



ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

41733

ЦИФРОВАЯ ТЕХНИКА

Главный редактор:

Сергей Бирюков

Редакционная коллегия:

Павел Асташкевич
Александр Фрунзе
Виктор Иовчик
Юлия Герасимова

Дизайн и верстка:

Ирина Галкина
Ирина Чикина

Отдел распространения:

(095) 285-1775
e-mail: sales@dian.ru
Марина Трофимова
Юрий Царев
Сергей Лукин

Отдел рекламы:

Юлия Суханова

Адрес редакции:

Москва, ул. Бутырская, д. 41/47
«ИД Скимен»
тел./факс: (095) 285-1775
Адрес для писем:
121351, Москва,
ул. Ивана Франко, д. 40, стр. 2
www.dian.ru
e-mail: editor@dian.ru

Издатель и учредитель
ООО «ИД Скимен»

Отпечатано в ГУП «Чеховский
полиграфический комбинат»

Тираж 5 250 экз.
Заказ № 2946

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

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

Цена свободная

Содержание

Источники питания

- Б. Гуденко, С. Зайцев, И. Нургалеев, Е. Плисс.** Источник питания для проверки бытовых однофазных электросчетчиков **2**
- С. Бирюков.** Нестандартные варианты включения микросхем TOPSwitch и TinySwitch **4**
- Д. Онышко, А. Журченко.** Зарядные устройства на КМОП элементах с тремя состояниями **7**
- О. Николайчук.** Подсистема аккумуляторного питания для микроконтроллеров фирмы Cugpal **10**

Автоэлектроника

- Н. Заец.** Автомобильный линейно-цифровой тахометр **14**

Измерительная техника

- О. Федоров.** Применение микросхем АЦП семейства ICL71х6 при низких напряжениях питания **18**

Основы схемотехники

- О. Петраков.** Анализ шумов в устройствах с операционными усилителями **24**
- Г. Волович.** Быстродействующие цифро-аналоговые преобразователи высокого разрешения **26**

Просто и доступно

- М. Потапчук.** Программирование AVR-микроконтроллеров без программатора **30**
- Г. Кардашев.** Компьютерное схемотехническое моделирование электронных устройств **31**

Электроника в быту

- А. Бутов.** Вызывное устройство для телефонного аппарата **34**
- М. Майоров.** Сигнализация дляхозпостроек **36**
- А. Брякин.** Универсальное устройство управления на ИК-лучах **37**

Цифровая техника

- В. Зотов.** CoolRunner-II — новое поколение высокопроизводительных ПЛИС CPLD фирмы Xilinx с микроощным потреблением **41**
- О. Вальпа.** Устройства USB. Адаптер сети Ethernet **46**

Мастер КИТ

- Г. Ганичев.** Новые наборы Мастер КИТ для персонального компьютера **50**

Справочный листок

- О. Николайчук.** Приборы iButton **53**

Обмен опытом. Г. Петин. Изготовление печатных плат с помощью лазерного принтера (с. 13). М. Крюков. Восстановление блока электронного зажигания Bosch. (с. 13). **Новые книги.** Цифровая электроника на персональном компьютере. Electronics Workbench и Micro-Cap. (с. 17). Вниманию читателей (с. 29, 30). Адреса магазинов, в которых можно приобрести продукцию Мастер КИТ (с. 55). Наш анонс (с. 55). Подписка-2003 (с. 56).

Источник питания для проверки бытовых однофазных электросчетчиков

В публикуемой ниже статье описывается источник сигнала на основе интегрального УМЗЧ для проверки и регулировки электросчетчика. Источник имитирует сеть и нагрузку индуктивного и емкостного характера однофазного счетчика электрической энергии.

При проверке и регулировке современных электросчетчиков (в данной статье речь идет только о счетчиках с трансформатором тока, индукционные и электросчетчики с шунтом не рассматриваются) из соображений электробезопасности и экономии потребляемой электроэнергии для питания используют два развязывающих трансформатора. Первый трансформатор с коэффициентом трансформации 1:1 служит для питания счетчика, а второй, низковольтный — для питания цепи измерения тока через мощные балластные резисторы. При необходимости имитировать индуктивную или емкостную нагрузку приходится использовать дополнительные трансформаторы тока с отводами и подключать их к промышленной трехфазной сети 380 В. При этом фазировка сети на всех рабочих местах должна быть правильной (А, В, С), что уже само по себе часто является проблемой. Во-вторых, «сбивать фазу» на первичных обмотках трансформаторов не представляет труда только при небольших токах и строго фиксированных углах сдвига фазы тока. Для проверки работоспособности счетчика при пониженном или повышенном напряжении питания приходится применять повышающие трансформаторы с отводами, мощные резистивные делители или ЛАТРы.

Предлагаемое решение основано на отказе от сети 220 В как от источника сигнала частотой 50 Гц и замене ее независимым генератором. Источник питания состоит из кварцевого генератора, делителя частоты, полосового фильтра для получения из меандра синусоидального сигнала, схемы фазовращателей и двух усилителей мощности. При таком подходе источник питания свободен от указанных выше недостатков. Частота,

фаза, напряжение и ток не зависят от сети 220 В, отпадает необходимость в использовании трехфазной сети 380 В. Для изменения значений напряжения и тока не нужны мощные резисторы. Фаза тока может изменяться относительно напряжения плавно в широких пределах. Устройство допускает короткое замыкание в цепи высокого напряжения и обрыв в цепи тока.

Параметры источника питания: частота — $49,7 \pm 0,1$ Гц, коэффициент гармоник в канале тока при токе 5 А и канале напряжения при токе нагрузки 10 мА и напряжении 220 В — не более 3 %, выходное напряжение при токе потребления 50 мА изменяется от 60 до 250 В, выходной ток — от 250 мА до 20 А, фаза тока изменяется от 0 до ± 90 град. Рассмотрим работу источника питания подробно.

Задающий генератор. Принципиальная схема задающего генератора приведена на рис. 1. Блок состоит из кварцевого генератора на 915 кГц, делителя на DD2—DD5, полосового фильтра на 50 Гц на DD6. Работа фильтра и его расчет подробно описаны в [1]. Синусоидальный сигнал с выхода платы частотой 49,7 Гц поступает на схему предусилителя и фазовращателей. Особенных требований к монтажу и элементам здесь нет, поэтому рисунок печатной платы не приводится. Микросхему K561ЛН2 можно заменить аналогичной из серии KP1564. Конденсаторы фильтра C9 и C10 — K71-5 с допуском 2 % для обеспечения стабильности параметров. Резисторы R7—R9 — C2-36 с таким же допуском, R10 — многооборотный СП5-2. Остальные элементы любых типов.

При настройке генератора и делителя при помощи осциллографа и частотомера необходимо убедиться в наличии импульсов с частотой следования 49,7 Гц. Для настройки фильтра следу-

ет отсоединить конденсатор C8 от вывода 11 DD5 и подать на вход фильтра сигнал от генератора частотой 49,7 Гц амплитудой 2 В. Резистором R10 добиваться максимального сигнала на выходе фильтра. Затем снова соединить конденсатор C8 и при работе от ТТЛ сигнала выход фильтра подключить к измерителю коэффициента гармоник, например, С6-11. Если измеренное значение больше чем 0,5 %, необходимо увеличить сопротивление резистора R6 и повторить настройку фильтра. Если и это не поможет, нужно собрать на оставшихся свободных инверторах еще один такой же фильтр и включить его последовательно с первым, а затем пропорционально компенсировать ослабление сигнала увеличением усиления в последующих каскадах.

Предусилитель и фазовращатели. Операционный усилитель DA1.1 (рис. 2) согласовывает уровни при переходе от однополярного к двуполярному питанию и усиливает сигнал. ОУ DA2.3 и DA2.4 сдвигают фазу сигнала канала тока вперед (емкостная нагрузка), а DA3.3 и DA3.4 — назад (индуктивная нагрузка). Переключателем S1 «Фаза» выбирается фиксированный сдвиг фазы тока относительно напряжения. С выхода узла усиленный до необходимых значений и расщепленный на два (канал тока и канал напряжения) сигнал подается на платы усилителей мощности.

Некоторый переизбыток ОУ на микросхемах KP1401УД2 объясняется необходимостью разделить фазовращатели на различные корпуса [2] для исключения взаимного влияния. Их можно заменить на KP1040УД1. Конденсаторы C2 и C3 также типа K71-5 с допуском 2 % для обеспечения точности и стабильности сдвига фазы. Резисторы R10, R11, R13, R14 — C2-36 с допуском 1 %, причем сопротивление резисторов может быть и отличным от указанных на схеме, главное, чтобы они были одинаковыми. Все переменные резисторы — многооборотные, СП5-2. Остальные элементы — любые. Переключатель S1, например, типа П2Г-3-3ПЗН.

Настройка блока заключается в балансировке ОУ DA1.1 резистором R2 при работе в паре с задающим генератором (рис. 1). Затем необходимо уравнять сигналы на движках резисторов R9

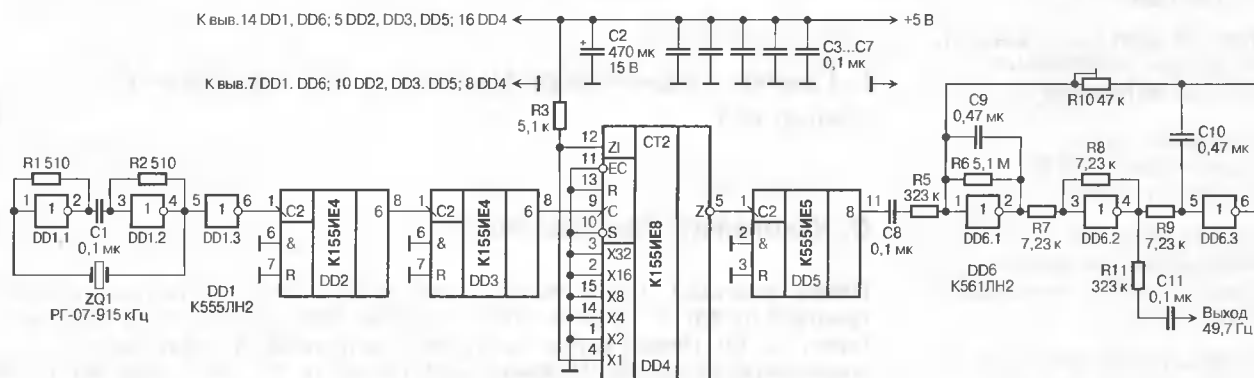


Рис. 1

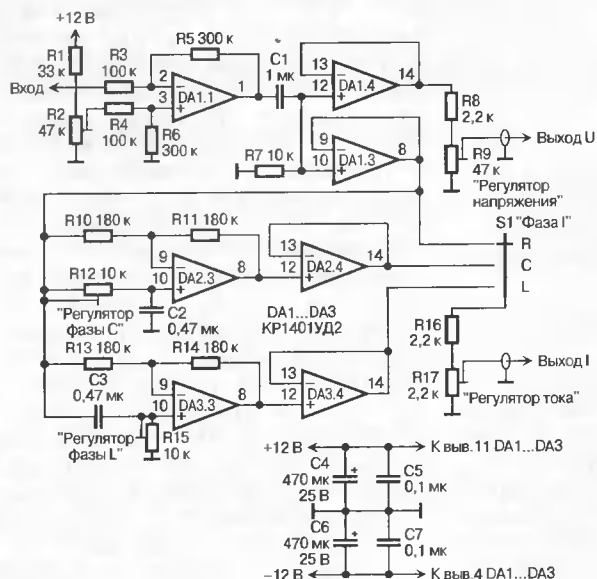


Рис. 2

и R17. Для предварительной установки сдвига фаз запустить осциллограф сигналом "Выход U", а на вход подать сигнал "Выход I". В положении R переключателя S1 резистором R12 добиться опережения фазы тока относительно фазы в положении R переключателя S1 приблизительно на 40...60 градусов. В положении L получить аналогичное отставание фазы резистором R15.

Усилители мощности. Путем экспериментальной проверки работы микросхем УМЗЧ различных типов на активно-индуктивную нагрузку с активной составляющей около 2 Ом (большее сопротивление обеспечить сложно) была выбрана микросхема TDA2052 как наиболее надежно работающая в таком нетипичном применении.

Схема включения (рис. 3) стандартная [3]. Усилители идентичные, собраны на печатных платах (рис. 4, вид со стороны монтажа), которые на уголках вместе с микросхемой устанавливаются на игольчатые радиаторы размером 100×100 мм. Радиаторы принудительно охлаждаются вентилятором ВН-2. Блок питания усилителя должен обеспечивать стабилизированное напряжение ± 25 В и ток 2 А. Защита от перегрузки обязательна. Отметим, что напряжения питания ± 5 В и ± 12 В также должны быть стабилизированы. Трансформаторы нагрузки ТН1 и ТТ1 изготовлены на сердечниках ШЛ 20×40. Первичные обмотки одинаковые, содержат по 180 витков провода ПЭЛ 0,86. Вторичная обмотка трансформатора напряжения ТН1 — 4200 витков ПЭЛ 0,36, вторичная обмотка трансформатора тока ТТ1 намотана проводом ПЭЛ 2,26 и содержит 36 витков. При подключении необходимо соблюдать фазировку. Требования к монтажу усилителей и всего устройства такие же, как и при изготовлении обычного усилителя ЗЧ.

Настройка всего устройства в сборе. Присоединить резистор нагрузки мощностью 10 Вт и сопротивлением 5,1 кОм к выходу трансформатора ТН1 и вращая движок резистора R9 (рис. 2)

получить на нагрузочном резисторе напряжение 220 В. Резистором R17 получить напряжение без нагрузки на выходе трансформатора ТТ1 напряжение около 2 В.

Точная проверка установки углов сдвига фаз производится при помощи измерителя разности фаз, например — Ф2-16. На вход 1 через штатный делитель 1:100 подать сигнал с канала напряжения, на вход 2 — канала тока. Резисторами R12 и R15 (рис. 2) настроить сдвиг фаз на необходимые углы (обычно счетчики проверяют при $\cos\phi = 0,5$ и $\cos\phi = 0,8$, это, как известно, +60 и -37 градусов). Если в положении R переключателя S1 (нулевой сдвиг фаз, активная нагрузка, $\cos\phi = 1$) наблюдается паразитный набег более шести градусов, то между выводом 14 DA1 и резистором R8 (рис. 2) необходимо включить еще один компенсирующий фазовращатель, аналогичный собранным на DA2 или DA3, в зависимости от знака набег фазы.

Для настройки токового выхода необходимо подключить к выходу ТТ1 образцовый амперметр на ток не менее 50 А или измерительный трансформатор тока с амперметром. Соединения выполнять многожильными проводами сечением не менее 2 мм. Резистором R17 установить необходимый ток (обычно используют значения из следующего ряда: 250 мА, 1 А, 2,5 А, 5 и 20 А). Точнее эту операцию можно провести с помощью образцового электросчетчика и частотомера. Измерив частоту импульсов с контрольного выхода телеметрии счетчика при заданном напряжении и нулевом сдвиге фаз по известному передаточному числу А (имп/Вт·час) определим ток. Например, для счетчика СЭБ-2 выражение для тока следующее: $I_{уст.}(A) = f(Гц) \times 3600 / (A \times U_{сч.}(B) \times \cos\phi)$, где постоянная счетчика в режиме поверки $A = 64$ имп/Вт·час, $\cos\phi = 1$, $U_{сч.} = 220$ В. Частотомер подключают к

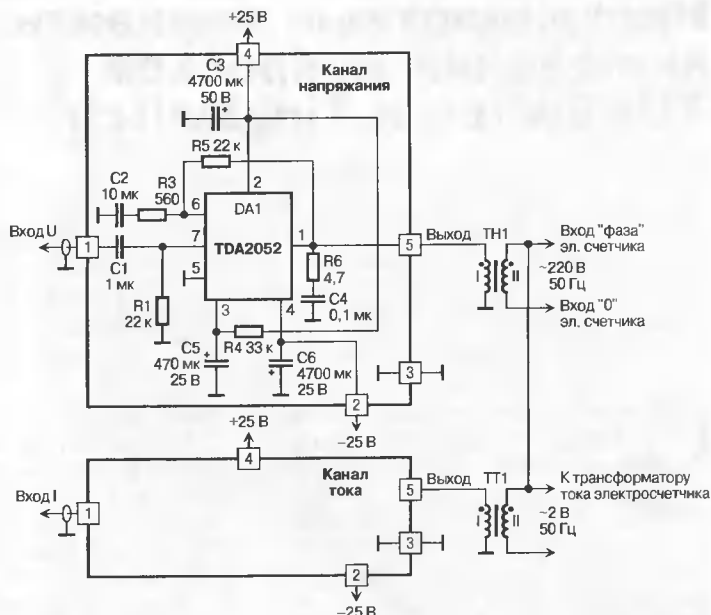


Рис. 3

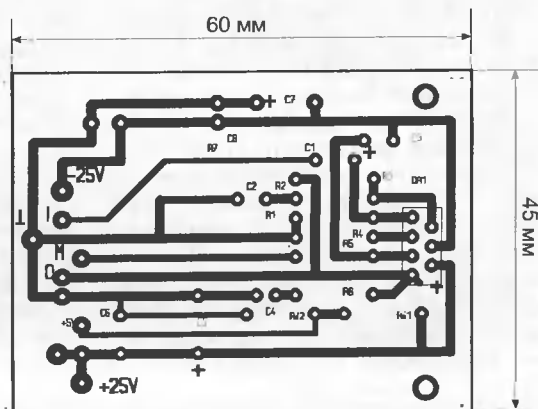


Рис. 4

контактам 5 и 6 счетчика, режим поверки включается подачей напряжения +12 В на контакты 7(+) и 8(-), общий провод (фаза) выхода каналов тока и напряжения (верхний по схеме на рис. 3) подключить к соединенным контактам 1 и 2, второй выход канала тока к контакту 3, выход канала напряжения — к контакту 4 [4]. При проверке электросчетчика решаем обратную задачу — по известным току и напряжению получаем нужную частоту.

Внимание! В устройстве присутствуют опасные для жизни напряжения, поэтому при работе требуется соблюдение соответствующих мер безопасности.

Борис Гуденко, Сергей Зайцева,
Ильдус Нургалеев, Евгений Плисс,
ifn@rol.ru

Литература

1. Д. Онышко. Полосовой фильтр на КМОП инверторах. — Радио, 2001, № 7, с. 59.
2. А. Дж. Рейтон, В. Волш. Аналоговая электроника на операционных усилителях. — М: Бином, 1994, с. 136.
3. Минисправочник. — Радиолюбитель, 2002, № 4, с. 33.
4. Руководство по эксплуатации счетчика ватт-часов активной энергии переменного тока СЭБ-2. — ФГУП «Нижегородский завод им. М. В. Фрунзе», 2003.

Нестандартные варианты включения микросхем TOPSwitch и TinySwitch

В нашем журнале опубликовано описание очень удобных для построения импульсных источников питания микросхем фирмы Power Integrations и стандартные варианты их включения [1—4]. Если мощность, требуемая от источника, относительно невелика или не требуется гальванической развязки выхода от сети, схемы преобразователей можно существенно упростить. Несколько схем таких упрощенных вариантов описано в данной статье.

Схема простого источника питания с выходной мощностью 100 мВт и гальванической развязкой от сети приведена на рис. 1. Диоды VD1, VD2 и конденсатор C1 образуют входной однополупериодный выпрямитель. Обратноходовый преобразователь собран на микросхеме U1 TOP221P серии TOPSwitch-II [1]. Особенностью преобразователя является исключение цепи питания микросхемы по входу С и отсутствие обратной связи, обеспечивающей стабилизацию выходного напряжения.

Работает преобразователь так. При подаче напряжения сети конденсатор C2 заряжается через внутренний стабилизатор тока микросхемы до напряжения ее автозапуска [1], микросхема запускается, обрабатывает 8...9 циклов и, не получив подтверждения по входу С о замыкании цепи обратной связи, останавливается. Через некоторое время микросхема запускается вновь и этот процесс повторяется.

При емкости конденсатора C2 0,1 мкФ период автозапуска составляет около 1,2 мс. Напряжение, до которого заряжается конденсатор C4 — 7,5...8 В, напряжение пульсаций на нем с указанным выше периодом — примерно 0,24 В. Цепь R3VR2 образует обычный параметрический стабилизатор выходного напряжения. Резистор R3 рассчитан так, чтобы при нагрузке 20 мА через стабилитрон VR2 протекал ток не менее 10 мА.

Защитный диод VR1 служит для ограничения выбросов на индуктивности

Резисторы R1, R2, конденсаторы C1, C3 обеспечивают фильтрацию электромагнитных помех, излучаемых преобразователем в питающую сеть, R1, R2 и C1 также защищают остальные элементы устройства от выбросов напряжения сети. Свообразным экраном между первичной и вторичной обмотками является обмотка 3-4, служащая для снижения помех преобразователя, проникающих во вторичную цепь.

Трансформатор T1 преобразователя намотан на сердечнике TDK PC40E12.5-Z [5] с зазором, обеспечивающим значение коэффициента индуктивности A_L , равного 0,208 мкГн. Первичная обмотка 1-2 содержит 82 витка провода диаметром 0,13 мм, вторичная 5-8 — 5 витков провода 0,25 мм, экранирующая 3-4 — 10 витков того же провода. Порядок намотки — первичная, экранирующая, вторичная. Индуктивность первичной обмотки составляет 1,4 мГн, индуктивность рассеяния — 70 мкГн.

Преобразователь собран на печатной плате размерами 30,5×55,8 мм.

При самостоятельном расчете аналогичного преобразователя следует обеспечить прерывистый магнитный поток сердечника трансформатора, ток через микросхему должен достигать ее тока ограничения в каждом такте работы. Номиналы резисторов R1 и R2 выбираются так, чтобы напряжение на конденсаторе C1 было не менее 70 В при минимальном напряжении сети.

Если не требуется гальванической развязки, преобразователи напряжения можно строить по схеме понижающего импульсного стабилизатора напряжения. Схема первого варианта стабилизатора мощностью 1,2 Вт на микросхеме серии TinySwitch-II, содержащего всего 12 компонентов, приведена на рис. 2.

Сетевой выпрямитель собран на элементах VD1, C1 и C2. Он обеспечивает высокое напряжение на входе понижающего стабилизатора. Невозгораемый резистор R1 играет роль ограничителя и предохранителя, что снижает стоимость устройства. Этот резистор также снижает уровень помех, проникающих в сеть. Поскольку микросхема U1 обеспечивает качание частоты преобразования, для обеспечения малого уровня излучения помех достаточно этого резистора, конденсаторов C1 и C2 и дросселя L1.

Стабилизатор собран по классической схеме, в которой роль ключа исполняет микросхема U1 типа TNY264P [4]. Стабилизация выходного напряжения производится за счет управления микросхемой через оптрон U2. Выходное напряжение определяется суммарным падением напряжения на стабилитроне VR1 и светодиоде оптрона U2.

Встроенная в микросхему функция автозапуска защищает выход в случае короткого замыкания или обрыва цепи обратной связи.

В преобразователе предпочтительней использовать прерывистый магнитный поток дросселя L2, для него выходной ток должен быть меньше 50 % минимального значения тока ограничения микросхемы.

Индуктивность дросселя L2 должна быть больше каждой из двух величин — L_{MIN_SOA} (см. табл. 1) и L_{MIN_PWR} , вычисляемой по формуле:

$$L_{MIN_PWR} \geq \frac{2P_O(\sqrt{2}U_{ACMAX} - U_{DS} - U_O)}{I_{LIMIT_MIN}^2 f_{SW_MIN}(\sqrt{2}U_{ACMAX} - U_{DS})}$$

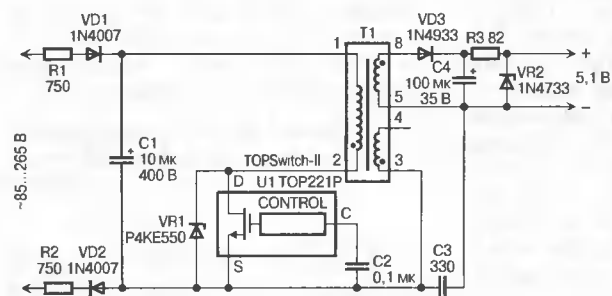
В этой формуле P_O — выходная мощность, U_{ACMAX} — максимальное эффективное входное напряжение, U_{DS} — падение напряжения на микросхеме (10 В), U_O — выходное напряжение, I_{LIMIT_MIN} — минимальное значение тока ограничения микросхемы ([4], табл. 4), f_{SW_MIN} — минимальная рабочая частота микросхемы (там же).

В таблице также приведены значения максимального выходного тока преобразователя для разных микросхем серии TinySwitch-II.

Для обеспечения малых пульсаций выходного напряжения U_H конденсатор C4 рекомендуется выбирать с небольшим последовательным сопротивлением ESR, удовлетворяющим условию $ESR \leq U_H/I_{LIMIT}$.

Таблица 1

Микросхема	L_{MIN_SOA} , мкГн	$I_{ВЫХ\ MAX}$, мА
TNY264	820	115
TNY266	680	162
TNY267	560	210
TNY268	470	256



Минимальное выходное напряжение такого преобразователя — 5 В, при меньшем его значении возможен переход в нежелательный режим непрерывного магнитного потока дросселя L2.

Диод VD2 должен быть ультрабыстрым со временем восстановления не более 35 нс и рабочим напряжением, с запасом превышающим максимальное амплитудное напряжение сети.

На рис. 3 приведена зависимость коэффициента полезного действия преобразователя от входного напряжения, на рис. 4 — мощности, потребляемой от сети при отсутствии нагрузки. Рис. 5 иллюстрирует изменение выходного напряжения при изменении тока нагрузки для крайних значений входного напряжения.

