триггера Шмитта переключается в нулевое состояние, открывая транзистор через R_S и ускоряя перезарядку конденсатора C_S. Гистерезис удерживает выход в состоянии нуля до момента разрядки интегрирующего конденсатора C через резистор R_D. Сопротивление резистора R_D должно быть намного меньшего сопротивления резистора RC-цепочки, чтобы время сброса было незначительным. Выходная частота определяется следующим выражением:

$$f_O = \frac{U_{TH} - U_{IN}}{(U_{T+} - U_{T-}) \cdot R_C C}.$$

Зависимость частоты от управляющего напряжения определяется производной по входному напряжению, следовательно:

$$\frac{df_O}{dV_{IN}} = \frac{-1}{(U_{T+} - U_{T-}) \cdot RC},$$

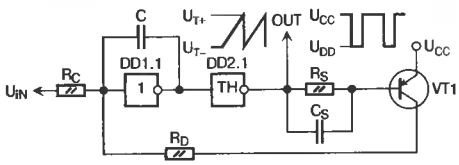


Рис. 11

где знак минус указывает на то, что выходная частота возрастает, когда входное управляющее напряжение уменьшается относительно порогового напряжения инвертора. Выходная частота принимает максимальное значение, когда входное напряжение равно нулю и уменьшается с ростом входного напряжения. Генерация колебаний прекращается при достижении управляющим напряжением $0{,}55U_{DD}$. Выходные импульсы генератора достаточно короткие, поскольку время сброса значительно меньше времени интегрирования.

С использованием триггера Шмитта можно строить простые удлинители импульсов. Схема одновибратора или ждущего мультивибратора, предназначенного для удлинения импульсов, показана на рис. 12.

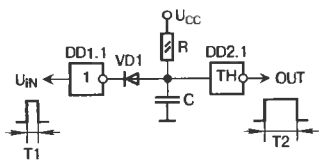


Рис. 12

Положительный импульс, переключающий инвертор, вызывает появление на его выходе короткого отрицательного импульса, разряжающего конденсатор через диод VD1. Это приводит к переключению триггера Шмитта в единичное состояние. Конденсатор должен быть достаточно малой емкости, чтобы за время действия короткого импульса выходной ток инвертора мог его полностью разрядить.

$$I_{OUT_{INV}} = \frac{C \cdot \Delta U}{\Delta T} + \frac{\Delta U}{\Delta R},$$

где $\Delta U = U_{DD}$ для КМОП инвертора, ΔT — длительность входного импульса.

Для каждого входного импульса, длительностью короче 100 нс, конденсатор может быть исключен. Резистор большого номинала образует с входной емкостью КМОП триггера Шмитта интегрирующую RC-цепочку. Когда на входе инвертора устанавливается нулевой потенциал, блокирующий диод предотвращает заряд конденсатора выходным током инвертора и заряд происходит уже через подтягивающий резистор. Когда входное напряжение триггера Шмитта достигнет верхнего порога U_{T+}, триггер переключится в нулевое состояние спустя некоторое время после завершения входного отрицательного импульса. Таким образом, достигается увеличение длительности импульсов.

ПРЕИМУЩЕСТВА ТРИГГЕРА ШМИТА

Впервые триггер Шмитта в интегральном исполнении был реализован в микросхемах ТТЛ, имеющих относительно большие входные токи. Несимметричность входных характеристик усложняет конструирование узлов с использованием таких триггеров. Втекающий выходной ток уровня лог. 0 значительно больше, чем вытекающий ток уровня лог. 1. Это приводит к отличию формы импульсов от меандра с коэффициентом заполнения 50 %. Кроме того, узкий диапазон питающих напряжений затрудняет применение в узлах с напряжением питания, отличным от 5 В, а также при двуполярном питании.

КМОП триггер Шмитта имеет очень высокое входное сопротивление при пороговых напряжениях, симметричных относительно половины питающего напряжения. Допустима подача входного сигнала с амплитудой, превышающей диапазон питающего напряжения. Выходные токи уровней лог. 0 и 1 практически одинаковы. Кроме того, амплитуда выходного сигнала практически равна напряжению источника питания. Триггер Шмитта находит применение в интерфейсных схемах для согласования сигналов, восстановления уровней, подавления сигналов помех в условиях повышенного уровня шумов и детектирования уровней благодаря наличию гистерезиса, преобразования уровней между логическими схемами различных семейств и во многих других приложениях.

ЛИТЕРАТУРА:

1. www.fairchildsemi.com.

Константин Борисевич,
г. Минск

Вероятностная синхронизация в телекоммуникационных системах — мониторинг уровня ошибок в линии связи

В статье рассмотрены встроенные в систему передачи данных средства обнаружения ошибок физического уровня. Предложен способ их мониторинга и схемные решения, уменьшающие вводимую в поток полезных данных избыточность благодаря применению вероятностной синхронизации [1].

Одна из основных характеристик линии связи (проводной, радиорелейной, оптоволоконной и т. п.) — уровень ошибок в потоке передаваемых по ней данных. Ошибки в принимаемых данных, в основном, могут быть вызваны факторами логического или физического уровня. К первым относятся потери пакетов данных из-за информационной перегрузки приемника, ко вторым — перекрестные помехи, отражения сигнала от неоднородностей линии связи и т. д.

Обычно для обнаружения ошибок физического уровня применяют BER-тестеры [2], которые генерируют потоки псевдослучайных битов, собранных в пакеты или выдаваемых в линию без какого-либо разделения на структурные единицы (ячейки, кадры и т. п.). В любом случае тестовые данные распространяются по линии связи в одну или обе стороны (по петле или в виде независимых встречных потоков). Ошибки контролируются на дальней и/или ближней стороне линии. Такой способ контроля частично или полностью прерывает передачу полезной информации по линии связи и поэтому малоэффективен при мониторинге ошибок на фоне штатного режима работы системы.

Можно оценивать уровень ошибок по интенсивности отбраковки пакетов полезных данных приемником, однако, как уже упоминалось, причиной потерь пакетов может быть перегрузка приемника, а не низкое качество передачи сигналов по линии связи. Кроме того, не все технологии передачи данных предусматривают генерацию и проверку контрольных сумм (кодов CRC) при компоновке передаваемых и анализе принимаемых пакетов. Например, не контролируются пакеты, переносящие звуковую или видеоинформацию в реальном времени.

Таким образом, желательно построить систему передачи произвольных пакетов данных, даже не содержащих контрольных сумм, со встроенным мониторингом ошибок и практически нулевой избыточностью, вносимой в полезный информационный поток.

ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ СХЕМА ПРЕДЛАГАЕМОЙ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

Общая идея построения предлагаемой системы передачи данных (рис. 1) состоит в следующем.

Непрерывный поток полезных (а не тестовых) скремблированных данных в линии связи «нарезается» на кадры Qi (рис. 2, *а* — укрупненная, рис. 2, *б* — более детальная диаграммы работы системы передачи данных) импульсами J (J*) вероятностной синхронизации. Эта нарезка никак не связана с границами передаваемых по линии пакетов полезных данных.

Передающее устройство (А) дополняет каждый кадр Qi контрольной суммой (скремблированным кодом CRC), которая размещается в начале следующего кадра Q(i+1). Приемное устройство (В) проверяет контрольные суммы и накапливает статистические данные о соотношении времени работы с ошибками и времени безошибочной работы. В дальнейшем эти данные могут быть считаны из устройства В, например с использованием протокола сетевого администрирования SNMP (процедура считывания этих данных здесь не рассматривается).

Прежде чем перейти к более подробному описанию работы системы, рассмотрим ее составные части. В данном примере построения системы показан только один канал передачи данных (слева направо). Канал передачи данных в обратном направлении строится аналогично.

Устройство А содержит генератор G синхросигнала, мультиплексор MUX, скремблер SC, анализатор А1 потока

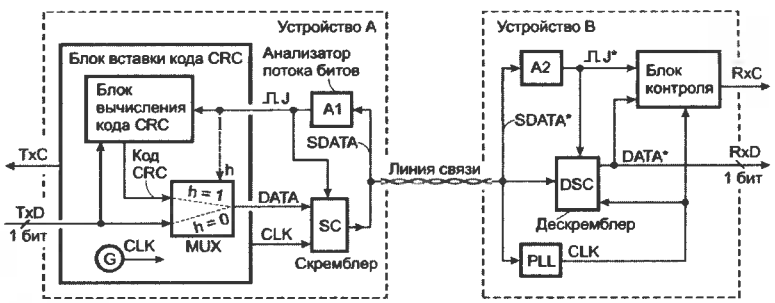


Рис. 1

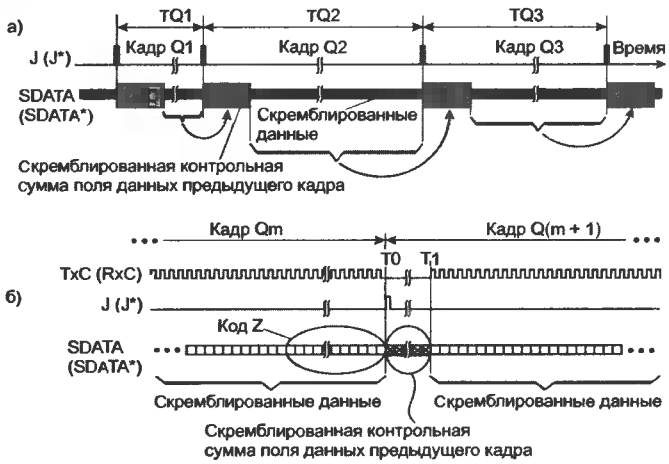


Рис. 2

битов и блок вычисления кода CRC. Устройство B содержит генератор PLL (Phase Lock Loop) с фазовой автоподстройкой частоты, дескремблер DSC, анализатор A2 потока битов и блок контроля.

Устройство A предназначено для скремблирования и передачи полезных данных TxD с входа системы в линию связи (данные SDATA). Каждый раз при получении импульса J вероятностной синхронизации передача данных TxD прерывается, например на 16 тактов, в течение которых в линию передается только что вычисленная и прошедшая через скремблер SC контрольная сумма поля данных предыдущего кадра (16-разрядный код CRC').

Устройство B выполняет обратные операции. Принятый из линии поток битов SDATA* дескремблируется и передается на выход системы в виде потока полезных данных RxD. Истинность каждого бита подтверждается синхроимпульсом RxC. При получении импульса J* вероятностной синхронизации передача потока синхроимпульсов RxC прерывается на 16 тактов, так что внешнее устройство (на рис. 1 не показано) не воспринимает контрольную сумму, которая в этот период переносится сигналом RxD.

Генератор G формирует синхросигнал — непрерывную последовательность тактовых импульсов CLK, определяющую скорость передачи битов по линии связи. Каждый период синхросигнала соответствует передаче одного бита. Передача битов по линии связи не приостанавливается даже в отсутствие полезных данных, когда паузы между информационными пакетами, поступающими на вход TxD, заполняются флаговыми последовательностями битов [2].

Мультиплексор MUX в зависимости от значения управляющего сигнала h длительностью 16 тактов передает на выход сигнал с верхнего или нижнего входа. При h = 0 DATA = TxD, на выход мультиплексора передается основной поток битов данных. При h = 1 на выход мультиплексора пересылается последовательный 16-разрядный код CRC — контрольная сумма ранее переданного поля данных кадра Qi.

Скремблер SC предназначен для преобразования данных DATA к виду, когда их можно рассматривать как случайные. Это означает, что вероятности появления в каждом такте скремблированных битов SDATA = 0 и SDATA = 1 одинаковы и не зависят от предыстории. Скремблирование достигается сложением по модулю два сигнала DATA с сигналом от изолированного генератора псевдослучайной последовательности битов на основе кольцевого сдвигового регистра (генератор на рис. 1 не показан). Этот генератор устанавливается сигналом J в некоторое заранее известное начальное состояние.

В такое же состояние по сигналу J* устанавливается аналогичный генератор дескремблера DSC в устройстве B. Таким образом, первая же пара «самопроизвольно» формируемых импульсов J и J* устанавливает правильную кодовую синхронизацию между устройствами A и B, если синхронизация была по каким-либо причинам потеряна.

Битовая синхронизация генераторов псевдослучайной последовательности скремблера и дескремблера осуществляется сигналом CLK. В каждом такте работы системы на выходах этих генераторов формируются одинаковые псевдослучайные биты. Одноименные такты работы устройств A и B разнесены во времени из-за задержки сигнала в линии, но последовательности происходящих кодовых событий одинаковы. Таким образом, можно условно считать, что задержки вообще нет и импульсы J и J* формируются одновременно.

Детальное описание примененных в системе скремблера SC и дескремблера DSC, выполняющего операцию восстановления исходных данных, приведено в [3].

Линия связи может быть выполнена на основе витой пары проводов, оптического волокна, либо реализована с использованием иных сред передачи сигналов. В линии могут быть установлены ретрансляторы, поэтому задержка распространения сигнала между устройствами A и B может быть значительной и составлять десятки миллисекунд или более.

Скремблированный поток данных SDATA (SDATA*) просматривается анализатором A1 (A2) последовательности битов для отыскания в нем некоторого заранее заданного кода Z. Если разрядность этого кода равна M, то он обнаружится в случайном потоке битов в среднем один раз в каждой цепи длиной 2^M бит. Например, при M = 30 длина цепи примерно равна 10^9 бит; при скорости передачи данных по линии, равной 1 Гбит/с (оптоволоконный кабель), средняя частота сигнала J (J*) обнаружения кода Z на выходе анализатора A1 составляет примерно 1 Гц. После обнаружения кода Z анализатор блокируется по входу, например, на 32 такта во избежание возможного наложения конкурирующих процессов подачи на скремблер данных с разных направлений. Структура анализатора описана в [2, 3].

Генератор PLL с фазовой автоподстройкой частоты предназначен для формирования высокостабильного синхросигнала CLK с непрерывным слежением за входным сигналом скремблированных данных SDATA*, поступающим из линии. Благодаря достаточной инерционности генератора сигнал на его выходе практически нечувствителен к «дрожанию фазы» сигнала SDATA* и иным его кратковременным искажениям, вызванным помехами в линии связи. Некоторые схемные решения таких генераторов приведены в [2].

К моменту поступления очередного импульса J на вход блока вычисления кода CRC в нем накоплена контрольная сумма битов поля данных предыдущего кадра. В момент поступления импульса J эта контрольная сумма (код CRC) запоминается и в течение 16-ти тактов пересылается через скремблер SC в линию связи. К моменту окончания 16-го такта блок вычисления кода CRC устанавливается в нуль и начинается накопление новой контрольной суммы, соответствующей битам поля данных текущего кадра.

К моменту поступления импульса J* при отсутствии ошибок в поле данных предыдущего кадра блок контроля устройства B накапливает точно такой же код CRC. В момент поступления импульса J* этот код запоминается и затем в течение 16-ти тактов побитно сравнивается с кодом, пересылаемым из устройства A по линии связи. К окончанию 16-го такта блок контроля устанавливается в нуль и также начинает накопление новой контрольной суммы, соответствующей битам поля данных текущего кадра. При этом положительный (а в других циклах работы, возможно, отрицательный) результат сопоставления вычисленного и полученного из линии связи кодов CRC учитывается при накоплении статистических данных об ошибках.

Статистические данные могут отражать уровень ошибок за последнюю минуту, 10 минут, час и т. д., выраженный в отношении време-

ни работы с ошибками к времени безошибочной работы. При этом в малых интервалах порядка минуты — десятка минут, можно учитывать индивидуальные длительности использованных кадров, воспользовавшись таймером, а в больших интервалах (порядка часов и более) использовать среднюю длительность кадра. В приведенном выше примере она составляет около 1 с.

Возвращаясь к этому примеру (скорость передачи данных 1 Гбит/с, разрядность кода Z — 30 бит, частота следования импульсов J (J*) вероятностной синхронизации — около 1 Гц), можно заключить, что вносимая в поток полезных данных избыточность, приведенная к интервалу времени, равному 1 с, составляет 16 бит/10^9 бит = $1{,}6\times10^{-8}$.

СОПРЯЖЕНИЕ С ДРУГИМИ СИСТЕМАМИ

Для сопряжения предлагаемой системы передачи данных с другими системами, имеющими близкие, но не равные скорости передачи битов, необходимо использовать блоки буферной памяти (кратко — буферы) и средства регулирования уровня их заполнения. Пример сопряжения предлагаемой системы с другими системами приведен на рис. 3.

Передаваемые данные сгруппированы в пакеты. Поддержание номинального уровня заполнения буферов (вблизи отметки 50 %) осуществляется управлением скоростями передачи пакетов, а не битов. В примере, представленном на рис. 3, потоки полезных данных DIN и DOUT, собранных в пакеты, должны иметь одинаковые средние скорости, несмотря на то, что скорости передачи битов на разных участках транспортной системы немного, но устойчиво различаются. Так, битовый поток данных втекает из внешней линии связи в блок C со скоростью V Мбит/с под управлением синхросигнала CLK* от удаленного генератора (на рис. 3 не показан). Рассмотренная выше система (рис. 1) синхронизируется сигналом CLK, который задает скорость передачи битов Y Мбит/с по линии связи между блоками A и B. Битовый поток данных вытекает из блока D во внешнюю линию связи со скоростью W Мбит/с под управлением некоторого синхросигнала CLK**.

Для упрощения описания бесконфликтного сопряжения разноскоростных устройств предположим, что все передаваемые пакеты данных имеют одинаковую длину. Максимальная скорость передачи пакетов по линии связи достигается в том случае, когда они следуют друг за другом вплотную, без пауз. Скорость передачи пакетов уменьшается с введением пауз и с увеличением их длительности (паузы заполнены флаговыми комбинациями битов [2]). В предельном случае скорость передачи пакетов может быть нулевой, в то время как скорость передачи битов постоянна и определяется частотой синхросигнала.

Предположим, что из-за различий частот синхросигналов максимальные скорости передачи пакетов (без пауз) по трем последовательно включенным линиям связи составляют в разных сочетаниях 99, 100 и 101 пакетов/мс. Максимальная пропускная способность такой последовательной цепи определяется самым медленным ее звеном и в данном случае равна 99 пакетов/мс.

В процессе автоматического выбора максимально допустимой скорости передачи пакетов удаленное устройство, расположенное слева от блока C, постепенно наращивает скорость их выдачи, начиная с заведомо приемлемой величины, например, равной 90 пакетов/мс. Блоки C и D следят за тем, чтобы заполнение их буферов примерно соответствовало уровню 50 %. При повышении этого уровня блоки C и D увеличивают интенсивность считывания пакетов из буфера пока это возможно, и наоборот, при снижении уровня уменьшают темп выдачи пакетов увеличением пауз между ними.

Если устройство, расположенное на рис. 3 слева от блока C, является самым медленным в цепи (т. е. если его скорость V передачи битов соответствует одному из условий V < Y < W или V < W < Y), оно способно генерировать не более 99 пакетов в миллисекунду, что укладывается в полосы пропускания других устройств (101 и 100 пакетов/мс). В этом случае устройство, расположенное слева от блока C, передает пакеты на максимально доступной для него скорости (без пауз между пакетами), в то время как блоки C и D для поддержания номинальных (50 %) уровней заполнения буферов вынуждены вводить паузы между пакетами. В результате вся последовательная цепь из разноскоростных устройств передает данные с одинаковой скоростью, равной 99 пакетов/мс.

Если устройство, расположенное на рис. 3 слева от блока C, не самое медленное в цепи, то оно способно генерировать более 99 пакетов/мс, что неприемлемо, по крайней мере, для одного из партнеров. Увеличение скорости свыше 99 пакетов/мс приводит к потере пакетов из-за переполнения буфера самого медленного устройства. Информация о потере пакетов распространяется по обратному каналу (задача обнаружения потерь пакетов из-за перегрузки приемника рассмотрена в [4]). В этом случае устройство, расположенное слева от блока C, снижает скорость выдачи пакетов и после экспериментального (методом проб и ошибок) поиска допустимой границы фиксирует ее на уровне 99 пакетов/мс.

Попытки минимального повышения ранее достигнутой максимальной скорости передачи пакетов продолжаются и в установившемся режиме «в надежде» на то, что медленное устройство станет более быстрым, либо изменится топология сети и т. п. Эти попытки могут следовать, например, с интервалом 100 с и в случае неудачи сопровождаются быстрым возвратом к достигнутому ранее значению скорости.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ВСТРОЕННЫХ СЛУЖЕБНЫХ КАНАЛОВ СВЯЗИ

В системе передачи данных, показанной на рис. 1, применена встречная синхронизация TxC — TxD [2], причем поток полезных данных содержит разрывы, в течение которых по линии связи передаются группы служебных битов (контрольные суммы). Это создает некоторые неудобства при сопряжении предлагаемой системы

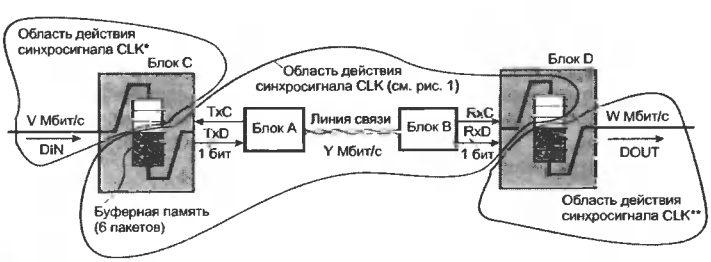


Рис. 3

с теми внешними устройствами, которые способны работать только с неразрывными потоками данных.

Для сопряжения с такими устройствами можно использовать встроенные служебные каналы связи, широко применяемые в системах передачи данных [2]. Служебный канал организуется следующим образом. Данные передаются в виде фреймов (этот термин эквивалентен терминам «кадр», «пакет» и используется здесь во избежание путаницы). Фрейм содержит флаговый код, служебные биты и поле данных.

В отличие от первого варианта системы (рис. 1) второй (рис. 4) предусматривает вставку кода CRC или его фрагмента в поле служебных данных ближайшего фрейма, который следует за импульсом J (J*) вероятностной синхронизации. В данном случае внешний синхросигнал не прерывается, его направление совпадает с направлением сигнала TxD (применена «попутная синхронизация» [2]). Фреймы компонуются в устройстве А и расформировываются в устройстве В фреймером и дефреймером соответственно. Блок вычисления кода CRC и блок контроля, как и в первом варианте системы, непрерывно подсчитывают контрольные суммы, которые сверяются по сигналу J*. Средняя частота следования этого сигнала может составлять 1 Гц. Непрерывный синхросигнал CLK проходит через устройство А, линию связи, устройство В и в виде сигнала RxC поступает на следующее устройство.

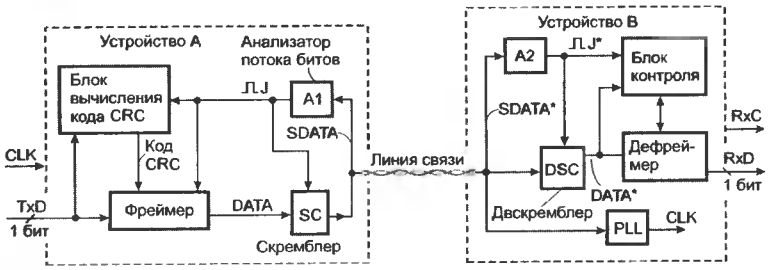


Рис. 4

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статье предложены два варианта систем с мониторингом ошибок в потоке полезных (не тестовых) данных. Полезные данные могут передаваться в составе пакетов, не контролируемых контрольными суммами. Тем не менее, ошибки контролируются на уровне «стохастических» кадров с заранее не предсказуемыми положениями границ — импульсов J (J*). Благодаря использованию вероятностной синхронизации [1], удаленные друг от друга устройства координируют действия по проверке этих кадров без введения в поток полезных данных каких-либо дополнительных средств их разграничения. Предлагаемые решения позволят уменьшить объем служебной информации, передаваемой по каналам связи, до уровня порядка 10^{-8} и ниже и вести непрерывный мониторинг ошибок физического уровня на фоне штатной передачи данных.