Схема второго варианта понижающего преобразователя мощностью 3 Вт

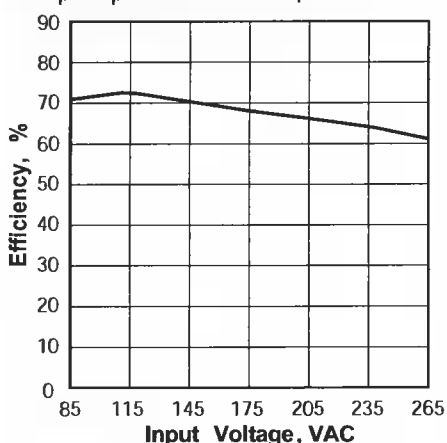


Рис. 3

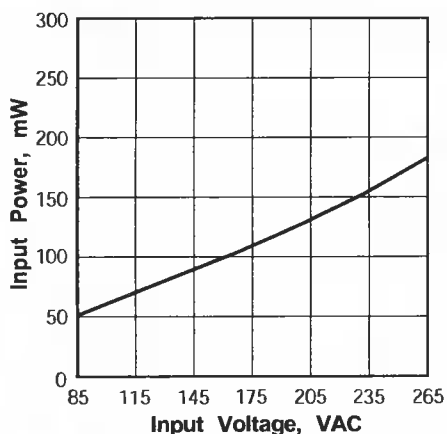


Рис. 4

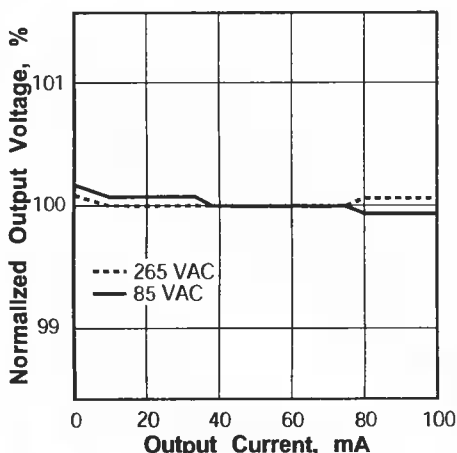


Рис. 5

приведена на рис. 6 (без входного выпрямителя). Роль ключа выполняет микросхема U1 серии TOPSwitch-II. В отличие от предыдущего варианта преобразователя в данном устройстве стабилизация выходного напряжения происходит без помощи оптрона.

При включении устройства конденсатор C2 заряжается через внутренний стабилизатор тока микросхемы, при напряжении на нем 5,7 В запускается преобразователь, напряжение на C2 начинает снижаться ([1], рис. 7, а). В каждом периоде работы при открытом силовом ключе микросхемы диоды VD1 и VD2 закрыты и происходит накопление энергии в дросселе L1 и зарядка конденсатора C4, при закрытом ключе дроссель отдает энергию в нагрузку. В это время напряжение на дросселе меньше напряжения на нагрузке на падение напряжения на диоде VD1. Оно открывает диод VD2, стабилитрон VR1 и заряжа-

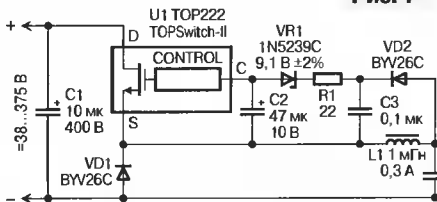


Рис. 6

ет конденсатор C2. Когда напряжение на этом конденсаторе достигнет 5,7 В, замыкается цепь обратной связи, поддерживающая выходное напряжение на уровне, определяемом по формуле:

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{VD2}} - U_{\text{VD1}} + U_{\text{VR1}} + 5,7 \text{ В.}$$

Резистор R1 ограничивает ток через вывод С микросхемы и обеспечивает устойчивость петли обратной связи. Повышению устойчивости может служить и резистор сопротивлением 2...15 Ом, включенный последовательно с конденсатором C2.

Дроссель L1 намотан на кольцевом сердечнике Т68-52А [6], имеющем значение коэффициента индуктивности $A_L = 0,054 \text{ мГн}$, и содержит 143 витка провода диаметром 0,4 мм, его индуктивность — 1 мГн.

При расчете преобразователя на другие выходные параметры следует иметь ввиду следующее. Рабочий ток дросселя L1 должен в два раза превышать выходной ток, а его индуктивность должна быть достаточно большой, чтобы обеспечить непрерывный магнитный поток при минимальном выходном токе. К примеру, при уменьшении минимального выходного тока в три раза (до 25 мА) необходимо увеличить индуктивность L1 также в три раза — до 3 мГн.

Требования к диодам VD1 и VD2 — те же, что и в предыдущей конструкции, их рабочий ток должен в три раза превышать выходной.

Диапазон выходных напряжений такого преобразователя ограничен сверху величиной $U_{\text{OUT_MAX}} = U_{\text{IN_MIN}} D_{\text{MAX}}$, снизу — $U_{\text{OUT_MIN}} = U_{\text{IN_MAX}} D_{\text{MIN}}$, где $U_{\text{IN_MIN}}$ и $U_{\text{IN_MAX}}$ — минимальное и максимальное постоянное входное напряжение, D_{MAX} и D_{MIN} — максимальный и минимальный коэффициенты заполнения импульсов, генерируемых микросхемой, равные 0,64 и 0,027 соответственно ([1], табл. 1).

Преобразователь высокого напряжения в низкое можно собрать и по схеме инвертирующего стабилизатора. Схема такого варианта приведена на рис. 7, она отличается от схемы аналогичного

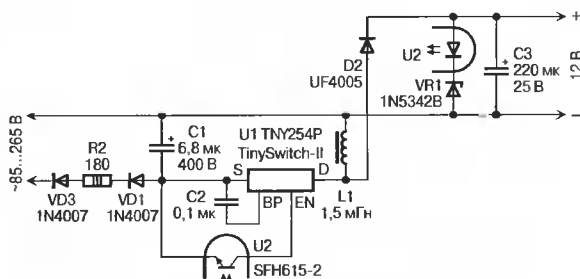


Рис. 7

устройства на рис. 2, в основном, порядком соединения ключа (микросхемы U1), дросселя L1 и диода VD2. Требования к элементам преобразователя такие же, как и к элементам на рис. 2. Минимальное выходное напряжение может составлять 5 В. На рис. 8 приведена зависимость потребляемой преобразователем мощности от выходной для двух зна-

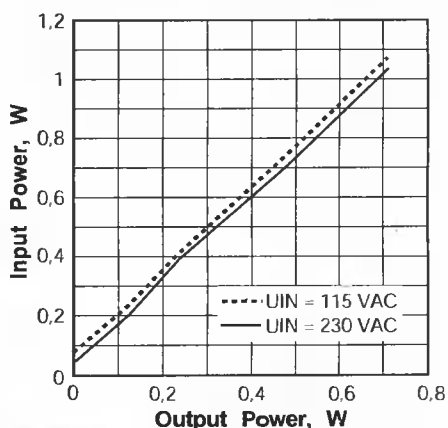


Рис. 8

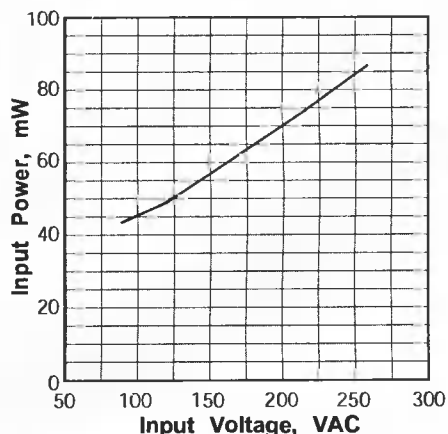


Рис. 9

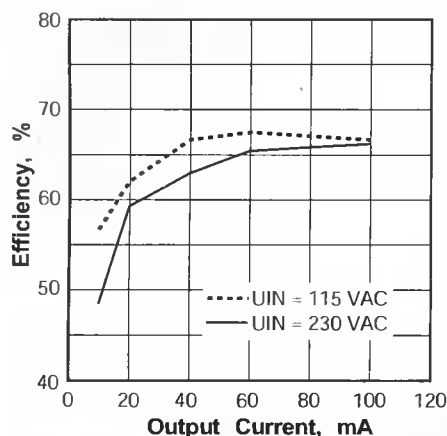


Рис. 10

чений переменного входного напряжения, на рис. 9 — зависимость потребляемой мощности от входного напряжения при отсутствии нагрузки, на рис. 10 — зависимость коэффициента полезного действия от выходного тока для двух значений входного напряжения.

Более подробную информацию по рассмотренным преобразователям можно найти на сайте фирмы Power Integrations [7] в документах DI-3, DI-11, DI-1, DI-42 (в порядке их описания в статье). В расчете дросселей и трансформаторов для преобразователей поможет статья [8].

Сергей Бирюков,
editor@dian.ru

Литература:

1. С. Бирюков. Сетевые обратноточные источники питания на микросхемах серии TOP22x. — Схемотехника, 2002, № 7, с. 6—10, № 8, с. 7—9, № 9, с. 7, 8.
2. С. Бирюков. Сетевые обратноточные источники питания на микросхемах TOPSwitch-FX. — Схемотехника, 2002, № 10, с. 14—17, № 11, с. 9—11.
3. С. Бирюков. Сетевые обратноточные источники питания на микросхемах TOPSwitch-GX. — Схемотехника, 2003, № 1, с. 6—11, № 2, с. 6—8.
4. С. Бирюков. Сетевые обратноточные источники питания на микросхемах TinySwitch-II. — Схемотехника, 2002, № 12, с. 8—12.
5. http://www.tdk.com.tw/ctl_pdf/ctl_2.1.3.pdf
6. <http://www.micrometals.com/parts.html>
7. <http://www.powerint.com/designideas.htm>
8. С. Бирюков. Дроссели для импульсных источников питания на ферритовых кольцах. — Схемотехника, 2002, № 6, с. 4—7.

Зарядные устройства на КМОП элементах с тремя состояниями

В качестве автономных источников питания электронной аппаратуры широко используются аккумуляторы, применение которых невозможно без зарядных устройств. В статье рассматриваются зарядные устройства, построенные на основе элементов КМОП с тремя состояниями, позволяющих упростить реализацию зарядного устройства.

В современных электронных устройствах широкое применение находят микросхемы с тремя состояниями. К таким микросхемам относятся многоразрядные формирователи, а также некоторые типы регистров, инверторов и других функциональных элементов.

Возможность работы выходных каскадов КМОП элементов в режиме генератора тока, а также низкое энергопотребление микросхем КМОП делают их привлекательными для использования в зарядных устройствах.

Для обоснования возможности применения элементов КМОП с тремя состояниями в зарядных устройствах рассмотрим их характеристики, полученные экспериментально. На рис. 1 показаны нагрузочные характеристики выходного каскада микросхем 74AC240 и 74HC240, представляющих собой два четырехразрядных инвертирующих формирователя с тремя состояниями на выходе. Схема измерения параметров показана на рис. 2. Из рис. 1 видно, что выходной каскад рассматриваемых микросхем в широком диапазоне выходных напряжений может рассматриваться как генератор тока и использоваться для обеспечения зарядного тока аккумуляторной батареи. Кроме того, видно, что микросхемы 74AC имеют большую нагрузочную способность по сравнению с мик-

росхемами 74НС. В ряде случаев выходного тока одного элемента может оказаться недостаточно для обеспечения требуемого тока заряда. В этом случае требуемый ток обеспечивается объединением необходимого числа выходов. Так, зарядный ток 100 мА при напряжении 4 В достигается объединением пяти выходов микросхемы 74НС. Для обеспечения аналогичного режима достаточно использовать один или два выхода микросхемы 74АС. Эксперименты показали хорошую симметричность нагрузочных характеристик микросхем как для низкого, так и для высокого выходных уровней. Примеры простейших зарядных устройств, рассчитанных на зарядный ток 100 мА на элементах КМОП, показаны на рис. 3.

При зарядке батарей из трех аккумуляторов, как видно из рис. 1, на начальном этапе обеспечивается нормальный режим заряда, который постепенно переходит в «капельный».

При разработке зарядных устройств для никель-кадмиевых аккумуляторов необходимо учитывать так называемый эффект «негативной памяти» [1], суть которого состоит в том, что при частичной разрядке и последующей подзарядке аккумулятор отдает в нагрузку только ту энергию, которую получил в последней подзарядке и которая всегда заметно меньше номинальной емкости

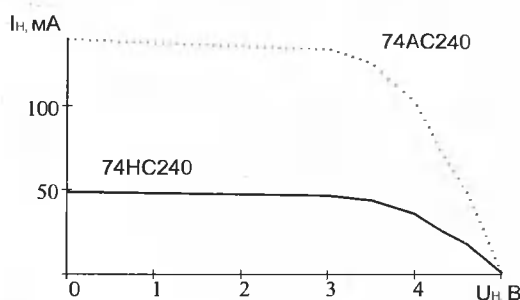


Рис. 1

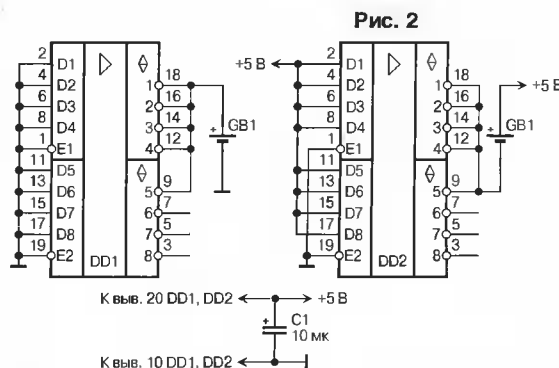
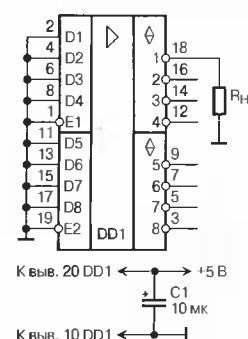


Рис. 3

аккумулятора. Поэтому необходимо использовать функцию refresh («освежение»), устраняющую этот нежелательный эффект.

Рассматриваемые микросхемы позволяют реализовать функцию refresh. Кроме того, эти микросхемы позволяют отключать аккумуляторную батарею по завершении процесса заряда.

Возможные режимы, реализуемые микросхемой 74HC240 (74AC240), приведены в табл. 1.

В таблице п — число активных выходов группы 1—4, m — группы 5—8, I_з — зарядный ток, обеспечиваемый одним выходом, I_р — разрядный ток, обеспечиваемый одним выходом.

Схема зарядного устройства для батареи из трех аккумуляторов, реализующего функцию refresh, показана на рис. 4.

Для реализации функции refresh необходимо кратковременно нажать кнопку SB1. При нажатии кнопки D-триггер DD2 переходит в единичное состояние. В соответствии с табл. 1 формователи DD3 реализуют разряд током mI_з. Для снижения потерь мощности на микросхеме разряд осуществляется через резистор R5. С интервалом T (период частоты генератора прямоугольных импульсов на DD1) осуществляется анализ напряжения на делителе R2R4. Если напряжение на аккумуляторной батарее превышает пороговое значение, на

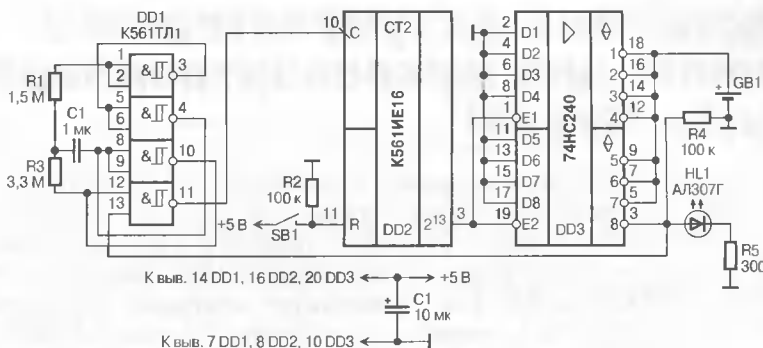


Рис. 5

выходе D-триггера будет формироваться пог. 1, поддерживающая режим разряда. При снижении напряжения на аккумуляторной батарее до порогового значения на выходе D-триггера сформируется лог. 0, который предотвратит поступление на D-триггер прямоугольного напряжения с генератора на DD1 и переведет формователи DD3 в режим зарядки. Примененная схема анализа напряжения на аккумуляторной батарее позволяет устранить неопределенность срабатывания анализатора при достижении напряжения аккумуляторной батареи порогового значения. При указанных на схеме номиналах период частоты генератора составляет около 5 с. Для обострения фронтов импульсов генератора он собран на триггерах Шмитта. Пороговое значение напряжения на аккумулятор-

При кратковременном нажатии на кнопку SB1 двоичный счетчик DD2 устанавливается в нулевое состояние, а формователи DD3 переходят в режим заряда током (n+m)I_з. Через 14 часов под действием генератора на DD1 на выходе 3 двоичного счетчика формируется лог. 1, под действием которого формователи переходят в отключенное состояние зарядно-разрядной цепи. Напряжение нулевого уровня на выходе 3 DD3 блокирует поступление прямоугольных импульсов на двоичный счетчик DD2. Процесс заряда прекращается. Для индикации процесса заряда зарядное устройство снабжено светодиодным индикатором. Нормальный ток заряда указывается на самом аккумуляторе. Силу этого тока можно установить за счет подключения необходимого числа выходов DD3.

Элементы КМОП с тремя состояниями позволяют реализовать в зарядном устройстве основные функции, необходимые для заряда аккумуляторных батарей. При этом достигается простота зарядного устройства, снижаются потери мощности на управление зарядно-разрядными цепями. К недостаткам этих элементов следует отнести трудности реализации ускоренного режима заряда для некоторых типов аккумуляторных батарей.

Дмитрий Онышко,
Александр Журченко,
onyx2001@pochtamt.ru

Рис. 4

Таблица 1

Входы				Реализуемые функции
E1	D1—D4	E2	D5—D8	
0	0	0	0	Зарядка током (n+m)I _з
0	0	0	1	Не используется
0	0	1	X	Зарядка током nI _з
0	1	0	0	Не используется
0	1	0	1	Разряд током (n+m)I _р
0	1	1	X	Разряд током nI _р
1	X	0	0	Зарядка током mI _з
1	X	0	1	Разряд током mI _р
1	X	1	X	Зарядно-разрядная цепь отключена

ной батарее выбрано равным 3 В. Изменение этого напряжения возможно за счет изменения сопротивления резистора R2 делителя. При использовании всех выходов микросхем DD3 средний ток зарядки и разрядки по результатам макетирования составил около 200 мА.

Металлогидридные, литий-ионные и кислотные аккумуляторы практически не имеют эффекта негативной памяти, что позволяет отказаться от режима refresh в зарядном устройстве.

Наиболее распространенным является режим нормальной зарядки, который выполняется в течении 14...16 часов током, равным 0,1 от емкости. Этот режим обеспечивает наибольшую плотность заряда, а также допускает некоторую перезарядку.

Схема зарядного устройства, реализующего этот режим, приведена на рис. 5.

Литература:

1. В. Р. Варламов. Современные источники питания: Справочник. — М.: ДМК Пресс, 2001.

Подсистема аккумуляторного питания для микроконтроллеров фирмы Cugnal

Целью настоящей статьи является ознакомление читателей с принципами построения аккумуляторных подсистем питания для микроконтроллеров фирмы Cugnal на примере узла, выполненного на микросхеме сдвоенного низкочастотного линейного стабилизатора MAX8866. В статье приводится описание и основные параметры устройства и используемой микросхемы MAX8866.

Создание компактной многофункциональной и экономичной подсистемы питания для микроконтроллерных устройств является достаточно интересной и актуальной задачей. Особенно изящно эта задача может быть реализована в современных аналого-цифровых микроконтроллерных системах, которые сейчас принято называть микроконтроллерными системами со смешанными сигналами (MSMS — Mixed Signal Microcontroller Systems). В последнее время в системах MSMS наиболее часто используются микроконтроллеры фирмы Cugnal [1—3], которые на сегодняшний день являются наиболее быстродействующими (25...100 MIPS), наиболее мощными по составу встроенной аналоговой и цифровой периферии и имеют x51-совместимую систему команд. Эти микроконтроллеры специально предназначены для создания малогабаритной экономичной носимой аппаратуры с большим содержанием аналоговых подсистем. В настоящей статье мы рассмотрим вариант реализации подсистемы питания от батареи аккумуляторов для микроконтроллерной системы, построенной на базе, например, микроконтроллера C8051F021 фирмы Cugnal. Особенностью выбранного типа микроконтроллера является наличие встроенных 12-разрядного восьмиканального аналого-цифрового преобразователя и двух 12-разрядных цифро-аналоговых преобразователей (с выходом по напряжению), а также встроенного источника опорного напряжения 2,4 В. С целью снижения энергопотребления все микроконтроллеры фирмы Cugnal питаются пониженным напряжением от 2,7 до 3,6 В. В то же время все порты ввода/вывода, а также некоторые другие входы и выходы совместимы со стандартным напряжением питания +5 В.

В связи с вышесказанным была поставлена задача по разработке подсистемы питания, которая имела бы следующие эксплуатационные характеристики:

1. Питание системы должно осуществляться от четырех плоских малогабаритных аккумуляторов GP-1V2-700mAh с габаритными размерами 46×17×6 мм. При этом суммарное напряжение батареи из четырех аккумуляторов может находиться в диапазоне от 4,6 В (4×1,15 В — предельное допустимое напряжение при разряде) до 5,28 В (4×1,32 В — предельное напряжение в режиме заряда).

2. Подсистема питания должна формировать два напряжения питания: +3 В (для питания микроконтроллера, программатора JTAG в режиме программирования и встроенной аналоговой периферии микроконтроллера) и +5 В (для питания внешних микросхем со стандартным питанием). Ток потребления по каждому из каналов — не более 80 мА.

3. Подсистема должна программно управлять зарядом батареи аккумуляторов и контролировать ее состояние в рабочем режиме. Для этого необходимо:

- контролировать напряжение внешнего источника питания для включения режима заряда;
- измерять текущее напряжение аккумуляторной батареи и при снижении его ниже номинального значения (состояние, предшествующее состоянию предельного разряда) частично или полностью отключать нагрузку;
- измерять ток заряда и обеспечивать его регулирование;
- обеспечивать ручной запуск подсистемы питания.

4. Подсистема должна занимать минимально возможную площадь печатной платы и иметь низкую стоимость.

Принципиальная схема подсистемы питания, удовлетворяющей приведенным выше требованиям, приведена на рис. 1.

Подсистема содержит резисторный делитель входного напряжения R1R2; полевой транзистор VT1, регулирующий ток заряда; резисторный делитель напряжения управления полевого транзистора R3 и R4; собственно батарею из четырех аккумуляторов GB1; резистор для измерения тока заряда R5; входной танталовый конденсатор C1; кнопку запуска S1; микросхему сдвоенного низкочастотного регулятора DA1; ограничивающий резистор R6; резисторный делитель второго выходного напряжения R7R8 с конденсатором C2; выходные фильтрующие конденсаторы C3 и C4.

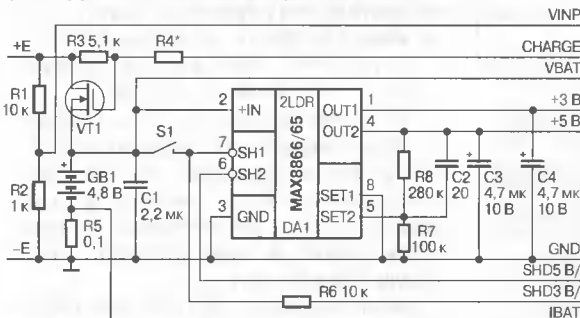


Рис. 1

Напомним, что микроконтроллер имеет встроенные источник опорного напряжения 2,4 В; восьмиканальный двенадцатизрядный аналого-цифровой преобразователь; программируемый масштабирующий усилитель с устанавливаемыми коэффициентами усиления ($G = 0,5, 1, 2, 4, 8, 16$); два двенадцатизрядных цифро-аналоговых преобразователя с выходом по напряжению.

Вес кванта аналого-цифрового преобразователя при коэффициенте усиления масштабирующего усилителя $G = 1$ составляет:

$$\Delta U = U_{ref} / 2^{12} = 2,4 / 4096 = 0,0005859 \text{ В} = 0,59 \text{ мВ}.$$

Резисторный делитель входного напряжения R1R2 предназначен для деления входного напряжения ($\pm E$), поступающего в режиме заряда от внешнего настенного блока питания адаптера. Коэффициент деления делителя равен 11, хотя это и не принципиально. Важно лишь обеспечить такой коэффициент деления, чтобы при максимально возможном напряжении заряда напряжение на выходе делителя VINP не превышало опорного напряжения, равного 2,4 В. Выход делителя VINP напрямую подключается к одному из входов аналогового мультимплекса первого двенадцатизрядного аналого-цифрового преобразователя микроконтроллера, при этом должен быть установлен коэффициент усиления этого входа $G = 1$.

Выход батареи аккумуляторов VBAT подключается к другому входу аналогового мультимплекса первого двенадцатизрядного аналого-цифрового преобразователя, при этом должен быть установлен коэффициент усиления этого входа $G = 1$ и использован дополнительный резисторный делитель с коэффициентом деления примерно равным 4 (на рисунке не показан). К сожалению, встроенного делителя масштабирующего усилителя ($G=0,5$) недостаточно, поскольку при его использовании напряжение на входе аналого-цифрового преобразователя может достигать половины предельного напряжения в режиме заряда $5,28 \text{ В} / 2 = 2,64 \text{ В}$, что превышает допустимое значение 2,4 В.

Резистор R5 используется для измерения тока заряда при протекании номинального зарядного тока 70 мА напряжение на резисторе будет соответствовать

$$U_{IBAT} = I_{charge} \times R5 = 70 \times 0,1 = 7 \text{ мВ}.$$

Напряжение IBAT также подается на один из входов аналогового мультимплекса первого аналого-цифрового преобразователя. При установке коэффициента усиления внутреннего масштабирующего усилителя $G = 16$

$$U_{\text{BAT}} = 7 \times 16 = 112 \text{ мВ.}$$

$$R8(\text{кОм}) = R7 \times (U_{\text{out}}/1,25 - 1) = 100 \times (U_{\text{out}}/1,25 - 1).$$

В этом случае при весе кванта 0,59 мВ число квантов на выходе аналого-цифрового преобразователя будет 189, а точность измерения — примерно 1 %.

Резисторный делитель входного напряжения R3 и R4 предназначен для управления напряжением открывания затвора полевого транзистора VT1. Входное напряжение внешнего зарядного устройства следует использовать 8...9 В. Напряжение CHARGE (от 0 до 2,4 В) на вход делителя поступает с выхода одного из двух встроенных в микроконтроллер 12-битных цифро-аналоговых преобразователей. В качестве транзистора VT1 может быть использован любой малогабаритный полевой транзистор с напряжением отсечки не более 2 В (например, 1XTT74N5, Si9433DY, SMD10P05L, Si7440D5 и т. д.). Входное напряжение внешнего источника питания, используемого для заряда батареи аккумуляторов, следует выбирать с запасом, примерно равным максимально возможному напряжению на батарее в процессе заряда ($4 \times 1,32 \text{ В} = 5,28 \text{ В}$) плюс диапазон напряжений на выходе цифро-аналогового преобразователя (2,43 В максимум), т. е. 9 В. Номиналы делителя подбирают таким образом, чтобы при номинальном напряжении внешнего источника питания и напряжении на входе делителя CHARGE, равном 2,4 В, ток заряда превышал номинальный ток как минимум на 10 %.

В описываемой подсистеме питания применена микросхема MAX8866SEUA, хотя могут быть применены и другие микросхемы этого семейства. Микросхемы семейства MAX8865/8866 представляют собой сдвоенный линейный малошумящий регулятор напряжения с объединенными входами и раздельными выходами [4]. Выпускаются микросхемы с тремя номиналами фиксированных выходных напряжений: +3,15 В (индекс TEUA), +2,84 В (SEUA) и +2,80 В (REUA). Каждый из каналов OUT1 и OUT2 может работать как в режиме фиксированного напряжения, так и в устанавливаемом режиме, при котором внешними резисторами (на рисунке — R8 и R7) может быть установлено любое выходное напряжение в диапазоне от 1,25 до 5,5 В. Для установки режима имеются индивидуальные для каждого канала входы установки режима SET1 и SET2. Если вход SET канала соединен с общим проводом, на выходе регулятора будет поддерживаться фиксированное напряжение, соответствующее буквенным индексам. Если же вход SET соединен со средней точкой делителя R8R7, выходное напряжение можно будет определить по формуле:

$$U_{\text{out}} = U_{\text{ref}} \times (1 + R8/R7).$$

В устройстве рекомендуется использовать R7 максимальной величины, равной 100 кОм. Встроенное опорное напряжение U_{ref} составляет 1,25 В. Очевидно, что можно записать выражение и для расчета величины резистора R8:

В табл. 1 приведены значения сопротивления резистора R8 (при $R7 = 100 \text{ кОм}$) для наиболее часто применяемых напряжений.

Кроме этого, каждый из каналов может быть индивидуально выключен, для чего предусмотрен соответствующий вход SH_ (Shutdown). Если этот вход соединен с источником входного напряжения, канал включен, если же на входе напряжение менее 0,4 В — канал выключен.

Отличие микросхем MAX8865 и MAX8866 заключается в том, что в микросхеме MAX8866 при переводе канала в выключенное состояние его выход соединяется с общим проводом встроенным полевым транзистором.

Отметим еще ряд основных параметров и особенностей микросхем MAX8865/8866.

- Диапазон допустимых входных напряжений — от 2,5 до 5,5 В. При этом следует помнить, что при напряжениях на входе менее 1 В на выходе поддерживается 0 В. В диапазоне входных напряжений от 1 до 1,25 В выходное напряжение линейно изменяется от 0 до 1,2 В. В диапазоне входных напряжений от 1,25 В до величины, превышающей установленное выходное напряжение на 0,1 В, выходное напряжение отслеживает уменьшенное на 0,1 В входное. Для поддержания выходного напряжения заданной величины входное напряжение должно превышать выходное по крайней мере на 0,1 В.
- Точность установки фиксированных выходных напряжений составляет $\pm 0,07 \text{ В}$.
- Все микросхемы могут работать при токах не более 100 мА для каждого из каналов. Каждый канал имеет встроенную схему защиты от тока короткого замыкания на уровне от 120 до 320 мА. Каждый из выходов может быть замкнут на общий провод неопределенно долгое время без какого-либо ущерба для работоспособности микросхемы.
- Каждый канал имеет режим защиты от температурной перегрузки. При достижении температуры перехода регулирующего транзистора значения примерно 170°C канал переходит в выключенное состояние и находится в таком состоянии до тех пор, пока температура перехода не понизится на 20°C . Следует помнить, что любое превышение предельно допустимого порога температуры перехода может вызвать практически мгновенное отключение тока нагрузки (в 2...8 % случаев за 200 мс).
- Микросхемы характеризуются крайне низкими значениями как полного соб-

ственного потребления (обычно 145 мкА), так и потребления управляющих входов SH ($< 3 \text{ мкА}$) и SET ($< 50 \text{ нА}$).

- Уровень выходных шумов в диапазоне частот от 10 Гц до 1 МГц не превышает 350 мкВ при выходной фильтрующей емкости до 1 мкФ и менее 220 мкВ при фильтрующей емкости 100 мкФ.
- Время полного замыкания нагрузки (MAX8866) при отключении канала не превышает 1 мс.
- Микросхемы функционируют в диапазоне температур корпуса от -40 до $+85^\circ \text{C}$.
- Микросхемы выпускаются в сверхминиатюрном корпусе $\mu\text{MAX}-8$ с габаритными размерами (включая выводы) $3,05 \times 5,03 \text{ мм}$.

Вернемся к принципиальной схеме. В нашем случае используется микросхема MAX8866SEUA, причем оба канала имеют возможность отключения с помощью сигналов SHD5V/ и SHD3V/, подключенных к линиям портов ввода/вывода микроконтроллера. Микросхема формирует два выходных напряжения: 2,84 В (условное название связи +3 В) и 4,7 В (условное название связи +5 В). Номинал резистора R8 в этом случае равен 280 кОм.

Кнопка S1 необходима для начального запуска регулятора, т. к. пока он не включен, микроконтроллер, который питается от напряжения +3 В не может установить высокий уровень сигнала SHD3V/, удерживающего регулятор включенным. Резистор R6 необходим для защиты вывода линии порта от перенапряжения при замыкании кнопки S1 при выключенном микроконтроллере.

Общий алгоритм работы подсистемы следующий.

Если внешний блок питания не подключен, микроконтроллер поддерживает высокими сигналами SHD3V/ и SHD5V/, при этом оба канала регулятора работают. От напряжения +3 В питается собственно микроконтроллер и программатор JTAG во время программирования. При этом потребление в рабочем режиме составляет 18 мА, а в режиме программирования — около 30 мА. От напряжения +5 В питаются датчики, дополнительные периферийные микросхемы (например, драйвер MAX232CPE), LCD индикатор и т. п. В процессе работы микроконтроллер периодически (достаточно примерно один раз за минуту) контролирует напряжение на батарее аккумуляторов VBAT. При снижении напряжения ниже определенной величины микроконтроллер всеми доступными средствами (LCD, LED, звуковой сигнал) уведомляет пользователя о необходимости подзарядки батареи аккумуляторов. При продолжении снижения напряжения и достижения его величины предельно-допустимого напряжения, микроконтроллер кратковременно уведомляет пользователя об этом и вык-

Таблица 1

U _{OUT} , В	1,5	1,6	1,8	2,1	2,5	3,0	3,3	3,6	4,0	4,2	4,5	5	5,5
R8, кОм	20	28	44	68	100	140	164	188	220	236	260	300	340

лючает канал +5 В, от которого питаются самые энергоемкие периферийные микросхемы. При этом напряжение на аккумуляторной батарее несколько возрастает. Микроконтроллер продолжает отслеживать напряжение на аккумуляторной батарее и начинает снижать собственное потребление, например, выключая периферийные узлы и снижая собственную частоту тактового генератора. При этом потребление резко снижается, например в выбранном микроконтроллере C8051F021 на частоте 22,1184 МГц потребление составляет 18 мА, а переключение микроконтроллера на встроенный генератор, работающий на частоте 4 МГц, приводит к снижению потребления до 1...1,5 мА. Это позволяет поддерживать микроконтроллер включенным достаточно долгое время (при сохранении полученных данных в оперативной памяти микроконтроллера). В случае же, если напряжение на аккумуляторе все же достигло критической величины, микроконтроллер записывает образ оперативной памяти в Flash-память и производит отключение питания.

Если при включенном питании микроконтроллера он обнаруживает напряжение на линии VINP, он переходит в режим зарядки. При этом он

начинает медленно наращивать напряжение на выходе цифро-аналогового преобразователя CHARGE, открывая полевой транзистор до достижения номинального тока зарядки, эквивалентного напряжению на линии IBAT. Зарядка производится по выбранному алгоритму (нормальная или ускоренная). При этом контролируется входное напряжение, ток зарядки и напряжение на батарее. При достижении стадии окончания зарядки микроконтроллер отключает полевой транзистор, устанавливая выходное напряжение цифрово-аналогового преобразователя равным нулю и уведомляет об этом пользователя.

Аналогично производится зарядка аккумуляторной батареи при подключении питания зарядного блока питания к выключенному микроконтроллеру с той лишь разницей, что пользователю необходимо кратковременно нажать кнопку включения.

Очевидно, что аналогично выглядит подсистема питания, если дополнительные периферийные микросхемы, датчики и LCD могут работать от напряжения +3 В. В этом случае можно исключить из приведенной схемы резистор R8 и установить перемычку

вместо резистора R7, а также исключить резисторный делитель на выходе линии VBAT (не показанный на схеме), используя внутренний делитель ($G = 0,5$).

Если разрабатываемое устройство вообще не требует зарядки аккумуляторной батареи, например, если используется внешнее зарядное устройство, то подсистему питания можно существенно упростить, исключив из нее элементы R1, R2, R3, R4, VT1, S1, R6, а вместо R5 установить перемычку.

Автор надеется, что приведенное описание подсистемы питания будет полезно разработчикам переносных микропроцессорных приборов с питанием от батареи аккумуляторов.

Олег Николайчук
onic@ch.moldpac.md

Литература

1. О. Николайчук. X-51 совместимые микроконтроллеры фирмы Cugnal. — М.: ООО «ИД Скимен», 2002.
2. О. Николайчук. Микросистемы сбора данных фирмы Cugnal. — Электронные компоненты, 2002, № 5, с. 109—112.
3. <http://www.cugnal.com>
4. http://pdfserv.maxim-ic.com/MAX8865_8866.pdf

обмен опытом

Восстановление блока электронного зажигания Bosch

При эксплуатации автомобиля «Пежо 405» выпуска 1991 г., двигатель 1,6 дм³, карбюратор «Солекс», возникли перебои с зажиганием. Проверка катушки зажигания и катушки генератора импульсов в датчике распределителя показала их исправность, т. е. для катушки зажигания сопротивление между выводами «+» и «—» равно 0,5...0,8 Ом, сопротивление между «+» и «—» и высоковольтным выводом — 52...54 кОм, а сопротивление катушки генератора импульсов в датчике — 300...500 Ом. Измерение мультиметром на пределе 200 мВ постоянного тока импульсного напряжения с выхода катушки генератора импульсов при снятом блоке электронного зажигания Bosch и прокручивании двигателя стартером дает показания ± 80...90 мВ, т. е. еще раз подтвер-

ждает целостность генератора импульсов. Поскольку каких-либо рекомендаций по проверке блока электронного зажигания найдено не было, путем простой проверки его межвыводных сопротивлений было обнаружено, что сопротивление между выводом 4 и любым другим из выводов 1, 2, 3, 5 имеет «мерцающий» характер, т. е. при легком постукивании по блоку резко возрастает, что говорит о нарушении внутреннего контакта в блоке. Известно, что для гибридных микросхем, каковой и является блок электронного зажигания Bosch, при их весьма высокой надежности самое уязвимое место — пайка внутренних очень тонких проводников к выводам микросхемы. Действительно, после аккуратного удаления части верхней голубой пластиковой крышки блока в районе предполагаемого соеди-

нения внутренних проводников выводов 4 и 5 блока (они пеее на 5...6 мм относительно внешних) и аккуратной проверки кончиком иглы через прозрачное желеобразное внутреннее покрытие платы блока выяснилось, что оба внутренних проводника, подходящих к выводу 4, не имеют хорошего контакта с выводом, т. е. качество микропайки со временем резко ухудшилось. Аккуратно сдвинув вывод 4, расчистив от желеобразного герметика его поверхность и используя хороший флюс и обычный припой, паяльником 12 В с хорошо заточенным жалом, была проведена пайка и контакт восстановлен. Отверстие в блоке закрыто пластиковой крышкой при помощи клея «Момент». Вместо стертых слоев теплопроводящей пасты под блок при установке можно подложить обычное лезвие безопасной бритвы. После установки блока система зажигания заработала нормально.

Михаил Крюков,
krmiku@rambler.ru

Изготовление печатных плат с помощью лазерного принтера

В журнале «Схемотехника» № 4 за 2003 г. опубликована моя статья с аналогичным названием. В связи с некоторыми новыми данными и вопросами читателей хочу сообщить следующее.

Недавно было обнаружено, что плотность тонера на отпечатке можно существенно повысить, если отпечаток на кальке посыпать сухим тонером и втереть его в отпечаток ватным тампоном.

К чистой кальке сухой тонер плохо прилипает, а к рисунку, имеющему пористый характер, хорошо. При обработке парами ацетона дополнительный тонер склеивается с первоначальным. Тонкий слой тонера, прилипшего к чистой кальке, затемняет отпечаток, но легко смывается спиртом при окончательной обработке отпечатка на плате. Сам отпечаток на плате получается значительно более качественным.

Результат приклейки отпечатка на кальку к плате существенно зависит от толщины слоя канифоли, нанесенной на кальку. Хороший результат получается, если после высыхания раствора канифоли, нанесенного на кальку, поверхность кальки равномерно блестя.

Автор пользовался 30 % раствором канифоли и раствором клея БФ-2, разбавленным спиртом в два раза.

Генри Петин,
sashapet@mail.ru

Автомобильный линейно-цифровой тахометр

После публикации статьи «Автомобильный цифровой тахометр» (Схемотехника, 2002, № 12, с. 34, 35) автору пришло много писем с просьбой сделать тахометр более удобным для использования во время движения. Описываемый далее прибор имеет линейную индикацию с автоматическим переключением предела 4000 или 8000 об/мин и смешанную индикацию с четырехрядной цифровой и линейной с пределом 4000 об/мин.

Использование тахометра с накоплением данных в течение одной секунды, а тем более трех секунд во время движения неинформативно. За одну секунду частота вращения вала двигателя может измениться от максимума до минимума. Перемигивание цифр во время движения не дает четкого представления о режиме работы двигателя внутреннего сгорания. Надо заметить, что описанный ранее тахометр разрабатывался для регулировки карбюратора и не предназначался для установки в автомобиль и контроля работы двигателя во время движения. Однако многие автолюбители, у которых автомобили не имеют штатных тахометров, установили его на свои автомобили. Многим он понравился благодаря своей простоте и доступности деталей для изготовления.

Предлагаемый в этой статье тахометр работает по принципу измерения периода импульсов, поступающих с прерывателя двигателя, в результате показания изменяются практически в режиме реального времени. Однако измерение по одному-двум периодам импульсов с прерывателя может давать существенные ошибки. Это возможно при износе кулачков или подшипника вала распределителя импульсов. Опробовав варианты измерения нескольких периодов импульсов (до 32), автор остановился на восьми. Такое число импульсов поступит на тахометр за четыре оборота вала двигателя. На частоте искрообразования 33,33 Гц ($T = 0,03$ с), что соответствует 1000 мин⁻¹, время накопления результатов измерения составит $0,03 \times 4 = 0,12$ с, а при 3000 мин⁻¹ — всего 0,04 с. Естественно, что при повышении частоты вращения четыре оборота двигатель сделает быстрее. К времени измерения необходимо добавить время вычисления и время, необходимое на индикацию. Суммарно это время составляет приблизительно 3 мс при 1000 мин⁻¹. При увеличении частоты вращения это время уменьшается до 2 мс.

Заполнение счетчика измерения длительности периода импульсов производится с частотой, соответствующей десяти машинным циклам. При резонансе 4 МГц один машинный цикл равен 1 мкс, и заполнение будет происходить с частотой 100 кГц.

За каждый оборот вала четырехцилиндрового двигателя генерируется два импульса и их период в секундах составляет $30/N$, где N — частота вращения вала двигателя в об/мин. Для вычисления ча-

стоты вращения N необходимо число 30 разделить на измеренный в секундах период импульсов или, что то же самое, 3000000 на содержимое счетчика. Результат деления в двоичном коде следует перекодировать в двоично-десятичный код и вывести на индикацию.

Для индикации выбран двухрядный алфавитно-цифровой 16-разрядный модуль ЖКИ фирмы Data Vision (www.datainternational.com) DV-16236X₁X₂X₃X₄X₅X₆/R. При выборе индикатора необходимо учитывать значение букв, стоящих за цифрами [1], иначе можно попасть в ситуацию, когда приобретенный дорогой модуль окажется бесполезным.

X₁ обозначает тип материала и цвет фона:

- N — TN — позитивный, серый;
- S1 — STN — позитивный, желто-серый;
- S2 — STN — позитивный, серый;
- W — FSTN — супертвистнематик.

X₂ обозначает тип светотехнической схемы ЖК:

- R — на отражение;
- M — на пропускание;
- F — на полупропускание;
- N — инверсное изображение — негативный контраст (белые символы на темном фоне).

X₃ — ориентация угла обзора:

- T — на 12 часов (можно смотреть, если индикатор смещен вниз);
- B — на 6 часов (индикатор смещен вверх).

X₄ — тип подсветки:

- отсутствует — без подсветки;
- E — электролюминесцентная панель;
- L — светодиодная;
- C — люминесцентная лампа с холодным катодом.

X₅ — цвет подсветки:

- A — янтарный;
- B — сине-зеленый;
- R — красный;
- W — белый;
- Y — желто-зеленый;

X₆ — рабочий диапазон температур:

- отсутствует — от 0 до +50 °C (нормальный);
- H — от -20 до +70 °C (расширенный).

Теперь очевидны обязательные буквы в приобретаемом индикаторе DV-16236S2RTxx-H/x. Последняя буква, обозначающая кодировку знакогенератора (латинские или русские буквы), в нашем случае не имеет значения, поскольку буквы на экран не выводятся. Приведенные обозначения справедливы только для индикаторов фирмы Data Vision (DV).

Линейная индикация выполняется последовательной штриховкой знакомест двух рядов ЖКИ. При частоте вращения менее 4096 об/мин предел измерения устанавливается равным 4096 и каждое знакоместо соответствует делению шкалы с весом 128. При превышении частоты вращения указанного значения автоматически устанавливается предел 8192 об/мин и каждое знакоместо соответствует делению шкалы с весом 256.

При линейно-цифровой индикации в центре верхнего ряда формируется четырехразрядное цифровое значение частоты вращения в об/мин, а в нижнем ряду аналогично линейной заштриховываются знакоместа с дискретностью 256 и пределом шкалы 4096 мин⁻¹. При превышении частоты вращения двигателя этого значения перехода на новый предел не происходит. В зависимости от положения переключателя режима при включении тахометра на индикаторе появится изображение, показанное на рис. 1 (смешанная индикация) или рис. 2 (линейная). На рис. 3 и 4 показана



Рис. 1



Рис. 2

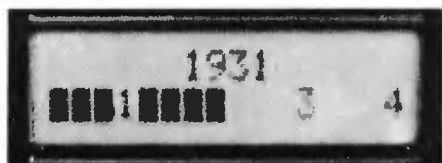


Рис. 3



Рис. 4

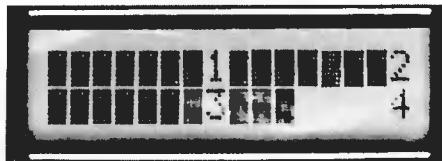


Рис. 5

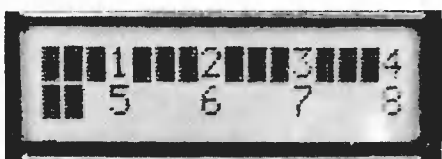


Рис. 6

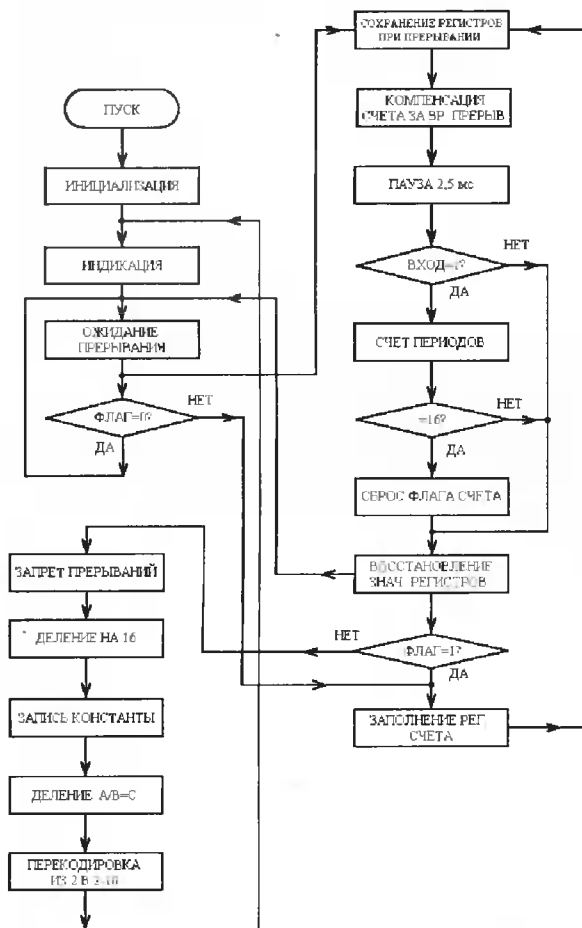


Рис. 7

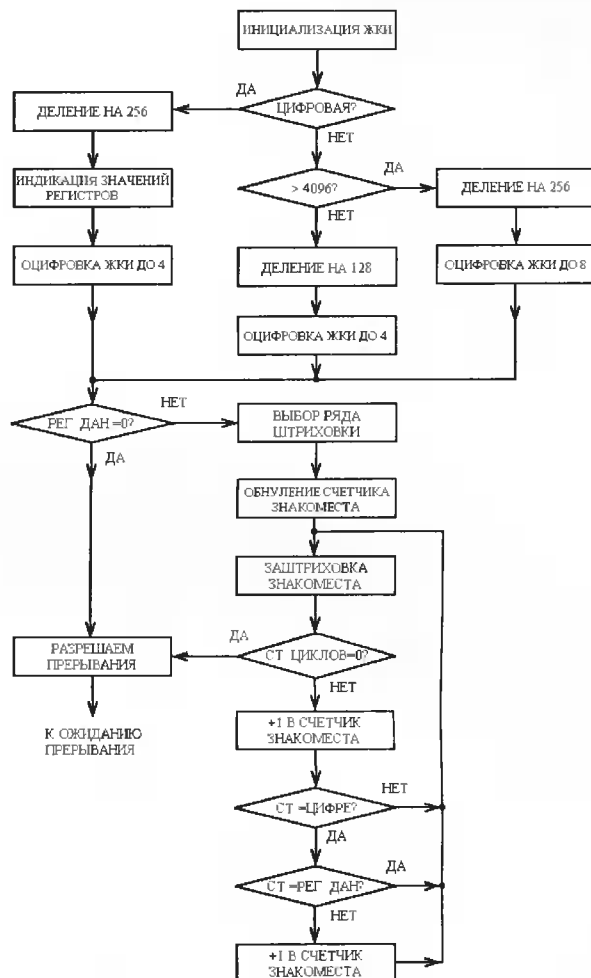


Рис. 8

FABRIMEX POWER SUPPLIES

Широкий спектр источников вторичного питания
для применения в промышленной автоматике и телекоммуникации

DC/DC

преобразователи

мощностью от 1,5 до 200 Вт

AC/DC

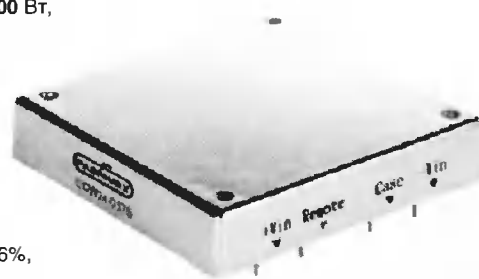
преобразователи

мощностью от 10 до 100 Вт

различного
конструктивного
исполнения

Наибольший интерес представляют промышленные
DC/DC преобразователи мощностью от 50 до 200 Вт,
выполненные в компактных алюминиевых
корпусах в стандартах: quarter brick QB
(57,9x36,8x12,7мм), half brick HB (61x57,9x12,7мм)
и full brick FB (61x57,9x12,7мм).

Их особенности: расширенный температурный
диапазон, регулировка выходного напряжения $\pm 10\%$,
защита от короткого замыкания, высокий К.П.Д. до 86%,
дистанционное выключение, возможность установки радиатора,
наработка на отказ более 1 000 000 часов, соответствие
стандарту UL и cUL 1950.



Соответствие международным стандартам безопасности и электромагнитной совместимости

ARGUSSOFT
ДЕПАРТАМЕНТ МИКРОЭЛЕКТРОНИКИ

ЗАО "АРГУССОФТ Компани"

Офис в Москве:
129085, Москва,
Проспект Мира, 95
Тел.: (095) 217-2487
(095) 217-2519
(095) 217-2505
Факс: (095) 216-8842
E-mail: components@argussoft.ru

Офис в Санкт-Петербурге:
191023, Санкт-Петербург,
ул. Бабушкина, д.3, оф.315
Тел./факс: (812) 567-1849
E-mail: spb@argussoft.ru

Офис в Новосибирске:
630090, Новосибирск,
ул. Советская, д.85
Тел./факс: (3832) 22-40-31
E-mail: nsk@argussoft.ru

Офис в Екатеринбурге:
620219, Екатеринбург,
ул. Парасомская, д.104, оф. 206/5
Тел./факс: (3432) 76-32-42
(3432) 76-32-41
E-mail: ural@argussoft.ru

Интернет: <http://components.argussoft.ru>

на индикация частоты вращения 1931 мин⁻¹ соответственно при цифровой индикации и линейной. Примеры индикации 3300 мин⁻¹ и 4500 мин⁻¹ при автоматическом выборе пределов в 4096 или 8192 об/мин показаны на рис. 5, 6. Как видно из рис. 3, заштриховка цифры производится только в том случае, если частота вращения соответствует «делению», на котором расположена данная цифра.