ЛИТЕРАТУРА:

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

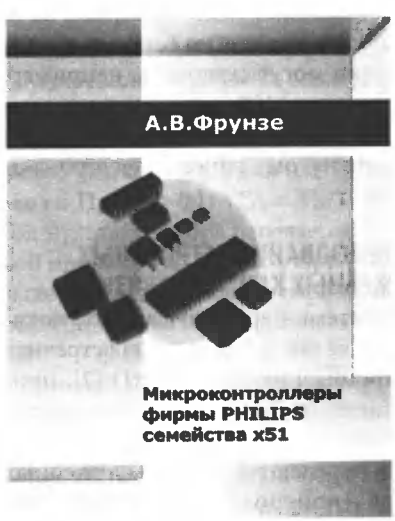
2. С. М. Сухман, А. В. Бернов, Б. В. Шевкопляс. Синхронизация в телекоммуникационных системах. Анализ инженерных решений. — М.: Эко-Трендз, 2003. Электронная версия книги: http://lit.lib.ru/s/shewkopljas_b_w/.

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

4. Б. В. Шевкопляс. Вероятностная синхронизация в телекоммуникационных системах: измерение параметров канала связи. — Схемотехника, 2006, № 9, с. 20—23, № 10, с. 10—12. Электронная версия статьи: http://lit.lib.ru/s/shewkopljas_b_w/.

Борис Шевкопляс,
г. Москва

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 дей-ствия 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 дополнитвльными 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.

Продолжение. Начало — № 8/2006

Работа с микроконтроллерами Atmel

На рис. 14 представлено окно AVR Studio с окнами I/O View, Watches, Register, Memory, наиболее часто используемыми при отладке нашей программы.

Окна могут быть размещены по усмотрению пользователя или стыковаться друг с другом. Установить или сбросить соответствующее свойство окна можно, щелкнув по нему правой клавишей мыши и выбрав строку Docking View в открывшемся окне. Разные окна обладают различными свойствами, проверьте работу этих свойств самостоятельно.

Нажмите F11, в регистре r16 и в переменной tmp, как и ожидалось, будут одинаковые значения $DF. Окно Register можно закрыть.

В свойствах Processor есть строка StopWatch (окно I/O View / Processor/Stop Watch, далее окно I/O View опускается), двойным щелчком можно обнулить ее содержимое, что позволяет использовать это свойство как секундомер для определения времени, необходимого для выполнения частей программы.

Снова нажмите F11, в свойствах I/O ATtiny2313/CPU указатель стека Stack Pointer приобретает значение $DF.

Еще раз нажмите F11, переменная tmp очистилась (стала равной нулю). При нулевом результате команды (вычитание, сложение, очистка, сдвиг и т. д.) установился флаг Z (I/O View / I/O ATtiny2313/CPU/SREG/Z).

StopWatch приобрело значение 0,5 мкс, значит команды out и clr, перед которыми было выполнено обнуление StopWatch, выполнены за 0,5 мкс.

Организация портов ввода/вывода

Прежде чем продолжать рассмотрение программы, следует разобраться, как работает порт ввода/вывода на примере функционирования линии PB2 микроконтроллера ATtiny2313.

В состав одного порта, в зависимости от типа микроконтроллера, может входить до восьми линий ввода/вывода. Так, порт D микроконтроллера ATtiny2313 содержит семь линий (PD0...PD6), а порт B — восемь линий (PB0...PB7).

На рис. 15 представлена функциональная схема цепей микроконтроллера, обеспечивающих работу линии порта PB2.

Восьмиразрядная шина данных микроконтроллера — это восемь линий, по которым данные могут передаваться между различными узлами микроконтроллера. Рассматриваемая линия PB2 связана лишь с одной из линий шины.

Под действием положительного импульса «Запись в триггеры PORTB», информация, с шины данных записывается в восемь триггеров PORTB (в порт PORTB), в том числе и в триггер PORTB2. Команда out PORTB,Rr вызывает запись в восемь триггеров порта B содержимого регистра Rr (Rr — любой регистр общего назначения микроконтроллера).

Для записи единицы в триггер PORTB2 хранящееся в регистре число должно иметь вид 0bxxxxx1xx, для записи нуля — 0bxxxxx0xx. Интересующий нас второй разряд находится не на второй, а на третьей позиции справа, т. к. нумерация разрядов начинается с нуля. Здесь x — любое значение (оно не влияет на запись в триггер PORTB2), 0b — признак двоичного представления числа, так же, как 0x или $ — признаки шестнадцатеричного представления, а отсутствие символов перед числом — признак десятичного представления. Вспомните окно Disassembler: в пятой колонке с комментариями можно было встретить соответствие между шестнадцатеричным, двоичным и десятичным представлением одного числа. Под действием положительного импульса «Запись в триггеры DDRB», информация с шины данных одновременно записывается в восемь триггеров DDRB (в порт DDRB), в том числе и в триггер DDRB2.

Записи в порт DDRB соответствует команда out DDRB,Rr.

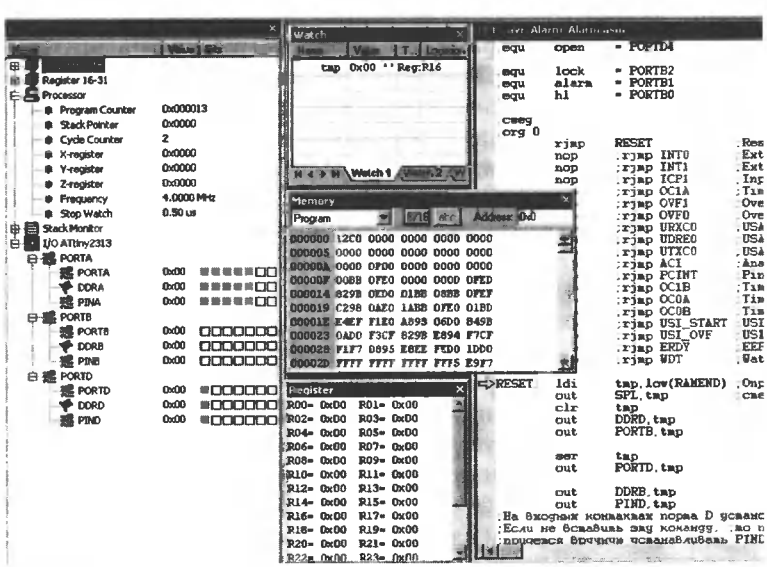


Рис. 14

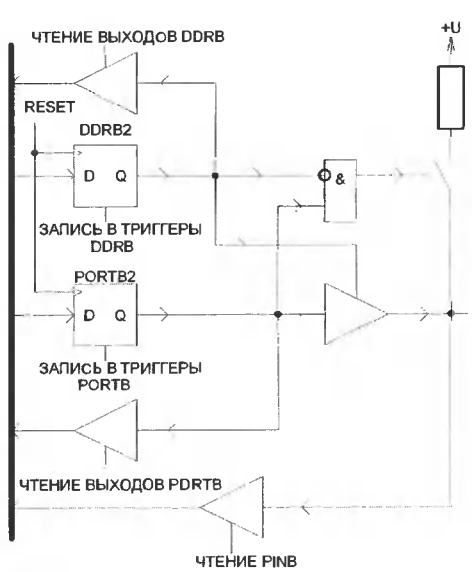


Рис. 15

Данные, хранящиеся в триггерах PORTB, могут быть считаны на шину данных через соответствующие буферы под действием положительного импульса «Чтение выходов PORTB». Этой операции соответствует команда in Rr,PORTB. Результат чтения состояния порта PORTB будет занесен в регистр Rr, состояние второго разряда регистра будет соответствовать информации, записанной в триггер PORTB2.

Буферы на функциональной схеме изображены в виде треугольников. Можно рассматривать треугольник как стрелку, указывающую направление передачи. Передача происходит только при ВЫСОКОМ уровне на управляющей линии, подведенной к треугольнику сверху или снизу.

Данные, хранящиеся в триггерах DDRB, могут быть считаны на шину данных через соответствующие буферы под действием положительного импульса «Чтение выходов DDRB». Этой операции соответствует команда in Rr,DDRB, т. е. не обязательно помнить, какие данные записывались в PORTB или в DDRB, их всегда можно считать из этих портов.

Уровни, присутствующие на линиях PB, в том числе и PB2, могут быть считаны на шину данных через соответствующие буферы под действием положительного импульса «Чтение PINB». Этой операции соответствует команда in Rr,PINB.

Итак, для работы с портом B программа должна обращаться к трем портам PORTB, DDRB и PINB. Существенный момент — порт PINB не снабжен триггерами, поэтому запись в этот порт не приводит к изменениям физических состояний элементов микроконтроллера, однако ее удобно использовать при отладке программы.

Посмотрим, что будет происходить при различных уровнях на выходах Q триггеров DDRB2 и PORTB2. Для этого составим табл. 1, отражающую состояние DDRB2, not DDRB2 (для учета инверсии на входе схемы &), PORTB2, & (выход схемы &), резистор, PB2.

Отсюда видно, что при высоких уровнях на выходах триггеров DDRB2 и PORTB2 на линии PB2 также присутствует ВЫСОКИЙ уровень. Чтение порта PORTB и PINB даст единицу во втором разряде. Но если на контакт микроконтроллера PB2 подать НИЗКИЙ уровень (соединить его с общим проводом), то чтение PORTB даст единицу, а чтение PINB — нуль во втором разряде.

Любую линию порта можно организовать как вход или как выход.

- Линия порта функционирует как вход, если в DDRBn (n — номер линии) установить НИЗКИЙ уровень (при НИЗКОМ уровне в PORTBn входное сопротивление велико; при ВЫСОКОМ уровне в PORTBn вход соединяется через внутренний резистор с цепью питания микроконтроллера, при отсутствии внешнего сигнала на контакте микроконтроллера PBn присутствует ВЫСОКИЙ уровень.
- Линия порта организована как выход, если в DDRBn установить ВЫСОКИЙ уровень (при НИЗКОМ уровне в PORTBn на контакте микроконтроллера PBn присутствует НИЗКИЙ выходной уровень, при ВЫСОКОМ в PORTBn возможен ввод внешних данных через контакт PBn при подсоединении к нему внешнего источника сигнала).

Таблица 1

DDRB2	not DDRB2	PORTB2	&	Резистор	PB2
0	1	0	0	Отключен	Вход, большое входное сопротивление
0	1	1	1	Подключен	Вход, при подаче НИЗКОГО уровня — ток через резистор
1	0	0	0	Отключен	Выход, НИЗКИЙ уровень
1	0	1	0	Отключен	Выход, ВЫСОКИЙ уровень

Все сказанное о порте B относится к любому другому порту ввода/вывода. Для порта D, например, наименования портов в программе изменятся на PORTD, DDRD и PIND. Аналогичное изменение наименований надо делать для портов A и C при использовании микроконтроллеров, имеющих эти порты.

Надо заметить, что аппаратное прерывание RESET автоматически обнуляет триггеры портов ввода/вывода.

ПРОДОЛЖЕНИЕ ОТЛАДКИ ПРОГРАММЫ

Переменная tmp обнулена. В окне I/O View следует раскрыть PORTB и PORTD, щелкнув по знаку «плюс» слева от них.

Дважды нажмите F11 — состояние PORTB и PORTD в окне I/O View не изменится, т. к. порты, которые инициализировались командами clr tmp, out DDRD,tmp и out PORTB,tmp, уже были обнулены отладчиком, а в реальном устройстве — аппаратным прерыванием RESET, поэтому перечисленные команды можно опустить, но для них можно сделать некоторые комментарии.

Трижды нажмите F11, переменная tmp примет значение 0xFF или 0b11111111. В окне I/O View/DDRB и PORTD установлены все флажки, это значит что «все разряды DDRB и PORTD установлены».

Нажмите F11, все разряды PIND установятся. Это физически бессмысленная операция, однако этим способом установить линии проще, иначе придется выполнять установку в окнах PIND вручную при каждой новой отладке. Неустановленные PIND в окне I/O View эквивалентны одновременному нажатию кнопок SA1, SA2 и SA3 контроллера сигнализации (НИЗКИЕ уровни на входных линиях DOOR, CODE и OPEN).

Нажмите F11 четыре раза, в результате произойдет инициализация сторожевого таймера (Watchdog Timer). Для разрешения записи нового значения в сторожевой таймер нужно предварительно установить разряд WDCE в регистре WDTCR.Чтобы разрешить работу сторожевого таймера при записи нового значения, должен быть установлен и разряд WDE.

WDCE является четвертым, а WDE — третьим разрядом регистра WDTCR. Чтобы установить эти разряды в WDTCR нужно записать число, равное сумме $2^{WDTCR} + 2^{WDE}$ или $2^4 + 2^3$. В двоичном коде сумма будет представлена как 0b00010000+0b00001000 (0b — обозначение двоичного числа).

Операция 1 << WDE или 1 << 3 — это сдвиг влево единицы на три разряда, т. е. число 0b00000001 после троекратного сдвига влево изменится на 0b00001000, значит $2^{WDTCR} + 2^{WDE}$ = (1 << WDTCR)+(1 << WDE).

Если речь идет об установке отдельных разрядов, вместо операции сложения предпочтительно использовать операцию Поразрядное ИЛИ (обозначается символом «|»), т. к. эта операция не дает ошибки, если разряд уже установлен. Пусть разряд 3 был установлен. Пытаемся установить его без проверки с помощью вычитания, тогда (1 << 3)|(1 << 3) = 8|8 = (1 << 3), т. е. разряд 3 остался установленным и ошибки нет. Если применить сложение: (1 << 3)+(1 << 3) = 8+8 = 16 = (1 << 4), результат получится ошибочный.

Сторожевой таймер защищает микроконтроллер от зависания. Его работа не зависит от тактового генератора микроконтроллера, она определяется отдельным внутренним генератором микроконтроллера. Если программно не определить режим работы сторожевого таймера, он будет вызывать прерывание RESET каждые 16 мс при напряжении питания +5 В (напряжения питания сильно влияет на частоту генератора сторожевого таймера). Периодичность прерывания может быть задана программно. Установим период повторения прерываний примерно 2 с при напряжении питания +5 В. Сторожевой таймер можно и отключить, но это необязательно.

Команды сброса сторожевого таймера wdr расставляются в программе таким образом, чтобы таймер не успевал сбросить микроконтроллер. Если программа зависает (останавливается, зацикливается), очередная команда сброса остается невыполненной. В итоге происходит сброс микроконтроллера, программа запускается сначала.

Нажмите F11, командой clt очистится флаг T регистра флагов. В флаг T будет заноситься информация о том, разрешено или запрещено отпирание двери. Далее в бесконечном цикле, начинающемся меткой main: и заканчивающемся командой rjmp main, происходят следующие события:

- в начале каждого цикла сторожевой таймер сбрасывается командой wdr;
- состояние линии CODE проверяется командой sbis PIND,code: когда на линии CODE контроллера ВЫСОКИЙ уровень, пропускается команда, следующая за командой sbis. Обращайте внимание на наименование команд — они связаны с определяемыми командой действиями. Так, sbis — это Skip if Bit in IO register Set, т. е. пропустить следующую команду, когда разряд в регистре ввода/вывода установлен.

То же самое происходит при проверке состояний линий OPEN и DOOR. Если на какой-либо из них НИЗКИЙ уровень (замкнута соответствующая кнопка), выполняется команда вызова подпрограммы rcall и происходит вызов подпрограммы. Предпоследняя команда clt очистит флаг T, если он был установлен в какой-либо подпрограмме.

Нажмите F11 восемь-десять раз и цикл повторится. Обратите внимание, за какое число тактов команда sbis выполняется при выполнении условия (проверяемый разряд порта установлен, следующая команда будет пропущена). Для этого надо следить за изменением состояния Cycle Counter в окне Processor.

Переместитесь с помощью вертикального скроллинга в начало программы и посмотрите, какому разряду или контакту порта PIND соответствует линия code (она соответствует контакту PD3). Сбросьте флажок в третьем разряде PIND, для этого откройте окно I/O View/PORTD/PIND и уберите флажок с четвертого по порядку разряда справа, т. к. нумерация разрядов начинается с нуля. Для вывода номеров разрядов PIND щелкните правой клавишей мыши в окне I/O View, в открывшемся контекстном меню выберите строку Show Bitnumber.

Установите курсор на команде sbis PIND,code и нажмите Ctrl+F10 (меню Debug/Run to cursor) — команда, на которой был установлен курсор, готова к выполнению. Сброс третьего разряда PIND имитирует нажатие кнопки SA2. При нажатии F11 проследите, за какое число тактов выполнится команда sbis при невыполнении условия этой команды (проверяемый разряд в порте не установлен, следующая команда не пропускается).

Рассмотрим эффекты от использования горячих клавиш (F10, F11, Ctrl+F10 и т. д.). Функции большинства из них отражены в меню Debug. При открытии этого меню можно использовать при отладке мышь вместо клавиатуры. В меню можно ознакомиться с командами отладчика и соответствующими им горячими клавишами.

Часто бывает необходимо определить точное число тактов, требующееся для выполнения последовательности команд. В списке команд микроконтроллера указывается число тактов, за которое выполняется каждая из них, однако для команд ветвления число тактов, за которые они выполняются, зависит от того, выполняется ли условие, проверяемое командой, или нет.

В предыдущем примере с помощью отладчика было проверено число тактов, требующееся для выполнения команды sbis при выполнении условия (два такта) и при его невыполнении (один такт). Рекомендуется сделать соответствующие пометки в списке команд, а при отладке самостоятельно проверить некоторые из команд ветвления на предмет числа тактов.

Вернемся к отладке программы.

Указатель отладчика переходит на команду, вызывающую подпрограмму отпирания замка rcall OpenLock. Снова откройте окно Memory и перейдите в режим просмотра данных Data. Если выбран просмотр памяти Program, щелкните по окошку со словом Program и в открывшемся списке выберите Data (рис. 11). В соседнем окошке находится адрес начала памяти данных 0x60 в адресном пространстве микроконтроллера. Адрес последней ячейки памяти 0xDF — константа RAMEND, а также адрес начала стека.

Запомните величины, хранящиеся в Stack Pointer и Cycle Counter окна Processor, а также в последней ячейке окна Memory, затем нажмите F11. Посмотрите, как изменились названные величины. Теперь для перехода в подпрограмму потребовалось три такта микроконтроллера.

В указателе стека (Stack Pointer) хранится адрес 0x000000DD (0x00DD или просто 0xDD). Этот адрес на 2 меньше предыдущего адреса 0xDF, т. е. адрес возврата из подпрограммы занимает две ячейки памяти с адресами 0xDE и 0xDF. В ячейках хранится адрес 0024 — адрес команды, которая будет выполнена сразу после возврата из подпрограммы. Проследим за изменением состояния порта B в окне I/O View.

Нажмите F11, установится второй разряд PORTB (PORTB2). В следующем такте микроконтроллера (при выполнении следующей команды, уже не связанной с портом B) этот же разряд установится и на линии микроконтроллера PINB2, следовательно, и на контакте PB2. При этом транзистор VT1 откроется, через соленоид замка потечет ток, замок откроется. Необходимо, чтобы замок был открыт в течение 2 с. Для создания тонового сигнала сирены организуем подпрограмму с задержкой 0,5 мс (это половина периода сигнала сирены частотой 1 кГц), для пауз в звучании сирены — подпрограммы задержки на 500 мс, которая 1000 раз вызывает подпрограмму задержки на 0,5 мс. Для двухсекундной и пятисекундной задержек вызовем задержку 500 мс соответственно 4 и 10 раз.

Нажмите F11, произойдет переход в подпрограмму задержки на 500 мс. Содержимое Stack Pointer уменьшилось на два и стало равно 0xDB. В ячейки памяти 0xDC и 0xDD запишется адрес возврата из подпрограммы 002C (окно Memory).

Откройте окно Watches в меню View/Watch и добавьте две переменные XH и XL (так определены регистры r27 и r26 в файле *def.inc). Откройте View/Disassembler — в окне Alarm за указателем отладчика следуют команды ldi R26,0xE8 и ldi R27,0x03.

Число 0x03E8 является шестнадцатеричным представлением десятичного числа 1000. Старший байт числа 0x03 загружается в регистр R27, младший — в R26. Эта пара регистров именуется соответственно XH:XL или регистр X. В микроконтроллере имеется еще две пары регистров YH:YL (R28:R29) или регистр Y и ZH:ZL (R30:R31) или регистр Z (не следует путать с флагом Z в регистре флагов).

Особенность парных регистров состоит в том, что командой adiw к двухбайтному слову, хранящемуся в паре регистров, можно добавить константу, а командой sbiw — вычесть. Команды обращения к памяти данных (ОЗУ) также не обходятся без них, а регистр Z обслуживает и обращение к памяти программ.

Вернемся к окну программы Alarm.asm.

Дважды нажмите F11, загружая число циклов 1000 в регистр X. Снова нажмите F11, наблюдая работу стека (Stack Pointer = 0xD9, адрес возврата 004F). Теперь задействована подпрограмма задержки на 0,5 мс. Трижды нажмите F11, сторожевой таймер сбросится, в пару регистров YH:YL загрузится число циклов 497.

Для расчета числа циклов сначала надо определить, что будет в цикле. В цикле всего две команды:

```
d05_1:  sbiw YL,1
и brne  d05_1.
```

И он будет повторяться, пока содержимое Y не станет равным нулю.

Первая команда вычитания единицы из содержимого регистра Y выполняется за два такта. Вторая команда проверяет состояние флага Z в регистре флагов. Пока результат предыдущей операции не равен нулю (пока содержимое Y не достигнет нуля, т. е. YH = 0 и YL = 0), флаг Z не установится, произойдет переход на метку d05_1:. Таким образом, команда выполнится за два такта. После установки флага Z выполнение цикла завершится, команда будет выполнена за один такт.

Итак, для получения общего числа тактов, обеспечивающих задержку на 0,5 мс, надо просуммировать:

- три такта команды rcall (вход в подпрограмму);
- три такта команд wdr, ldi, ldi в начале подпрограммы;
- четыре такта команды ret возврата из подпрограммы;
- <четыре такта> × <число циклов>, причем в последнем цикле команда brne выполняется за один такт.

С другой стороны, общее число тактов, обеспечивающих задержку на 0,5 мс при частоте тактового генератора 4 МГц, составляет 4000000 Гц × 0,0005 с = 2000 тактов. Составим уравнение:

$$3+3+4+(4N)-1 = 2000,$$

где N — искомое число циклов. Отсюда N = 1991/4. Результат получится с остатком. Возьмем ближайшее меньшее делимое 1988, тогда число циклов N = 497, а недостающие до 1991 три такта (1991...1988) можно добавить, вставив три пустых команды nop перед циклом.

Аналогичным образом можно рассчитать число циклов для обеспечения задержек в 500 мс (подпрограмма d500ms:), но при этом надо сократить время выполнения задержки на 0,5 мс (подпрограмма d05ms:), чтобы учесть время на ее вызов из подпрограммы d500ms. Сокращенное время следует компенсировать вводом пустых команд перед вызовом этой подпрограммы.

В окно Watches добавьте переменные YH и YL. Нажмите раз десять F11, следя за их изменением. В окне I/O View/I/O Attiny2313/CPU/SREG (далее просто SREG) установите мышью флаг Z регистра флагов и нажмите F11 несколько раз. В результате флаг Z сбросится после команды sbiw, поскольку результат оказался ненулевым.

В окне Watches измените значение, хранящееся в YL, для этого выполните двойной щелчок мышью напротив переменной YL в колонке Value и введите 0x01 (достаточно нажать клавишу 1, затем клавишу ENTER). Теперь сделайте одно или два нажатия F11 для однократного выполнения команды sbiw. Несмотря на то, что YL стало равным нулю, установки флага Z в SREG не произошло. Хотя команда записывается как sbiw YL,1 (именно YL!), оценка результата производится по общему содержимому YH:YL (01:00).

Следя за изменением YH и YL, дважды нажмите F11. Замените содержимое YL на единицу (0xFF на 0x01). Сделайте одно или два нажатия F11 для однократного выполнения команды sbiw:. Флаг Z установится, так как Y = 0. Еще раз нажмите F11 и покиньте цикл.

Вы, конечно, заметили, что значение переменной можно изменять по своему усмотрению в окне Watches в процессе отладки.

Следующая команда, на которой остановился указатель, — ret — возврат из подпрограммы на команду, адрес которой 004F загружался в стек последним (окно Memory, ячейки памяти данных 0x00DA и 0x00DB).

Войдите в окно Disassembler; нажав F11, перейдите к команде с названным адресом. Содержимое Stack Pointer возросло на два и теперь в стеке только два адреса возврата из подпрограмм, вызванных ранее — 002C и 0024. Адрес 004F не изменился, но он уже не имеет значения, т. к. находится вне пределов стека.

Нажмите клавишу F10 (не F11!), снова вернитесь к команде rcall d05ms. Очистите содержимое Stop Watch, запомните содержимое Cycle Counter. Нажмите F10, чтобы однократно выполнить подпрограмму d05ms:, не заходя в нее.

На выполнение подпрограммы ушло 499,25 мкс вместо 500 мкс (0,5 мс) или 1997 (Cycle Counter = 0x07CD) тактов микроконтроллера, что на три такта меньше требуемых 2000 тактов. Так и получилось при расчете числа циклов, проведенном выше (напомню, что три команды nop не добавлялись). Проверьте указанное время и число тактов в соответствующих строках окна I/O View.

Далее подпрограмма d05ms будет многократно вызываться из подпрограммы d500ms:, интереса это не представляет, поэтому пойдем дальше.

Установите курсор на команду ret, последнюю в подпрограмме d500ms:. Теперь нажмите Ctrl+F10 и дождитесь перемещения указателя отладчика к команде, на которую установлен курсор. На компьютере с невысокой производительностью это может занять несколько минут. Если ожидание затянулось, нажмите Ctrl+F5 для остановки, замените в окне Watches переменные YH и XH на нули, а YL и XL — на единицы. После этого можно быстро покинуть подпрограмму, снова установив курсор на команде ret подпрограммы d500ms и нажав Ctrl+F10. В подобных случаях при отладке удобно сократить число циклов или временно вставить перед первой командой подпрограммы команду

возврата ret. Важно не забыть восстановить программу перед ассемблированием ее окончательного варианта.

Нажмите F11 — произойдет выход из подпрограммы d500ms:. Проверьте, как изменился указатель стека и в каких ячейках памяти хранится адрес возврата из подпрограммы. Чтобы ускорить отладку, добавьте команду возврата из подпрограммы ret сразу после метки d500ms:. После ввода команды обязательно нажмите клавишу ENTER.

Чтобы пометить маркером команду main: wdr, установите курсор в строке с этой командой и нажмите Ctrl+F2. Слева от строки появится синий квадрат маркера. Установка и удаление маркеров производятся нажатием Ctrl+F2. Переходы вниз по программе от маркера к маркеру производятся при нажатии F2, вверх по программе — при нажатии Shift+F2.

Снова ассемблируйте программу (клавиша F7), начните отладку (меню Debug/Start Debugging или соответствующая кнопка на панели инструментов). Нажмите F2 для быстрого перехода к строке, помеченной маркером. Курсор автоматически установится в этой строке. Нажмите Ctrl+F10 (Run to cursor).

Далее аналогично предыдущему сеансу отладки следует сбросить PIND3, трижды нажать F11. Указатель отладчика установится на первую команду подпрограммы OpenLock:. При следующем нажатии F11 установится PORTB2. Нажмите F10 — замок откроется (PINB2 установлен), выполнена первая задержка на 500 мс. Еще три раза нажмите F10 для выполнения еще трех задержек на 500 мс.

Четыре задержки по 500 мс составляют общую задержку в 2 с, в течение которой замок открыт. Однако поскольку сразу же произошел возврат из подпрограммы по команде ret, введенной для ускорения отладки, время выполнения задержки составляет всего несколько микросекунд вместо 2 с.

Нажмите F11 — PORTB2 сбросится. Отслеживая изменение PINB2, еще раз нажмите F11 — PINB2 будет сброшен, замок закроется, в переменную tmp загрузится число циклов (10) обращения к задержке в 500 мс.

Теперь установите курсор на команде ret, завершающей подпрограмму отпирания замка OpenLock: и нажмите Ctrl+F10, а затем F11. Обратите внимание, что в регистре флагов SREG по команде set, расположенной перед командой ret, установился флаг T. Указатель стека снова указывает на последнюю ячейку памяти данных, т. к. произошел выход из подпрограммы самого верхнего уровня и стек пуст.

Итак, мы проверили замыкание кнопки кодового устройства, открыли на 2 с замок, подождали 5 с и установили флаг T — признак того, что дверь может находиться в открытом состоянии. Теперь обратимся к основной программе. Прежде чем продолжить отладку, отпустите кнопку кодового устройства (установите галочку в окошке PIND3), иначе повторится отпирание замка.

Выполните основную программу в пошаговом режиме до команды rjmp main. Команда clr очистит флаг T. Это значит, что теперь открывание двери будет соответствовать режиму взлома. Для проверки работы программы в этом режиме следует сбросить разряд PIND2 (третий справа разряд PIND), что соответствует замыканию датчика отпирания двери, теперь надо войти в подпрограмму DoorIsOpen:, нажав F11 нужное число раз.

Первая команда brts проверяет состояние флага T, но т. к. он сброшен, выполняется вторая и следующие за ней команды. Далее используйте горячие клавиши для выполнения пошаговой отладки с заходом в подпрограммы (F11) без захода в подпрограммы (F10) и перехода к команде, на которой установлен курсор (Ctrl+F10). Можно использовать Shift+F11, если вы по ошибке попали в подпрограмму, нажав F11, но не хотите проходить подпрограмму в пошаговом режиме. Проверьте работу Shift+F11 после захода в подпрограмму d05ms:.

Посмотрим, что происходит в этой подпрограмме.

Команда sbi PORTB,hl устанавливает ВЫСОКИЙ уровень на контакте PB0 (сначала устанавливается PORTB0, в следующем такте устанавливается PINB0), вызывая отпирание транзистора VT3 и включение светодиода VD3 на удаленном пульте.

В пару регистров XH:XL загружается число повторений цикла, начинающегося меткой NewPls:

```
NewPls: wdr
...
brne    NewPls
```

В каждом из пятисот циклов командой sbi PORTB,alarm устанавливается ВЫСОКИЙ уровень на контакте PB1 микроконтроллера, удерживающийся в течение 0,5 мс при выполнении подпрограммы d05ms:. Затем командой cbi PORTB,alarm на этом контакте устанавливается НИЗКИЙ уровень и также удерживается 0,5 мс. Таким образом, на контакте PB1 микроконтроллера генерируется импульсная последовательность с длительностью импульса и паузы, равными 0,5 мс. Следовательно, период повторения импульсов составляет 1 мс, что соответствует частоте повторения 1 кГц. Таких импульсов насчитывается 500, т. е. длительность импульсной последовательности составляет 500 мс.

По окончании цикла вызывается подпрограмма d500ms: для организации пауз в течение 500 мс, во время которой на контакте микроконтроллера PB1 удерживает НИЗКИЙ уровень. После паузы происходит безусловный переход в начало подпрограммы и все повторяется, пока не будет произведен сброс.

Описанная импульсная последовательность управляет транзистором VT2, который включает сирену. Когда на сирену в течение 500 мс поступают импульсы с частотой следования 1 кГц, она включается, во время паузы 500 мс — выключается. Так продолжается до тех пор, пока не произойдет сброс микроконтроллера, вызванный выключением питания с его последующим включением, либо нажатием кнопки сброса SA4.

Для имитации сброса микроконтроллера нажмите Shift+F5 (Reset) и начните отладку сначала, с команды rjmp RESET.

Нажмите F2, затем Ctrl+F10 для быстрого перехода к циклу проверки состояния входных контактов микроконтроллера, начинающемуся меткой main:. Сбросьте PIND4 (пятый справа разряд PIND в окне I/O View), что соответствует замыканию кнопки SA3 (открывание замка изнутри помещения).

В процессе отладки снова произойдет обращение к подпрограмме OpenLock:, которая уже вызывалась при замыкании кнопки кодового устройства. Следовательно, как правильный набор кода, так и нажатие кнопки открывания замка внутри помещения вызывают одинаковые действия программы. Можно соединить кнопки SA3 и SA2 с одним контактом микроконтроллера, однако при наличии свободных контактов микроконтроллера делать этого не стоит, чтобы сохранить возможность изменять программу без изменения схемы для использования в других задачах.

Будем считать, что при открывании замка дверь тоже была открыта, для этого следует сбросить PIND2, одновременно установить PIND4, т. к. условие отпирания замка (сброшенное состояние PIND4) уже проверено.

Нажмите Shift+F11 для выхода из подпрограммы открывания замка на 2 с. Последует задержка в течение 5 с и установка флага T, состояние которого свидетельствует о том, что дверь может оставаться открытой.

При продолжении отладки происходит проверка состояния контакта микроконтроллера PD4 (проверяется соответствующее ему состояние PIND2). Поскольку PIND2 сброшен, выполнится подпрограмма DoorIsOpen:.

Первая команда подпрограммы проверяет состояние флага T. Так как на этот раз он установлен, происходит переход к метке NoClose:. В этой части подпрограммы, состоящей всего из двух команд (NoClose: sbis PIND,door и rjmp NoClose) возврат на метку NoClose: будет происходить до тех пор, пока не произойдет установка разряда PIND2, что соответствует закрытию двери. После установки этого разряда произойдет возврат в основную программу, в которой флаг T будет сброшен. Последующее открывание двери без замыкания кнопки кодового устройства или кнопки отпирания замка изнутри будет воспринято программой, как взлом.

Устройство будет работать нормально, если использовать идеальные кнопки. На самом деле при замыкании и размыкании контактов возникает дребезг: как при замыкании, так и при размыкании контакт многократно замыкается и размыкается в течение нескольких десятков миллисекунд, пока не примет требуемого положения.

Дребезг кнопок кодового устройства и открывания изнутри не представляет опасности, поскольку время дребезга значительно меньше времени выполнения подпрограммы открывания замка, вызываемой при замыкании этих кнопок. Однако для кнопки-датчика открывания двери дребезг опасен. Дверь закроется после выхода из подпрограммы DoorIsOpen:, флаг T сброшен, и все это произошло за несколько микросекунд. В это же время происходит дребезг контактов кнопки-датчика двери, следовательно состояние контакта микроконтроллера PD2 изменится. Теперь кратковременное присутствие НИЗКОГО уровня на контакте означает взлом двери с включением сирены и светодиода на пульте. Следовательно, при закрытии двери может включиться сирена и светодиод.

Для устранения этого эффекта проще всего добавить вызов подпрограммы задержки на 500 мс, например, перед командой clt, очищающей флаг T в основной программе. Тогда при закрытии двери произойдет выход из подпрограммы DoorIsOpen:, а за время выполнения вставленной подпрограммы задержки дребезг датчика-контакта двери завершится.

Еще одна неприятность — наводки на провода, идущие от кнопок. Они могут возникнуть, например, при проведении сварочных работ вблизи устройства. Для устранения наводок можно ввести в схему фильтрующие конденсаторы, установив их вблизи контактов микроконтроллера параллельно кнопкам, а также снизить сопротивление резисторов R1—R3. Другим вариантом является программная многократная проверка состояния контактов с некоторыми интервалами времени. После обнаружения изменения состояния контактов можно проверить, осталось ли это состояние неизменным, например, через 500 мс.

Продолжение следует

Вадим Баранов,
г. Харьков, Украина

Вольтметр постоянного тока на ADuC824

В статье приведено исследование ADuC824 с 24-разрядным АЦП с подробным описанием АЦП и его программирования, а также пример практической реализации многоразрядного цифрового вольтметра на основе ADuC824.

В первом номере журнала «Схемотехника» за 2002 г. была опубликована статья, в которой описывался вольтметр постоянного тока на микросхеме AD7714. Когда я готовил упомянутую статью, я даже не мог предположить, сколь востребованной она окажется. Поскольку на том сайте, где, как следовало из статьи, можно было найти программное обеспечение для МК вольтметра, оно отсутствовало, читатели обращались за ним ко мне напрямую. С момента выхода статьи за программой ко мне обратилось почти триста человек, и поток обращений еще не иссяк. Я объясняю это тем, что с одной стороны, AD7714 позволяет создать на своей основе вольтметр с превосходными характеристиками, а с другой, работа с ней отнимает много времени даже у подготовленных специалистов.

Естественно, появление микроконвертера ADuC824 и последовавших за ним ADuC834, ADuC836, ADuC845/848, содержащих сигма-дельта АЦП, аналогичный AD7714, позволяет надеяться, что создавать устройства, подобные вышеупомянутому вольтметру, станет намного проще. В связи с этим мне представлялось интересным исследовать характеристики такого вольтметра, выполненного на ADuC824, и сравнить их с тем, что было получено на AD7714.

МИКРОКОНВЕРТЕРЫ ОТ ANALOG DEVICES

Микроконвертеры — это не просто микроконтроллеры со встроенным АЦП. При разработке этих изделий в первую очередь ставилась задача не ухудшить характеристики АЦП при встраивании в него микроконтроллера. Именно так, не АЦП встроить в микроконтроллер, а микроконтроллер в хороший АЦП, не добиться высокой производительности встроенного микроконтроллера, а сохранить (или практически не ухудшить) отношение сигнал/шум у АЦП.

Вначале эта идея, высказанная представителями Analog Devices (AD), была принята весьма осторожно, по крайней мере, в нашей стране. Российские разработчики никак не могли понять, почему при создании микроконвертера использовано морально устаревшее ядро x51, которое в тот момент по производительности превосходило разве что 4-разрядные микроконтроллеры. Представители Analog Devices, в свою очередь, тоже не могли взять в толк, чем же неудовлетворительно 51-е ядро — хоть и не шустрое, но и помех немного, а ведь именно это — ключевой момент в вопросе выбора. Не могу не отметить, что выглядели они под

перекрестным допросов наших любителей быстрых ядер, как студенты на экзамене у строгого преподавателя.

Но уже спустя некоторое время ситуация коренным образом изменилась. На аналогичном семинаре представитель Analog Devices не без гордости сообщил, что объемы заказов на микроконвертеры минимум на порядок превысили самые смелые предположения, и фирма с трудом успевает удовлетворять заказы потребителей. Начались проработки микроконвертеров следующего семейства. В итоге сегодня семейство микроконвертеров от AD включает в себя 14 микросхем.

В эту гонку включились и другие крупнейшие производители полупроводниковой электроники. Свой аналог микроконвертера выпустила сначала фирма Maxim, объединившая свои усилия с поглощенной ею Dallas Semiconductors. Практически одновременно с ней представила свой аналог и Texas Instruments, поглотившая гранда аналоговой микроэлектроники — Burr Brown.

Перечень микроконвертеров от Analog Devices приведен в табл. 1. Как следует из таблицы, эти микроконвертеры условно разделяются на две группы — изделия на основе 12-разрядных быстрых АЦП последовательного приближения с 8-входовыми мультиплексорами, и изделия на основе относительно медленных 16/24-разрядных сигма-дельта АЦП. Рассмотрим типичного представителя второй группы — микроконвертер ADuC824 с основным 24-разрядным и дополнительным 16-разрядным АЦП.

МИКРОКОНВЕРТЕР ADUC824

Этот микроконвертер основан на хорошо знакомом многим разработчикам ядре x52, дополненном целым рядом полезных характеристик. Перечислю самые интересные из них.

Во-первых, у этого микроконвертера есть 640 байт оперативной флэш-памяти, содержимое которой остается неизменной даже при выключении питания. Во-вторых, микроконвертер использует очень дешевый (в сравнении с привычными мегагерцовыми) часовой кварц с программно управляемым умножителем частоты, обеспечивающим работу ядра на частотах от чуть меньше 100 кГц до чуть больше 12 МГц. В-третьих, микросхема имеет интерфейсы SPI, I²C, сторожевой таймер WDT и таймер реального времени TIC. В-четвертых, микроконвертер включает в себя последовательный загрузчик, что в комплекте с разработанной самой Analog Devices программой загрузки позволяет программировать микроконвертер от компьютера напрямую без дополнительного программатора. Последнее выгодно отличает семейство ADuC от изделий Philips, Atmel, SiLabs и ряда других, поскольку чтобы их запрограммировать придется потратить силы на создание программатора (если алгоритм последовательного программирования открыт для конечного пользователя) или деньги на приобретение программатора третьих фирм.

ПРИНЦИПИАЛЬНАЯ СХЕМА И РАБОТА УСТРОЙСТВА

Из всего многообразия имеющихся в ADuC824 ресурсов в данный момент нас интересует его основной 24-разрядный АЦП. Точнее, принципиальные схемы ADuC824 с элементами обвязки, а также прецизионного устройства, формирующего измеряемый сигнал. Естественно, нам нужна программа, обеспечивающая опрос АЦП, обработку результатов измерений и отображение их на дисплее. Также нас интересуют метрологические характеристики этого АЦП (для этого и нужен прецизионный формирователь измеряемого сигнала) и зависимость этих характеристик от режима работы микроконвертера (если такая зависимость проявится).

Принципиальная схема ADuC824 с элементами обвязки приведена на рис. 1.

Оптимальным вариантом прецизионного формирователя измеряемого сигнала является делитель из резисторов с минимальным значением ТКС и минимальными шумами, подключенный к выходу внешнего источника опорного напряжения. Наиболее интересно посмотреть характеристики АЦП при измерении больших сигналов (от 1,5 до 2,5 В), чтобы исключить влияние шумов встроенного усилителя.