Алгоритм работы программы тахометра показан на рис. 7. После включения напряжения питания микроконтроллер инициализируется и переходит к индикации. Пока двигатель не включен, на индикаторе появляются только цифры (рис. 1 и 2). На время индикации прерывания запрещены, но после выполнения индикации программа переходит к ожиданию прерывания. В режиме ожидания прерывания программа постоянно проверяет состояние флага разрешения счета.

После включения двигателя на вход тахометра поступают импульсы и вызовут прерывание работы программы. После сохранения значений регистров в регистры счетных импульсов вводится значение, равное времени, которое потрачено на прерывание. Если это первое прерывание, то в последующем перед началом счета регистры обнуляются и значение компенсации счета не будет учтено. Далее выжидается пауза для устранения дребезга контактов, экспериментально время паузы подобрано равным 2,5 мс. Если после паузы состояние входа не изменилось, то программа переходит к установке флага разрешения счета и счетчика периодов. Далее проверяется значение счетчика периодов, и если оно равно восьми, сбрасывается флаг счета. Если значение счетчика не равно восьми, то прерывание заканчивается восстановлением значений регистров. Если после паузы состояние входа изменилось (импульс был ложным), то счетчик периодов не устанавливается и программа заканчивает прерывание.

Прерывание программы возможно из двух блоков — из блока ожидания прерывания и из блока заполнения регист-

ров счета. Если прерывание произошло из блока ожидания прерывания, то устанавливается флаг счета и выполнение программы продолжится заполнением регистров счета. Перед началом подсчета импульсов регистры счета обнуляются. Если было прервано выполнение программы заполнения регистров счета, то после восстановления значений регистров программа продолжит прерванный подсчет импульсов. Поскольку машинный цикл равен 1 мкс, то заполнение каждого восьмиразрядного регистра подогнано пустыми командами NOP до значения 10 мкс. Младший регистр инкрементируется каждые 10 мкс.

После завершения прерывания проверяется флаг разрешения счета. Если флаг нулевой, то подсчет импульсов за восемь периодов завершен и программа переходит к выполнению вычислений. На время выполнения вычислений и вывода на индикацию запрещаются прерывания. Вычисления начинаются с усреднения значений счетчиков делением их значения на 8. Деление двоичного числа на число 2^N осуществляется сдвигом делимого на N бит вправо. В данном случае регистры счета последовательно, начиная со старшего регистра, через бит переноса C регистра Status трижды сдвигаются вправо ($2^3 = 8$).

После усреднения регистров счета восстанавливается значение константы (3000000) в регистрах A и производится деление $C=A/B$, где B — усредненное значение регистров счета. Результат деления, выраженный в двоичном коде, для цифровой индикации перекодируется в двоично-десятичный код. Для линейной индикации используется значение в двоичном коде. После выполнения вычислений программа переходит к выводу результатов вычисления на индикатор.

Алгоритм работы программы индикации показан на рис. 8. Программа индикации начинается с запрета прерывания и инициализации ЖКИ. Далее определяется состояние переключателя режима работы индикатора: цифровой режим или линейный. Если включен линейный

режим индикации, то проверяется значение старшего регистра данных, выраженное в двоичном коде, на превышение величины 4096. Если эта проверка справедлива, то младший регистр отбрасывается, таким образом производится деление на 256. Устанавливается предел 8192 об/мин, и в соответствующие знакоместа заносятся необходимые цифры. Если значение старшего регистра данных меньше 4096, производится сдвиг регистров данных влево на один разряд (деление на 128 с отбрасыванием младшего регистра), устанавливается предел 4096 об/мин.

При включенной цифровой индикации производится деление двоичного значения регистра данных на 256 и выводятся на индикацию десятичные значения регистра данных в верхнем ряду индикатора. Нижний ряд оцифровывается до 4 с дискретностью 256 ($256 \times 16 = 4096$), двоичное значение регистра данных проверяется на нуль. Если регистр нулевой, то заштриховка знакомест индикатора не производится, разрешаются прерывания и программа переходит на ожидание прерывания.

Если регистр данных не равен нулю, то производится выбор ряда штриховки в зависимости от определенного ранее предела. Обнуляется счетчик знакоместа и производится штриховка нулевого знакоместа в выбранном ряду. Заштриховка знакоместа осуществляется индикацией всех 40 (5×8) пиксел знакоместа. Далее проверяется на нуль счетчик циклов индикации. Если счетчик нулевой, то разрешаются прерывания и вывод на индикацию заканчивается. Если счетчик циклов не равен нулю, то он декрементируется, а счетчик знакоместа, наоборот, инкрементируется.

Далее проверяется, попадает ли значение счетчика знакоместа на то место, где уже произведена оцифровка, т. е. на индицируемую цифру. Если счетчик знакоместа не равен номеру знакоместа цифры, то производится штриховка по новому значению счетчика знакоместа. Если счетчик знакоместа попадает на знакоместо цифры, то необходимо про-

Г. А. Кардашев

Цифровая электроника на персональном компьютере Electronics Workbench и Micro-Cap

В данном издании продолжается рассмотрение методики моделирования электронных устройств с использованием наиболее простых и популярных программ Electronics Workbench и Micro-Cap, начатое в предыдущей книге того же автора (Г. А. Кардашев. Виртуальная электроника. Компьютерное моделирование аналоговых устройств. — М.: Горячая линия-Телеком, 2002. — 260 с. — МРБ, 1251).

Книга представляет собой подробное руководство по использованию программ схемотехнического моделирования применительно к элементной базе среднего уровня интеграции. Изложение ведется по принципу: от простого — к сложному, примененному как к предмету цифровой электроники, так и самим компьютерным программам.

Начиная с основ цифровой электроники, проиллюстрированной моделированием базовых логических элементов и их схемотехнической реализации, и продолжив рассмотрение узлов комбинационного и последовательного типов, книга постепенно подводит читателя к моделированию более сложных цифровых устройств, кончая микропроцессором.

Последовательно с рассмотрением работы моделей даются необходимые сведения о програм-

мах и советы по их конкретному применению. Приведено большое число разнообразных схемных моделей, сопровождаемых подробными указаниями по их формированию: экранные снимки выбора компонентов, редактирование их свойств, выбор режимов и результаты моделирования.

Рассмотрение моделирования параллельно в двух разных программах показывает их возможности и позволяет читателю сделать выбор на свой вкус.

Книга написана просто и доступно, без использования математики и написания программ, все использованные понятия и обозначения подробно объяснены, по ряду терминов приведены историко-этимологические справки.

Книга может быть использована для изучения и практического применения цифровой электроники и методов схемотехнического моделирования электронных устройств на компьютерах широкой категории читателей — от школьников старших классов и студентов колледжей и ВУЗов, до профессионалов, не использовавших ранее в своей работе компьютерное схемотехническое моделирование.

В книге 311 с., 197 рис.

Москва, Горячая линия-Телеком, 2003.



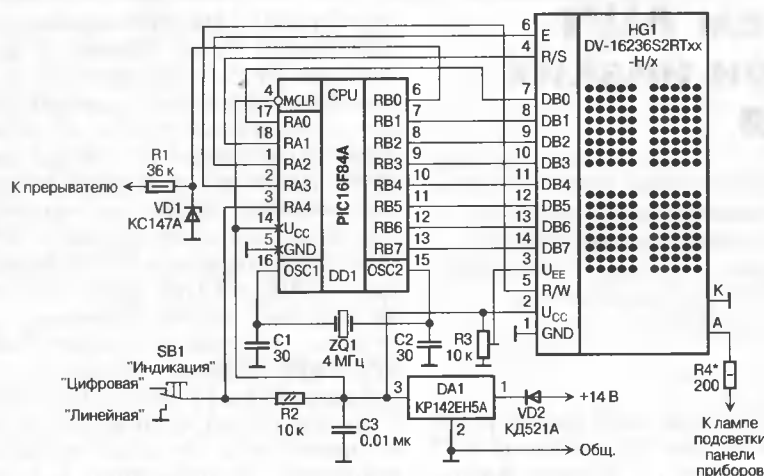


Рис. 9

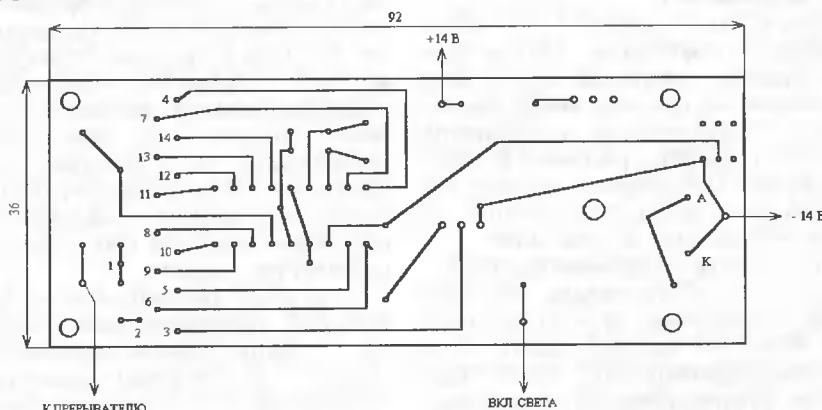


Рис. 10

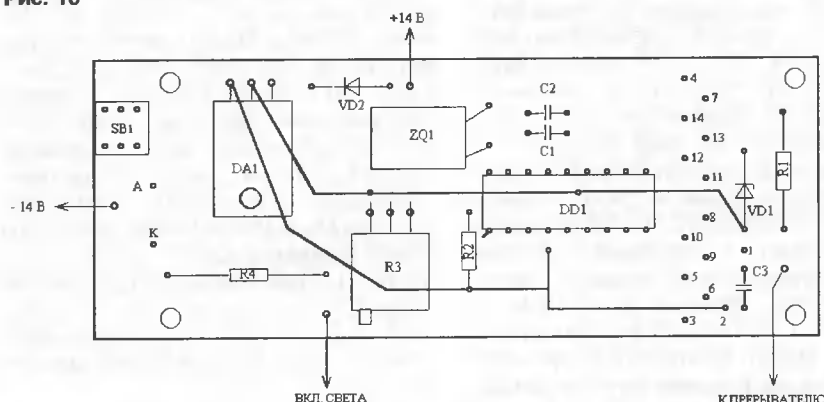


Рис. 11

верить на равенство значение счетчика знакоместа и регистра данных. Если регистр данных равен значению счетчика знакоместа, то выполняется штриховка данной цифры. Если значение регистра данных не равно счетчику знакоместа, то инкрементируется счетчик знакоместа (декрементируется счетчик циклов) и заштриховывается следующее за цифрой знакоместо. Цифра остается незаштрихованной.

Таким образом заштриховываются все необходимые знакоместа до обновления счетчика циклов. Вывод значений на ЖКИ заканчивается разрешением прерываний. При выводе новых данных на индикатор дисплей очищается, и весь цикл вывода на индикацию повторяется. Инициализация ЖКИ производится только при первом цикле.

Поскольку линейная индикация выполняется по двоичным значениям регистра данных, при пользовании тахо-

метром необходимо помнить, что значение цифр на индикаторе необходимо умножать на 1024. При индикации 4000 погрешность составит минус 96 мин⁻¹, что вполне приемлемо для оценочного определения частоты вращения двигателя во время движения. Цифровое значение индицируется с расчетной погрешностью 0,25 %.

Схема тахометра приведена на рис. 9. Запись и считывание информации в ЖКИ производится в восьмиразрядном формате с использованием проверки бита занятости ЖКИ. Постоянная проверка бита занятости ЖКИ немного увеличивает размер программы, но сокращает время ожидания отработки паузы при каждой отсылке информации на ЖКИ.

Вход микроконтроллера RB0 используется для подачи импульсов с прерывателя. Остальные входы порта В служат для передачи и приема данных индикатора. Для нулевого разряда данных использу-

ется выход RA0. Для бита R/S ЖКИ, определяющего передачу данных или команды, используется выход RA1. Для вывода синхросигналов Е на ЖКИ используется выход RA2. Передача информации на ЖКИ о записи или считывании (R/W) происходит с вывода RA3.

Резистором R3 устанавливается необходимая контрастность индикации ЖКИ. Переключателем SB1 выбирается режим индикации: цифровой или линейный. Резистор R1 и стабилитрон VD1 ограничивают размах входных импульсов с прерывателя до уровня ТТЛ. Диод VD2 установлен для защиты тахометра от случайной переполновки при подключении его к сети автомобиля. Стабилизатор DA1 стабилизирует бортовое напряжение на уровне 5 В. Включение подсветки ЖКИ в темное время суток осуществляется подачей на вывод резистора R4 напряжения с лампы подсветки панели приборов. Рекомендуемый ток светодиодной подсветки ЖКИ равен 70 мА.

Потребляемый тахометром ток без подсветки составляет 8,8 мА. Минимально возможная частота вращения, которую можно измерить тахометром — 366 мин⁻¹ (ограничено разрядностью регистров счета), максимально возможная (ограничена временем антидребезговой задержки) — около 7500 мин⁻¹.

Топология печатной платы приведена на рис. 10, а расположение элементов на плате — на рис. 11. Плата прикрепляется к обратной стороне модуля ЖКИ при помощи винтов со стойками. Подстроечный резистор R3 может быть любого типа, но плата разработана под установку резистора типа СП5-2ВБ. При комнатной температуре микросхема DA1 практически не нагревается, но лучше снабдить ее алюминиевой пластиной толщиной 1...2 мм по размерам свободного места на плате.

Корпус тахометра желательно склеить из пластмассы под цвет передней панели. При установке тахометра необходимо выбрать место с таким расчетом, чтобы изображение на ЖКИ было видно с наибольшей контрастностью. Возможно, придется подкорректировать контрастность резистором R3.

При выключении двигателя или его принудительной остановке во время аварии показания индикатора сохраняются до выключения напряжения питания.

Файлы прошивки микроконтроллера представлены на сайте журнала по адресу <http://www.dian.ru/programs/index.html> в архиве 2003_10_Zaes для четырехцилиндровых двигателей — `tax_lin`, для двухцилиндровых двигателей (Ока) — `tax_oka`.

Николай Заец,
zaes@mail.ru

1. А. В. Самарин. Жидкокристаллические дисплеи. Схемотехника, конструкция и применение. — М.: Солон-Р, 2002.

2. М. Прядко. Справочник по PIC-микроконтроллерам. — М.: ДМК Пресс, 2002.

Применение микросхем АЦП семейства ICL71х6 при низких напряжениях питания

За последние несколько лет в радиолюбительской литературе неоднократно публиковались описания различных цифровых измерительных приборов на основе аналого-цифрового преобразователя КР572ПВ5. Читателям, по-видимому, будет интересна информация о нестандартных вариантах включения преобразователя и некоторых особенностях его применения при пониженном напряжении питания.

В литературе неоднократно описывалось устройство и применение интегрирующего АЦП КР572ПВ5 [1, 7—15, 17, 18, 19, 20] с выводом информации на жидкокристаллический индикатор на 3,5 десятичных разряда, иногда упоминался ее импортный аналог ICL7106 фирмы Harris/Intersil. Семейство это, на самом деле, более обширное [1—6, 29]. В статье рассмотрены только микросхемы, работающие совместно с жидкокристаллическими индикаторами (ЖКИ, LCD). Перечислю те из них, которые можно приобрести у фирм-поставщиков или в московских магазинах розничной торговли электронными компонентами (без претензий на полноту картины). Микросхема ICL7106 продается производства фирмы Harris, встречается и фирмы Intersil, при этом у них разные характеристики (например, ток потребления). Микросхема ICL7126 — микроомный аналог 7106, упоминается в [1], встречалась в одном из прайс-листов, но, скорее всего, уже не выпускается. Микросхема ICL7136 фирмы Harris — микроомный аналог 7106 и замена для ICL7126. Фирма Maxim выпускает микросхемы с маркировкой ICL7106 (в продаже не встречались), ее улучшенный микроомный вариант MAX130, а также ICL7136 и ее улучшенный вариант MAX131. Если речь идет о КР572ПВ5, то, скорее всего, это АЦП производства завода «Альфа», Рига, причем, почти всегда и везде это ноябрь-декабрь 1992 г. (в коллекции автора есть еще экземпляр 1989 г. со странными характеристиками). Создается впечатление, что микросхемы выпустили большой партией на десять лет вперед. Теоретически должны существовать КР572ПВ5 производства Зеленоградского завода «Микрон», КР1175ПВ5 (завод «Сапфир»), КР1146ПВ5 («Квазар»), а также модификации 7106 с режимом «Hold» — КР572ПВ8 (ICL7116), КР572ПВ10, («Альфа», «Микрон») [1, 31], но автору с этими микросхемами встречаться не доводилось. Фирма Telcom/Teledine (с 2001 г. — часть фирмы Microchip) выпускает линейку аналогов с префиксом TC (TSC)7106, TC7126, TC7136, TC7129, но, похоже, в Москве продукция фирмы Telcom практически не присутствует (реально нашлась только TC7129). В прайс-листах встречались MHB7106 (Tesla), WS7106 (что-то азиатское), C7136 (?), HI7136 (?), KS7126CN

(Samsung?), существуют бескорпусные варианты исполнения указанных АЦП (они используются в дешевых азиатских мультиметрах).

Микросхемы семейства полностью совпадают по цоколевке (в статье речь идет только о корпусе DIP-40) и схемам включения, но при этом имеют некоторые схемотехнические особенности, которые приводят к различию в характеристиках (напряжение питания, ток потребления, шум, стабильность). Во всех микросхемах фирмы Maxim (и в ICL7136 Harris) во временной диаграмме работы [15] появилась четвертая фаза — коррекция нуля интегратора, что позволяет быстрее восстановить работоспособность АЦП после перегрузки (overrange recovery), в микросхемах MAX130/131 величина rollover error ниже единицы младшего разряда. Важной отличительной особенностью микросхем MAX130/131/138 является организация их внутреннего источника образцового напряжения (ИОН), который выполнен на базе источника на ширине запрещенной зоны (Bandgap) [30], что дает более высокую температурную стабильность при более низком уровне шума по сравнению с источником, построенным на основе стабилизатора (Zener). Наличие такого ИОН позволяет (и это указано в документации фирмы Maxim) расширить допустимый диапазон напряжения питания микросхем MAX13х до 4,5...14 В. Основное отличие микросхемы MAX138 — встроенный инвертор питания (аналогичный микросхеме ICL7660), который из внешнего однополярного питания делает внутреннее двуполярное.

К описываемому семейству можно отнести и прецизионные интегрирующие 4,5-разрядные АЦП ICL7135 (КР572ПВ6) и ICL7129A (MAX7129, TC7129). Про последнюю можно сказать, что это очень хорошая микросхема, позволяющая создавать весьма точные измерители различных величин. Она широко используется в 4,5-разрядных мультиметрах азиатского производства (DT930F/F+, MY65, UT56), есть в продаже (стоимость около \$10), но для нее нужен довольно специфический мультитиплексный (3:1) ЖКИ, отечественных аналогов которого просто не существует, а импортных вариантов автор, к великому сожалению, в розничной продаже не нашел.

В зависимости от типа АЦП несколько отличаются номиналы элементов в

типовых схемах применения микросхем. Подробности можно уточнить в документации фирм-производителей. В [1] на с. 222—224 приведены удобная сравнительная таблица отличий в типовых значениях параметров упомянутых выше типов микросхем и сводная таблица рекомендуемых номиналов элементов.

В данной статье не рассматривается устройство и принципы работы интегрирующих АЦП ICL71х6, предполагается, что основные сведения потенциальному читателю известны из многочисленных публикаций. Хотелось бы обратить особое внимание на статью [15]. В ней в доступной форме изложено почти все, что нужно знать про рассматриваемые микросхемы, но кроме этого, во второй части статьи подробно, с привлечением экспериментальных данных рассмотрен вопрос о допустимых пределах изменения напряжений (синфазных и дифференциальных) на входах и внутренних узлах АЦП. Эти данные имеют непосредственное отношение к теме настоящей статьи, поскольку подтверждают возможность использования микросхем семейства при пониженных напряжениях питания.

В статье не рассматриваются варианты АЦП, предназначенные для работы со светодиодными индикаторами (ICL7107 и ее аналоги), но упомянуть о них придется. Если посмотреть фирменную документацию на различные типы микросхем данного семейства (от Harris, Intersil и Maxim), можно обнаружить раздел «ICL7107 Power Supplies», в котором сказано, что при определенных условиях совсем не обязательно использовать номинальное напряжение питания данных АЦП. Существует «Application Note 9609: Overcoming Common Mode Range Issues When Using Intersil Integrating Converters (Intersil)», где рассмотрен конкретный пример питания ICL7107 от однополярного источника +5 В. Условий, при которых допустимо снижение напряжения питания, всего три:

- входной сигнал расположен внутри допустимого интервала синфазных входных напряжений;
- входной сигнал менее $\pm 1,5$ В;
- используется внешний источник образцового напряжения (ИОН).

Сказано это про микросхему ICL7107 (КР572ПВ2), для которых номинальным считается двуполярное питание ± 5 В со средней точкой. Эта точка подключается к соответствующему выводу микросхемы — GND (вывод 21, «power supply ground»). В результате такого подключения напряжение питания цифровой секции АЦП оказывается фиксированным независимо от общего напряжения питания. В АЦП ICL7106 при напряжениях питания менее 6,8 В напряжение питания цифровой части не определено, поскольку «выключен» внутренний стабилизатор напряжения. Устройства аналоговой секции, в том числе стабилизаторы напряжения, у микросхем ICL7106 и ICL7107 одинаковы, из чего следует, что условия питания цифровой

секции АЦП — это единственная причина, по которой фирмы изготовители допускают применение ICL7107 при низких напряжениях и не дают соответствующего разрешения для ICL7106. Если задуматься, почему нельзя обойтись без стабилизации питания для цифровой части микросхемы, можно найти следующие причины: отсутствие возможности рассчитать частоту встроенного RC-генератора в соответствии с формулой $F_{ген} = 0,45/RC$; нестабильность частоты RC-генератора, которая хотя и не влияет на процесс измерения, но только в очень разумных пределах, неопределенность с напряжением питания ЖКИ.

Вопросы с генератором можно обойти, применив кварцевую стабилизацию, современные ЖКИ нормально работают при амплитуде напряжения на сегментах 3 В. Нет причин, по которым нельзя попробовать подключить ICL7106 нестандартным образом.

Если вернуться к перечисленным выше трем условиям, то по поводу первого пункта нужно посмотреть что получится, по поводу второго — будем рассматривать устройство, в котором входной сигнал не превышает 200 мВ, а третий пункт выполним достаточно просто. На самом деле, если не считать наличия внешнего ИОН, мы получаем наиболее распространенную схему, в которой используются данное семейство АЦП, а именно, вольтметр с входным диапазоном 200 мВ в мультиметрах.

В результате вышеприведенных сообщений была разработана схема, представленная на рис. 1. Преследовалась цель создать цифровой базовый измеритель с хорошей повторяемостью, который способен работать с любым из перечисленных выше типов АЦП, принадлежащих к рассматриваемому семейству, несмотря на то, что в соответствии с документацией требуются различные (типовые) номиналы отдельных элементов. Данная схема соответ-

ствует макету, на котором проводились испытания АЦП.

В макетном образце было проверено в общей сложности 20 микросхем аналогово-цифровых преобразователей семи различных типов и производителей. Результаты испытаний приведены в табл. 1 и на рис. 2—5. Испытания производились при следующих параметрах элементов: $C_{инт} = 0,22$ мкФ, $R_{инт} = 120$ кОм, $F = 32,768$ кГц, $U_{ион}$ (внешн.) = 1,2348 В.

Комментарии к табл. 1.

1. В колонке 1 перечислены испытанные экземпляры микросхем АЦП, указан производитель и год выпуска. Мик-

росхема MAX138, вообще-то, не должна присутствовать в данной таблице, поскольку имеет существенные отличия и для нее требуется иная типовая схема включения [1, 5, 28, 29]. Тем не менее, эта микросхема нормально работает в схеме, изображенной на рис. 1, несмотря на то, что ее внутренний преобразователь выключен. Микросхема работает от внутреннего генератора, кварцевый резонатор, естественно, не нужен, хотя и не отключался при проверке.