Для измерения малых сигналов можно использовать как встроенный,

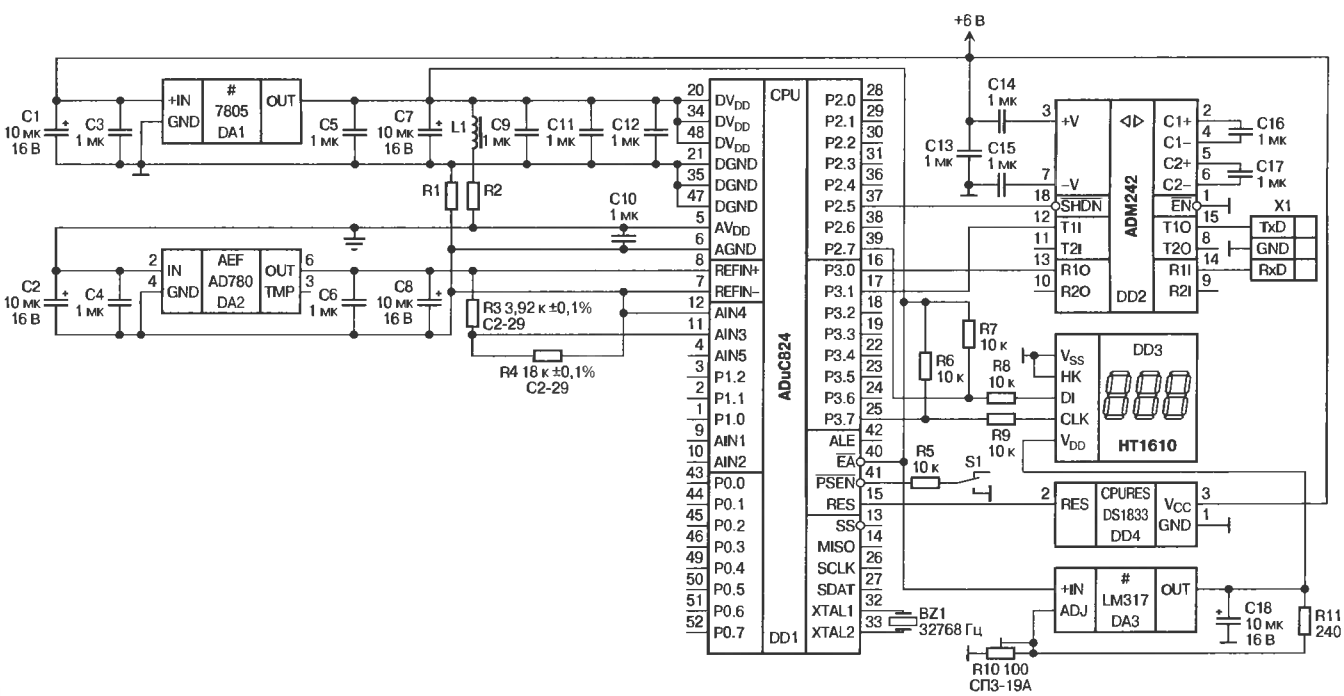


Рис. 1 Принципиальная схема ADuC824 с элементами обвязки

Таблица 1. Микроконвертеры от Analog Devices

Тип	Ядро, MIPS (пик.)	ПЗУ, байт	Флэш-память, байт	ОЗУ, Байт	Питание, В	Порты вв./выв.	АЦП, разрядность, число каналов	ЦАП, разрядность, число каналов	Точность термодатчика, °С	ШИМ	ИОН	Последовательные порты	Тактирование	Таймеры	Температурный диапазон, °С
Микроконвертеры на основе 12-разрядных АЦП последовательного приближения с ядром 8052															
ADuC812	8052, 1,3	8 K	640	256	2,7…5,5	32	12 бит, 8 кан., 200 KSPS	12 бит, 2 кан.	±3	нет	внут./ внеш.	UART, 5PI, I²C	внешнее	3×16-бит	–40…+125
ADuC814	8052, 1,3	8 K	640	256	2,7…5,5	16	12 бит, 8 кан., 247 KSPS	12 бит, 2 кан.	±1,5	нет	внут./ внеш.	UART, SPI, I²C	внут. PLL	3×16-бит, 1×TIC	–40…+125
ADuC831	8052, 1,3	62 K	4 K	2 K+256	2,7…5,5	32	12 бит, 8 кан., 200 KSPS	12 бит, 2 кан.	±1,5	2×16 бит	внут./ внеш.	UART, SPI, I²C	внешнее	3×16-бит 1×TIC 1×Baud Rate	–40…+125
ADuC832	8052, 1,3	62 K	4 K	2 K+256	2,7…5,5	32	12 бит, 8 кан., 200 KSPS	12 бит, 2 кан.	±1,5	2×16 бит	внут./ внеш.	UART, SPI, I²C	внут. PLL	3×16-бит 1×TIC 1×Baud Rate	–40…+125
ADuC841	8052, 20	62 K, 8 K	4 K	2 K+256	2,7…5,5	32	12 бит., 8 кан., 400 KSPS	12 бит, 2 кан.	±1,5	2×16 бит	внут. 20ppm /внеш.	UART, SPI, I²C	внешнее	3×16-бит 1×TIC 1×Baud Rate	–40…+85
ADuC842	8052, 16	62 K, 32 K, 8 K	4 K	2 K+256	2,7…5,5	32	12 бит, 8 кан., 400 KSPS	12 бит, 2 кан.	±1,5	2×16 бит	внут. 20ppm /внеш.	UART, SPI, I²C	внут. PLL	3×16-бит 1×TIC 1×Baud Rate	–40…+85
ADuC843	8052, 16	62 K, 32 K, 8 K	4 K	2 K+256	2,7…5,5	32	12 бит, 8 кан., 400 KSPS	Нет	±1,5	2×16 бит	внут. 20ppm /внеш.	UART, 5PI, I²C	внут. PLL	3×16-бит 1×TIC 1×Baud Rate	–40…+85
Микроконвертеры на основе сигма-дельта АЦП (24- и 16-разрядных) с ядром 8052															
ADuC816	8052, 1,0	8 K	640	256	2,7…5,25	32	16 бит, 2 кан., 105 SPS	12 бит, 1 кан.	±1,5	нет	внут./ внеш.	UART, SPI, I²C	внут. PLL	3×16-бит, 1×TIC	–40…+85
ADuC824	8052, 1,0	8 K	640	256	2,7…5,25	32	24 бита и 16 бит, 105 SPS	12 бит, 1 кан.	±1,5	нет	внут./ внеш.	UART, SPI, I²C	внут. PLL	3×16-бит, 1×TIC	–40…+85
ADuC834	8052, 1,0	62 K	4 K	2 K+256	2,7…5,25	32	24 бита и 16 бит, 105 SPS	12 бит, 1 кан.	±1,5	2×16 бит	внут./ внеш.	UART, SPI, I²C	внут. PLL	3×16-бит 1×TIC 1×Baud Rate	–40…+125
ADuC836	8052, 1,0	62 K	4 K	2 K+256	2,7…5,25	32	16 бит, 2 кан, 105 SPS	12 бит, 1 кан.	±1,5	2×16 бит	внут./ внеш.	UART, SPI, I²C	внут. PLL	3×16-бит 1×TIC 1×Baud Rate	–40…+125
Микроконвертеры на основе многоканальных сигма-дельта АЦП (24- и 16-разрядных) с ядром 8052															
ADuC845	8052, 12	62 K, 32 K, 8 K	4 K	2 K+256	2,7…5,5	32	24 бит, 2 кан., 1,3 KSPS	12 бит, 1 кан.	±1,5	2×16 бит	внут./ внеш.	UART, SPI, I²C	внут. PLL	3×16-бит 1×TIC 1×Baud Rate	–40…+125
ADuC847	8052, 12	62 K, 32 K, 8 K	4 K	2 K+256	2,7…5,5	32	24 бит, 1,3 KSPS	нет	нет	2×16 бит	внут./ внеш.	UART, SPI, I²C	внут. PLL	3×16-бит 1×TIC 1×Baud Rate	–40…+125
ADuC848	8052, 12	62 K, 32 K, 8 K	4 K	2 K+256	2,7…5,5	32	16 бит, 1,3 KSPS	нет	нет	2×16 бит	внут./ внеш.	UART, SPI, I²C	внут. PLL	3×16-бит 1×TIC 1×Baud Rate	–40…+125

так и внешний усилитель. Первый вариант проще в схемотехническом отношении и дешевле, второй при использовании соответствующих усилителей обеспечивает лучшие шумовые и дрейфовые характеристики.

Источником опорного напряжения является микросхема AD780BR от фирмы Analog Devices. Она формирует напряжение +2,500 ± 0,001 В. Типовое значение ТКН этой величины составляет всего 3 ppm/єС.

На входы AIN3, AIN4 микроконвертера сигнал подается с резисторного делителя R3R4, подключенного к выходу источника опорного напряжения. В качестве R3 и R4 используются высокостабильные прецизионные резисторы С2-29-0,1% с номиналами 3,92 и 18 кОм и ТКС, равным 25 ppm/єС. Шумовые и дрейфовые характеристики этих элементов чрезвычайно малы. Кроме того, отклонения от номинального значения, которые могут возникнуть в источнике опорного напряжения, никак не скажутся на результате измерения, т. к. величина измеряемого сигнала изменится пропорционально изменению опорного напряжения.

Питание +5 В на входы DVdd микроконвертера подается со стабилизатора DA1 7805, используемого в стандартной схеме включения. Питание аналоговой части осуществляется через фильтр L1C10R2R1. Для осуществления корректного сброса использован супервизор питания DD4 (DS1833 от Dallas Semiconductors).

Для отображения информации используется индикатор DD3 (HT1610). Питание +1,5 В для него формируется источником DA3 на микросхеме LM317L.

Для занесения пользовательской программы в микроконвертер следует нажать на кнопку S1 до подачи питания на микроконвертер. При включении программы загрузится через COM-порт. Для формирования уровней RS-232 используется микросхема ADM242 от AD в стандартной схеме включения.

Работать устройство должно следующим образом. Напряжение с делителя R3R4, равное примерно 1,8 В, подается на дифференциальные входы AIN3, AIN4 микроконвертера. Микроконвертер измеряет его, преобразует в двоично-десятичный формат, масштабирует и отображает на индикаторе. Результаты измерений фиксируются, после чего оцениваются разброс и повторяемость этих результатов.

АЦП микроконвертера может работать в режиме одиночного измерения и в непрерывном режиме. Рассмотрим вариант использования одиночного измерения, причем как в режиме единичного измерения, так и в режиме измерения с накоплением и усреднением. Перед каждым одиночным измерением и каждой серией измерений будем осуществлять подстройку нуля АЦП и калибровку шкалы. Также попробуем оценим результаты работы АЦП при различных временах измерения и различной скорости работы ядра процессора.

ПРОГРАММИРОВАНИЕ МИКРОКОНВЕРТЕРА

Analog Devices снабдила выпускаемые изделия большим количеством различной полезной документации, включая ассемблерные примеры. Текст программы, демонстрирующей программирование основного АЦП, приведен на сайте журнала по адресу www.dian.ru/.

При анализе этой программы у меня возникло подозрение, что разработчиками на реальной аппаратуре она не проверялась. Поводом для этого послужила малозаметная ошибка в тексте программы — при вызове подпрограммы DELAY в строке 85 значение длительности задержки, не определено. Задержка может быть от 0 до 255 мс и меняться от запуска к запуску. Очевидно, разработчики написали вполне работоспособную программу, но просмотрели ошибку в ней, а тестирование, которое эту ошибку выявило бы, проведено не было. Тем не менее, даже программа с ошибкой полезна, когда впервые пишешь собственную программу аналогичного назначения.

Регистры, обеспечивающие функционирование основного АЦП

Режимы работы основного АЦП микроконвертера определяются содержимым следующих регистров:

ADCSTAT — статусный регистр АЦП, содержащий биты состояния основного и дополнительного АЦП;

ADCMODE — регистр режима, управляющий режимами работы обоих АЦП;

ADC0CON — регистр управления основным АЦП;

SF — регистр Sinc-фильтра, задающий быстродействие и частоты подавления;

ADC0L/M/H — три регистра, содержащих 24-битный результат измерения.

Помимо перечисленных, есть еще ряд регистров, содержащих калибровочные коэффициенты и управляющие источниками тока (мы их не будем использовать), а также регистр управления ФАПЧ **PLLCON**, задающий тактовую частоту ядра микроконвертера. Рассмотрим упомянутые регистры более подробно.

ADCSTAT (статусный регистр АЦП)

Этот регистр отражает состояние обоих каналов АЦП, включая готовность данных, калибровку и различные и предупреждения, включая ошибку определения наличия ИОН и флаг переполнения.

Адрес SFR	0D8H;
Значение по включению питания	00H;
Адресация отдельных битов	имеется.

Бит 7 — RDY0 — бит готовности основного АЦП. Устанавливается в 1 по завершении преобразования АЦП или по завершении цикла калибровки. Сбрасывается в 0 непосредственно пользователем или путем записи битов запуска следующего цикла преобразования или калибровки основного АЦП. Основному АЦП запрещается запись результатов в регистры данных или калибровки до тех пор, пока бит RDY0 не сброшен.

Бит 6 — RDY1 — бит готовности дополнительного АЦП. Все определения для RDY0 справедливы для RDY1.

Бит 5 — CAL — бит состояния калибровки. Устанавливается в 1 аппаратно по завершении калибровки. Сбрасывается в 0 путем записи битов запуска следующего цикла преобразования или калибровки.

Бит 4 — NOXREF — бит отсутствия внешнего ИОН (активен в случае активности одного из АЦП). Устанавливается в 1 для индикации того, что один или оба контакта REFIN никуда не подключены (плавающие), или если напряжение внешнего источника ниже предельно допустимого. При использовании внешнего ИОН при NOXREF = 1 результатом преобразования будут единицы во всех разрядах регистров данных. Сбрасывается в 0, если величина опорного напряжения в допуске.

Бит 3 — ERR0 — бит ошибки основного АЦП. Устанавливается в 1 аппаратно в том случае, когда со всех разрядах регистров данных только

нули, либо только единицы. После калибровки установленный бит сигнализирует ошибку, вызванную тем, что в регистры калибровки не произведено записи. Сбрасывается в 0 путем установки в 1 бита начала преобразования или калибровки.

Бит 2 — ERR1 — бит ошибки дополнительного АЦП. Все определения для ERR0 справедливы также и для ERR1.

Биты 1 и 0 зарезервированы для дальнейшего использования.

ADCMODE (регистр режима АЦП)

Этот регистр используется для управления работой обоих АЦП.

Адрес SFR 0D1H;
Значение по включению питания 00H;
Адресация отдельных битов отсутствует.

Бит 7 и 6 зарезервированы для дальнейшего использования.

Бит 5 — ADC0EN — разрешение основного АЦП. Устанавливается в 1 пользователем для того, чтобы разрешить работу основного АЦП и установить его в режим в соответствии с выбранными битами MD2—MD0. Сбрасывается в 0 пользователем для установки основного АЦП в режим Power Down.

Бит 4 — ADC1EN — разрешение дополнительного АЦП. Устанавливается в 1 пользователем для того, чтобы разрешить работу дополнительного АЦП и установить его в режим в соответствии с выбранными битами MD2—MD0. Сбрасывается в 0 пользователем для установки дополнительного АЦП в режим Power Down.

Бит 3 зарезервирован для дальнейшего использования.

Биты 2—0 — MD2—MD0 — биты режима основного и дополнительного АЦП. Эти биты устанавливают режим работы выбранного АЦП следующим образом (табл. 2):

Применение:

1. Любое изменение бит MD немедленно сбросит оба АЦП. Запись в биты MD2—MD0 без изменения их содержимого также рассматривается как сброс (за исключением примечания 3).

2. Если команда заносится в ADC0CON, когда ADC0EN=1, или если ADC0EN изменяется с 0 на 1, оба АЦП также немедленно сбрасываются. Иными словами, основной АЦП имеет приоритет над дополнительным и любая команда над первым воздействует на второй.

3. Если команда заносится в ADC1CON или ADC1EN изменяется с 0 на 1, сбрасывается только дополнительный АЦП. Например, если основной АЦП выполняет циклическое преобразование, когда дополнительный АЦП запускается, то основной АЦП продолжает беспрепятственно работать, а дополнительный будет сфазирован с выходом основного. В результате время выполнения первого цикла преобразования для дополнительного АЦП будет задержано на три такта, пока поток с дополнительного АЦП не синхронизируется с потоком основного.

4. Как только в ADCMODE записывается режим калибровки, биты RDY0 и RDY1 в ADCSTAT немедленно сбрасываются и запускается цикл калибровки. По завершении цикла данные записываются в соответствующие регистры калибровки. В ADCSTAT записываются соответствующие биты, а биты MD2 MD0 сбрасываются в 0, показывая, что АЦП возвратился в состояние "питание снято".

5. Любой запрос на калибровку дополнительного АЦП игнорируется до тех пор, пока выбран температурный датчик.

6. Калибровки выполняются при максимальном значении в SF (SF = = 255), обеспечивая тем самым оптимальное выполнение калибровки.

Таблица 2

MD2	MD1	MD0	Описание
0	0	0	Питание (включенное по умолчанию) снято
0	0	1	Холостой режим Фильтр АЦП и его модулятор поддерживаются в сброшенном состоянии, хотя на модулятор подается тактовый сигнал
0	1	0	Режим однократного преобразования Выполняется однократное преобразование выбранным АЦП. По окончании преобразования регистры данных AD0L/M/H и/или AD1L/H модифицируются, записываются соответствующие флаги в ADCSTAT и снова снимается питание, биты MD2—MD0 сбрасываются в 000
0	1	1	Циклическое преобразование Регистры данных соответствующего АЦП постоянно модифицируются с частотой, определяемой содержимым регистра SF
1	0	0	Внутренняя калибровка нуля Автоматически осуществляется внутреннее короткое замыкание разрешенных входов
1	0	1	Внутренняя калибровка верхнего предела (полной шкалы) При выполнении этой калибровки к выбранным входам подключается внутренний или внешний ИОН
1	1	0	Системная калибровка нуля Пользователь должен подать на разрешенные входы напряжение системного нуля
1	1	1	Системная калибровка внешнего предела (полной шкалы) Пользователь должен подать напряжение системной полной шкалы на разрешенные входы

ADC0CON (регистр управления основным АЦП)

Этот регистр используется для конфигурации основного АЦП по диапазону, выбору канала, разрешению внешнего ИОН и режиму униполярного/биполярного кодирования.

Адрес SFR 0D2H;
Значение по включению питания 07H;
Адресация отдельных битов отсутствует.

Бит 7 зарезервирован для дальнейшего использования.

Бит 6 — XREF0 — бит выбора внешнего ИОН для основного АЦП. Устанавливается в 1 пользователем для того, чтобы разрешить использование основным АЦП внешнего ИОН через контакты REFIN(+), REFIN(–). Сбрасывается пользователем в 0 для использования основным АЦП внутреннего ИОН (V_{REF} = 1,25В).

Биты 5 и 4 — CH1, CH0 — биты выбора канала для основного АЦП (табл. 3).

Сбрасываются/устанавливаются пользователем для выбора пары дифференциальных входов, используемых основным АЦП.

Бит 3 — UNI0 — бит униполярного преобразования основного АЦП. Устанавливается пользователем в 1 для разрешения униполярного кодирования (т. е. 0 на дифференциальном входе даст 000000H на выходе АЦП). Сбрасывается пользователем в 0 для разрешения биполярного кодирова-

Таблица 3

CH1	CH0	Вход (+)	Вход (–)	Примечание
0	0	AIN1	AIN2	
0	1	AIN3	AIN4	
1	0	AIN2	AIN2	Внутреннее замыкание
1	1	AIN3	AIN2	

ния (т. е. 0 на дифференциальном входе даст 800000H на выходе АЦП).

Биты 2—0 — RN2—RN0 — биты диапазона основного АЦП. Они устанавливают диапазон допустимых входных сигналов основного АЦП следующим образом:

SF (регистр «SINC» фильтра)

Адрес SFR 0D4H;
Значение по включению питания 45H;
Адресация отдельных битов отсутствует.

Этот регистр не может быть установлен пользователем до тех пор, пока любой из АЦП активен. Число в нем используется для установки коэффициента деления основной частоты и, следовательно, частоты потока выходных данных основного и дополнительного АЦП. Поток данных на выходе АЦП (частота модификации выхода) одинаков как для основного, так и для дополнительного АЦП и рассчитывается следующим образом:

$$f_{ADC} = \frac{1}{3} \times \frac{f_{MOD}}{8 \times SF},$$

где f_{ADC} — поток данных на выходе АЦП (частота модификации выхода); f_{MOD} — тактовая частота модулятора (32768 Гц); SF — десятичное значение содержимого регистра SF.

Допустимый диапазон значений регистра SF — от 0DH до FFH. Примеры величин SF и соответствующие им частоты (f_{ADC}) и времена (t_{ADC}) преобразования АЦП показаны в табл. 5. При подаче питания SF по умолчанию принимает значение, равное 45H, при этом частота модификации по умолчанию устанавливается чуть менее 20 Гц. Следует также отметить, что оба АЦП для минимизации ошибок смещения используют цикл стабилизирующего прерывания. Это значит, что время для однократного преобразования (или время первого цикла при циклическом преобразовании) увеличивается в 2 раза.

Все циклы калибровки выполняются при максимальном значении SF (SF = 0FFH) для гарантии наиболее надежной калибровки. Как только цикл калибровки закончится, в регистре SF восстанавливается величина, занесенная туда пользователем.

ADC0H/ ADC0M/ ADC0L (регистры данных основного АЦП)

Три 8-битных регистра содержат результат 24-битного преобразования основного АЦП.

Адрес SFR ACD0H — 0DBH;
ACD0M — 0DAH;
ACD0L — 0D9H;
Значение по включению питания 07H;
Адресация отдельных битов отсутствует.

PLLCON (РЕГИСТР УПРАВЛЕНИЯ ФАПЧ)

ADuC824 предназначен для использования с часовым кварцевым резонатором с частотой 32768 кГц. Система фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) умножает эту величину на 384 (32 раза по 12) для получения стабильной рабочей тактовой частоты системы 12,582912 МГц. Микропроцессорное ядро может работать как на этой частоте, так и на более низких (в 2, 4, 8, …, 128 раз меньшей). Это позволяет экономить потребление в тех задачах, где не требуется максимальной производительности ядра. По умолчанию тактовая частота равна 1,572864 МГц.

Тактовые сигналы АЦП также получаются из сигналов синхронизации ФАПЧ, причем частота сигналов, поступающих на модулятор, равна частоте кварцевого резонатора. Это гарантирует, что модулятор и ядро всегда будут синхронны вне зависимости от тактовой частоты ядра.

Регистр PLLCON является регистром управления ФАПЧ.

Адрес SFR 0D7H;
Значение по включению питания 03H;
Адресация отдельных битов отсутствует.

Бит 7 — OSC_PD — Бит снятия питания с осциллятора. Устанавливается в 1 пользователем для остановки осциллятора 32 кГц в режиме Power Down. Сбрасывается в 0 пользователем для запуска осциллятора 32 кГц в режиме Power Down, что позволяет счетчику временного интервала (TIC) продолжать работу в этом режиме.

Бит 6 — LOCK — бит прерывания при блокировке ФАПЧ (только читается). Устанавливается в 1 автоматически при подаче питания для индикации того, что система ФАПЧ правильно отслеживает частоту резонатора. Сбрасывается в 0 автоматически при подаче питания для индикации того, что система ФАПЧ не отслеживает частоту резонатора. Такое может происходить при отсутствии кристалла или при его неисправности. При этом на выходе ФАПЧ может генерироваться частота 12,6 МГц ± 20 %.

Таблица 4

RN2	RN1	RN0	Входной диапазон основного АЦП при V_{REF} = 2,5 В
0	0	0	± 20 мВ
0	0	1	± 40 мВ
0	1	0	± 80 мВ
0	1	1	± 160 мВ
1	0	0	± 320 мВ
1	0	1	± 640 мВ
1	1	0	± 1,2В В
1	1	1	± 2,56 В

Таблица 5

SF (дес)	SF (HEX)	f_{ADC}, Гц	t_{ADC}, мс
13	0D	103,3	9,52
69	45	19,79	50,34
255	FF	5,35	1В6,77

Таблица 6

CD2	CD1	CD0	Тактовая частота, МГц
0	0	0	12,5В2912
0	0	1	6,291456
0	1	0	3,145728
0	1	1	1,572864
1	0	0	0,786432
1	0	1	0,393216
1	1	0	0,196608
1	1	1	0,098304

Бит 5 зарезервирован для дальнейшего использования.

Бит 4 — LTEA/ — чтение этого бита возвращает логический уровень на выводе EA/, зафиксированный в момент подачи питания или сброса системы.

Бит 3 — FINT — бит быстрой реакции на прерывание. Установка пользователем его в 1 разрешает быструю реакцию на прерывание. Ускорение обеспечивается за счет того, что реакция на прерывание происходит на максимальной частоте (12,6 МГц) вне зависимости от состояния битов CD2—CD0. По возврату из прерывания выполнение программы продолжается на частоте, определяемой CD2—CD0. Сбрасывается пользователем в 0 для запрета быстрой реакции на прерывания.

Биты 2—0 — CD2—CD0 — биты делителя рабочей частоты ЦПУ. Они определяют частоту, на которой будет работать ядро микроконтроллера:

Продолжение следует

Александр Фрунзе
г. Москва

Новый подход в конструировании тиристорных преобразователей

В статье рассмотрено эффективное устройство управления мощными силовыми тиристорами, построенное на микроконтроллере фирмы Microchip.

Появление мощных IGBT транзисторов отодвинуло на задний план тиристорные преобразователи, но для мощностей в сотни киловатт и высоких напряжений им пока нет альтернативы. В настоящее время IGBT транзисторы в основном находят применение в приводах трехфазных двигателей. Управляемые импульсные стабилизаторы на большие токи и напряжения на них строить затруднительно по причине отсутствия быстродействующих мощных и высоковольтных диодов (сотни вольт и ампер), необходимых для реализации такого решения. Обычно вместе с IGBT транзисторами используются сильно нагруженные магнитные элементы, в которых необходимо следить за тем, чтобы магнитный сердечник не насыщался. Эти проблемы и появление новой элементной базы позволяют по-новому взглянуть на преобразовательную технику на тиристорах.

В настоящее время для регулирования напряжения в нагрузке в трехфазных шеститиристорных выпрямителях и инверторах, выполненных по классической схеме Ларионова (рис. 1), используется фазовое управление тиристорами.

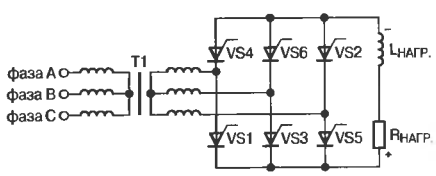


Рис. 1

Устройство управления обычно разрабатывается на микроконтроллере, поскольку в этом случае оно получается более компактным и надежным из-за меньшего числа микросхем. Как правило, в каждой фазе стоит датчик перехода синусоиды через нуль, от которого ведется отсчет времени на включение тиристоров. Основной недостаток такого управления заключается в слабой защищенности от помех. Даже одиночная помеха может быть воспринята системой управления тиристорами как момент перехода через нуль, от которого начнется ложный отсчет времени на включение тиристоров. При управлении мощностями в сотни киловатт потеря управления даже на 20 мс чревата аварийным срабатыванием защиты. Для устранения этой проблемы идут двумя путями:

- устанавливают перед каждым датчиком перехода через нуль фильтр (иногда цифровой) низкой частоты для фильтрации первой гармоники сети;
- применяют системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). При этом узел управления тиристорами работает от внутреннего генератора, который подстраивает свою частоту к частоте сети. Благодаря инерционности фазового детектора частота внутреннего генератора оказывается нечувствительна к одиночным помехам.

Оба этих решения имеют недостатки. При фильтрации первой гармоники необходим фильтр выше пятого порядка. Аналоговыми способами реализовать такой фильтр весьма сложно. При реализации цифрового или аналогового фильтра получается большая задержка (примерно 0,5 с) и произвольный сдвиг фазы относительно входного сигнала. Это легко проверить на персональном компьютере со звуковой картой. На вход звуковой карты подается напряжение с генератора прямоугольных импульсов частотой 50 Гц. Затем на компьютере запускается любая программа синтеза фильтра, а на выходе звуковой карты получается отфильтрованный сигнал.

При использовании ФАПЧ могут быть трудности с реализацией фазового детектора и фильтра низкой частоты для получения управляющего напряжения для внутреннего генератора управляемого напряжением (ГУН). Это сложный цифро-аналоговый узел, который требует настройки и проверки функционирования для каждого изделия, что неудобно при тиражировании.

Предлагаемое устройство управления тиристорами практически лишено указанных недостатков и выполнено по схеме цифровой автоматической подстройки частоты (ЦАПЧ — разновидность ФАПЧ). Оно обладает следующими достоинствами:

- полностью цифровой алгоритм работы, не требующий настройки при изготовлении и эксплуатации;
- высокая устойчивость к помехам, пришедшим по линии датчика перехода через нуль (одиночные помехи устройство не замечает, на непрерывные помехи длительностью до 0,5 с реагирует небольшими колебаниями мощности около 10 %, свыше 0,5 с — в 70 % случаев выключается, а в 30 % случаев теряет управление). При потере управления автоматически срабатывает узел контроля чередования фаз и устройство выключается, как правило, раньше, чем срабатывает автоматический выключатель токовой защиты;
- простота реализации: интеллектуальный узел выполнен всего на четырех микросхемах, из которых одна — контроллер;
- высокая точность регулирования (0,5° или 0,3 %).

Устройство имеет два варианта исполнения — на среднем и старшем семействе микроконтроллеров фирмы Microchip. На среднем семействе из-за недостатка быстродействия выполнен усеченный вариант устройства с углом управления 120° на половине периода без узла контроля за чередованием фаз. На старшем семействе реализована полная версия устройства с углом управления 180° на половине периода. На рис. 2 представлена версия устройства, выполненного на среднем семействе микроконтроллеров.

В обоих вариантах устройства кроме режима конвертера (управляемого выпрямителя) предусмотрен также режим инвертора, ведомого сетью. Режим инвертирования может использоваться, например, для разряда аккумуляторов на сеть в зарядно-разрядных установках или для торможения тягового двигателя постоянного тока. Угол регулирования мощности, отдаваемой сети, для исключения опрокидывания инвертора ограничен значением примерно 90°. Высокая точность управле-

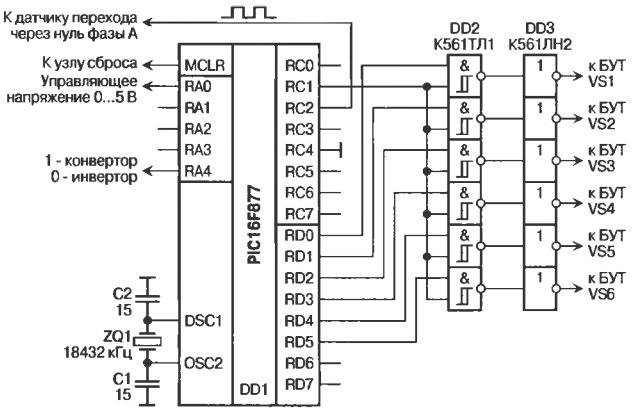


Рис. 2

ния позволяет полностью исключить аварийные режимы работы. На рис. 3 представлена схема Ларионова в режиме инвертирования.

Управляющая программа написана на Ассемблере фирмы Microchip и отлажена в интегрированной среде программирования MPLab IDE.

Микроконтроллеры фирмы Microchip отличаются от контроллеров других фирм разнообразием встроенной периферии. Относительно невысокое быстродействие ядра контроллера с лихвой компенсируется аппаратной поддержкой. В качестве фазового детектора устройства используется встроенный в контроллер CCP модуль, при помощи которого осуществляется измерение периода сети переменного тока фазы А. После этого измеренное значение сравнивается с эталонным, т. е. ожидаемым периодом при частоте сети 50 Гц. Если отклонение не превышает заданное, полученное значение переписывается во внутренний счетчик фазы А. Далее вычисляется коррекция для фаз В и С и загружаются соответствующие счетчики фаз. Счетчики фаз А, В и С декрементируются от внутреннего генератора времени, один такт (период) которого равен 27,7 мкс, что соответствует шагу в 0,5° при периоде сети 20 мс. При обнулении счетчиков фаз происходит перезагрузка значением, измеренным CCP модулем. Если отклонение периода превышает заданное, т. е. CCP модуль принял помеху, счетчики фаз не загружаются новым значением, а продолжают считать в автономном режиме, при этом на каждую принятую помеху инкрементируется счетчик помех. Когда число принятых помех превышает заданное значение, устройство выключается. Экспериментально установлено, что для промышленного оборудования оптимальное допустимое время действия помехи, когда устройство управления еще надежно работает, не должно превышать 0,5 с или 25 периодов сети. Это время зависит от мощности устройства и засоренности сети помехами и может быть установлено пользователем.

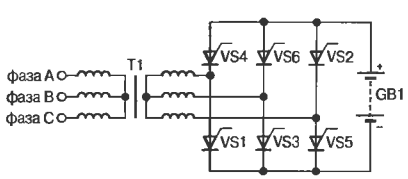


Рис. 3

Подстройка частоты и фазы осуществляется изменением числа тактов (периодов в 27,7 мкс) генератора времени на периоде сети (примерно 20 мс). CCP модуль измеряет, сколько тактов генератора времени в 27,7 мкс укладывается между моментами перехода через нуль фазы А, и загружает это значение во внутренние счетчики фаз.

Различия между ЦАПЧ и ФАПЧ заключаются в следующем. При ФАПЧ подстраивается сам генератор, а при ЦАПЧ частота генератора неизменна и стабилизирована кварцем. Диапазон подстройки частоты составляет 47...53 Гц и ограничен размерами таблицы для вычислений коррекции фаз В и С. Для функционирования устройства достаточно только датчика перехода через нуль фазы А. Фазы В и С контроллер восстанавливает из фазы А.

В реальном устройстве фазы В и С также заведены на выводы микросхемы, но программа контроллера использует их только для контроля пропадания фаз. Контроль пропадания фаз осуществляется дважды за период во время положительной и во время отрицательной полуволны каждой фазы. Такой жесткий контроль за фазами при потере управления системой из-за помех не позволяет углу управления самопроизвольно увеличиться более чем на 45°. Потеря управления системой происходит из-за несовпадения фаз внутреннего генератора и сети. Это несовпадение программа определяет в начальной стадии, принудительно выключая систему.

Во время макетирования устройства был проведен эксперимент. После попадания системы в синхронизм был отключен CCP модуль и проверено, за какое время разойдутся фазы внутреннего генератора устройства с сетью. Полученное время 3...5 с можно интерпретировать как хороший результат.

Для проверки работоспособности устройства в порт Е контроллера выведены восстановленные фазы А, В и С. Их можно сравнить при помощи двулучевого осциллографа с исходными фазами А, В и С трехфазной сети.

В качестве управляющей величины в устройстве используется напряжение 0...5 В, которое преобразуется АЦП, встроенным в контроллер. Дискретность регулирования напряжения на нагрузке составляет 720 точек на период. Диапазон регулирования напряжения 0...$U_{МАКС}$.

На выходах управления шестью тиристорами сигнал присутствует все время, пока тиристор включен согласно алгоритму работы устройства. Второй CCP модуль, встроенный в контроллер, используется в качестве генератора опорной частоты. Эта частота при помощи схем внешней логики логически перемножается с каждым выходом управления тиристорами и в таком виде попадает на блок управления тиристорами (БУТ), который собран по оригинальной схеме и содержит шесть одинаковых каналов (рис. 4).

Каждый канал обеспечивает следующие параметры:

ток управляющего электрода тиристора, А	≥ 2,5;
напряжение на управляющем электроде тиристора, В	≤ 12;
фронт управляющего импульса, мкс	≤ 5;
пробивное напряжение между силовой частью и землей БУТ, кВ	≥ 5.

При этом ток в управляющем электроде тиристора постоянный с небольшими пульсациями.

Каналы управления тиристорами в БУТ собраны по схеме прямоходового однотактного преобразователя напряжения. В качестве силового ключа в преобразователе для повышения

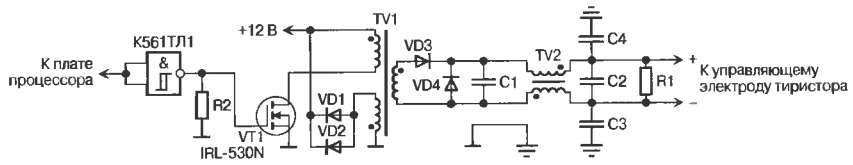


Рис. 4

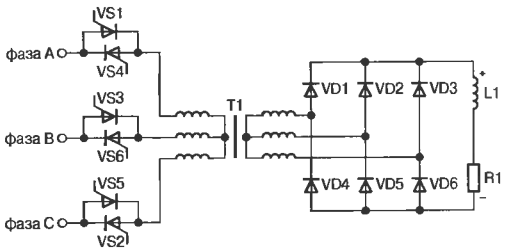


Рис. 5

КПД устройства использованы мощные полевые транзисторы фирмы Internation Rectifier. Развязывающие трансформаторы выполнены на кольцевых сердечниках из пресс-пермаллоя (МП-140). Малое число витков в обмотках трансформатора позволяет намотать вторичную обмотку высоковольтным проводом, поэтому пробивное напряжение определяется в основном не трансформатором, а топологией печатной платы БУТ. Перед управляющим электродом тиристора стоит сглаживающий и помехоподавляющий дроссель, благодаря которому ток в управляющем электроде после включения тиристора не падает до нуля. Это благотворно сказывается на работе тиристорного выпрямителя на противоЭДС в нагрузке и при работе на большую индуктивность силового трансформатора в режиме инвертора. Большое пробивное напряжение БУТ позволяет управлять блоками тиристоров, включенных параллельно или последовательно в каждом плече, при этом используется соответствующее число шестиканальных БУТ. Питается устройство от дешевого компьютерного блока питания мощностью 200 Вт. Для питания используется только источник +12 В, потребляемый ток составляет 0...10 А в зависимости от режима работы. При макетировании использовались тиристоры Т171-320-10 с теплоотводами. Возможно применение любых других силовых унифицированных тиристоров большей или меньшей мощности.

В процессе макетирования был проведен эксперимент по использованию описываемого устройства для управления тиристорами по схеме трехфазного тиристорного прерывателя, в качестве нагрузки которого применялся трехфазный трансформатор с выпрямителем (рис. 5).

Большая индуктивность в цепи тиристоров накладывает дополнительные требования на качество управления тиристорами. Описываемое устройство надежно работает при малых и больших нагрузках (более 60 кВт). Это косвенным образом подтверждает правильность принципов, заложенных в БУТ.

Современная элементная база позволяет существенно увеличить надежность и уменьшить стоимость изделий для промышленной электроники. Повышение качества управления мощными тиристорными преобразователями позволяет уменьшить число аварийных отключений и связанных с ними бросков напряжения в питающей сети. В некоторых случаях сами тиристоры являются мощным источником помех, которые действуют на схему управления. При этом, как правило, мощность на нагрузке можно повышать только до определенного значения, после которого схема управления из-за помех теряет устойчивость и происходит аварийное отключение. При помощи описываемого устройства во многих случаях можно устранить эти нежелательные явления.

Файл с прошивкой для микроконтроллера находится на сайте редакции по адресу www.dian.ru/programs.

ЛИТЕРАТУРА:

1. *Ю. С. Забродин. Промышленная электроника. — М.: Высшая школа, 1982.*

2. *R. W. Erickson. Fundamentals of power electronics. 1997.*

3. *Ф. Чаки. Силовая электроника. Примеры и расчеты. — М.: Энергоиздат, 1982.*

4. *Ю. К. Розанов. Основы силовой электроники. — М.: Энергоатомиздат, 1992.*

5. *Р. Х. Бальян, В. П. Обрусник. Оптимальное проектирование силовых высокочастотных ферромагнитных устройств. — Томск, изд-во Томского университета, 1987.*

Игорь Зобнин,
г. Москва

Предлагаем организациям и физическим лицам оформить подписку на книгу
«X51-СОВМЕСТИМЫЕ МИКРОКОНТРОЛЛЕРЫ ФИРМЫ SILICON LABORATIRES (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.

Продолжение. Начало — № 7/2006

Аналитические расчеты в электронике

5. РАСЧЕТ ХАРАКТЕРИСТИК УСИЛИТЕЛЬНОГО КАСКАДА НА БИПОЛЯРНОМ ТРАНЗИСТОРЕ

```
> restart: # сброс всех переменных
> Digits:=7: # установка точности вычислений 7 знаков (по
умолчанию 10)
> with(plots): # подключение пакета расширенной графики
Warning, the name changecoords has been redefined
```

Рассмотрим обобщенный усилительный каскад на биполярном транзисторе (рис. 19). На вход каскада подается сигнал от генератора сигнала синусоидальной формы (или от предыдущего каскада) с внутренним сопротивлением RG. Выход каскада нагружен резистивной нагрузкой RL (или входным сопротивлением следующего каскада).

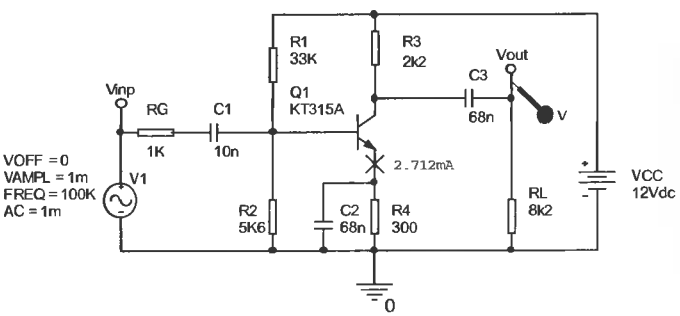


Рис. 19

Поставим перед собой следующие задачи:

1. Построение линеаризированной эквивалентной схемы усилительного каскада;
2. Определение передаточной функции в символьном виде с использованием операторного метода;
3. Задание номиналов элементов схемы;
4. Построение АЧХ и ФЧХ в логарифмическом масштабе;
5. Определение частоты, на которой каскад имеет максимальное усиление, и усиление на этой частоте в дБ;
6. Определение частот среза по уровню 3 дБ;
7. Определение полосы пропускания усилителя по уровню 3 дБ.

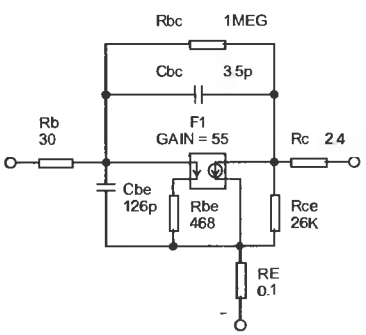


Рис. 20

Используя теорему об эквивалентном генераторе, заменим биполярный транзистор линеаризованной схемой замещения (рис. 20), параметры которой рассчитаны ранее, и получим схему замещения обобщенного усилительного каскада на биполярном транзисторе (рис. 21).

Схема замещения усилителя выглядит достаточно просто, однако это обманчиво. Решить поставленные задачи вручную более чем проблематично.

Выберем направления токов ветвей и укажем их стрелками, будем считать их согласованными. Теперь запишем выражения для всех токов ветвей в операторном виде:

```
> IF1:=GAIN*IRbe:
> IRG:=(Vinp-V1)/RG:
> IRb:=(V2-V3)/Rb:
> IRbe:=(V3-V4)/Rbe:
> IRE:=(V4-V5)/RE:
> IRce:=(V6-V4)/Rce:
> IRbc:=(V6-V3)/Rbc:
> IRc:=(V7-V6)/Rc:
> IR1:=V2/R1:
> IR2:=V2/R2:
> IR3:=V7/R3:
> IR4:=V5/R4:
> IRL:=Vout/RL:
> IC1:=(V1-V2)*s*C1:
> IC2:=V5*s*C2:
> IC3:=(Vout-V7)*s*C3:
> ICbc:=(V6-V3)*s*Cbc:
> ICbe:=(V3-V4)*s*Cbe:
```

Используя закон Кирхгофа для узловых токов, запишем следующую систему уравнений:

```
> eq1:= 0=-IRG+IC1:
> eq2:= 0=-IC1+IR1+IR2+IRb:
> eq3:= 0=-IRb-ICbc-IRbc+IRbe+ICbe:
> eq4:= 0=-ICbe-IRbe-IF1-IRce+IRE:
> eq5:= 0=-IRE+IC2+IR4:
> eq6:= 0=IF1+ICbc+IRbc+IRce-IRc:
> eq7:= 0=IRc+IR3-IC3:
> eq8:= 0=IC3+IRL:
```

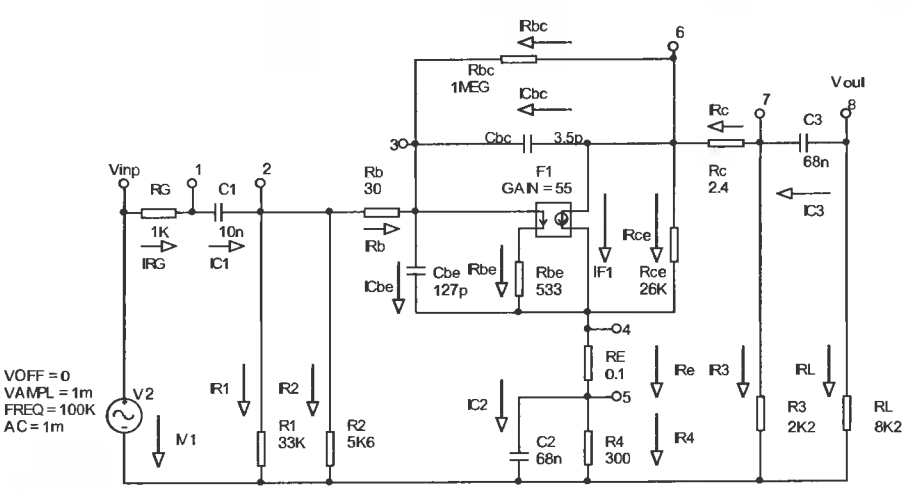


Рис. 21

С помощью команды solve решим эту систему уравнений относительно всех узловых напряжений. Знак «:» после команды solve означает получение решения без вывода результата на экран монитора, знак «;» — с выводом результата.

```
> solve({eq1,eq2,eq3,eq4,eq5,eq6,eq7,eq8},{V1,V2,V3,V4,V5,V6,V
7,Vout}):
```

Произведем замену переменных в полученном решении:

```
> assign(%):
```

Теперь найдем операторную передаточную функцию в аналитическом виде $H=\frac{Vout}{Vinp}$. В тексте статьи не приводится полученный символьный результат. поскольку он займет несколько страниц. Для того чтобы увидеть передаточную функцию в аналитическом виде знак «:» следует заменить на знак «;» в конце нижеследующей строки. Главное, что аналитическое решение есть и эту функцию можно исследовать с помощью maple известными методами математического анализа.

```
> H:=collect(Vout/Vinp,s): # Передаточная функция в аналити-
ческом вмде
```

Зададим численные значения номиналов компонентов схемы усилительного каскада на биполярном транзисторе:

```
> RG:=1e3: R1:=33e3: R2:=5.6e3: R3:=2.2e3: R4:=300: RL:=8.2e3:
> C1:=10e-9: C2:=68e-9: C3:=68e-9:
```

Параметры эквивалентной схемы транзистора:

```
> Rb:=30: Rc:=2.4: RE:=0.1:
> Rbc:=1e6: Rbe:=533: Rce:=26e3: Cbc:=3.5e-12: Cbe:=127e-12:
> GAIN:=55: # Коэффициент усиления транзистора
```

Приведем полином передаточной функции к каноническому виду. На этот раз решение выглядит компактно:

```
> H:=sort(normal(H, expanded)); # Передаточная функция для
заданных номиналов
```

$$H:=\frac{(0.2848722\cdot 10^{-13}s^5+0.002271177s^4-0.6612803\cdot 10^8 s^3-0.3240077\cdot 10^{13}s^2)}{(0.29587\cdot 10^{-9}s^5+0.30076\cdot s^4+0.13699\cdot 10^7 s^3+0.85129\cdot 10^{12}s^2+0.1766\cdot 10^{17}s+0.235\cdot 10^{20})}$$

Построение графиков АЧХ и ФЧХ

Осуществим переход в частотную область. Для этого введем обозначения, принятые при операторном методе расчета.

```
> i:=sqrt(-1); omega:=2*Pi*f; s:= i*omega;
```

$i := I$

$\omega := 2\pi f$

$s := 2I\pi f$

Найдем зависимость модуля коэффициента передачи и фазы от частоты:

```
> AVM:=evalc(abs(H)): # АЧХ в абсолютных единицах
```

Преобразуем модуль коэффициента передачи:

```
> AVdB:=20*log10(AVM):# АЧХ в децибелах
```

Для нахождения фазовой характеристики воспользуемся функцией **argument()**:

```
> PhaseAV:=evalc(argument(H)): # ФЧХ в радианах
```

Преобразуем зависимость фазы от частоты из радиан в градусы:

```
> R2D:=(360/(2*Pi)):
> AVdeg:=R2D*PhaseAV: # ФЧХ в градусах
```

Результаты не приведены, т. к. они слишком громоздки. О поведении этих функций пока лучше судить по графикам.

Воспользуемся функцией plot для построения АЧХ в абсолютных единицах (рис. 22), АЧХ в децибелах (рис. 23) и ФЧХ в градусах (рис. 24) в логарифмическом масштабе по оси частот. По оси частот будет отложена величина Log10(f) Гц.

АЧХ в абсолютных единицах:

```
> semilogplot(AVM,f=0.5e4..1e7,
thickness=2, color=black, style=line, axes=boxed,
title=»Рис. 22. АЧХ каскада на биполярном транзисторе.»,
labels=[«Частота, Гц»,»Усиление»]);
```

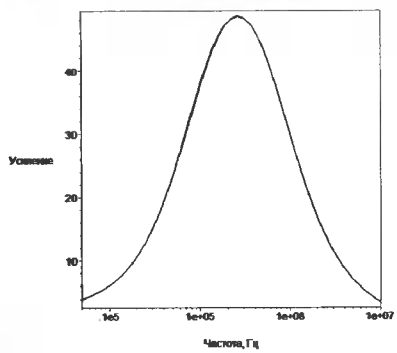


Рис. 22

АЧХ в децибелах:

```
> semilogplot(AVdB,f=0.5e4..1e7,
thickness=2, color=black, style=line, axes=boxed,
title=»Рис. 23. АЧХ каскада на биполярном транзисторе, дБ.»,
labels=[«Частота, Гц.»,»Усиление (dB)»]);
```

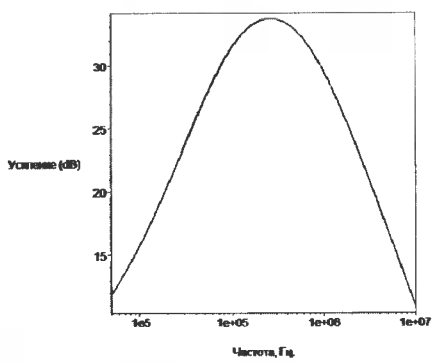


Рис. 23

ФЧХ в градусах:

```
> semilogplot(AVdeg,f=0.5e4..1e7,
thickness=2, color=black, style=line, axes=boxed,
```

```
title=»Рис. 24. ФЧХ каскада на биполярном транзисторе.»,
labels=[«Частота, Гц.»,»Фаза»]);
```

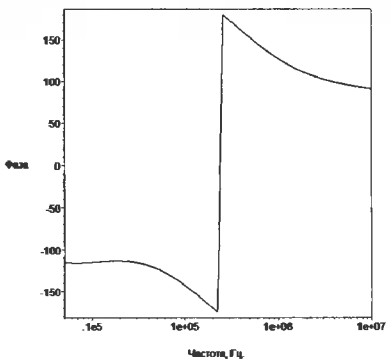


Рис. 24

Анализ передаточной функции

Как мы видим по графикам (рис. 22—24), усиление каскада имеет выраженную зависимость от частоты, завал АЧХ на низких и высоких частотах и частоту на которой усиление каскада максимально. Основные характеристики, которые требуется знать для подобного усилителя — максимальное усиление, полоса пропускания, верхняя и нижняя частоту среза по уровню -3 дБ.