2. $U_{пит. мин.}$ — минимальное напряжение питания микросхемы, при котором еще сохраняется работоспособность

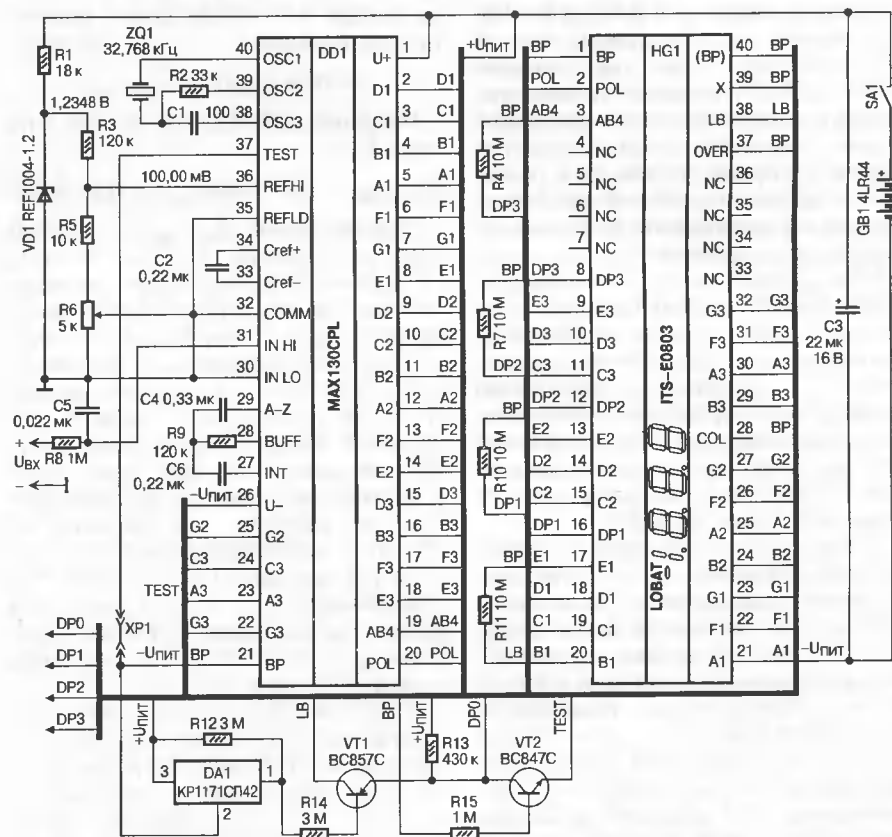


Рис. 1

Таблица 1

Микросхема	$U_{пит. мин.}$ В, +/-	U_{REF} внутр., В	$U_{ст. мин.}$ аналог/цифр., В	$I_{потр. при}$ $U_{пит}=9/4,5$ В, мкА	$R_{инт. мин.}$ кОм, +/-	Rollover err., ед. мл. разр.	Показания ЖКИ
MAX130CPL, экз. 1, 1989	4,21/4,3	3,060	4,10/6,4	285/222	92/38	0,5	1000/999, 10:1
MAX130CPL, экз. 2, 1990	4,11/4,07	3,066	—	284/204	—	0,5...1	1000
MAX130CPL, экз. 3, 1990	4,35/4,48	—	—	—	—	< 0,5	1000
MAX130AEPCL, экз. 4, 1998	4,37/4,43	3,068	—	301/208	—	< 0,5	—
KP572ПВ5А, экз. 1, Альфа, 1992	3,55/3,55	2,718	—	780/363	56/76	1...1,5	1000/999, 10:1
KP572ПВ5А, экз. 2, Альфа, 1992	3,89/4,05	2,840	—	944/399	65/76	1	1000
KP572ПВ5А, экз. 3, Альфа, 1992	3,55/3,6	2,983	6,7/6,7	897/373	54/66	0,5	1000
KP572ПВ5А, экз. 4, Альфа, 1992	3,5/3,55	2,843	6,42	888/412	68/94	нет	1000
ICL7106CPL, Intersil, 2001	3,85/3,95	2,692	6,5	815/379	50/64	нет	1000/999, 1:1
ICL7106CPL, Harris, экз. 1, 1996	3,6/3,53	2,937	7,0	1400/555	56/64	1...1,5	999
ICL7106CPL, Harris, экз. 2, 1996	3,52/3,88	2,910	6,85	1390/552	62/78	1	999
MAX131CPL, экз. 1, 1990	4,1/4,15	3,064	3,85/6,4	236/179	91/37	нет	1000
MAX131CPL, экз. 2, 1988	4,38/4,43	3,059	—	250/189	—	1	1000
ICL7106CPL, Harris, экз. 1, 1998	3,6/3,5	3,030	6,88	257/132	73/71	0,5	999
ICL7106CPL, Harris, экз. 2, 1998	3,7/< 3,5	3,051	6,8/6,8	260/134	65/65	0,5...1	999
ICL7106CPL, Harris, экз. 3, 1998	3,76/3,78	3,004	6,83	255/130	74/73	нет	999
ICL7106CPL, Harris, экз. 4, 1998	3,5/< 3,5	3,005	—	—	—	0,5	999
ICL7106CPL, Harris, экз. 5, 1998	< 3,5/< 3,5	3,016	—	—	—	1	999
ICL7106CPL, Harris, экз. 6, 1998	< 3,5/< 3,5	3,011	—	—	—	0,5	999
MAX138 (внутр. генер.), 1995	4,27/4,1	3,043	—	182/147	73/30	нет	1000

АЦП. Напряжение питания плавно снижалось до того момента, при котором показания АЦП 199,8 мВ начинали изменяться, но не более чем на одну единицу младшего разряда индикатора. Проверка производилась при подаче на вход АЦП напряжения обеих полярностей, то есть $\pm 199,8$ мВ. Данный параметр получен при испытании микросхем в конкретной схеме включения (рис. 1) при указанных на схеме номиналах $C_{\text{ИНТ}}$, $R_{\text{ИНТ}}$, $F_{\text{КВ}}$. Критерий недостаточно четкий, поведение микросхем различно, у некоторых просто гаснет индикатор, у ICL7136 никакого порога вообще не обнаружилось, они продолжали давать правильные показания приблизительно до напряжений питания 3,2...3,4 В. Число в таблице < 3,5 В отражает лишь то обстоятельство, что где-то на этом уровне (~3,25...3,5 В) по расчету должно происходить выключение из режима стабилизации внешнего ИОН. С учетом сказанного нужно относиться к приведенным данным с известной долей скептицизма и рассматривать их только как самый общий ориентир.

3. U_{REF} (внутренн.) — напряжение между положительным выводом питания АЦП (вывод 40) и выводом 32 (Common) при напряжении питания больше $U_{\text{СТ. МИН}}$ (аналог.), при котором «включаются» внутренние стабилизаторы микросхемы. При этом внутренний ИОН нагружен током питания внешнего ИОН (REF1004-1.2 по схеме на рис. 1) величиной около 105 мкА.

4. $U_{\text{СТ. МИН}}$ (аналог/цифров.) — минимальное напряжение питания микросхемы, при котором включается внутренний стабилизатор напряжения, соответственно, аналоговой и цифровой секции АЦП. Выход на режим стабилизации аналоговой части соответствует точке перегиба на графиках $U_{\text{COMMON}} = F(U_{\text{ПИТ}})$ (рис. 2). Точка включения стабилизатора цифровой части может быть определена как точка перегиба на графике $U_{\text{ТЕСТ}} = F(U_{\text{ПИТ}})$ (рис. 3), где $U_{\text{ТЕСТ}}$ — напряжение между положительным выводом питания (вывод 40) и выводом «Test» (вывод 37).

5. $I_{\text{ПОТР}}$ — ток потребления всего устройства (рис. 1) при двух напряжениях питания 9 и 4,5 В. Ток потребления микросхемы можно вычислить по формуле

$$I_{\text{АЦП}} = I_{\text{ТАБЛ}} - (U_{\text{ПИТ}} - U_{\text{ИОН}})/R1 - I_{\text{СУПЕРВ}}$$

учитывая что $U_{\text{REF}} = 1,2348$ В, $R1 = 18$ кОм, измеренный ток потребления KP1171СП42 в выключенном состоянии $I_{\text{СУПЕРВ}} = 2,75$ мкА. Ток потребления АЦП, как у любого цифрового устройства, естественно, не постоянен во времени. В таблице приведены значения среднего потребляемого тока (показания мультиметра), причем для снижения разброса показаний емкость конденсатора фильтра СЗ на время измерения тока потребления была увеличена до 1000 мкФ. Дополнительную информацию об изменении тока потребления, можно получить из графиков на рис. 5.

6. $R_{\text{ИНТ.МИН}}$ — минимальное сопротивление $R_{\text{ИНТ}} = R9$, при котором микросхема сохраняет работоспособность одновременно при минимальном напряжении питания ($U_{\text{ПИТ. МИН}}$, колонка 1 таблицы) и максимальном напряжении на входе АЦП обеих полярностей. Данные эти весьма приблизительны из-за отсутствия четкого порога потери линейности (учитывались одна-две единицы младшего разряда ЖКИ). Эти данные можно сравнить с графиками на рис. 2, из которых становится ясно, почему, к примеру, у микросхем фирмы Maxim допустимые сопротивления $R_{\text{ИНТ}}$ существенно отличаются при разной полярности напряжения на входе. Размах напряжения на выходе интегратора можно подсчитать по формуле

$$4000 \times U_{\text{ВХ}}/(C_{\text{ИНТ}} R_{\text{ИНТ}} f_{\text{ГЕН}}).$$

Например, для ICL7136 экз. № 2 по табл. 1,

$$R_{\text{ИНТ.МИН}} = 65 \text{ кОм} + (U_{\text{ВХ}})/65 \text{ кОм}(-U_{\text{ВХ}}).$$

Соответственно $U_{\text{ИНТ. МАКС}} = \pm 1,74$ В ($U_{\text{ВХ}} = 0,1998$ В, $f_{\text{ГЕН}} = 32$ кГц, $C = 0,22$ мкФ). Если посмотреть на рис. 2, то можно увидеть, что для ICL7136 напряжение $U_{\text{КОММ}} = 2$ В при $U_{\text{ПИТ}} = 4$ В, запас по отношению к напряжению питания 2—1,74 = 0,26 В, что соответствует данным [15, с. 63]. Практическая польза от приведенных значений может быть такой: для выбранного типа АЦП можно найти в таблице максимальное сопротивление $R_{\text{ИНТ}}$ и, увеличив это значение на 20...30 %, использовать полученную величину в конкретной конструкции. При этом очевидно, что частота генератора должна быть не менее 32,768 кГц, а емкость $C_{\text{ИНТ}} = C6 = 0,22$ мкФ должна иметь допуск не более 5 %.

7. Rollover Error — разница показаний в конечных точках шкалы при положительном и отрицательном напряжении на входе. Напряжение питания АЦП соответствует $U_{\text{ПИТ. МИН}}$. Один из важных показателей качества АЦП. Для всех типов АЦП (по паспортным данным) этот параметр должен быть меньше единицы младшего разряда. Экспериментальные данные свидетельствуют, что низкое напряжение питания практически не ухудшает данный параметр. Присутствие в колонке цифр меньше единицы объясняется тем, что параллельно входное напряжение контролировалось более точным 4,5-разрядным вольтметром.

8. В последней колонке приведены экспериментальные данные о показаниях ЖКИ при подключении вывода $+U_{\text{ВХ}}$ АЦП к точке $+U_{\text{REF}}$ (левый вывод R8 нужно соединить с верхним выводом R5). Этот параметр — весьма важный обобщенный показатель правильности функционирования и качества работы АЦП (в конкретной схеме включения). В соответствии с внутренней структурой микросхемы текущие показания АЦП выражаются числом равным $1000 U_{\text{ВХ}}/U_{\text{ИОН}}$. Казалось бы, при равенстве этих напряжений индикатор должен всегда точно и стабильно показывать 1000. Однако даже в документа-

ции указано, что допустимыми считаются показания 1000/999. На эти показания могут оказывать влияние самые разные факторы: наводки, утечки по плате, качество использованных комплектующих, особенно конденсаторов. Пожалуй, единственный фактор, который не влияет на показания в данной схеме включения — это нестабильность самого ИОН, правда с оговоркой, что в схеме использованы конденсаторы с низким значением абсорбции. Конденсатор $C_{\text{ИНТ}}$ был временно заменен на полистироловый K71-7 0,2 мкФ. О конденсаторах ниже будет рассказано более подробно. В процессе проверки выдалась возможность лишний раз убедиться, насколько информативен данный параметр. Одна из имевшихся микросхем (ICL7106, Harris), поведение и исправность которой на первый взгляд не вызывали сомнений, в указанной схеме подключения выдала показания 1080/1090! Причиной, по-видимому, может служить неправильная работа внутреннего счетчика АЦП. В табл. 1 этот экземпляр, естественно, не попал. Если в рассматриваемой колонке присутствует одно число, это означает, что показания индикатора были стабильными. Если два, то первое — это основное показание, второе — то, которое появляется на индикаторе реже. Указано приблизительное соотношение частоты появления показаний. Этот «ненаучный» вид представления данных вызван тем обстоятельством, что разрядность индикации мала и желательно получить какую-то дополнительную оценку измеряемой величины, пусть даже чисто качественную. В данной конструкции период измерения не кратен периоду сетевой наводки, которая, пусть и в минимальной степени, всегда присутствует на входе вольтметра. Это дает возможность приблизительно оценить значение неиндицируемых разрядов внутреннего счетчика АЦП (как раз по соотношению показаний) или степень их «близости» к порогу переключения младшего разряда индикатора. То есть, показания 1000/999 при соотношении 10:1 приблизительно соответствуют 999,(8)...999,(9). Последняя девятка на индикаторе, естественно, отсутствует, но внутренний счетчик, разрешение которого выше, чем у индикатора, ее отсчитывает. В справедливости последнего утверждения легко убедиться, проверяя работу 3,5-разрядного АЦП ICL71xx по 4,5-разрядному вольтметру с классом точности на порядок (один десятичный разряд) выше. Например, при правильной настройке переход показаний +000,0(0)/-000,0(0) мВ происходит при напряжении на входе $\pm 000,00$ мВ, между 99,9(9)/100,0(0) соответствует действительному входному напряжению 100,00 мВ. Аналогичный способ оценки был использован и при проверке качества конденсаторов (см. ниже). Любопытно, что есть достаточно четкая взаимосвязь между производителем и данным параметром. Все микросхемы фирмы Harris (разных типов) дают устойчивые показания 999, а все типы микросхем фирмы Maxim — 1000.

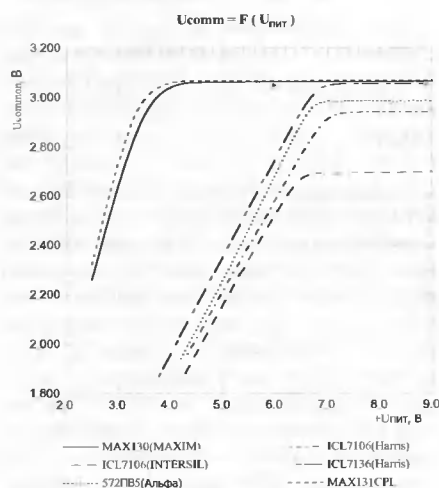


Рис. 2

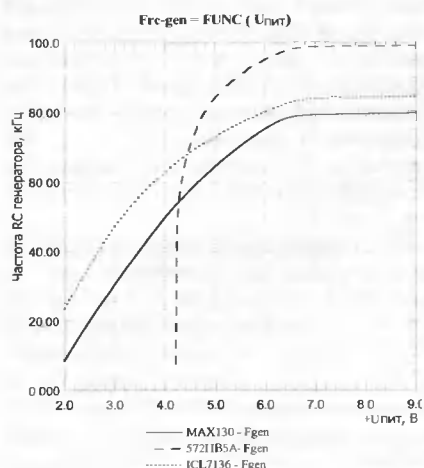


Рис. 3

В устройстве использован обычный и доступный часовой кварцевый резонатор с $f_{кв} = 32768$ Гц.

Попытка подключить часовой кварцевый резонатор по типовой схеме к выводам 39, 40 АЦП оказалась неудачной. Некоторые сочетания пар микросхем-резонатор отказывались работать даже при номинальном напряжении питания 9 В. В результате экспериментов появился нестандартный вариант подключения, показанный на рис. 1. Это типовой RC-генератор, в котором перемычка между точкой соединения резистора и конденсатора и выводом 40 заменена кварцевым резонатором. Номинал резистора R_{GEN} (R2) существенно меньше, чем рекомендуется в документации (30 кОм вместо 100 кОм (ICL7106) или 180 кОм (ICL7136)). Дело в том, что подобный генератор запускается и стабильно работает на частоте кварцевого резонатора только в том случае, когда исходный RC-генератор (при замкнутом резонаторе) на нижнем пределе напряжения питания имеет собственную частоту выше частоты резонатора, то есть выше 32768 кГц (установлено экспериментально). При снижении напряжения питания микросхемы и соответствующем снижении напряжения U_{test} частота RC-генератора уменьшается. Ориентировочные цифры для трех типов микросхем АЦП можно посмотреть на рис. 3 (зависимость частоты RC-генератора от напряжения пита-

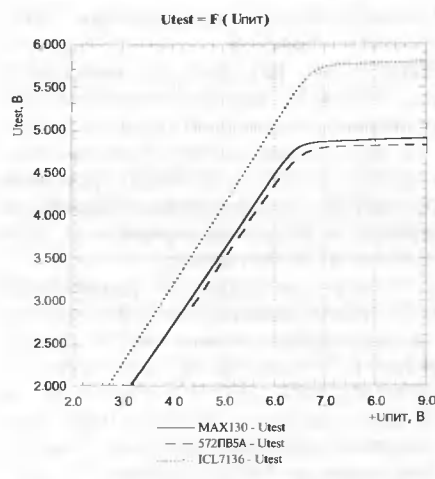


Рис. 4

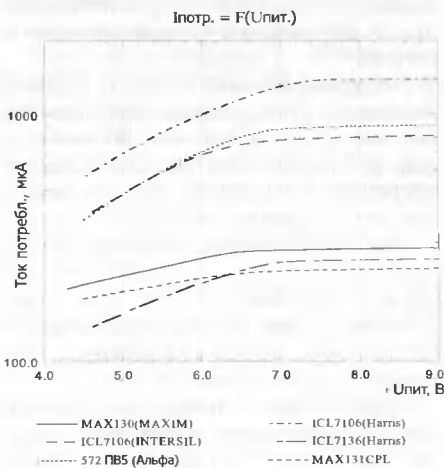


Рис. 5

ния, $R_{GEN} = 33$ кОм, C_{GEN} (C1) = 100 пФ, кварцевый резонатор замкнут) и рис. 4 (напряжение U_{TEST}).

По приведенной схеме со всеми типами АЦП нормально работали практически все имевшиеся часовые кварцевые резонаторы при изменении напряжения питания схемы от 4 до 9,5 В. Проверялись следующие типы резонаторов: импортный Ø3 мм (корпус DT38-T), на котором была надпись KDS6G (3 шт.); отечественный Ø3 мм (корпус DT38-T) с надписью «32768» (3 шт.); отечественный в корпусе PK271 «лодочка» (3 шт.); резонаторы неизвестного происхождения Ø2х6 мм (корпус DT-26) (5 шт.). Только последний тип резонаторов Ø2 мм оказался не на 100 % работоспособным. Из пяти экземпляров два не то, чтобы совсем не работали, но не запускались самостоятельно при включении питания. Поведение RC-генератора у разных типов АЦП различно. Испытанная микросхема КР572ПВ5, с указанными номиналами устойчиво работала, начиная с 4,2...4,5 В, выключался генератор при напряжении около 3,3...3,5 В, а с кварцевым резонатором генератор запускался при напряжении ниже 4 В, что и позволяет утверждать, что в предложенной схеме работоспособны все типы АЦП из табл. 1. У микросхемы MAX130 напряжения включения/выключения RC-генератора — 3,2...3,5/2,0...2,3 В. RC-генератор микросхемы ICL7136 продолжал работать при

напряжении питания 1,5...1,8 В ($F_{GEN} = 2,5...3$ кГц)!

Для подавления помех с частотами, кратными 50 Гц, частота генератора должна быть такой, чтобы во время интегрирования (4000 периодов T тактового генератора) укладывалось целое число K периодов (20 мс) сетевого напряжения [15]. Иначе говоря, $F_{GEN} = 1/T = 200/K$, кГц, т. е. 200, 100, 67, 50, 40 кГц и т. д. С точки зрения подавления помехи с частотой сети выбранное значение частоты 32,768 кГц неидеально, но и не сильно отличается от ближайшей расчетной частоты [15] $200/6 = 33,333$ кГц.

Явление, обусловленное замедленными процессами поляризации в диэлектрике и приводящее к появлению напряжения на электродах после кратковременного разряда конденсатора, называется диэлектрической абсорбцией. Напряжение, появляющееся на обкладках конденсатора после его кратковременной разрядки, существенно зависит от длительности времени зарядки конденсатора, времени, в течение которого он был замкнут и времени, прошедшего после этого. Количественное значение абсорбции принято характеризовать коэффициентом абсорбции (K_A , %), который определяется в стандартных условиях. Коэффициент абсорбции конденсаторов зависит от температуры окружающей среды и повышается с ее ростом [21]. К конденсаторам с полярным и слабополярным низкочастотным органическим диэлектриком относятся бумажные, металлобумажные, полиэтилентерефталатные ($K_A = 0,2...0,8$ %), комбинированные (сочетание бумаги и синтетических пленок, $K_A = 0,4...1$ %) лакопеночные, поликарбонатные. К неполярным высокочастотным (тангенс угла потерь слабо зависит от частоты) органическим диэлектрикам относятся полистирол ($K_A = 0,03...0,1$ %), фторопласт ($K_A = 0,03...0,15$ %) и полипропилен ($K_A \sim 0,5$ % [22, 23]). У керамических конденсаторов $K_A = 5...15$ % [21]. Для справки: К70-хх, К71-хх — конденсаторы с диэлектриком из полистирола, К72-хх — фторопластовые, К73-хх — полиэтилентерефталатные, К78-хх — полипропиленовые [21].

В фирменной документации [2, 6] и статьях, посвященных применению АЦП ICL71хх, всегда присутствует предупреждение о том, что требуется применять качественные конденсаторы с низким значением коэффициента абсорбции в диэлектрике. Обычно данная рекомендация дается без дополнительных комментариев. Только в [24] приведены конкретные данные: если в качестве $C_{инт}$ использовать керамический конденсатор, погрешность линейности будет иметь порядок 0,1 %, а с полистирольным и полипропиленовым диэлектриком — соответственно 0,01 % и 0,001 %. Рекомендуемые типы конденсаторов кочуют из статьи в статью с небольшими вариациями. Из отечественных конденсаторов, обычно предлагается использо-

вать K71-4, K71-5, K72П-6, K72-9, K73П-7, K73-16, K73-17 [15, 19, 20, 24]. В списке рекомендованных отсутствуют конденсаторы K78-хх, несмотря на то, что в фирменной документации написано, что хорошие результаты можно получить именно с полипропиленовыми конденсаторами, только для 4,5-разрядного ICL7129 упоминаются еще и тефлоновые (фторопластовые). Для менее ответственных применений [6] и в качестве C_{A-Z} (C4, рис. 1), C_{REF} (C2) можно использовать конденсаторы с диэлектриком из полиэтилентерефталата (полиэтилентерефталат — лавсан — poliester). Честно говоря, не очень верилось, что для 3,5-разрядного прибора с классом точности не выше 0,5 вопрос с типом конденсаторов столь важен. Для полной ясности пришлось проверить.

Проверить качество конденсаторов в данном устройстве несложно. Для этого достаточно подключить вход к положительному выводу ИОН. В соответствии с принципом работы АЦП и его внутренним устройством вольтметр при правильной работе должен обеспечить показания индикатора $1000U_{BX}/U_{REF}$ или 0999(9)...1000(0) при $U_{BX} = U_{REF}$ (см. комментарии к табл. 1). Показания на индикаторе должны быть стабильными (при отсутствии наводок). Для проверки использовался экземпляр АЦП MAX130 №2 с собственными показаниями 1000 (см. табл. 1, столбец 8).

Результаты представлены в табл. 2. Объяснение по поводу «лишнего» разряда индикации (в скобках) было дано ранее.

Небольшие пояснения к таблице.

Таблица 2

Тип конденсатора	Диэлектрик	K_A , %	Показания индикатора		
			основное	допол.	соотн.
ФТ-2 (2×0,1 мкФ)	фторопласт	0,03...0,15	1000(0)	999(8)	3:1
K71-7	полистирол	0,03...0,1	1000	—	—
K78-2	полипропилен	~0,5	1000(0)	999(8)	10:2
K73-17	полиэтилентерефталат	0,2...0,8	998(9)	999(0)	2:1
K73-30, K73-11	полиэтилентерефталат	0,2...0,8	997(9)	998(0)	1:3
K10-17Б (имп.)	керамика (Y5V, Z5U)	5...15	994	995	1:1
1. керам. чип 0805	керамика (Y5V, Z5U)	5...15	993	—	—
2. керам. чип 0805	керамика (Y5V, Z5U)	5...15	995	—	—
K50-35 (имп.)	оксидные	1...15	981	—	—

Вначале все три конденсатора C_{INT} (C6), C_{A-Z} (C4), C_{REF} (C2) заменялись на однотипные, но, поскольку замена C_{A-Z} и C_{REF} практически не влияла на показания, в таблицу эти данные не включены. В дальнейшем проверялась работа устройства, в котором заменен только C_{INT} , номиналы и тип двух других указаны в первой строке табл. 2.

Результат испытаний с фторопластовыми конденсаторами несколько отличается от ожидаемого. Дело в том, что весь узел C_{INT} - R_{INT} - C_{A-Z} весьма чувствителен к наводкам и утечкам. Это специально оговаривается в документации на микросхемы, рекомендуется даже вполне определенное размещение указанных элементов как можно ближе к выводам 27, 28, 29 и использование защитной дорожки на печатной плате.

Цилиндрический конденсатор ФТ-2 0,1 мкФ, 200 В имеет размеры $\varnothing 20 \times 52$ мм (80 мм с выводами), два таких конденсатора, соединенных параллельно, — довольно громоздкая конструкция размером с треть использовавшегося макета, провода длинные, поэтому от сетевой наводки избавиться не удалось, и в таблицу включены те данные, которые получились.

Размеры испытанных (имевшихся) полистироловых и полипропиленовых конденсаторов тоже «не подарок» (K78-2 0,22 мкФ, 250 В — $25 \times 15 \times 10$ мм; K71-7 0,1 мкФ, 250 В — $26 \times 17 \times 10$ мм (2 шт.)), но их, по крайней мере, удалось припаять непосредственно к выводам панельки DIP-40 макета.

Совершенно ясно, что керамические конденсаторы в качестве интегрирующих в данной конструкции применять нельзя.

Оксидные конденсаторы в таблицу попали не шутки ради, а для полноты картины. Дело в том, что по справочнику [21] коэффициент диэлектрической абсорбции у них может быть даже меньше, чем у керамических.

Для определенных выводов данных таблицы явно недостаточно, но создается впечатление, что из всех проверенных полиэтилентерефталатных K73-хх чуть лучшие характеристики имеют конденсаторы K73-17.

Практический вывод из данных табл. 2 заключается в том, что конденсаторы K73-17 (0,22 мкФ, 63 В, $12 \times 10 \times 6$ мм) можно считать неким компромиссным решением при выборе между точностью и минимальными габаритами конструкции. Поэтому конден-

сатор интегратора использован типа K73-17, конденсатор автокоррекции нуля — K73-30 (размеры K73-30, K73-39, K73-24В меньше чем у K73-17), C_{REF} — K73-17.