Рассчитаем частоту максимального усиления. Известно, что экстремумы функции находятся в тех точках, в которых первая производная функции обращается в ноль:

$$\frac{d}{dx}f(x)=0$$

Решим это уравнение для передаточной функции при помощи функции **fsolve** и найдем частоту F_{MAX}, на которой усиление максимально. Функция **fsolve** численным методом ищет корни уравнения в заданной частотной области. Приблизительно, область поиска определим по ранее построенной АЧХ (рис. 22 или 23).

```
> Fmax:=fsolve(diff(AVM,f)=0,f, f=1e5..1e6);
```

$$Fmax := 263354.2$$

Вычислим усиление на частоте F_{MAX} в децибелах.

```
> AVmax:=evalf(subs(f=Fmax, AVdB));
```

$$AVmax := 33.72269\,.$$

Вычислим верхнюю и нижнюю частоту среза по уровню -3 дБ и полосу пропускания по уровню -3 дБ. Для этого составим соответствующее уравнение, где из AV_{MAX} вычтем 3 дБ и найдем частоты, удовлетворяющие этому условию. Снова используем функцию **fsolve**, в этом случае будем искать решение справа и слева от частоты F_{MAX}.

```
> eq5:=AVmax-3=20*log10(AVM):
```

Решение:

```
> `f3dB low`:=fsolve(eq5,f,f=1e4..Fmax); # Нижняя частота
```

$$f3dB\ low := 85575.37\,.$$

```
> `f3dB high`:=fsolve(eq5,f, f=Fmax..1e7); # Верхняя частота
```

$$f3dB\ high := 808226.7$$

```
> BandWith:=`f3dB high`-`f3dB low`; # Полоса пропускания
```

$$BandWith := 722651.3$$

```
> # END
```

Продолжение следует

Олег Петраков,
г. Москва

Программа для расчета электрических величин

«Наука начинается с тех пор,
как начинают измерять...»
Д. И. Менделеев

Приведенная ниже программа позволяет облегчить труд разработчиков при расчете усилительных каскадов. Она автоматически переводит одни физические величины измерения сигналов в другие. Программа написана на языке программирования Си. Приведенный исходный текст программы небольшой по объему и прост в понимании.

Прежде чем дать пояснения к программе, сделаем небольшой экскурс в теорию измерения сигналов. Как известно, основными физическими величинами при измерении любого сигнала являются его мощность P, измеряемая в ваттах (Вт) и напряжение U, измеряемое в вольтах (В). Помимо амплитудного значения напряжения сигнала U_A в измерительной технике существует понятие эффективного (действующего) значения напряжения сигнала U_D, которое является усредненной амплитудой сигнала за его период изменения. Эти две величины связаны между собой соотношениями:

$$U_A = \sqrt{2}U_D = 1{,}41U_D \text{ и}$$

$$U_D = \frac{U_A}{\sqrt{2}} = 0{,}707U_A\,.$$

Заметим, что это соотношение справедливо только для синусоидальных сигналов, как наиболее распространенных в радиотехнике [1].

Отношение амплитуд сигналов на входе и выходе схемы дает коэффициент усиления K_U для усилителей или коэффициент ослабления K_O для аттенюаторов. Однако очень часто значения этих коэффициентов бывают слишком большие или наоборот слишком маленькие, что делает их неудобными для краткой записи, поэтому в измерительной практике появилась нелинейная логарифмическая шкала измерения соотношения сигналов в децибелах. Децибел составляет одну десятую часть Бела (от имени американского изобретателя телефона А. Г. Белла). Это условная единица оценки соотношений напряжений, токов и мощностей. Так, отношение амплитуды двух сигналов U1 и U2 по отношению друг к другу можно выразить в децибелах по следующей формуле:

$$D(\text{дБ}) = 20\lg\frac{U2}{U1},$$

где lg — логарифм по основанию 10 или просто десятичный логарифм [2]. Например, если один сигнал больше другого в два раза, в децибелах это соотношение составит:

$$20\lg 2 = 20\times 0{,}3 = 6 \text{ дБ}.$$

Если отношение амплитуды сигналов равно 10000, то по логарифмической шкале оно будет соответствовать 80 дБ. Если же один сигнал меньше другого в 10000 раз, то в децибелах мы получим отношение сигналов равное -80 дБ. Как видим, запись одного и того же отношения сигналов в децибелах получилась более компактной.

Кроме того, при вычислении суммарного коэффициента усиления каскадов схемы, включенных последовательно, необходимо не перемножать, а складывать коэффициенты усиления каждого каскада, что во многих случаях удобнее и проще.

Отношение двух сигналов мощностью P1 и P2, соответственно, в децибелах определяется по формуле:

$$D(\text{дБ}) = 10\lg\frac{P2}{P1}.$$

Оба способа определения отношения сигналов через их амплитуду напряжения или мощность, дают одинаковый результат для синусоидальных сигналов [1]. Если же сигналы имеют различную форму, следует пользоваться определением их отношения через мощность.

Несмотря на то, что децибел служит для оценки отношения сигналов, во многих технических областях эту единицу измерения используют для определения абсолютного, а не относительного значения сигнала. Это делают, взяв за эталон в знаменателе отношения некоторую постоянную величину. Например, в телефонии таким эталоном мощности сигнала является 1 мВт, рассеянный на сопротивлении 600 Ом. Для измерения сигналов радиочастот за эталон мощности сигнала принимают так же 1 мВт, но рассеянный на сопротивлении 50 Ом. Отсюда появился термин эффективного значения напряжения. Покажем, как он вычисляется. Поскольку мощность сигнала P = UI, а ток в электрической цепи по закону Ома I = U/R, следует P = U(U/R). Отсюда выводим:

$$U = R\sqrt{P}.$$

Подставив в полученную формулу значения мощности P = 1 мВт и сопротивления R = 600 Ом, после округления получим эффективное значение напряжения 0,775 В. Аналогично для нагрузки 50 Ом — 0,224 В.

В некоторых измерительных приборах применяется шкала измерения сигналов в неперах (от имени шотландского математика Джона Непера).

Эта единица измерения определяет отношение сигналов по формуле:

$$N(\text{Нп}) = 0{,}5\ln\frac{P2}{P1} = \ln\frac{U2}{U1},$$

где ln — логарифм по основанию e = 2,718282 или просто натуральный логарифм. При пересчете мощности сигнала из децибел в неперы используется формула [2]:

$$N(\text{Нп}) = 8{,}698\,D(\text{дБ}).$$

Теперь рассмотрим действия, выполняемые в программе для получения таблицы перевода физических величин сигнала. В первую очередь в программе формируется массив целочисленных значений мощности сигнала в широком диапазоне -90...30 дБ. Следующим вычислением является преобразование децибел в неперы. Затем вычисляется действующее и амплитудное значение напряжения сигнала. Эффективное значение напряжения 0,775 В используется в программе при расчете действующего напряжения сигнала U. Второй коэффициент для вычисления амплитудного значения сигнала UA получается из формулы:

$$U_A = \sqrt{2}U = 1{,}41\times 0{,}775 = 1{,}096.$$

Последним вычислением является расчет коэффициента усиления.

```
//////////////////////////////////////
Программа расчета таблицы соответствия:
// децибелы-напряжение-усиление-неперы
//
// Формулы перевода величин:
// D = 20 * log10 ( U / 0.775 )   Децибелы мощности
// U = 0.775 * 10 ^ ( D / 20 )    Действующее напряжение
// UA = 1.096 * 10 ^ ( D / 20 )   Амплитудное напряжение
// K = U / 0.775Коэффициент усиления
// N = D * 8.5  Неперы
//
// Файл: db-volt4.cpp
// Версия: 1.4
// Дата: 31.01.04
// Автор: Вальпа О.Д.
//////////////////////////////////////
// Подключение библиотек
#include <stdio.h>
#include <conio.h>
#include <math.h>

// Определение констант
#define KI 0.775 // Коэффициент эффективной амлитуды
#define DN 90 // Диапазон шкалы
#define FM 121 // Размерность массивов

int main(void)
{
FILE *fout;
// Объявить массивы величин
int i,HM;
double D[FM],U[FM],UA[FM],K[FM],N[FM],k;//float
char *US[FM],*UAS[FM];
```

```
k=sqrt(2)*KI; // Вычисление коэффициента для амплитудного
значения UA
HM=FM/2;
for(i=0;i<FM;i++)
   {
   D[i] = double(i-DN); // Формирование отсчетов децибел
   N[i] = D[i]/8.686; // Вычисление неперов
   U[i] = (1000 * KI) * powl(10,( D[i] / 20 ));
   UA[i] = (1000 * k) * powl(10,( D[i] / 20 ));
   K[i] = U[i] / KI /1000;
   US[i]="mB";
   UAS[i]="mB";
   if(U[i] >= 1000) {US[i]="B"; U[i]=U[i]/1000;}
   if(UA[i] >= 1000) {UAS[i]="B"; UA[i]=UA[i]/1000;}
   }
clrscr();
printf(«Программа создает таблицу соответствия:\n»);
printf(«децибелы-напряжение-усиление-неперы      \n»);

// Открыть файл таблицы
fout = fopen(«db-volt.tbl», «w+b»);

fprintf(fout,»    Таблица соответствия          \r\n»);
fprintf(fout,"|-----------------------------------------------
---------------------------------|\r\n");
fprintf(fout,"|D=20*log10(U/0.775) U=0.775*10^(D/20)
UA=1.096*10^(D/20) KU=U/0.775 N=D*8.5          |\r\n");
fprintf(fout,"|-----------------------------------------------
---------------------------------|\r\n");
fprintf(fout,"|D[дБ]    U[мВ,В]    UA[В/мВ]    KU    N[нп]
|D[дБ]    U[В/мВ]    UA[мВ,В]    KU    N[нп] |\r\n");
fprintf(fout,"|-----------------------------------------------
---------------------------------|\r\n");
 for(i=0;i<=HM;i++)
   {
   fprintf(fout,"|%4.0f    %6.2f%-2s %7.2f%-2s %7.4f %5.1f
|%4.0f    %6.2f%-2s %7.2f%-2s %7.4f %5.1f |\r\n"
   ,D[i],     U[i],     US[i],     UA[i],     UAS[i],
K[i],     N[i]
   ,D[i+HM], U[i+HM], US[i+HM], UA[i+HM], UAS[i+HM], K[i+HM],
N[i+HM]);
   }
fprintf(fout,"|-----------------------------------------------
---------------------------------|\r\n");
fclose(fout);
printf("\nРезультат записан в файл db-volt.tbl\n");
printf(«Нажмите Enter для продолжения...\n»);
while (!kbhit()) {} // ждем нажатия любой клавиши

return(0);
}
```

Результатом работы программы является табл. 1 соответствия величин. В таблице отображены условные обозначения величин сигналов и единицы их измерения. Слева направо приведены значения следующих величин — мощность сигнала в децибелах D, эффективная амплитуда сигнала U, амплитудное значение сигнала U_A, коэффициент усиления K_U и мощность сигнала N в неперах.

Коэффициент усиления сигнала K_U из приведенной таблицы удобно использовать при расчете усилительных каскадов схемы. Заметим, что он может быть больше или меньше единицы в зависимости от соотношения выходного сигнала к входному сигналу.

Таблица 1

D, дБ	U, мВ	U_A, мВ	K_U	N, Нп	D, дБ	U, мВ	U_A, мВ	K_U	N, Нп
–90	0,02	0,03	0	–10,4	–30	24,51	34,66	0,0316	–3,5
–89	0,03	0,04	0	–10,2	–29	27,50	38,89	0,0355	–3,3
–88	0,03	0,04	0	–10,1	–28	30,85	43,63	0,0398	–3,2
–87	0,03	0,05	0	–10,0	–27	34,62	48,96	0,0447	–3,1
–86	0,04	0,05	0,0001	–9,9	–26	38,84	54,93	0,0501	–3,0
–85	0,04	0,06	0,0001	–9,8	–25	43,58	61,63	0,0562	–2,9
–84	0,05	0,07	0,0001	–9,7	–24	48,90	69,15	0,0631	–2,8
–83	0,05	0,08	0,0001	–9,6	–23	54,87	77,59	0,0708	–2,6
–82	0,06	0,09	0,0001	–9,4	–22	61,56	87,06	0,0794	–2,5
–81	0,07	0,10	0,0001	–9,3	–21	69,07	97,68	0,0891	–2,4
–80	0,08	0,11	0,0001	–9,2	–20	77,50	109,60	0,1000	–2,3
–79	0,09	0,12	0,0001	–9,1	–19	86,96	122,97	0,1122	–2,2
–78	0,10	0,14	0,0001	–9,0	–18	97,57	137,98	0,1259	–2,1
–77	0,11	0,15	0,0001	–8,9	–17	109,47	154,82	0,1413	–2,0
–76	0,12	0,17	0,0002	–8,7	–16	122,83	173,71	0,1585	–1,8
–75	0,14	0,19	0,0002	–8,6	–15	137,82	194,90	0,1778	–1,7
–74	0,15	0,22	0,0002	–8,5	–14	154,63	218,68	0,1995	–1,6
–73	0,17	0,25	0,0002	–8,4	–13	173,50	245,37	0,2239	–1,5
–72	0,19	0,28	0,0003	–8,3	–12	194,67	275,31	0,2512	–1,4
–71	0,22	0,31	0,0003	–8,2	–11	218,42	308,90	0,2818	–1,3
–70	0,25	0,35	0,0003	–8,1	–10	245,08	346,59	0,3162	–1,2
–69	0,27	0,39	0,0004	–7,9	–9	274,98	388,88	0,3548	–1,0
–68	0,31	0,44	0,0004	–7,8	–8	308,53	436,33	0,3981	–0,9
–67	0,35	0,49	0,0004	–7,7	–7	346,18	489,57	0,4467	–0,8
–66	0,39	0,55	0,0005	–7,6	–6	388,42	549,31	0,5012	–0,7
–65	0,44	0,62	0,0006	–7,5	–5	435,81	616,33	0,5623	–0,6
–64	0,49	0,69	0,0006	–7,4	–4	488,99	691,54	0,6310	–0,5
–63	0,55	0,78	0,0007	–7,3	–3	548,66	775,92	0,7079	–0,3
–62	0,62	0,87	0,0008	–7,1	–2	615,60	870,60	0,7943	–0,2
–61	0,69	0,98	0,0009	–7,0	–1	690,72	976,82	0,8913	–0,1
–60	0,78	1,10	0,0010	–6,9	0	775,00	1100	1,0000	0
–59	0,87	1,23	0,0011	–6,8	1	869,56	1230	1,1220	0,1
–58	0,98	1,38	0,0013	–6,7	2	975,67	1380	1,2589	0,2
–57	1,09	1,55	0,0014	–6,6	3	1,09	1550	1,4125	0,3
–56	1,23	1,74	0,0016	–6,4	4	1,23	1740	1,5849	0,5
–55	1,38	1,95	0,0018	–6,3	5	1,38	1950	1,7783	0,6
–54	1,55	2,19	0,0020	–6,2	6	1,55	2190	1,9953	0,7
–53	1,74	2,45	0,0022	–6,1	7	1,74	2450	2,2387	0,8
–52	1,95	2,75	0,0025	–6,0	8	1,95	2750	2,5119	0,9
–51	2,18	3,09	0,0028	–5,9	9	2,18	3090	2,8184	1,0
–50	2,45	3,47	0,0032	–5,8	10	2,45	3470	3,1623	1,2
–49	2,75	3,89	0,0035	–5,6	11	2,75	3890	3,5481	1,3
–48	3,09	4,36	0,0040	–5,5	12	3,09	4360	3,9811	1,4
–47	3,46	4,90	0,0045	–5,4	13	3,46	4900	4,4668	1,5
–46	3,88	5,49	0,0050	–5,3	14	3,88	5490	5,0119	1,6
–45	4,36	6,16	0,0056	–5,2	15	4,36	6160	5,6234	1,7
–44	4,89	6,92	0,0063	–5,1	16	4,89	6920	6,3096	1,8
–43	5,49	7,76	0,0071	–5,0	17	5,49	7760	7,0795	2,0
–42	6,16	8,71	0,0079	–4,8	18	6,16	8710	7,9433	2,1
–41	6,91	9,77	0,0089	–4,7	19	6,91	9770	8,9125	2,2
–40	7,75	10,96	0,0100	–4,6	20	7,75	10960	10,0000	2,3
–39	8,70	12,30	0,0112	–4,5	21	8,7	12300	11,2202	2,4
–38	9,76	13,80	0,0126	–4,4	22	9,76	13800	12,5893	2,5
–37	10,95	15,48	0,0141	–4,3	23	10,95	15480	14,1254	2,6
–36	12,28	17,37	0,0158	–4,1	24	12,28	17370	15,8489	2,8
–35	13,78	19,49	0,0178	–4,0	25	13,78	19490	17,7828	2,9
–34	15,46	21,87	0,0200	–3,9	26	15,46	21870	19,9526	3,0
–33	17,35	24,54	0,0224	–3,8	27	17,35	24540	22,3872	3,1
–32	19,47	27,53	0,0251	–3,7	28	19,47	27530	25,1189	3,2
–31	21,84	30,89	0,0282	–3,6	29	21,84	30890	28,1838	3,3
–30	24,51	34,66	0,0316	–3,5	30	24,51	34660	31,6228	3,5

Приведенную выше программу можно модифицировать для создания других полезных в практике радиолюбителей таблиц. Например, простой заменой коэффициента эффективного значения напряжения K_I, равного 0,775, на 0,224 получим программу для создания приведенной выше таблице, но уже для радиосигналов. Кроме того, в расчеты можно добавить другие вычисляемые параметры сигналов для их автоматического расчета.

ЛИТЕРАТУРА:

1. П. Хоровиц, У. Хилл. Искуство схемотехники. — М.: Мир, 1993.

2. Ф. Мейзда. Электронные измерительные приборы и методы измерений. — М.: Мир, 1990.

Олег Вальпа,
г. Миасс Челябинской обл.

Некоторые особенности эксплуатации ламп дневного света

В настоящее время лампы дневного света (флуоресцентные лампы с холодным катодом) широко используются в качестве источников света. В статье рассматриваются некоторые особенности работы лампы, позволяющие максимально эффективно их эксплуатировать.

Конструктивно лампа дневного света (ЛДС) выполнена в виде герметичной стеклянной трубки, заполненной инертным газом. При кратковременном (в течение нескольких десятых долей миллисекунды) приложении высокого напряжения, в 1,2 ... 1,5 раза большего, чем номинальное рабочее напряжение ЛДС, происходит ионизация газа, сопровождающаяся ультрафиолетовым (УФ) излучением. Внутренняя поверхность ЛДС покрыта составом на основе фосфора, который под воздействием УФ лучей светится в видимой области спектра.

Перед ионизацией газа сопротивление лампы составляет многие десятки и сотни МОм, так что в данном случае ЛДС можно рассматривать как емкостную нагрузку. После начала ионизации через ЛДС начинает течь ток, который приводит к падению сопротивления лампы до сотен кОм, и ЛДС становится резистивной нагрузкой. Следует отметить, что временная зависимость пробоя ЛДС для одного и того же типа лампы может варьироваться в пределах ±50 % даже для одинаковых условий эксплуатации (форма и амплитуда напряжения источника питания, температура и т. п.).

Среди преимуществ, которыми обладают ЛДС по сравнению с другими источниками света, можно выделить следующие: ЛДС является равномерным источником белого света, имеет низкую стоимость, высокий к.п.д. (отношение потребляемой электрической мощности к световому потоку), длительный срок эксплуатации (более 25 000 часов). Кроме того, следует отметить стабильность и предсказуемость ЛДС в работе, возможность варьирования светового потока, малый вес.

Для максимально эффективного использования преимуществ ЛДС необходимо учитывать некоторые особенности их эксплуатации. Данные, приведенные в статье, относятся к одной из моделей ЛДС и могут меняться в зависимости от конкретной модели. Тем не менее, общие тенденции, описанные в статье, относятся ко всем моделям ЛДС.

ТЕМПЕРАТУРНАЯ ЗАВИСИМОСТЬ

Рабочие характеристики ЛДС в значительной степени зависят от температуры эксплуатации. На рис. 1 и 2 приведены зависимости яркости и напряжения пробоя ЛДС от температуры эксплуатации. При низких температурах эксплуатации имеет место значительное снижение яркости ЛДС (рис. 1), а также существенное увеличение напряжения пробоя (рис. 2). На рис. 3 показана временная зависимость изменения яркости ЛДС от температуры. Из рисунка видно, что в процессе эксплуатации имеет место саморазогрев лампы, который напрямую влияет на яркость ЛДС после ее пробоя.

КОЭФФИЦИЕНТ ПОЛЕЗНОГО ДЕЙСТВИЯ ЛДС

Эффективность (к.п.д.) работы ЛДС напрямую зависит от формы напряжения питания, приложенного к лампе. Наибольшим к.п.д. обладают ЛДС, работающие при синусоидальном напряжении питания, и наоборот, чем больше форма напряжения питания отличается от синусоидальной, тем с более низким к.п.д. работает лампа.

На рис. 4 показаны два источника питания ЛДС. Форма напряжения у этих источников разная: одна кривая близка к синусоидальной с амплитудным значением А, вторая имеет значительные пиковые выбросы. Среднеквадратичные значения тока приблизительно оди-

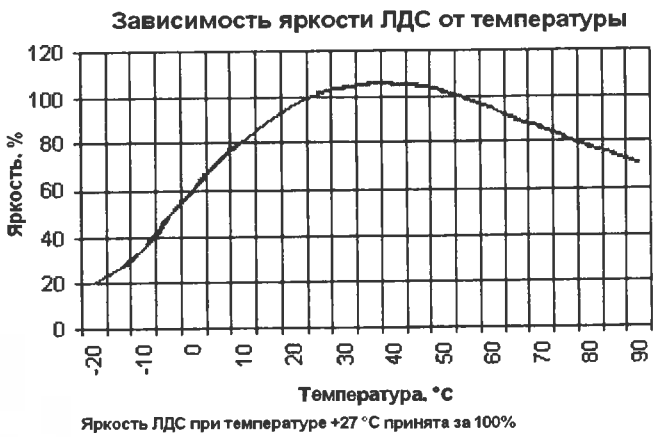


Рис. 1

Рис. 2

Рис. 3

наковы. После того, как ток второй кривой превысит по амплитуде значение 1,5 А, вся энергия источника питания ЛДС будет преобразована в тепло, при этом прироста светового потока не произойдет и к.п.д. лампы значительно снизится.

При эксплуатации ЛДС необходимо также учитывать такой параметр источника питания как смещение по постоянному току. Наличие значительного смещения по постоянному току приводит к миграции паров ртути внутри лампы, что нежелательно. Обычно ток ЛДС определяется конструктивными параметрами лампы и находится в пределах от 3 до 8 мА (среднеквадратичное значение). Рис. 5 иллюстрирует снижение яркости ЛДС при снижении тока, текущего через нее, и наоборот — увеличение генерируемого ею светового потока при увеличении тока.

Следует отметить, что при значительном превышении тока через ЛДС своего номинального значения зависимость тока и светового потока лампы не будет линейной. Вокруг точки, соответствующей номинальному току ЛДС, эта зависимость близка к соотношению 1:1, в то время как при более высоких значениях тока лампы она приближается к 1:3. Таким образом, при эксплуатации ЛДС очень важно выдерживать номинальный ток лампы. Несоблюдение этого требования, как правило, ведет к снижению срока ее службы. Кроме того, в системах, где используются несколько ЛДС (жидкокристаллические телевизионные и компьютерные мониторы), очень важно поддерживать близкие значения токов, текущих через лампы, так как от этого зависит равномерность подсветки всей поверхности панели монитора.

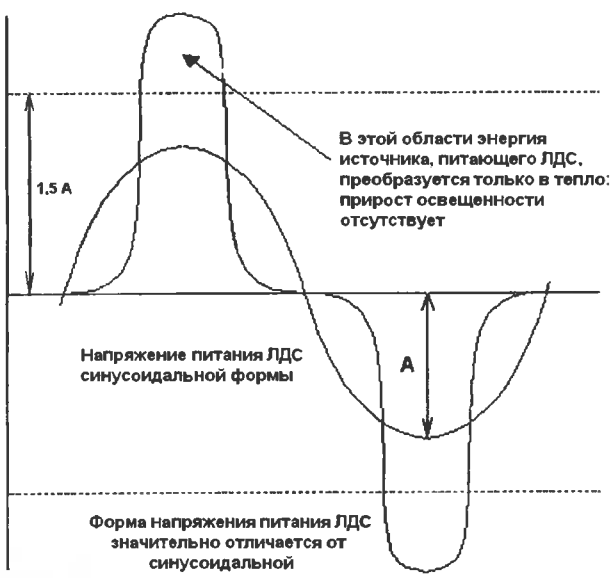


Рис. 4

Рис. 5

РАБОЧЕЕ НАПРЯЖЕНИЕ И НАПРЯЖЕНИЕ ПРОБОЯ ЛДС

Рабочее напряжение и напряжение пробоя ЛДС, требуемые для оптимальной эксплуатации лампы, зависят от диаметра ЛДС и ее длины: при увеличении ее длины и уменьшении диаметра трубки рабочее напряжение лампы возрастает (рис. 6).

Еще одной особенностью ЛДС является ее «отрицательная» ВАХ, которая означает, что рабочее напряжение лампы уменьшается с увеличением тока, текущего через нее (рис. 7). «Отрицательная» ВАХ имеет разброс, поскольку при одном и том же значении рабочего напряжения ЛДС одного типа могут иметь несколько отличные значения рабочих токов. Данное обстоятельство приводит к необходимости использования индивидуальных трансформаторов и обеспечения слежения за током ламп в многоламповых системах.

Рис. 6

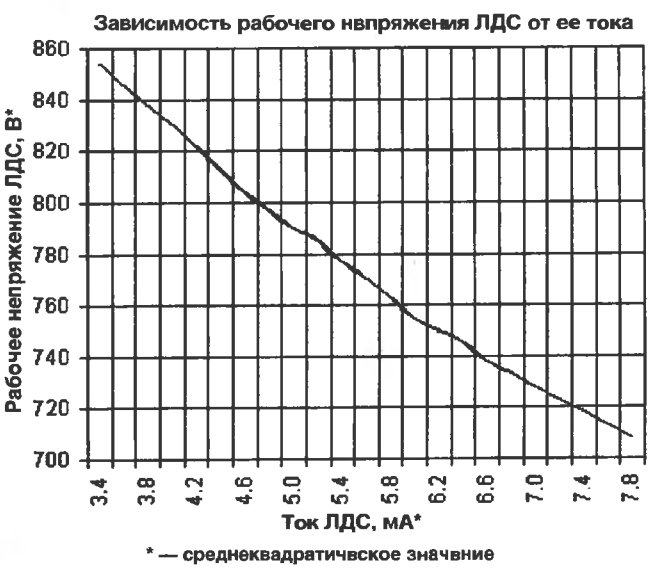


Рис. 7

В. Олейник,
г. Королев

Адаптер CF-IDE

В статье описан адаптер, позволяющий использовать карту флэш-памяти типа CF в качестве твердотельного диска компьютера.

Надежные компьютерные устройства, способные работать в условиях повышенной вибрации, нуждаются в высоконадежном накопителе данных. Обычный жесткий диск (винчестер) для этих целей непригоден, поскольку содержит сложные механические узлы, не способные выдерживать в течении длительного времени тряску и удары. В настоящее время на рынке электронных компонентов предлагаются твердотельные диски, основанные на флэш-памяти. Они являются отличной альтернативой обычным жестким дискам, поскольку могут использоваться в условиях повышенной вибрации, запыленности и т.п. Кроме того, по сравнению с жесткими дисками твердотельные имеют значительно меньшие размеры и вес, питаются от одного источника напряжением 5 В и экономичны по потреблению тока.

Существует несколько типов твердотельных дисков. Например, DiskOnChip (рис. 1) представляет собой микросхему с двумя рядами выводов в корпусе типа DIP-32. Для таких дисков необходимо специальное гнездо на плате компьютера или адаптер для стандартной шины ISA или PCI [1].

Другая разновидность твердотельных дисков — DiskOnModule (рис. 2). Он представляет собой устройство, которое можно подключить вместо обычного жесткого диска непосредственно к интерфейсу компьютера IDE. Благодаря полной совместимости с интерфейсом IDE, такой диск является практически идеальным решением для построения надежных компьютерных систем. Однако его стоимость пока еще достаточно высока и составляет около 2 долл. США за 1 Мбайт памяти. К тому же объем памяти DiskOnModule на сегодняшний день сравнительно невелик и не превышает нескольких сотен Мбайт.

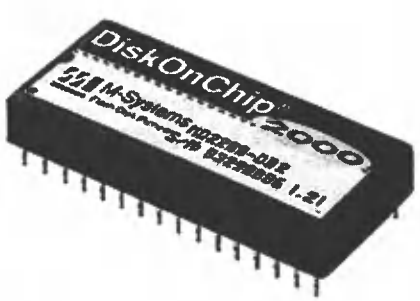


Рис. 1

Рис. 2

В настоящее время широко распространены недорогие карты флэш-памяти, которые вполне могут заменить жесткий диск. Причем некоторые виды карт флэш-памяти имеют интерфейс, совместимый с IDE. К ним относятся карты памяти типа PC-Card (рис. 3), которые раньше имели название PCMCIA (Personal Computer Memory Card International Association) и более современные карты CF (Compact Flash) (рис. 4).

Рис. 3

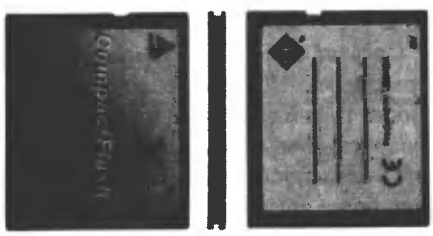


Рис. 4

Карты CF имеют значительно меньшие размеры и вес по сравнению с PC-Card, поэтому использовать их предпочтительнее. Кроме того, они являются более совершенными и имеют тенденцию к снижению цены и увеличению объема памяти. На сегодняшний день карты CF имеют объем памяти в несколько Гбайт, а их стоимость составляет около 2 руб. за 1 Мбайт. Таким образом, карты памяти CF в настоящее время почти в 30 раз дешевле твердотельных дисков типа DiskOnModule.

Для использования карты памяти CF в качестве твердотельного диска следует подключить ее к интерфейсу IDE. Причем все необходимые сигналы интерфейса IDE уже присутствуют в интерфейсе карты CF. Потребуется лишь изготовить адаптер-переходник для подключения разъема карты CF к разъему интерфейса IDE. Схема такого адаптера изображена на рис. 5.

Для его изготовления понадобятся обычный шлейф для подключения жесткого диска, разъем для подключения карты флэш-памяти CF, 4-контактный компьютерный разъем питания и перемычка типа MJ.

От шлейфа отрезается фрагмент длиной около 7 см с одним 40-контактным разъемом типа IDC-40 на конце (на схеме адаптера обозначен J1). После чего жилы шлейфа необходимо отделить друг от друга, зачистить и залудить их концы на длину 5 мм.

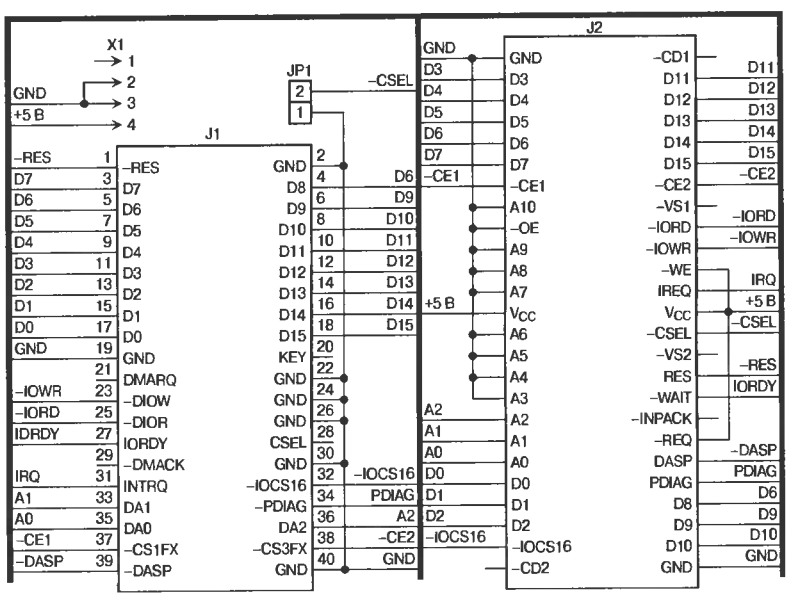


Рис. 5

Разъем для подключения карты флэш-памяти CF можно купить или изготовить из кусочков луженого провода или обрезков выводов электронных элементов необходимого диаметра. Расположение контактов и все размеры карты флэш-памяти CF приведены на рис. 6. На схеме адаптера этот разъем имеет обозначение J2.

Далее шлейф припаивается к купленному или самостоятельно изготовленному разъему карты CF в соответствии со схемой, приведенной на рис. 5. Поскольку карта памяти питается напряжением 5 В, адаптер содержит разъем питания X1 типа TH-4M, который будет подключаться к ответному разъему питания компьютера вместо жесткого диска. Перемычку JP1 необходимо расположить на макетной плате рядом с разъемом CF. Она обеспечивает установку режима работы накопителя. Когда перемычка замкнута, накопитель будет работать в режиме Master, если разомкнута — в режиме Slave.

После изготовления адаптера необходимо проверить правильность соединений с помощью тестера. Теперь можно подключить карту CF с помощью изготовленного адаптера к разъему IDE компьютера вместо жесткого диска и к четырехконтактному разъему питания компьютера. Для того чтобы BIOS компьютера автоматически обнаружил подключенную карту памяти в качестве диска, необходимо установить с помощью меню SETUP компьютера автоматическое определение накопителей.

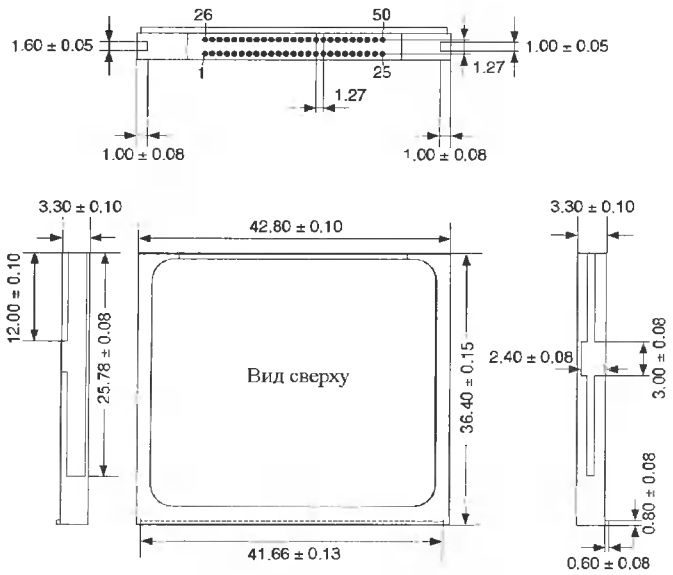


Рис. 6

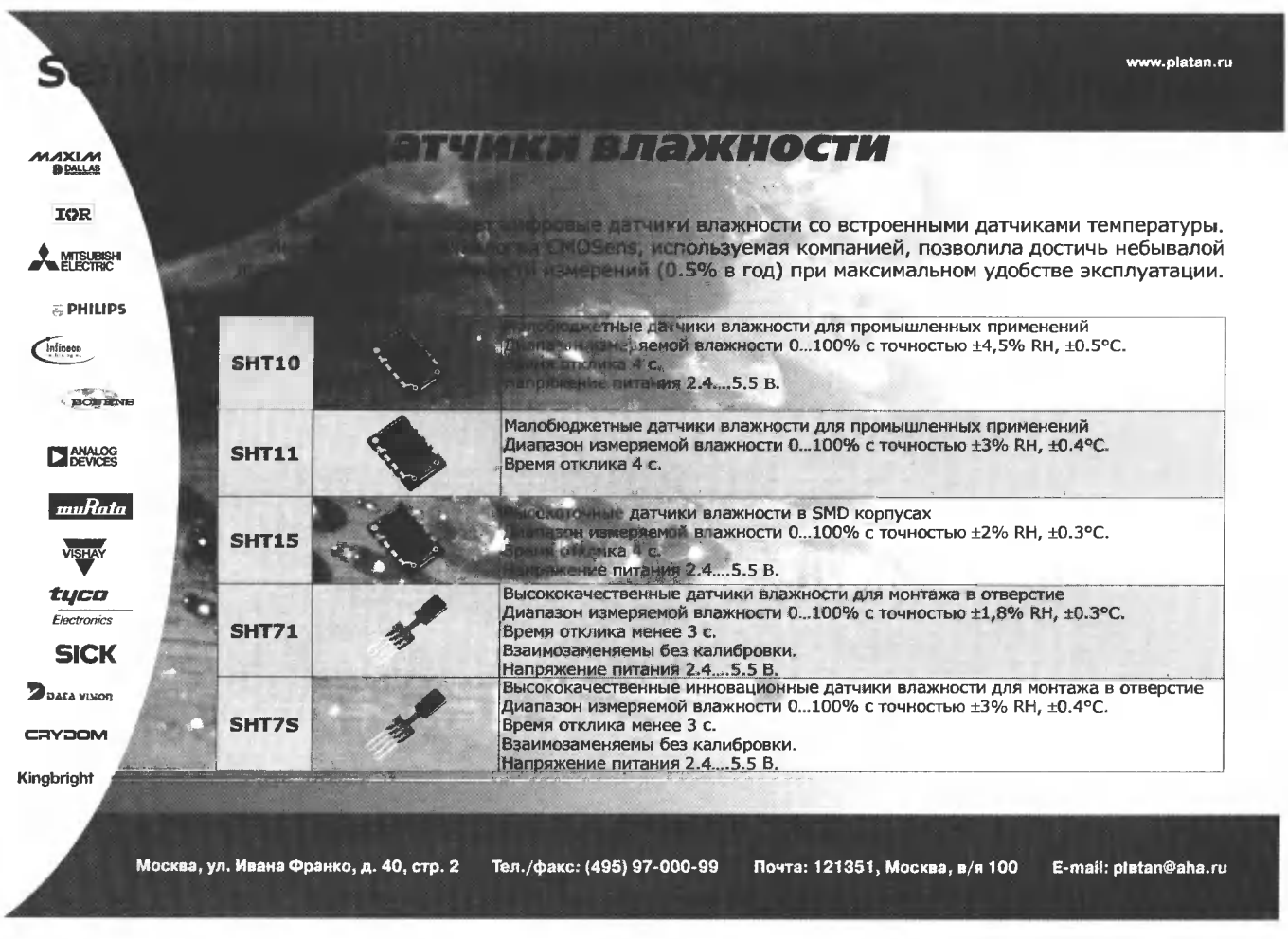
После подключения адаптера с картой флэш-памяти CF и включения компьютера должно произойти автоматическое обнаружение нового накопителя данных в качестве диска. Далее следует выполнить стандартные процедуры разметки диска с помощью программы FDISK, его форматирование и запись на диск операционной системы и других необходимых для работы программ.

Работа пользователя с твердотельным диском не отличается от работы с обычным жестким диском. Компьютер, снабженный таким диском, будет значительно надежнее и выдерживает эксплуатацию в тяжелых условиях эксплуатации: на производстве, испытательных стендах и т.п.

ЛИТЕРАТУРА

1. О. Вальпа. Флэш-диски. – Схемотехника, 2003, №12 с.38—40.

Олег Вальпа
sandh@narod.ru



Переходник USB — COM (RS-232)

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

«Мастер КИТ» предлагает блок BM8050, позволяющий пользователям персональных компьютеров подключить к порту USB устройства, работающие от COM-порта (RS-232C).

Устройство BM8050 позволит пользователям персональных компьютеров подключить к USB-порту устройства, работающие от COM-порта (RS-232C). Блок предлагается в собранном виде.

В современных компьютерах часто установлен только один COM-порт, а в ближайшее время планируется вовсе отказаться от них в пользу USB. Вместе с тем имеется ряд устройств, которые не работают с портом USB. Приобретать новые аналогичные устройства в ряде случаев экономически нецелесообразно, иногда просто невозможно, т. к. данные устройства не выпускаются серийно.

Переходник будет полезен, например, для подключения к персональному компьютеру различных устройств — блока BM8036, набора NM8036 «Мастер КИТ», а так же модемов и программаторов.

Технические характеристики

Напряжение питания, В	5
Ток потребления, мА	12
Размеры, мм	60×30

Поддерживаются операционные системы Windows98, Windows2000, WindowsXP, Linux, возможна работа с другими операционными системами.

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

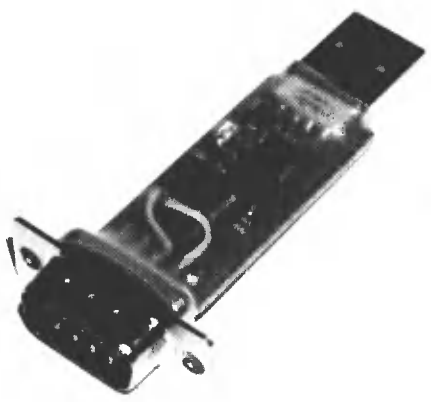


Рис. 1

Центральная часть устройства — микроконтроллер CP2102 производства фирмы SiLabs. В качестве микросхемы драйвера уровней применен преобразователь MAX3243 производства Texas Instruments. Переходник обеспечивает модемные сигналы DSR, DTR, RTS, CTS, RI, DCD, а также основные сигналы RXD и TXD.

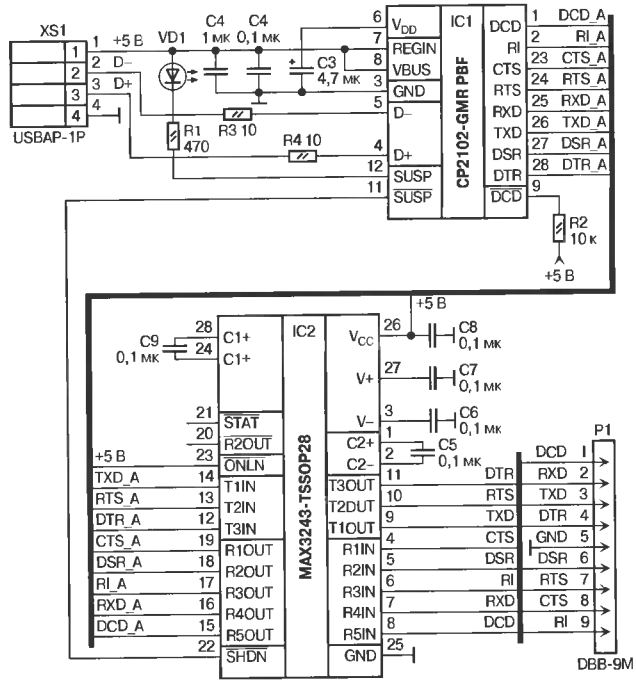


Рис. 2

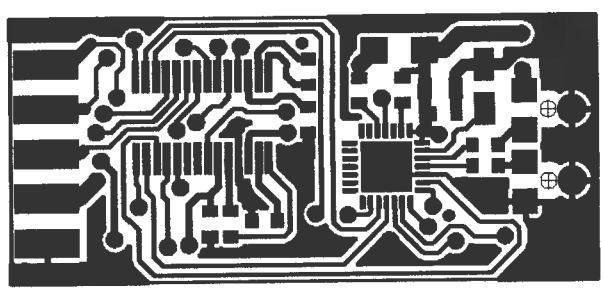


Рис. 3

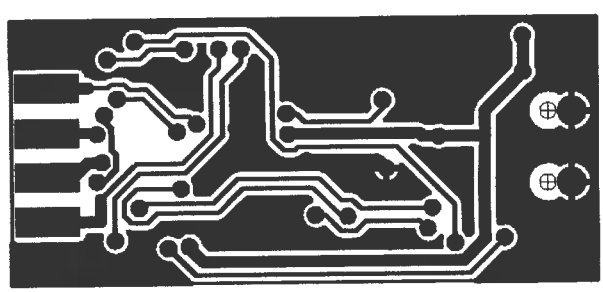


Рис. 4

Конструктивно переходник выполнен на печатной плате из фольгированного с двух сторон стеклотекстолита (рис. 3 и 4). Он защищен от повреждений прозрачной термоусадочной трубкой.

Сначала следует скачать с сайта SiLabs соответствующий вашей операционной системе драйвер для компьютера [1]. Далее запустить скачанный файл, он распакует драйвер в определенную папку. После этого подключить переходник. Операционная система обнаружит его и запросит драйвер, необходимо указать ей место расположения этого драйвера (то место, куда он был распакован). После успешной установки на переходнике должен засветиться светодиод, сигнализирующий готовность устройства к работе.

Александр Квашин,
г. Москва

ЛИТЕРАТУРА:

1. *http://www.silabs.com/tgwWebApp/public/web_content/products/Microcontrollers/USB/en/mcu_vcp.htm.*

Чтобы сэкономить время и избавить вас от рутинной работы по поиску необходимых компонентов и изготовлению печатных плат, «Мастер КИТ» предлагает набор готовый блок BM8050.