Про керамические конденсаторы хотелось бы сделать еще одно замечание (относится только к открытому макету). Если в качестве C_{A-Z} и C_{REF} используются керамические конденсаторы (особенно небольшого размера), вольтметр становится температурно-чувствительным устройством. В документации по этому поводу есть примечание, что при использовании конденсаторов C_{A-Z} и C_{REF} с некачественным диэлектриком растет время установления и может увеличиваться нестабильность показаний вольтметра. Частично это связано с диэлектрической абсорбцией, но при условии

стабильности нуля и U_{REF} не должно оказывать сильного влияния. Но в процессе измерений был отмечен (подчеркиваю, на открытом макете) еще один эффект. Поскольку у керамических (ЧИП) конденсаторов с емкостью 0,1...1,0 мкФ используется диэлектрик Y5V с очень сильной температурной зависимостью, при малейшем изменении температуры (легком сквозняке) конденсаторы (K10-17 и, особенно, чип 0805) за время цикла измерения умудряются существенно изменить свою емкость. Поскольку конденсатор внутри цикла отключен от источника (например U_{REF}) и заряд на нем постоянен, это приводит к изменению напряжения (автокоррекции нуля или U_{REF}) и показания вольтметра начинают вполне ощутимо плавать (до 2...4 единиц младшего разряда ЖКИ). В закрытом корпусе и при чип-конденсаторах, установленных на плате (масса больше и тепловой контакт лучше), эффект практически не проявляется, поэтому в закрытых конструкциях в качестве C_{REF} можно использовать керамический чип конденсатор.

Интересный факт. Данные о величине коэффициента диэлектрической абсорбции в диэлектрике для нескольких типов полипропиленовых конденсаторов присутствовали в издании справочника 1983 г. [22] и по каким-то причинам исчезли из издания 1993 г. [21], отсутствуют эти данные и в кратком каталоге фирмы-производителя (ЗАО «Элкод»), что сильно огорчает автора статьи как любителя микросхем ICL71хх, но, по-видимому, куда серьезнее должно огорчать конструкторов звукопроизводящей аппаратуры класса Hi-End.

Внешний источник образцового напряжения — REF1004-1.2 (Burr-Brown/TI). Номинальное напряжение — 1,235 В, минимальный рабочий ток — 10 мкА, корпус SOIC-8. Можно использовать широко доступный ИОН LM285/LM385Z-1.2 (NSC, LT, Motorola, Telcom) в корпусе TO-92 с номинальным напряжением 1,235 В и минимальным рабочим током 10 мкА, а также LM4041-1.2 (1,225 В, 50 мкА, SOT-23/TO-92, NSC, Micrel, LT), AD1580 (ADI, 50 мкА, 1,225 В, SOT-23, [28]), ICL8069 (1,23 В, 50 мкА, Maxim, Intersil). Фирма Maxim выпускает еще несколько типов ИОН с напряжением 1,2 В и малыми рабочими токами — MAX6250, MAX6001/061/101/161/190 и т. д. Возможность применения в данном измерителе можно уточнить по фирменной документации [29].

Для того, чтобы обеспечить использование данного блока в качестве базового узла многопредельного прибора с батарейным питанием, в него введен супервизор напряжения питания и цепи включения десятичных точек.

Детектор понижения напряжения (супервизор питания) — KP1171CP42 (корпус TO-92), импортный прототип PST29D ($U_S = 4,2 \pm 0,2$ В, Mitsumi) [26]. Паспортный ток потребления в выключенном состоянии <20 мкА (реально измерено — 2,5...3 мкА). Во включен-

ном состоянии ток потребления не более 300 мкА (100 мкА по результатам измерения).

Данный тип супервизора выбран как наиболее дешевый. Пользуясь ориентировочными данными табл. 1 о минимальном напряжении питания $U_{\text{пит. мин}}$, можно подобрать супервизор с необходимым напряжением срабатывания для конкретного типа АЦП. Недостаток — нет варианта с напряжением срабатывания 4,5 В, который может понадобиться (см. табл. 1), вариант с таким напряжением срабатывания существует у прототипа — это PST29C ($U_S = 4,5 \pm 0,2$ В) [26]. Точный подбор супервизора увеличивает эффективность использования емкости батареи питания. Вообще же в данной конструкции можно использовать любой супервизор питания с типом выхода — открытый коллектор, открытый сток или CMOS push-pull (КМОП) и активный низкий логический уровень. Фирм, производящих супервизоры, типов и аналогов очень много и значительная часть этого множества вполне доступна. Вот некоторые из распространенных типов (большая часть в корпусе SOT-23): MCP120, MCP809(M), TCM809, TC54VNXx, TC12xx (Microchip), ADM809(L, M) (ADI), V630xx (EM-Marine), MC34xxx (Motorola), MAX809M (Maxim) и т. д.

Транзистор VT2 инвертирует сигнал BP и используется для включения десятичных токов на ЖКИ. Нужная на данном пределе точка включается соединением цепи DP0 с соответствующей цепью DP1—DP3. Этот же инвертированный сигнал BP (на рис. 1 обозначен как DP0) через ключ на транзисторе VT1 может быть подан на сегмент ЖКИ «Low Battery». Состоянием ключа (вкл/выкл) управляет супервизор KP1171СП42. Резисторы R4, R7, R10, R11 (5...10 МОм) установлены для исключения «подсветки» неиспользуемых в данный момент сегментов. В большинстве случаев ЖКИ хорошо работает и без этих резисторов.

Переключатель XP1 является резервом, на всякий случай. Чуть выше было решено, что стабилизированное питание для цифровой секции АЦП не требуется. Следующий, вполне логичный шаг — совсем ликвидировать внутренний стабилизатор. Именно это и происходит, если установить переключатель на XP1. В соответствии с рис. 4 данная операция увеличивает напряжение U_{TEST} приблизительно на 1 В для ICL7136 и на 1,5 В для остальных типов. Никакого воздействия на работу аналоговой части установка переключателя не оказывает, что было проверено на макете на всех испытанных типах АЦП. В процессе снятия характеристик для табл. 1 переключатель не использовалась. Зачем она вообще может понадобиться? Во-первых, в случае неудачного кварцевого резонатора, если внутренний генератор плохо стартует, во-вторых, если попался неудачный экземпляр ЖКИ, которому требуется большое напряжение питания.

В устройстве применен ЖКИ ITS-0803 фирмы Intech. Его размеры 50,8×30,5 мм.

Изображение появляется уже при напряжении 2,0...2,1 В, а максимального контраста, который выше чем у ИЖЦ5-4/8, индикатор достигает уже при напряжении питания 3,0...3,3 В. Данный тип индикатора можно назвать стандартным, поскольку его полные аналоги выпускаются целым рядом фирм (Standish, Epson). Наиболее распространенный индикатор ИЖЦ5-4/8 использовать можно, но нежелательно. Изображение появляется на нем, начиная с напряжения питания ЖКИ 2,5...2,7 В (но максимальный контраст достигается только при величине напряжения питания 4,3...4,8 В). Напряжение питания ЖКИ $U_{\text{TEST}} = U_{\text{пит}} - (1...1,5)$ В, (см. рис. 2). Кроме того, у этого индикатора отсутствует сегмент «Low Battery». Существует аналог данного ЖКИ с названием «Соболь», характеристики которого лучше, а цена больше.

Хороший индикатор — ИЖЦ14-4/7 завода «Рефлектор». Он нормально работает при напряжении питания 3 В, но имеет 50 выводов, много лишних сегментов, и, соответственно, большие размеры, чем ITS-0803. Есть символ-сегмент «LB».

Все перечисленное встречалось в продаже.

В заключение хочется отметить, что автор вполне сознает некоторую двусмысленность материала, изложенного в статье. Утверждение, о том, что все перечисленные в табл. 1 конкретные экземпляры микросхем разных типов нормально работают в предложенной схеме включения (рис. 1) можно и нужно воспринимать буквально (подтверждено экспериментально). Но никаких обобщающих выводов по поводу работоспособности других экземпляров и типов АЦП в данной статье нет. Лично для себя автор все же сделал определенный вывод. Если где-то и когда-то в любительской или промышленной конструкции понадобится подключить данные АЦП, а напряжение будет только +5 В, учитывая большой запас по напряжению питания (иногда больше 1 В), можно, не мучаясь лишними проблемами (типа преобразователя полярности) просто подключиться к тому, что есть.

Олег Федоров,
editor@dian.ru

Литература:

1. Интегральные микросхемы: Микросхемы для аналого-цифрового преобразования и средств мультимедиа. Выпуск 1. — М.: Додэка, 1996.
2. Harris Semiconductor. ICL7106, ICL7107 — 3,5 Digit LCD/LED Display A/D Converter. File Number 3082. Copyright Y Harris Corporation, 1993.
3. Harris Semiconductor. ICL7136, ICL7137 — 3,5 Digit LCD/LED Low Power Display A/D Converter with Overrange Recovery. File Number 3086. Copyright Y Harris Corporation, 1993.
4. MAX130/MAX131 — 3,5 Digit A/D Converters with Bandgap Reference. — Maxim CD Full-Line Data Catalog. 2000 Edition, Version 4.0 \products\pdf\11288.pdf.

5. MAX138/MAX139/MAX140 3-1/2-Digit ADC with Reference, Charge-Pump and Direct LED Drivers — Maxim CD Full-Line Data Catalog. 2000 Edition, Version 4.0 \products\pdf\11292.pdf.

6. ICL7129A/MAX7129 — 4,5 Digit Single-Chip A/D Converter with LCD Driver. — Maxim CD Full-Line Data Catalog. 2000 Edition, Version 4.0 \products\pdf\11495.pdf.

7. С. Бирюков. Цифровой измеритель RCL. — Радио, 1996, № 3, с. 38—41, № 7, с. 62, 1997, № 7, с. 32, 1998, № 5, с. 63, 2001, № 5, с. 44.

8. С. Бирюков. Цифровой мультиметр. — Радио, 1990, № 9, с. 55—58.

9. С. Бирюков. Цифровой мультиметр. — Радио, 1996, № 5, с. 32—34; № 6, с. 32—34; 1997, № 1, с. 52; № 3, с. 54.

10. В. Цибин. Цифровой термометр. — Радио, 1996, № 10, с. 40; 1997, № 4, с. 56; 1998, № 1, с. 50.

11. С. Бирюков. Простой цифровой термометр. — Радио, 1997, № 1, с. 40—42.

12. С. Бирюков. Простой цифровой мегомметр. — Радио, 1996, № 7, с. 32, 33; 1998, № 3, с. 32.

13. С. Бирюков. Цифровой измеритель емкости. — Радио, 1995, № 12, с. 32—34; 1996, № 7, с. 62.

14. С. Бирюков. Портативный цифровой мультиметр. — В помощь радиолюбителю, вып. 100. — ДОСААФ, 1988, с. 71—90.

15. С. Бирюков. Применение АЦП KP572FB5. — Радио, 1998, № 8, с. 62—65.

16. Специализированные микросхемы для цифровых мультиметров. — Компоненты и технологии, 2001, № 2, с. 26.

17. Д. А. Садченков. Современные цифровые мультиметры. Серия «Библиотека ремонта». Вып. 1. — М.: Солон-Р, 2001.

18. Б. Г. Федорков, В. А. Телец. Микросхемы ЦАП и АЦП: функционирование, параметры, применение. — М.: Энергоатомиздат, 1990.

19. И. В. Новаченко, В. А. Телец. Микросхемы для бытовой радиоаппаратуры. Дополнение второе. Справочник. — М.: Радио и связь, 1991.

20. А. В. Нефедов. Интегральные микросхемы и их зарубежные аналоги: Справочник, том 6. — М.: РадиоСофт, 1998.

21. И. И. Четвертков, М. Н. Дьяконова, В. И., Присняков и др. Конденсаторы. Справочник под ред. И. И. Четверткова, М. Н. Дьяконова. — М.: Радио и связь, 1993.

22. Справочник по электрическим конденсаторам. Под ред. И. И. Четверткова. — М.: Радио и связь, 1983.

23. Конденсаторы с органическим диэлектриком. Каталог. — СПб.: ЗАО «ЭЛКОД», 2000.

24. В. С. Гутников. Интегральная электроника в измерительных устройствах. — Издание второе, переработанное и дополненное. — Л.: Энергоатомиздат, 1988.

25. А. М. Юшин. Оптоэлектронные приборы и их зарубежные аналоги: Справочник, том 2. — М.: ИП РадиоСофт, 1999.

26. Интегральные микросхемы: Микросхемы для линейных источников питания и их применение. Издание второе, исправленное и дополненное — М.: Додэка, 1998.

27. В. Р. Варламов. Современные источники питания: Справочник. Издание второе, исправленное и дополненное. — М.: ДМК Пресс, 2001.

28. Analog Devices Designers' Reference Manual CD 2001 Edition, Rev.E1 — www.analog.com.

29. Maxim CD Full-Line Data Catalog. 2000 Edition, Version 4.0 — www.maxim-ic.com.

30. П. Хоровиц, У. Хилл. Искусство схемотехники: В 3-х томах, 4-е изд., том 1. — М.: Мир, 1993, с. 353—357.

31. Сектор электронных компонентов. Россия-2000. — М.: Додэка, 2000.

Анализ шумов в устройствах с операционными усилителями

Вычисление шума при дифференциальном включении ОУ. Анализ шумов для дифференциального усилителя может быть сделан тем же самым способом как в предыдущем примере. На рис. 17 показана схема, используемая для анализа, рис. 18—21 поясняют его ход.

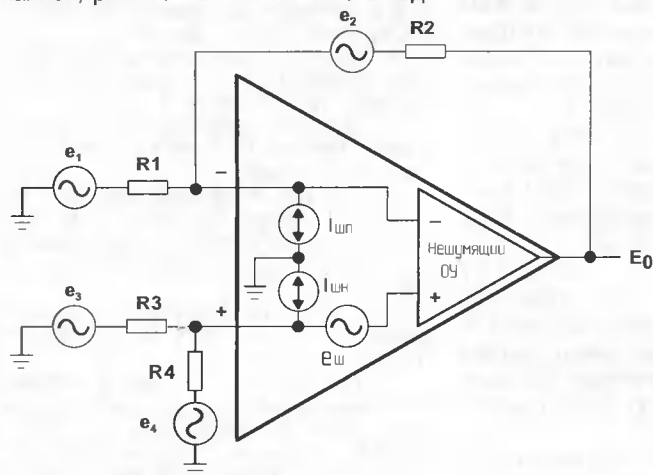


Рис. 17

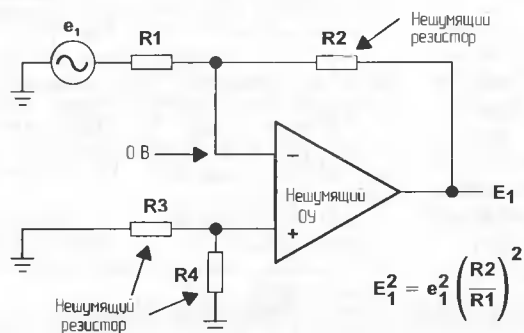


Рис. 18

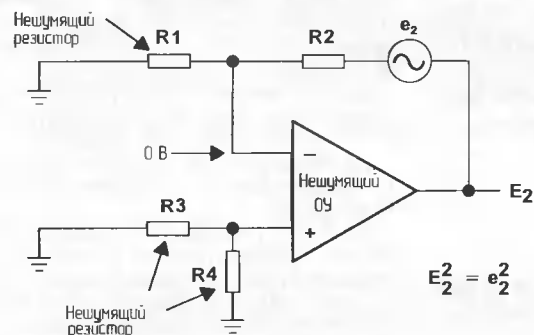


Рис. 19

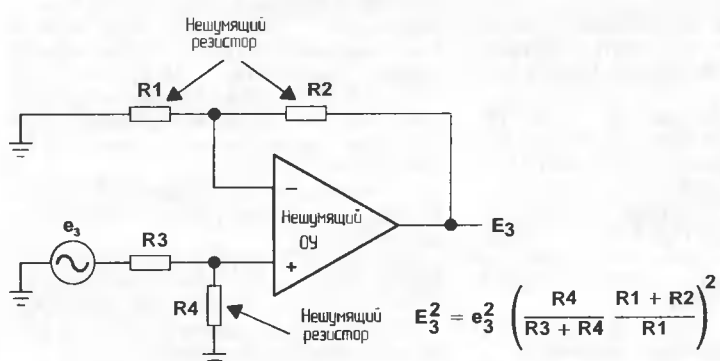


Рис. 20

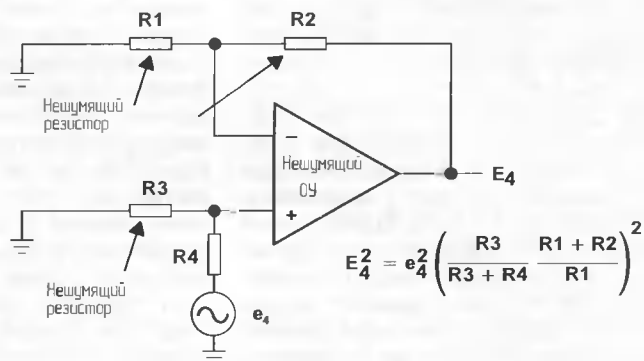


Рис. 21

Просуммируем источники, чтобы получить решение для выходного среднеквадратичного значения напряжения шума этой цепи $E_{\text{РСК}}$, возникающего из-за шума в резисторах:

$$E_{\text{РСК}} = \sqrt{E_1^2 + E_2^2 + E_3^2 + E_4^2} \quad (18)$$

Обычно $R1 = R3$ и $R2 = R4$. Введение этой замены приводит вышеупомянутую формулу к следующей:

$$E_{\text{РСК}} = \sqrt{\int 8kTR2(1 + \frac{R2}{R1})df}, \text{ если } R1 = R3 \text{ и } R2 = R4. \quad (19)$$

Теперь рассмотрим источники шума, связанные непосредственно с ОУ. Результаты расчетов показаны на рис. 22—24.

Просуммируем источники шума операционного усилителя, чтобы получить формулу для среднеквадратичного значения напряжения выходного шума цепи $E_{\text{ОУСК}}$:

$$E_{\text{ОУСК}} = \sqrt{E_{\text{ш}}^2 + E_{\text{шп}}^2 + E_{\text{шн}}^2}, \quad (20)$$

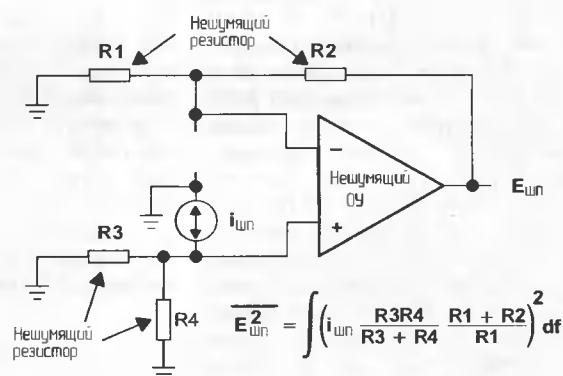


Рис. 22

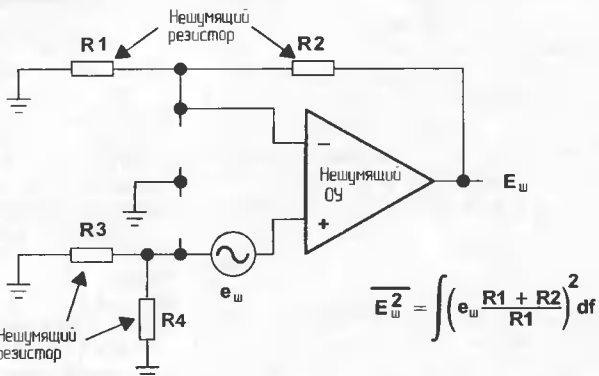


Рис. 23

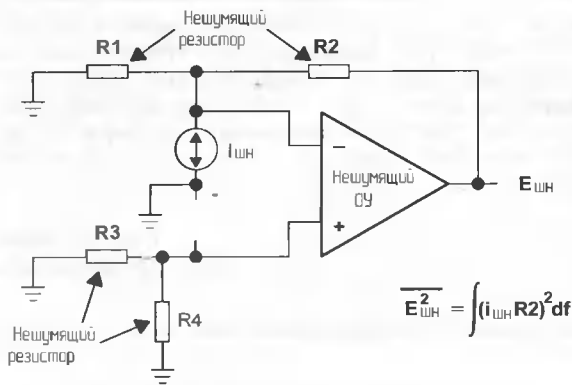


Рис. 24

$$E_{\text{ОУСК}} = \sqrt{\int [(i_{\text{шн}} R_2)^2 + (i_{\text{шп}} \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} \frac{R_1 + R_2}{R_1})^2 + (e_{\text{ш}} \frac{R_1 + R_2}{R_1})^2] df}.$$

Обычно $R_1 = R_3$, $R_2 = R_4$, и $i_{\text{шн}} = i_{\text{шп}} = i_{\text{ш}}$. Введение этой замены упрощает упомянутую выше формулу:

$$E_{\text{ОУСК}} = \sqrt{\int [(2i_{\text{ш}} R_2)^2 + (e_{\text{ш}} \frac{R_1 + R_2}{R_1})^2] df} \quad (21)$$

Теперь объединяем шумы от резисторов и шум от ОУ, чтобы получить среднеквадратичное значение напряжения результирующего шума $E_{\text{ТСК}}$.

$$T_{\text{РСК}} = \sqrt{\int \{ (i_{\text{шн}} R_2)^2 + (i_{\text{шп}} \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} \frac{R_1 + R_2}{R_1})^2 + (e_{\text{ш}} \frac{R_1 + R_2}{R_1})^2 + 4kTR_1 (\frac{R_2}{R_1})^2 + 4kTR_2 + 4kTR_3 (\frac{R_4}{R_3 + R_4})^2 (\frac{R_1 + R_2}{R_1})^2 + 4kTR_4 (\frac{R_3}{R_3 + R_4})^2 (\frac{R_1 + R_2}{R_1})^2 \} df}.$$

$$T_{\text{РСК}} = \sqrt{\int \{ (i_{\text{шн}} R_2)^2 + (i_{\text{шп}} \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} \frac{R_1 + R_2}{R_1})^2 + (e_{\text{ш}} \frac{R_1 + R_2}{R_1})^2 + 4kT [\frac{R_2^2}{R_1} + R_2 + R_3 (\frac{R_4}{R_3 + R_4})^2 (\frac{R_1 + R_2}{R_1})^2 + R_4 (\frac{R_3}{R_3 + R_4})^2 (\frac{R_1 + R_2}{R_1})^2] \} df} \quad (22)$$

$$T_{\text{РСК}} = \sqrt{\int [2(i_{\text{ш}} R_2)^2 + (e_{\text{ш}} \frac{R_1 + R_2}{R_1})^2 + 8kTR_2 \frac{R_1 + R_2}{R_1}] df} \quad (23)$$

Взятие интеграла, использующего эти упрощения приводит к следующему выражению:

$$T_{\text{РСК}} = \sqrt{\frac{\text{ЭШП}}{8kTR_2 A} + 2i_{\text{ш}}^2 R_2^2 (f_{\text{ш}} \ln \frac{f_{\text{В}}}{f_{\text{Н}}} + \text{ЭШП}) + e_{\text{ш}}^2 A^2 (f_{\text{ш}} \ln \frac{f_{\text{В}}}{f_{\text{Н}}} + \text{ЭШП})} \quad (24)$$

где: $A = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$, $i_{\text{ш}}$ — ток белого шума, технические требо-

вания на ОУ (спектральная плотность $A/\sqrt{\text{Гц}}$), $f_{\text{ш}}$ — угловая частота тока шума, $e_{\text{ш}}$ — напряжение белого шума, технические требования по шуму на ОУ (спектральная плотность $V/\sqrt{\text{Гц}}$), $f_{\text{ш}}$ — угловая частота напряжения шума. ЭШП — определяется частотными характеристиками схемы, $f_{\text{В}}/f_{\text{Н}}$ установлено в соответствии с ЭШП.

Использование источников тока для анализа шума. Рис. 25, 26 и 27 поясняют результаты анализа шума резис-

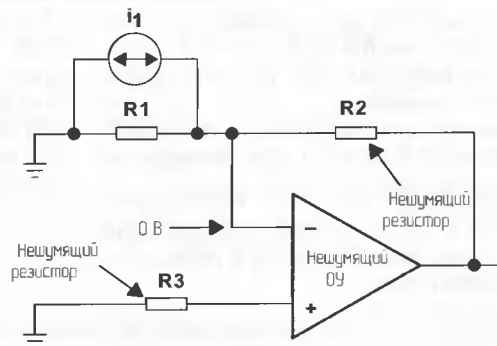


Рис. 25

$$E_1 = i_1 R_1 \frac{R_2}{R_1} = i_1 R_2$$

$$E_1^2 = (i_1 R_2)^2$$

$$\overline{i_1^2} = \int \frac{4kT}{R_1} df$$

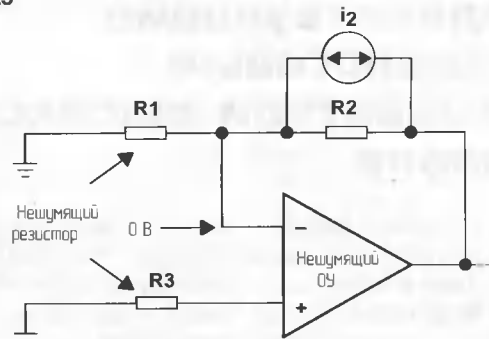


Рис. 26

$$E_2 = i_2 R_2$$

$$E_2^2 = (i_2 R_2)^2$$

$$\overline{i_2^2} = \int \frac{4kT}{R_2} df$$

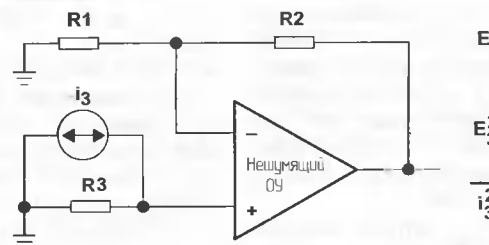


Рис. 27

$$E_3 = i_3 R_3 \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right)$$

$$E_3^2 = \left(i_3 R_3 \frac{R_1 + R_2}{R_1} \right)^2$$

$$\overline{i_3^2} = \int \frac{4kT}{R_3} df$$

тора и шумов в инвертирующих и неинвертирующих усилителях на ОУ при использовании источников тока, включенных параллельно с бесшумными резисторами.