Более подробно ознакомиться с ассортиментом нашей продукции можно с помощью «CD-каталога Мастер КИТ-2006» и на сайте www.masterkit.ru, где представлено много полезной информации по электронным наборам и модулям «Мастер КИТ», приведены адреса магазинов, где их можно купить.

На сайте «Мастер КИТ» работает конференция и электронная подписка на рассылку новостей, в разделе «КИТы в журналах» предложены радиотехнические статьи, а также много интересной информации для радиолюбителей и специалистов. Наш ассортимент постоянно расширяется и дополняется новинками, созданными с использованием новейших достижений современной электроники.

Наборы, блоки и модули «Мастер КИТ», а также журналы «Схемотехника» можно купить в магазинах радиодеталей 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!

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 СКТВ

Телевизоры фирмы DAEWOO на шасси WP811N
FM-приемник, особенности и перспективы
Ремонт телевизоров фирм JVC и Aiwa
Пятиламповый радиоприемник "Рекорд"
Селективный двухчастотный металлоискатель "Кощей"
Формирователи образной величины
Ручной малогабаритный электронный тестер M548
Предупреждение перегрева кулеров компьютера
Ремонт стиральных машин Indesit WDS 1040 TX и Ariston AS 1047 CTX
Буферные усилители и практика ремонта, конструирования и модернизации аппаратуры
Виртуальный частотомер
Основы программируемых логических матриц фирмы ALTERA
Микроконтроллеры PIC
Любительская связь и радиоспорт

150 номеров для наших читателей

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

РОССИЯ

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

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

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

Митинский радиорынок. Торговый комплекс, цокольный этаж,
место 56. Тел. моб. 8-903-791-45-78.

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

БЕЛАРУСЬ

Минск. «Радио-дело», e-mail: sales@radiodelo.com. Наборы и журналы наложенным платежом, а/я 202, Минск-5, 220005, Беларусь.
Тел. (017) 259-51-57, моб. тел. для СНГ: +375-297-73-88-01, моб. тел. для Республики Беларусь 8-0297-73-88-01.

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

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

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

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

УКРАИНА

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

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

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

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

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

КАЗАХСТАН

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

Ошибки схемотехники компьютерных блоков питания формата ATX

В статье рассматриваются проблемы компьютерных блоков питания, предлагаются решения по увеличению их надежности и долговечности.

Желание обеспечить надежное и долговечное функционирование персонального компьютера привело к необходимости анализа схемотехники построения компьютеров и их блоков питания. Анализ пяти вышедших у автора из строя компьютеров позволил ускорить данный процесс за счет возможности исследования произошедших аварий и их последствий, приведших в двух случаях к выходу практически всех компонентов компьютеров, а в двух случаях к выходу из строя системных плат с процессорами.

Данный анализ позволил автору сделать вывод, что большинство компьютеров с блоками питания формата ATX представляют собой «портативный крематорий», который через 1,5...2 года может сгореть в буквальном смысле слова. И эта потенциальная возможность заложена конструкторами в схемотехнику блоков питания формата ATX.

На рис. 1 представлена обобщенная схема, выполненная на основании анализа блоков питания Power Man мощностью 300 Вт, JNC LC235-ATX и AFD-235W — 235 Вт.

Входное напряжение с сетевого разъема XW1 через выключатель SW1 поступает на сетевой выпрямитель на диодах VD1—VD4. При включении блока через диодный мост протекает ток зарядки конденсаторов C4, C5. Зарядный ток в импульсе длительностью до 10 мс достигает величины до 300 А. Выпрямительные сетевые диоды явно не предназначены для периодического воздействия таких ударных токов, в результате чего выходят из строя. Сетевой предохранитель спасает компьютер от катастрофических последствий, однако существует другой способ защиты — установка токоограничивающего резистора $R_Д1$ и сетевого фильтра $C_Д1 LF_Д1 C_Д2$. Сетевой фильтр, кроме подавления помех, обеспечивает уменьшение скорости нарастания тока диодов в сетевом выпрямителе, чем предотвращает развитие эффекта «шнурования тока» в этих диодах. Все дополнительно устанавливаемые элементы показаны штриховыми линиями и обозначены индексом «д» в обозначении элемента. Схемотехнически неграмотной считается установка элементов к сетевым выводам до плавкого предохранителя. В частности, при пробое конденсатора C1 можно полагаться лишь на сетевой автоматический выключатель, ток срабатывания которого может составлять 100 А в помещениях предприятий. В связи с данным обстоятельством конденсатор C1 и резистор R1 следует перенести на место $C_Д1$ и $R_Д1$ после предохранителя FU1. Для улучшения условий работы инвертора на транзисторах VT1, VT2 транзисторы следует шунтировать диодами $VD_Д1$, $VD_Д2$, а оксидные конденсаторы с заметными сопротивлением и индуктивностью C4, C5 — пленочными $C_Д3$, $C_Д4$.

Основной же схемотехнической ошибкой является недоработка блока дежурного режима. Этот блок построен по схеме блокинг-генератора на транзисторе VT3 и трансформаторе T3. Отрицательная обратная связь, обеспечивающая поддержание на вторичной обмотке заданных напряжений, осуществляется сигналом отрицательной обратной связи, поступающим на базу этого транзистора с выпрямителя на диоде VD7 и конденсаторе C9. Для обеспечения быстродействия петли обратной связи емкость конденсатора выбирается относительно небольшой — 4,7...22 мкФ. Через 1,5...2 года из-за повышенной температуры внутри блока питания оксидный конденсатор теряет свою емкость и

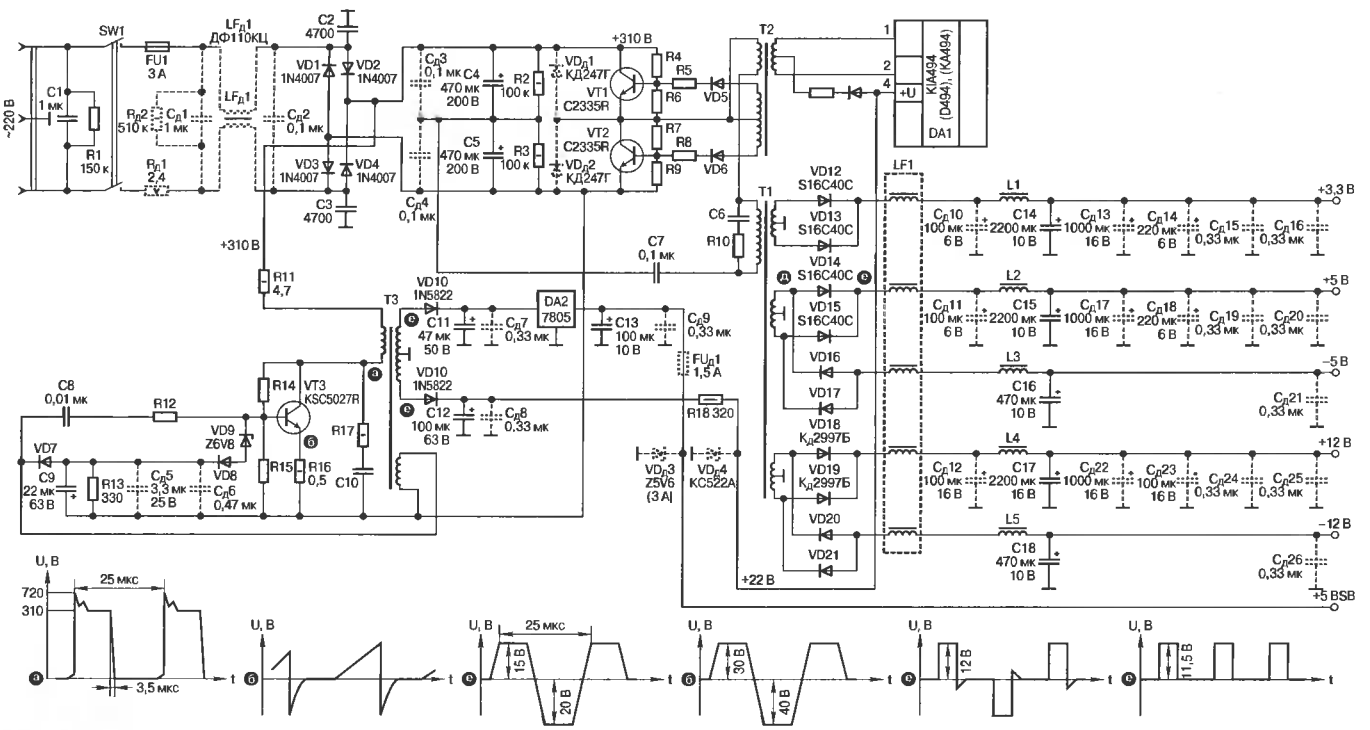


Рис. 1

напряжения на вторичных обмотках сильно повышаются. От выпрямителей на диодах VD10, VD11 питаются микросхема DA1 регулятора основного блока питания и через стабилизатор DA2 микросхемы дежурного режима системной платы. Микросхема DA1 из-за повышенного напряжения на выводе 4 часто выходит из строя, но перед этим она подает повышенное напряжение на процессор, жесткий диск и другие устройства. Это приводит к полному выходу из строя компьютера. Для предотвращения данных тяжелых аварий можно использовать следующие меры защиты. Параллельно конденсатору C9 устанавливают два конденсатора — оксидно-полупроводниковый $C_д5$ типа К53-19 емкостью 3,3 мкФ и пленочный $C_д6$ емкостью 0,47 мкФ. Диод Шоттки VD10 1N5822 заменяют на КД247Б, устанавливают стабилитроны КС522А и Z5V6 с током 2...3 А, а также керамические конденсаторы фильтра $C_д7$, $C_д8$, $C_д9$. Керамические конденсаторы SMD припаивают к контактным площадкам с обратной стороны платы между выводами соответствующих оксидных. В переделанных таким образом ATX блоках питания выходов из строя блоков питания дежурного режима больше не наблюдалось.

Еще одним существенным недостатком блоков питания являются выходы из строя (нередко с взрывами) оксидных конденсаторов фильтров и выпрямительных диодов во вторичных цепях. Анализ конструкций упомянутых блоков показал, что во всех изделиях, кроме Power Man, в цепи выпрямителя +12 В стоят диоды FR302 с рабочим током 2 А и отсутствуют дроссели L1—L5, в то время как на этикетке указан выходной ток 8 А по этой цепи. Исследование осциллограмм показало наличие явно импульсного характера тока, потребляемого компьютером от выпрямителя (точки д, е на рис. 1) и большие импульсные токи конденсаторов при высокой частоте, к чему оксидные конденсаторы не вполне пригодны. При активном сопротивлении потерь около 0,02 Ом и реактивных токах 10 А в каждом конденсаторе выделяется мощность 2 Вт, которая приводит к его значительному нагреву, преждевременному высыханию электролита или разрыву корпуса. Измерения емкости алюминиевых конденсаторов после 2...3 лет их работы в таких режимах показали остаточную емкость 20...25 % от указанного на конденсаторе.

Исходя из проведенного анализа рекомендуется вторичные выпрямители дорабатывать путем замены диодов FR302 на диоды КД2997Б или КД213А (VD18, VD19 на рис. 1) и устанавливать дополнительные конденсаторы фильтров. Следует установить на платы дроссели L1—L5 на предназначенные для них места (обычно стоят перемычки). Их можно намотать на ферритовых стержнях диаметром 5 мм проводом диаметром 0,5...1,5 мм (в зависимости от величины протекающего тока). С обратной стороны платы к контактным площадкам следует припаять керамические SMD конденсаторы $C_д15$, $C_д16$, $C_д19$—$C_д21$, $C_д24$—$C_д26$ емкостью 0,33 мкФ. Конденсаторы C14, C15, C17 2200 мкФ заменяют (при наличии места) двумя конденсаторами 1000 мкФ, а также устанавливаются оксидно-полупроводниковые конденсаторы $C_д10$—$C_д12$, $C_д14$, $C_д18$, $C_д23$ К53-19 или К53-33. Применение оксидно-полупроводниковых конденсаторов и П-образных выходных фильтров вместо Г-образных значительно облегчает режимы работы выпрямительных диодов и оксидных алюминиевых конденсаторов, а также снижает пульсации выходных напряжений.

Еще одним фактором, влияющим на надежность работы блока питания, является вентилятор, обеспечивающий охлаждение элементов. Практически во всех вентиляторах используются подшипники скольжения, в них использованы стальной вал и латунная втулка. Замена бронзовой втулки на латунную приводит к очень быстрому износу подшипникового узла и заклиниванию вентилятора. Единственным реальным выходом из этой ситуации является регулярная смазка подшипника вентилятора машинным маслом при помощи шприца. Можно, кроме того, разработать устройство контроля температуры радиатора (на котором установлены диоды выходных выпрямителей), обеспечивающего подачу сигнала на отключение блока питания при превышении температуры выше допустимой.

Владимир Жук,
г. Минск, Белоруссия

Малогабаритный маломощный сетевой блок питания с квазисенсорным управлением

В статье описывается простой источник питания, предназначенный для использования в устройствах с низким электропотреблением, в том числе собранных на базе микроконтроллеров. Отличительной особенностью блока питания является управление состояниями «включено/выключено», которое осуществляется с помощью малогабаритной кнопки. Индикация дежурного и рабочего режимов выполнена с помощью двухстороннего светодиода красного и зеленого цветов свечения.

Источник питания выдает нестабилизированное постоянное напряжение 8 В при нагрузке 50 мА, которого достаточно для питания маломощных стабилизаторов, например, серии 78L05. Принцип работы устройства поясняет принципиальная схема, приведенная на рис. 1.

Устройство управления блоком питания собрано на микросхеме CD4013, которая содержит два D-триггера. На элементе DD1.1 собран одновибратор. При замыкании контактов кнопки SB1 на вывод S D-триггера поступает лог. 1, что приводит к формированию на выходе Q положительного импульса длительностью около 2 с. Длительность импульса задается цепью R2C1. Отличительная особенность данного типа одновибратора заключается в том, что микросхема не может начать формирование нового импульса, пока не окончилось формирование предыдущего. Это позволяет при сравнительно больших длительностях генерируемых импульсов отказаться от цепей подавления дребезга контактов кнопки SB1.

Импульс с выхода Q элемента DD1.1 изменяет состояние выходов

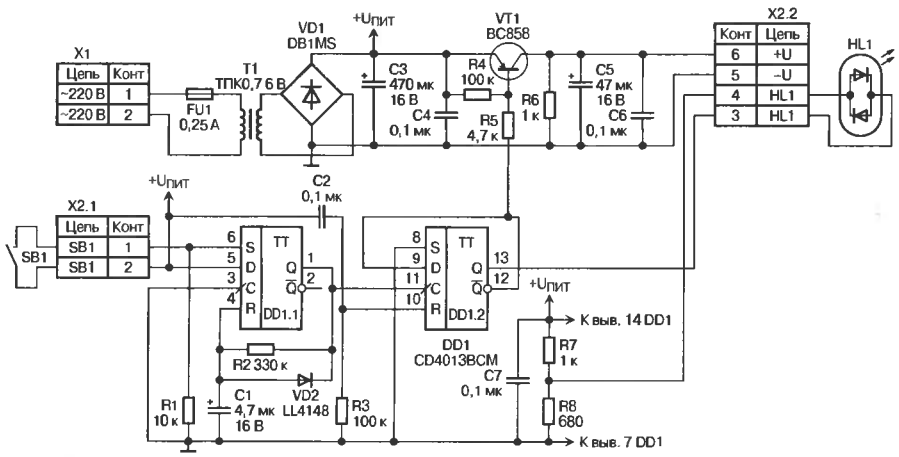


Рис. 1

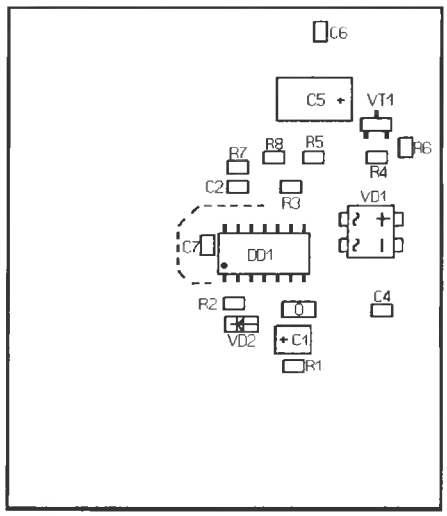


Рис. 3

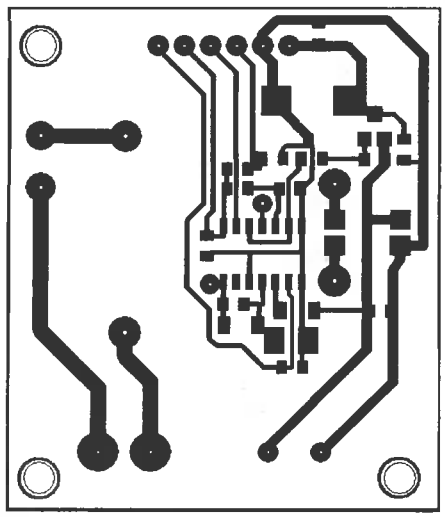


Рис. 2

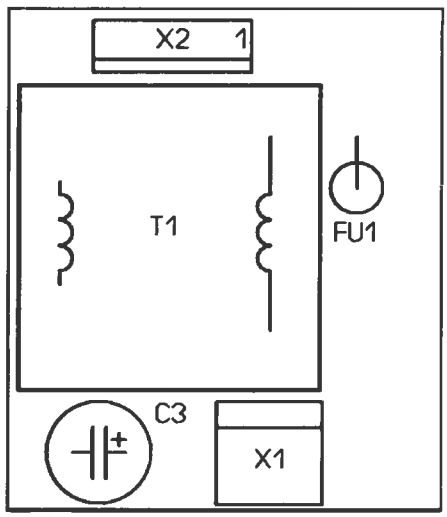


Рис. 4

делителя импульсов, собранного на базе элемента DD2 на противоположное. Для начального сброса элемента DD2 в исходное состояние служит цепочка C2R3, формирующая короткий положительный импульс при включении питания. Инверсный выход элемента DD2 непосредственно управляет ключом, собранным на транзисторе VT1, который и осуществляет подачу питания на нагрузку блока питания. Прямой выход элемента DD2 задействован для обеспечения индикации состояния устройства с помощью двухстороннего светодиода.

Трансформатор T1 понижает сетевое напряжение до необходимого уровня, конденсаторы C3—C7 являются фильтрующими. Резистор R6 используется в качестве нагрузки. Предохранитель FU1 является защитой от короткого замыкания.

Источник питания собран на печатной плате размерами 42×50 мм из односторонне фольгированного стеклотекстолита толщиной 1,5 мм (рис. 2).

Печатная плата рассчитана на установку резисторов и керамических конденсаторов типоразмера 0805. Конденсатор C3 — оксидный, любого типа, подходящий по габаритам. Типоразмер конденсаторов C1 и C5 — B и D соответственно. Особое внимание следует уделить расположению выводов диодного моста VD1, так как данные малогабаритные выпрямители могут иметь зеркальное положение положительного и отрицательного выводов. При необходимости рисунок печатных проводников нужно будет подкорректировать.

В оригинале устройства использован унифицированный трансформатор ТПК 0,7 с выходным номинальным напряжением 6 В. При использовании другого трансформатора рисунок печатных проводников также нужно корректировать.

Предохранитель FU1 — миниатюрный ВП-4. В качестве кнопки SB1 допустимо использовать любую малогабаритную кнопку без фиксации.

Внешний светодиод HL1 можно использовать любой двухсторонний с прямым током не более 5 мА, т. к. нагрузочная способность микросхемы ограничена. Светодиод желательно распаять так, чтобы в дежурном режиме его свечение было красным, а в рабочем режиме — зеленым.

Расположение элементов на обеих сторонах печатной платы показано на рис. 3 и 4.

При пайке бескорпусных элементов необходимо дополнительно распаять проволочную перемычку, показанную штриховой линией, и установить SMD перемычку типоразмера 1206.

Блок питания можно реализовать и на обычных элементах для объемного монтажа. В этом случае допустимо применять любые резисторы мощностью не менее 0,125 Вт. Керамические конденсаторы — любого типа, оксидные — К50-35, К50-38 или аналогичные импортные. Диод можно использовать любой кремниевый, например, серий КД521, КД522 и т. п. К диодному мосту не предъявляется особых требований, главное, чтобы его прямой ток был не менее 100 мА. Транзистор VT1 можно использовать любой маломощный с током коллектора от 100 мА. Отечественный аналог микросхемы в DIP корпусе — К561ТМ2.

Правильно собранный из исправных деталей блок питания не требует налаживания.

Леонид Морохин,
г. Черноголовка Московской обл.

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, e-mail: 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.

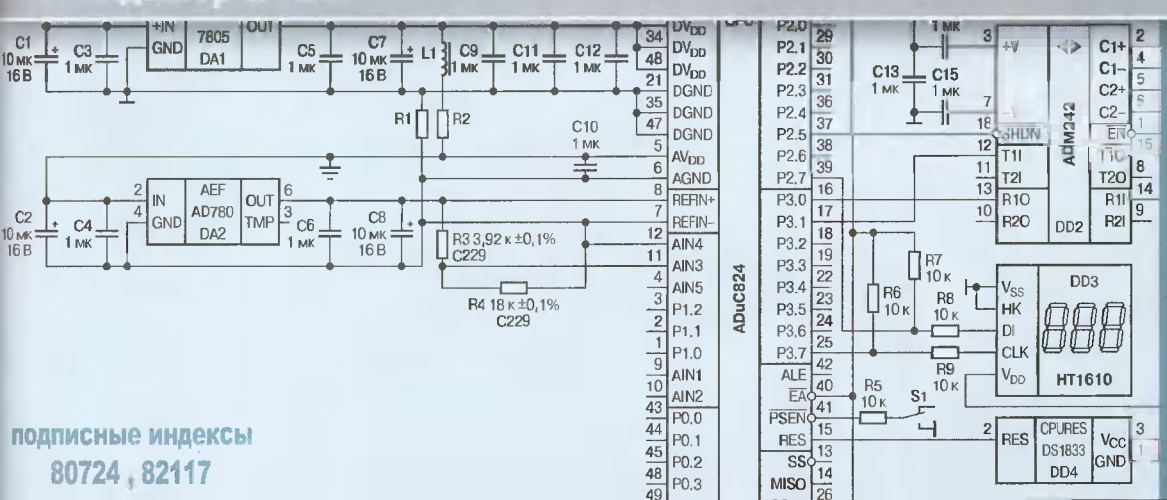
Пример заполнения банковского извещения для подписки на издания ИД "СКИМЕН":

<table>
<tr><td rowspan="4">Извещение</td><td colspan="2">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)</td></tr>
<tr><td>Назначение платежа</td><td>Сумма</td></tr>
<tr><td></td><td></td></tr>
<tr><td>Кассир</td><td>Подпись “____” _____2006 г.</td></tr>
<tr><td rowspan="4">Квитанция</td><td colspan="2">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)</td></tr>
<tr><td>Назначение платежа</td><td>Сумма</td></tr>
<tr><td></td><td></td></tr>
<tr><td>Кассир</td><td>Подпись “____” _____2006 г.</td></tr>
</table>

СХЕМОТЕХНИКА

№11
ноябрь
2006

Микросхемы для активных корректоров коэффициента мощности
Работа с микроконтроллерами Atmel
Вольтметр постоянного тока на AduC82
Переходник USB — COM (RS-232)
Адаптер CF-IDE



подписные индексы
80724 , 82117

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