Суммируя независимые сигналы шума получим:

$$E_{\text{РСК}} = \sqrt{(E_1^2 + E_2^2 + E_3^2)}$$

$$E_{\text{РСК}} = \sqrt{\int \left[\frac{4kT}{R_1} R_2^2 + \frac{4kT}{R_2} R_2^2 + \frac{4kT}{R_3} R_3^2 \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right)^2 \right] df}$$

$$E_{\text{РСК}} = \sqrt{\int \left[4kTR_2 \frac{R_1 + R_2}{R_1} + 4kTR_3 \left(\frac{R_1 + R_2}{R_1} \right)^2 \right] df}$$

Результирующая формула аналогична формуле (12), представленная ранее.

Выводы. Методы, представленные здесь, могут использоваться для анализа шумов любой цепи. Шум — случайный сигнал, мгновенное значение сигнала не может быть точно предсказано. Единственная информация, доступная для вычисления — среднеквадратичное значение сигнала. С большим числом независимых источников шума в цепи полный среднеквадратичный шумовой сигнал — это квадратный корень из суммы квадратов среднеквадратичных значений от каждого независимого источника.

$$E_{\text{СК}} = \sqrt{(e_{1\text{СК}}^2 + e_{2\text{СК}}^2 + \dots + e_{\text{СК}}^2)}.$$

Поскольку при вычислениях суммируются квадраты составляющих шума, то, когда имеется большое различие в порядке величин, низкое значение может игнорироваться с очень небольшой ошибкой, например:

$$\sqrt{1^2 + 10^2} = 10,05.$$

Если в этой формуле проигнорировать единицу под знаком радикала, ошибка не превысит 0,5 %. Конечно, с современными вычислительными ресурсами все расчеты тривиальны, но нам важно понять принципы.

Шум обычно определяется как спектральная плотность среднеквадратичного значения в вольтах или амперах на корень из Герц, $V/\sqrt{\text{Гц}}$ или $A/\sqrt{\text{Гц}}$. Для того, чтобы вычислить амплитуду ожидаемого сигнала шума, спектральная плотность интегрируется в эквивалентной ширине полосы частот шума (ЭШП) для данной цепи.

Очень часто интересно знать величину полного размаха шума. Как только будет вычислено эффективное значение шума, ожидаемая величина полного размаха шума может быть определена очень просто. Мгновенное значение шумового напряжения будет равно или меньше шестикратной эффективной величины в течение 99,7 % всего времени наблюдения.

Олег Петраков,
<http://pspicelib.narod.ru>

Быстродействующие цифро-аналоговые преобразователи высокого разрешения

Современные системы связи требуют применения высокоскоростных цифро-аналоговых преобразователей (ЦАП) большой разрядности, которые могли бы обрабатывать сигналы с низкими искажениями. В данной статье автор описывает принципы построения и работы таких преобразователей.

Практически все современные высокоточные скоростные ЦАП используют режим переключения источников тока с помощью ненасыщенных ключей. Скоростные ЦАП малой разрядности имеют двоично-взвешенные источники тока, число которых равно разрядности ЦАП.

Преобразователи, у которых каждому биту соответствует единственный переключаемый источник тока, обладают двумя существенными недостатками.

Во-первых, технологически очень сложно обеспечить необходимую точность изготовления весовых источников тока высших разрядов. При высокой разрядности ЦАП источники весовых токов должны быть согласованы с высокой точностью. Наиболее жесткие требования по точности предъявляются к источникам тока старших разрядов, поскольку разброс токов в них не должен превышать тока младшего (нулевого) разряда. Поэтому погрешность источника тока ΔI_k в k -м разряде должна удовлетворять условию

$$\Delta I_k / I_k < 2^{-k}. \quad (1)$$

Из этого условия следует, что погрешность источника тока, например, в четвертом разряде не должна превышать 6 %, а в 10-м разряде — 0,1 % и т. д. Фактически это требование делает нереализуемым по указанному принципу ЦАП с разрядностью выше 12, особенно высокоскоростных.

Во-вторых, при переходе от одной кодовой комбинации на входе ЦАП к другой на выходе преобразователя наблюдаются выбросы, амплитуда которых зависит от номера переключаемого разряда. Эти выбросы обусловлены неодновременностью переключения источников тока. Например, если на входе шестизрядного ЦАП было число $31_{10} = 011111_2$, которое затем сме-

нилось на $32_{10} = 100000_2$, в случае, когда источник тока старшего разряда подключился раньше, чем отключились источники младших разрядов, на выходе ЦАП будет наблюдаться кратковременный выброс напряжения, амплитуда которого составит половину напряжения полной шкалы ЦАП.

Эти недостатки можно в значительной степени уменьшить, если применить сегментирование или декодирование старших разрядов ЦАП. Принцип сегментирования поясняет рис. 1 [1]. Здесь представлен 10-разрядный ЦАП с сегментированием. Пять старших разрядов декодируются из двоичного в унитарный код, причем двоичному числу на входе дешифратора соответствует число единиц на выходе. Максимальное число, которое может быть отображено пятиразрядным двоичным кодом, равно 31, поэтому дешифратор имеет пять входов и 31 выход. Второй 36-битный регистр-защелка необходим из-за задержки прохождения сигналов через дешифратор. Дешифратор через регистр управляет 31-м токовым ключом, которые имеют одинаковый вес,

соответствующий пятому биту (напомним, что младший бит считается нулевым). Поэтому согласно формуле (1) погрешность тока таких источников не должна превышать 3 %, что может быть сравнительно легко обеспечено (следует, однако иметь в виду, что эти источники должны быть согласованы друг с другом с гораздо более высокой точностью, но интегральная технология это позволяет). Кроме того, при любом изменении входного кода выброс выходного сигнала, вызванный неодновременной коммутацией ключей, не превысит 3,1 % от полной шкалы. Этот выброс не зависит от выходного тока и может быть легко сглажен фильтром. Эти качества с лихвой окупат издержки, связанные с увеличением числа источников тока и токовых ключей.

С точки зрения сокращения числа элементов без потери точности целесообразно выполнение ЦАП младших разрядов на источниках тока, вес которых задавался бы с помощью резистивной матрицы $R=2R$, однако такое построение требует применения тонкопленочных резисторов, которые не могут быть созданы на основе дешевой КМОП-технологии. Поэтому младшие разряды также могут быть сегментированы. На рис. 2 приведена блок-схема 10-битного ЦАП AD9750 из нового семейства фирмы Analog Devices, включающего также 12-битную (AD9752) и 14-битную (AD9754) версии. Это семейство предназначено, в основном, для построения каналов передачи базовых станций широкополосных систем связи, таких как CDMA, VDSL и др.

ЦАП включает две основных секции сегментации. Старшие пять бит полно-

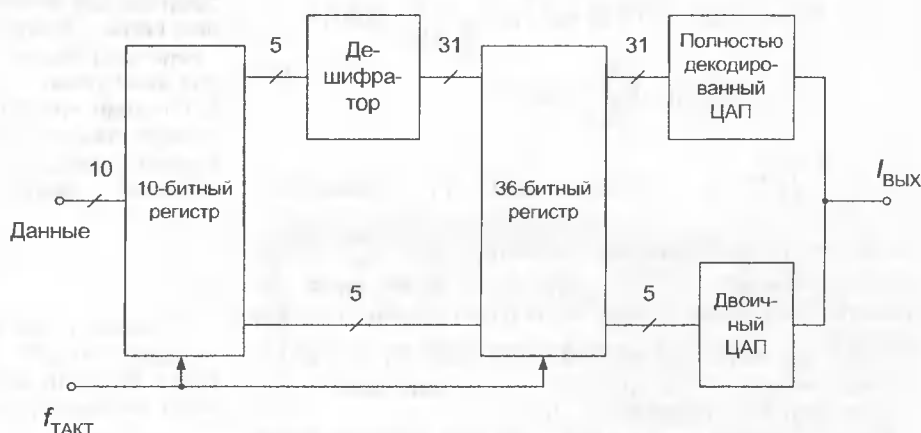


Рис. 1

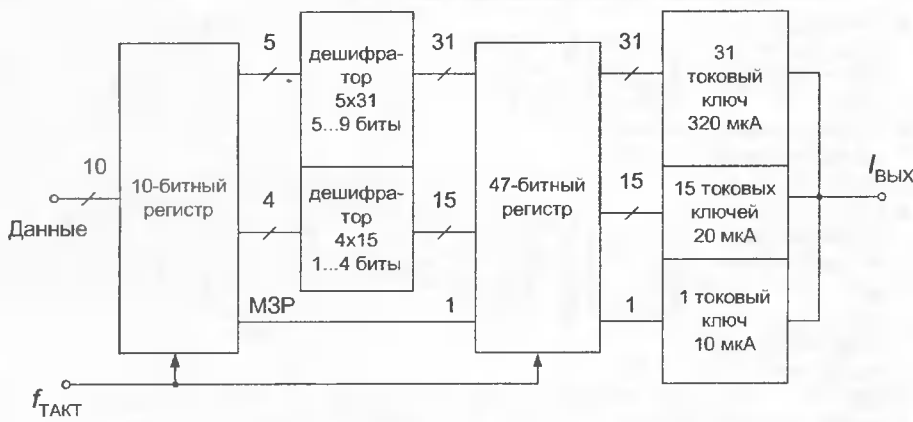


Рис. 2

стью декодированы и управляют 31-м одинаковым источником тока по 320 мкА каждый. Следующие четыре бита декодированы в 15 линий, которые управляют 15-ю источниками тока по 20 мкА. Наконец, младший бит управляет одиночным источником тока, который дает 10 мкА. Всего ЦАП насчитывает 47 источников тока и 47 триггеров в составе промежуточного регистра-защелки.

Схема базовой ячейки переключателя тока показана на рис. 3. Она построена на дифференциальной паре транзисторов рМОП. Дифференциальные пары управляются низкочастотной логикой, чтобы минимизировать переходные процессы при переключении. Выходные сигналы ЦАП представляют собой дополняющие по отношению друг к другу дифференциальные токи, что помогает уменьшить четные гармоники и облегчает построение дифференциальных линий передачи сигналов, имеющих повышенную помехозащищенность.

Развитие систем связи заставило сразу несколько фирм создать и выпустить быстродействующие 14-битные ЦАП, аналогичные по характеристикам микросхеме AD9754. Это THS5671A Texas Instruments, DAC14135 National Semiconductor, DAC904 Burr-Brown и др. Все эти ЦАП имеют время установления порядка 30 нс с точностью 0,1 % и максимальную частоту обновления от 125 (THS5671A) до 200 МГц (DAC904). Максимальная площадь выброса у них составляет 5 пВс. Несколько выделяется из них DAC5675 Texas Instruments со временем установления 5 нс. Насколько велик прогресс в этой области говорит тот факт, что 10 лет назад самым быстродействующим из 12-разрядных ЦАП (о 14-разрядных скоростных ЦАП тогда не было и речи) был ЭСЛ-совместимый AD9712, допускавший максималь-

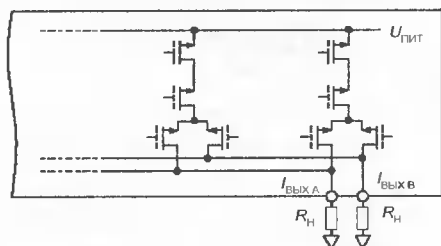


Рис. 3

ную частоту обновления 100 МГц. Интегральная и дифференциальная нелинейности этого прибора достигали 4 бита при отсутствии гарантии монотонности, т. е. по сути дела он представлял собой 8-битный ЦАП. Максимальная площадь выброса составляла 100 пВс. Оптовая цена — \$30. Сейчас 14-битный THS5671A с более высоким быстродействием и с интегральной и дифференциальной нелинейностью не более 0,75 бита стоит менее \$10.

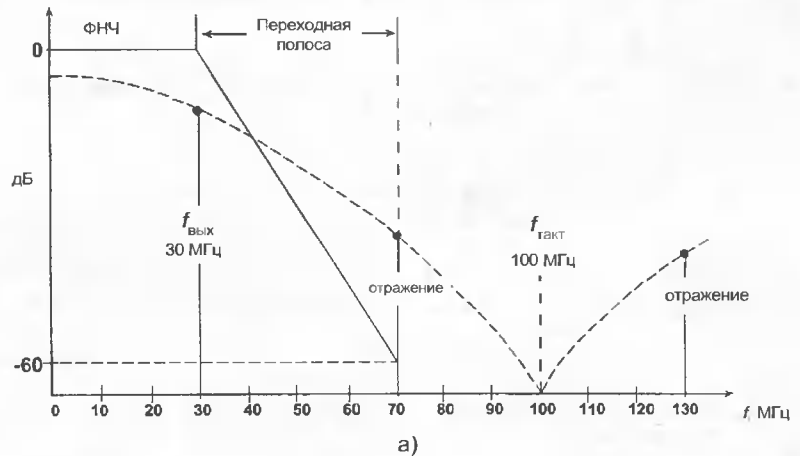
Особое место среди этих ЦАП занимает 16-битный LTC1668. Это на сегодняшний день наиболее точный прибор из скоростных ЦАП. Его максимальная частота обновления составляет 50 МГц, время установления с точностью до

0,1 % от полной шкалы — 20 нс, динамический диапазон, свободный от паразитных составляющих (SFDR) — 87 дБ при частоте выходного сигнала 1 МГц. Типовая дифференциальная нелинейность не превышает единицы младшего разряда (LSB), типовая интегральная нелинейность — 3 LSB.

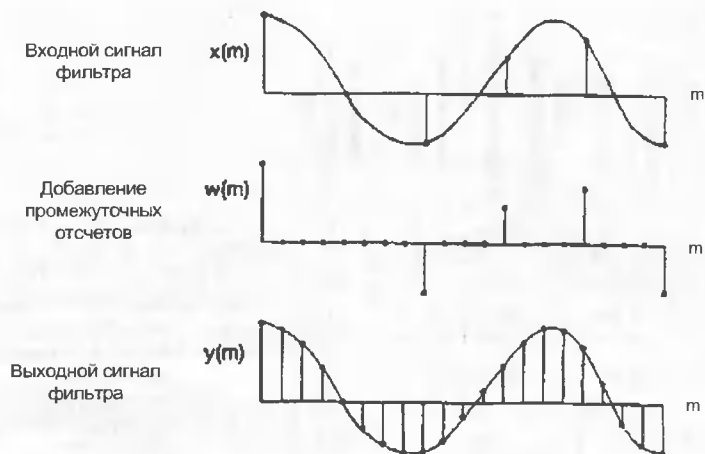
Высокоскоростные ЦАП с интерполяционными фильтрами

Рассмотрим систему связи, которая работает на частоте синхронизации 100 МГц и генерирует на выходе гармонический сигнал частотой 30 МГц (рис. 4, а). Первая отраженная (зеркальная) частота составляет $100 - 30 = 70$ МГц. Предположим, что мы хотим уменьшить с помощью ФНЧ эту составляющую зеркальной частоты на 60 дБ, т. е. в 1000 раз. АЧХ фильтра должна уменьшиться на 60 дБ от граничной частоты полосы пропускания в 30 МГц до 70 МГц, т. е. всего за октаву. С учетом того, что полиномиальные ФНЧ типа фильтра Баттерворта в полосе задержки дают ослабление 6 дБ на октаву на каждый полюс передаточной функции, для решения этой задачи потребуется фильтр как минимум 10-го порядка.

Увеличение частоты отсчетов за счет определения промежуточных значений входного слова путем интерполяции по-



а)



б)

Рис. 4

звояет увеличить эффективную частоту отсчетов и, как следствие, повысить первую зеркальную частоту и снизить требования к ФНЧ. Такое искусственное увеличение частоты отсчетов называют передискретизацией (рис. 4, б). Передискретизация — это введение между входными выборками сигнала равноотстоящих по времени промежуточных выборок, значение которых рассчитывается путем интерполяции входных выборок тригонометрическим полиномом.

Примером скоростного ЦАП с интерполяционными цифровыми фильтрами может служить ИМС 14-разрядного ЦАП AD9774, упрощенная блок-схема которого приведена на рис. 5. В этом преобразователе возможна двух- и четырехкратная передискретизация. Микросхема содержит умножитель тактовой частоты на основе системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Максимальная входная тактовая частота равна 32 МГц, максимальная частота выходных отсчетов — 128 МГц. Еще более высоким быстродействием обладает 14-разрядный AD9772. Его эффективная частота обновления выхода достигает 400 МГц.

Основные параметры некоторых моделей скоростных ЦАП высокого разрешения приведены в табл. 1.

Для получения выходного сигнала в виде напряжения возможны следующие варианты включения ЦАП:

- с помощью внешних нагрузочных резисторов (рис. 6, а);
- с использованием трансформатора (рис. 6, б);
- подключение преобразователя ток-напряжение на ОУ (рис. 6, в).

Если желателен

несимметричный

режим, то используется только один из выходов, предпочтительно выход А (рис. 6, г).

Системы прямого цифрового синтеза сигналов

Важной областью применения скоростных ЦАП высокого разрешения является синтез аналоговых сигналов необходимой формы. Обычные аналоговые генераторы сигналов на операционных усилителях синусоидальной, треугольной и прямоугольной форм имеют низкую точность и стабильность, не могут управляться от ЭВМ.

В связи с широким распространением цифровых методов в контрольно-измерительной аппаратуре и системах связи получил развитие так называемый пря-

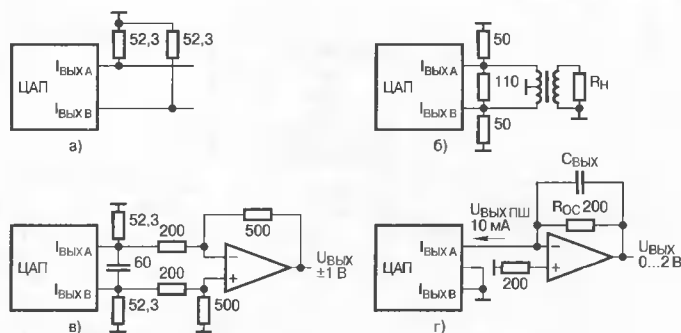


Рис. 6

мой цифровой синтез (ПЦС) сигналов. Системы прямого цифрового синтеза обеспечивают высокую точность задания частоты и начальной фазы сигналов, а также высокую верность воспроизведения их формы. Более того, эти системы позволяют генерировать сигналы большого многообразия форм, в том числе и форм, задаваемых пользователем. В принципе системы прямого цифрового синтеза просты. Теория и основные способы построения таких систем известны уже около 30 лет. Правда, только недавно появились ЦАП и специализированные аналого-цифровые ИМС, подходящие для синтеза сигналов в широкой полосе частот. Упрощенная блок-схема генератора прямого цифрового синтеза сигналов приведена на рис. 7.

Система прямого цифрового синтеза содержит три основных блока: генератор фазового угла, память и ЦАП. Генератор фазового угла в типичном случае представляет собой накапливающий сумматор с регистром. Работает он просто как регистр фазы, содержимое которого получает приращение на некоторый фазовый угол через заданные интервалы времени. Необходимое приращение фазы $\Delta\phi$ в виде цифрового кода загружается последовательно или побайтно во входные регистры. Память играет роль таблицы функций. Усеченный снизу до m бит (где m — разрядность адресной шины памяти) код теку-

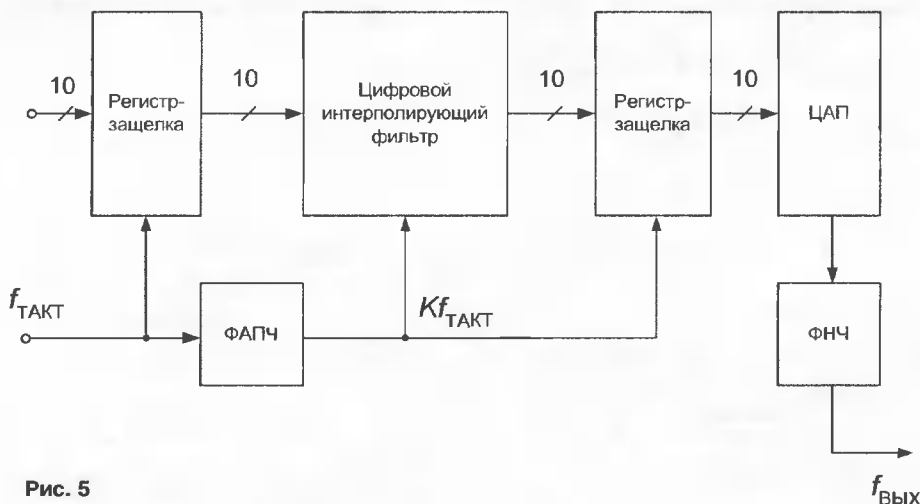


Рис. 5

Таблица 1

Наименование ЦАП	Разрядность, бит	Число каналов	Тип выхода	Время установления, нс	Внутренний ИОН	Напряжение питания, В	Мощность Потребления, мВт	Примечание
AD9750	10	1	Ток	20	Есть	5	175	Площадь выбросов 1,5 пВс.
AD9754	14	1	Ток	30	Есть	5	175	Интегральная нелинейность 1 LSB.
LTC1668	16	1	Ток	20	Есть	±5	180	SFDR 83 дБ на 1 МГц.
THS5671A	14	1	Ток	35	Есть	3...5	175	Частота обновления входа — до 125 МГц.
DAC5675	14	1	Ток	5	Есть	3.3	820	Частота обновления входа — до 400 МГц.
AD9767	14	2	Ток	35	Есть	2,7...5,5	380	12-битная монотонность.
AD9786	16	1	Ток	—	Есть	2,7...5,5	1000	Типовая дифференциальная нелинейность не более +/- 1МЗР.
								С интерполяционным фильтром x2/x4/x8. Частота обновления выхода — до 400 МГц.

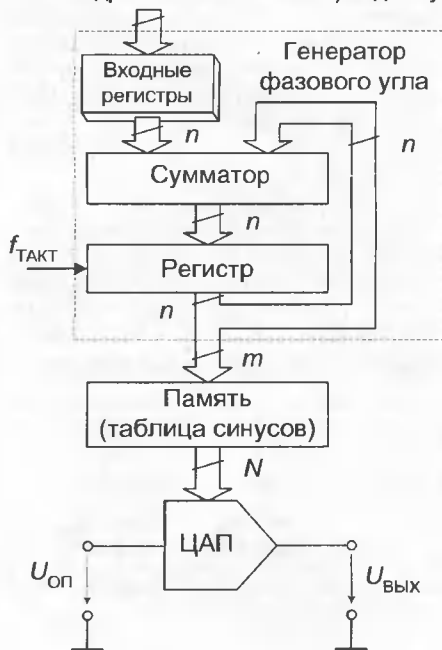


Рис. 7

щей фазы поступает на ее адресные входы, а с выхода данных на вход ЦАП поступает N -разрядный код, соответствующий текущему значению заданной функции. ЦАП, в свою очередь, формирует аналоговый сигнал. Усечение выходного слова генератора фазового угла не влияет на разрешающую способность системы по частоте, а только сокращает число выборок (ступенек) в периоде воспроизводимой кривой.

Выходной регистр содержит текущую фазу выходного сигнала в виде доли периода. Увеличение разрядности регистра и сумматора повышает только разрешающую способность этой доли. Частота выходного сигнала равна произведению тактовой частоты $f_{\text{ТАКТ}}$ на приращение фазы в каждом периоде тактов. При использовании n -разрядного сумматора частота выходного сигнала будет равна [1]:

$$f_{\text{ВЫХ}} = \frac{\Delta\varphi \times f_{\text{ТАКТ}}}{2^n}$$

Если, например, генератор фазового угла имеет разрядность 32, то при $\Delta\varphi = 1 \text{ LSB}$, потребуются 2^{32} , т. е. более 4 млрд. тактов для возврата генератора в первоначальное состояние.

Дискретность установки частоты (разрешение по частоте) $hf_{\text{ВЫХ}}$ зависит от величины относительного приращения фазы при изменении этого приращения на один бит. Ее можно вычислить по формуле:

$$hf_{\text{ВЫХ}} = \frac{f_{\text{ВЫХ}}(\Delta\varphi + 1) - f_{\text{ВЫХ}}(\Delta\varphi)}{f_{\text{ВЫХ}}(\Delta\varphi)} 100 = \frac{100}{\Delta\varphi} \%$$

На рис. 8 приведен график зависимости $hf_{\text{ВЫХ}}$ от частоты $f_{\text{ВЫХ}}$ для системы ПЦС с 40-разрядным генератором фазы при $f_{\text{ТАКТ}} = 80 \text{ МГц}$.

Спектральная чистота выходного аналогового сигнала прежде всего определяется свойствами ЦАП, а фазовый шум — фазовым шумом сигнала генератора опорной частоты $f_{\text{ТАКТ}}$.

Системы прямого цифрового синтеза чрезвычайно гибки. Частота выходного сигнала может быть изменена практически мгновенно без разрыва фазы простым изменением содержимого входных регистров.

Существенное ограничение диапазона выходных частот, который может

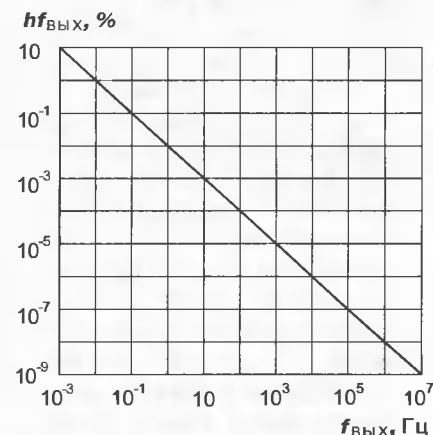


Рис. 8

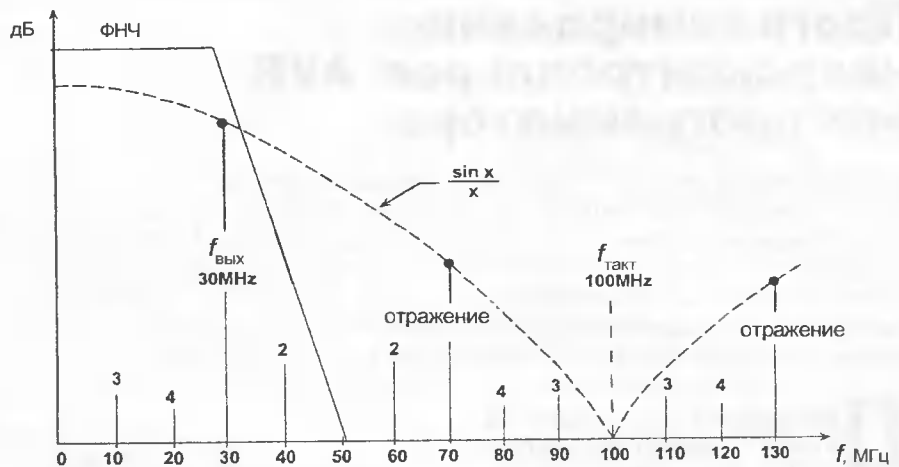


Рис. 9

обеспечить система ПЦС, вытекающее из теоремы Котельникова, состоит в том, что тактовая частота должна по крайней мере в два раза превышать частоту выходного сигнала. Практические соображения ограничивают верхнюю выходную частоту значением $f_{\text{ТАКТ}}/3$. На рис. 9 продемонстрирован спектр выходного сигнала ПЦС-системы в случае, когда $f_{\text{ВЫХ}} = 30 \text{ МГц}$, а $f_{\text{ТАКТ}} = 100 \text{ МГц}$. После ЦАП должен быть включен сглаживающий ФНЧ для того, чтобы подавить в первую очередь самую низкую зеркальную частоту ($100 - 30 = 70 \text{ МГц}$). Амплитудный спектр выходного напряжения ЦАП (до фильтрации) подчиняется за-

$$A(f_{\text{ВЫХ}}) = \frac{\sin\left(\frac{\pi f_{\text{ВЫХ}}}{f_{\text{ТАКТ}}}\right)}{\frac{\pi f_{\text{ВЫХ}}}{f_{\text{ТАКТ}}}}$$

Такая зависимость обусловлена ступенчатым характером изменения напряжения на выходе ЦАП. Сглаживающий фильтр должен иметь относительно плоскую АЧХ до максимальной выходной частоты ЦАП (обычно $f_{\text{ТАКТ}}/3$).

Другое важное обстоятельство состоит в том, что высшие гармоники выходного сигнала из-за наложения спектров попадают в полосу частот ниже $f_{\text{ВЫХ}}$. Эти гармоники не могут быть удалены сглаживающим фильтром. Например, если тактовая частота $f_{\text{ТАКТ}} = 100 \text{ МГц}$, а выходная частота $f_{\text{ВЫХ}} = 30 \text{ МГц}$, то вторая гармоника составит 60 МГц . Одновременно появится составляющая $100 - 60 = 40 \text{ МГц}$, обусловленная наложением спектров. Точно также третья гармоника (90 МГц) дает в полосу пропускания фильтра из-за наложения спектров составляющую $100 - 90 = 10 \text{ МГц}$, а четвертая — $120 - 100 = 20 \text{ МГц}$. Расположение первых четырех гармоник показано на рис. 9.

Генераторы прямого цифрового синтеза сигналов выпускаются в виде ИМС. В частности, микросхема AD9850, упрощенная структура которой представлена на рис. 7, содержит 32-разрядный генератор фазового угла и 10-разрядный ЦАП. Загрузка приращения фазы осуществляется по восьмизрядной шине данных побайтно в четыре вход-

ных регистров. Память содержит таблицу синусов. Максимально допустимая тактовая частота составляет 125 МГц . При этом разрешение по частоте составляет $0,0291 \text{ Гц}$. Быстрый интерфейс позволяет менять частоту выходного сигнала до 23 миллионов раз в секунду. Недавно появились новые модели интегральных ПЦС-систем AD9852/4, содержащие 48-разрядный генератор фазового угла и по два 12-разрядных ЦАП. Тактовая частота этих микросхем может быть установлена вплоть до 300 МГц . Два выходных сигнала AD9854 сдвинуты друг относительно друга на 90° . Период выходных сигналов состоит из 2^{17} выборок, что обеспечивает высокое значение SFDR. Имеется возможность амплитудной, фазовой или частотной модуляции обоих сигналов. Это позволяет непосредственно использовать эти микросхемы в системах связи с различными видами модуляции, в частности, с квадратурной амплитудной модуляцией (QAM).

Георгий Воллович,
g_volovich@mail.ru

Литература:

1. W. Kester. High Speed DACs and DDS Systems//The Analog Devices Guide for Designing with DACs and DDS. Section 6. Analog Devices. — 2000.

Редакция журнала «Схемотехника»

приглашает авторов
к сотрудничеству

По всем вопросам обращаться:
e-mail: editor@diap.ru
тел./факс (095)285-17-75

Требования к оформлению статей
см. в № 12, 2002, с. 44.

Гонорары выплачиваются
авторам, проживающим
на территории СНГ.

Программирование микроконтроллеров AVR без программатора

Ни для кого не является секретом, что неотъемлемой частью работы с микроконтроллерами является их программирование, то есть запись в его память управляющей программы. На страницах журнала «Схемотехника» и многих других неоднократно описывались устройства, позволяющие делать это. Эти устройства называются программаторами. Программатор — вещь довольно дорогая и сложная при самостоятельном ее изготовлении.

Другое дело, если вы решили заняться микроконтроллерами AVR. Наличие последовательного порта программирования вместе с Flash-памятью в данной серии дает возможность значительно упростить программатор или вообще обойтись без его помощи.

Многие схемы простых программаторов публиковались на страницах разных изданий. Но, к сожалению, не все собранные по ним программаторы оказывались работоспособными. В результате поиска в Интернете была найдена простая программа, которая позволяет программировать AVR-микроконтроллеры без программатора, подключив микроконтроллер соответствующим образом к параллельному порту компьютера. Вначале возникали сомнения в ее работоспособности, но после первого же программирования они сразу же прошли. И вот уже полгода я пользуюсь данным методом, который ни разу не подвел, причем его работоспособность проверялась на двух компьютерах, которые имеют разные материнские платы.

Итак, перейдем собственно к описанию самого программатора (если его можно так назвать).

Первый вариант подключения микроконтроллера к LPT-порту компьютера показан на рис. 1. С самого начала данная схема показалась несколько ненадежной, поскольку питание программируемого микроконтроллера осуществляется от того же LPT-порта. В результате экспериментов появилась несколько видоизмененная схема (рис. 2). Питание микроконтроллера здесь уже осуществляется от внешнего блока. В схему введен конденсатор C1, а также индикатор наличия напряжения питания HL1.

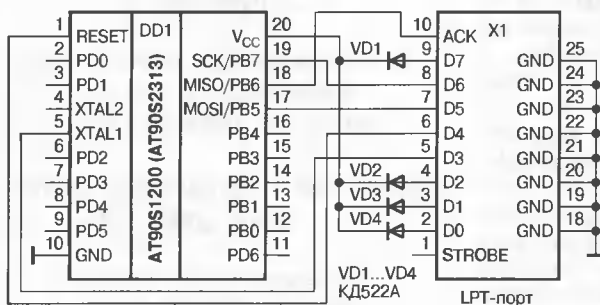


Рис. 1

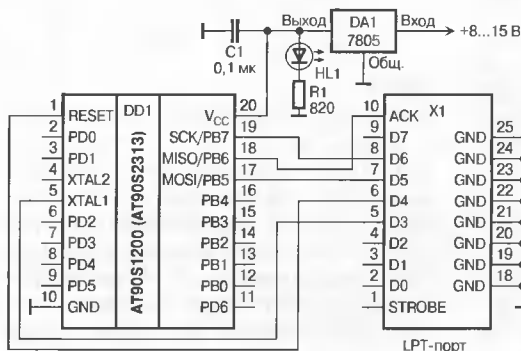


Рис. 2

Несмотря на то, что программа написана под MS-DOS, она имеет неплохой графический интерфейс. Ниже перечислены команды основного меню программы:

- Load HEX file to Flash buffer — загрузка HEX-файла в Flash-буфер программы;
- Load HEX file to EEPROM buffer — загрузка HEX-файла в буфер EEPROM программы;
- Display Flash buffer — показать Flash-буфер;
- Display EEPROM buffer — показать EEPROM-буфер;
- Program — программирование микроконтроллера;
- Read Device code — прочитать код устройства (микроконтроллера);
- Read Flash & EEPROM to buffer — прочитать Flash и EEPROM память микроконтроллера в буфер программы;
- Save Flash buffer to HEX file — записать содержимое Flash-буфера в HEX-файл;
- Save EEPROM buffer to HEX file — записать содержимое EEPROM-буфера в HEX-файл;
- Setup — установка параметров программирования;
- Show schematic — показать схему программатора;
- Quit — выход из программы.

Остановимся более подробно на некоторых пунктах. Так, при загрузке файла в Flash-буфер вы должны будете ввести имя файла с расширением HEX, при загрузке файла в EEPROM-буфер — то же самое,

только с расширением EEP (HEX-файл, который будет записан в EEPROM памяти микроконтроллера). Аналогично и при записи содержимого буферов в файл, только в этом случае программа создаст новый файл с именем, которое вы ввели. В меню Setup вы можете выбрать тип программируемого микроконтроллера. Программатор поддерживает следующие типы AVR-микроконтроллеров: AT90S1200, AT90S1220, AT90S2313, AT90S4414, AT90S8515. Также в данном меню вы можете разрешить или запретить установку битов блокировки памяти (Lock protect bit). Здесь же можно разрешить или запретить программирование Flash и EEPROM памяти, а также их верификацию.

Программатор собран на печатной плате размерами 45×45 мм. Для установки микроконтроллера впаивается панелька под корпус DIP-20 (AT90S1200, AT90S2313). Вилка LPT-порта припаивается непосредственно к печатным проводникам платы. Как правило, контакты данной вилки пронумерованы, поэтому проблем с ее подключением не должно быть.

Файл программы представлен на сайте журнала по адресу <http://www.dian.ru/programs/index.html> в архиве 2003_10_Potap_prog.

Единственным недостатком данного программатора, на мой взгляд, является необходимость после каждого программирования вынимать микроконтроллер из панельки программатора и устанавливать его собственно в саму плату устройства. Но что поделаешь — это небольшая плата за простоту программатора.

Марис Потапчук,
maptic@online.com.ua

Вниманию читателей!

На сайте журнала «Схемотехника» по адресу <http://www.dian.ru/programs/index.html> выложены программы и таблицы прошивки ПЗУ к статье «Частотомер на микроконтроллере AT89C51» (№ 2, 2002), чертежи печатных плат к статьям «Автомобильный тахометр на K1003ПП1» (2001, № 10), «Сотовый телефон в канале охранной сигнализации» (2002, № 11) и другим статьям из последних номеров, а также содержание (перечень статей в формате Excel) всех вышедших номеров журналов «Схемотехника».

Компьютерное схемотехническое моделирование электронных устройств

В предыдущей статье было описано построение моделей последовательного и параллельного контуров и проведен анализ их поведения в частотной области средствами программ Electronics Workbench (EWB) и Micro-Cap (MC). Ниже рассматривается моделирование пассивных LC-фильтров и пьезокварцевого резонатора.

Моделирование пассивных фильтров

В электрических фильтрах производится необходимая частотная селекция сигналов: составляющие в некоторой полосе пропускаются, а в другой — задерживаются. Слово «фильтр» имеет франко-латинское происхождение: *feutre*, *filtrum*, что означает фетр, войлок (эти материалы использовались древними народами для фильтрации жидкостей).

Первый электрический фильтр (на индуктивно-емкостных элементах) был

применен в 1880 г. русским военным связистом капитаном Г. Г. Игнатьевым для разделения телефонных и телеграфных сигналов, передаваемых по одной линии. Однако царское военное ведомство так строго хранило свои секреты, что мир узнал об электрических фильтрах позже и из других источников.

В зависимости от компонентов, используемых в фильтрах, их делят на пассивные (не содержащие усилительных элементов) и активные (как правило, построенные на операционных усилителях в интегральном исполнении).

Простейшие четырехполюсники в виде схемных комбинаций из LC-компонентов образуют пассивные LC-фильтры. Например, рассмотренные в предыдущей статье последовательный и параллельный контуры, рассматриваемые как четырехполюсники, уже обладают определенными частотно-избирательными свойствами. Первый является полоснопропускающим, а второй — по-

лоснозаграждающим фильтром (фильтром-пробкой).

Наличие аналогии схемы некоторых фильтров с начертаниями букв алфавита (Г, Т, П) часто вводится в их название.

Исследуем частотные характеристики П-образных фильтров.

В программе MC соберем симметричный фильтр, состоящий из одного индуктивного и двух емкостных элементов (рис. 48). На Бode-плоттере получим АЧХ и ФЧХ (рис. 49). Видно, что получившийся фильтр пропускает сигналы, начиная с нулевой частоты, то есть с постоянного тока, до сигналов с некоторой граничной частотой (частотой среза). Поэтому такой фильтр носит название фильтра низкой частоты (ФНЧ). Кстати, в акустике роль такого фильтра выполняет обычный автомобильный глушитель и его конструкция также аналогична: колеблющийся воздух (масса-инерция) играет роль индуктивности, а боковые внутренние объемы, обладающие упругостью на сжатие, играют роль емкостей. В результате глушитель как акустический ФНЧ пропускает постоянный поток газов и задерживает звуковые колебания с частотами

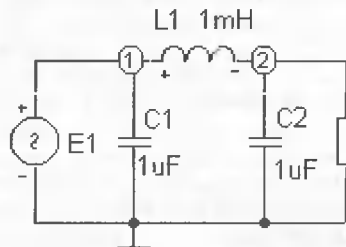


Рис. 48

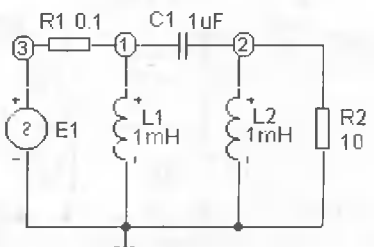


Рис. 50

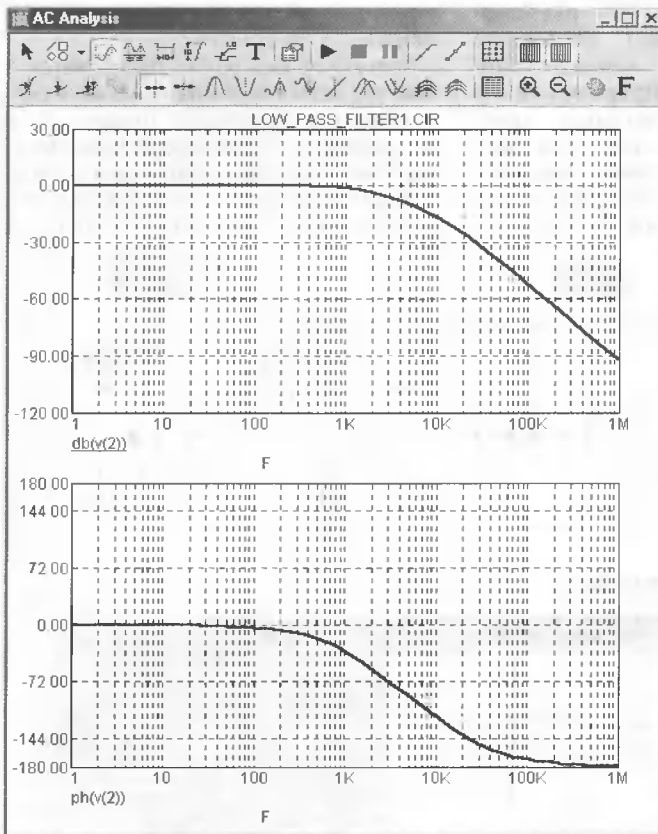


Рис. 49

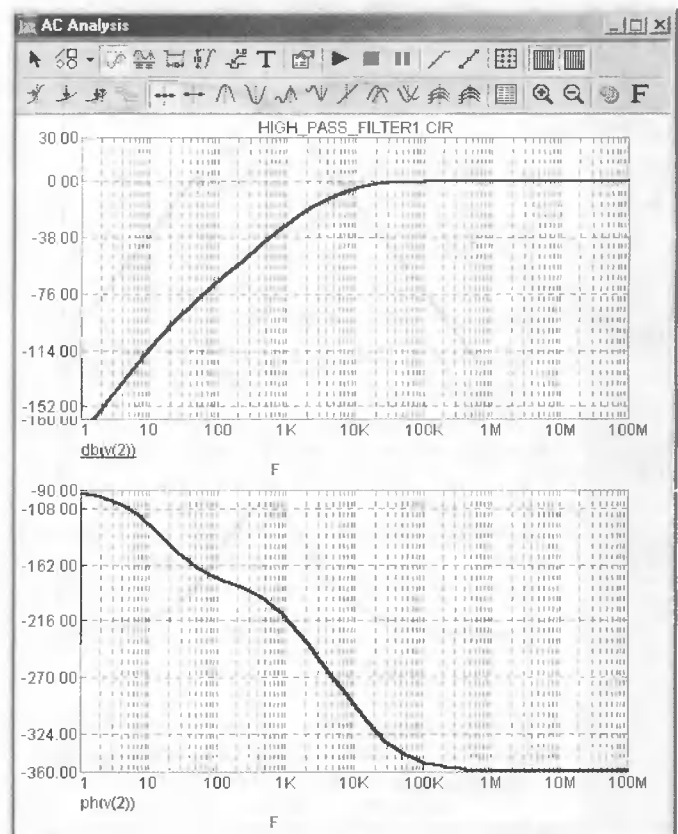


Рис. 51

выше некоторой. Найдя количественное соответствие между акустическими параметрами глушителя и моделирующей его электрической схемы в принципе можно провести подробное исследование его работы.

Фильтр высокой частоты (ФВЧ) получится, если вместо «продольной» индуктивности включить емкость, а вместо «поперечных» емкостей — индуктивности (см. рис. 50). Резистор R1 на схеме имеет особое значение: в его отсутствие источник напряжения E1 оказывается замкнутым через индуктивности L1 и L2 и программа не производит расчетов. Повторяя моделирование, получаем соответствующие АЧХ и ФЧХ (рис. 51).

В последних версиях программы MC даны специальные средства для синтеза аналоговых фильтров (в том числе и активных), но использование этого отдельного программного компонента удобнее выполнить после ознакомления с операционными усилителями.

Соединив последовательно по входу ФНЧ и ФВЧ (рис. 52) можно взять с их выходов относительно общего провода раздельные сигналы по низкой (low) и высокой (high) частотам. При специально подобранных характеристиках ФНЧ и

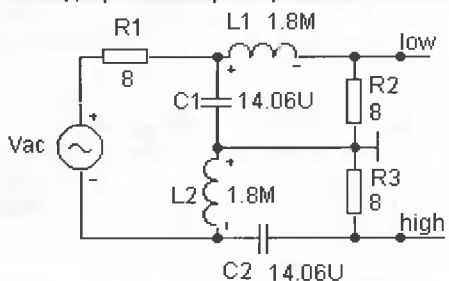


Рис. 52

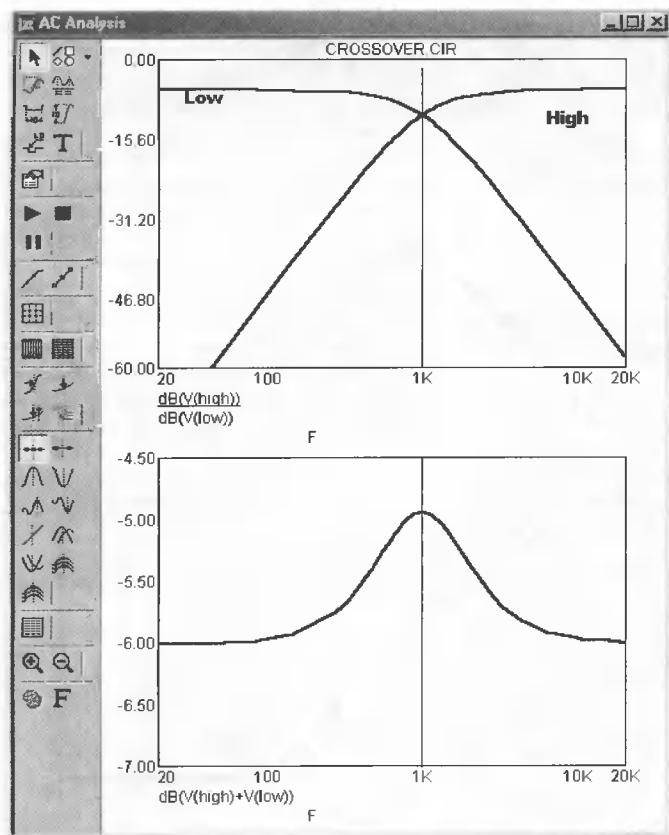


Рис. 53

ФВЧ со спадом и подъемом, которые пересекаются на необходимом уровне, получается так называемый «кроссовер» (от англ. crossover — крестовина, пересечение). На рис. 53 показаны АЧХ и ФЧХ этого фильтра. Собственно кроссоверу здесь соответствует частота в 1 кГц.

Подобное устройство используется в современной Hi-Fi (High-Fidelity — высококачественный) аудиотехнике. Кроссовер разделяет сигналы, снимаемые с усилителя мощности звуковой частоты, по полосе частот на два или три канала: низкочастотный, средних и высоких частот.

Моделирование пьезокварцевого резонатора

Как уже указывалось ранее, электрической схемой замещения можно моделировать не только чисто электрические цепи, но и физические устройства с более сложными видами преобразования энергии.

В электронике используются различные электромеханические преобразователи, например, так называемый пьезокварцевый резонатор, являющийся своеобразным электромеханическим фильтром.

В 1880 г. французские ученые, братья Пьер и Жак Кюри, обнаружили, что при сдавливании пластинок, вырезанных определенным образом из горного хрусталя, на их гранях можно обнаружить электрические заряды. Это явление получило название пьезоэлектрического эффекта (пьезоэффекта) от греческого слова «пьеzo», означающего «давить». Вскоре ими же

был открыт и обратный пьезоэффект, состоящий в механическом деформировании некоторых кристаллов под действием внешнего электрического поля.

Горный хрусталь — это прозрачные кристаллы бесцветного кварца (диоксида кремния SiO_2). Здесь мы встречаемся сразу с двумя ключевыми «героями», без которых немыслима современная микроэлектроника — с «кристаллом» и «кремнием». В связи с этим не безынтересно отметить, что когда древние люди впервые обнаружили в Альпах подобные камни, то решили, что это всего лишь очень сильно замерзшая вода, не способная таять. Поэтому 2300 лет тому назад Теофаст назвал их «кристаллос» (по-гречески — лед).

Слово «кварц» — ви́доизмененное название, которым этот минерал называли горняки Рудных гор в Германии, и имеет немецкие корни. Кремний же, составляющий основу всей неживой природы, достоин отдельного повествования, поэтому ограничимся лишь двумя ремарками. «Камень, дающий огонь», так древние называли «кремён» — по латыни «силекс». От этого слова происходит научное название химического элемента «силиций» и родины микроэлектроники «Силиконовой Долины» (технополис в Калифорнии США). Одна из разновидностей кристаллов кварца по своему виду напоминает небольшой очиненный с двух сторон шестигранный карандаш. Если ось Z направить по оси шестигранника, ось Y — перпендикулярно ей через одну из граней, то ось X пройдет соответственно через одно из ребер. Параллелепипед, вырезанный из кварца перпендикулярно оси X с наименьшей толщиной по этой оси, носит название X-среза (или среза Кюри). Взяв два металлических электрода и расположив их на противоположных гранях пластинки, перпендикулярных оси X, получим своеобразный конденсатор.

Прямой пьезоэффект проявляется в том, что если подобную пластинку растягивать или сжимать по толщине X, то на обкладках конденсатора появляется электрический заряд, величина которого будет пропорциональна приложенной силе. Если же, напротив, к обкладкам

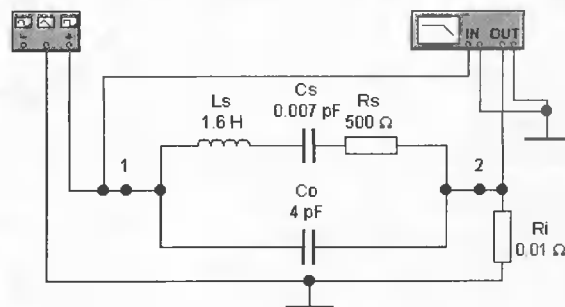


Рис. 54

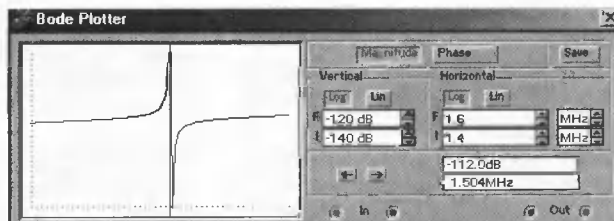


Рис. 55

подвести напряжение, то вследствие обратного пьезоэффекта толщина пластинки будет изменяться. Закрепив пластинку по контуру срединной плоскости ее толщины, получим простейший пьезокварцевый резонатор (пьезокварц).

Здесь необходимо отметить, что в электронике природный кварц вначале был заменен искусственным, а затем специальными пьезокерамиками, являющимися сегнетоэлектриками. Поэтому термин пьезокварц теперь используется скорее как собирательный. Сегнетоэлектрики являются диэлектриками, поведение которых в электрических полях аналогично поведению ферромагнетиков в магнитных полях. Величины пьезоэффектов в них на порядки больше, чем в кварце.

Термин сегнетоэлектрик, введенный в научный обиход И. В. Курчатовым, происходит от названия первого вещества, у которого в 20-х годах прошлого века были обнаружены эти свойства — кристаллов сегнетовой соли. Сегнетова соль представляет собой натриево-калиевую соль винной кислоты ($\text{NaKC}_4\text{H}_4\text{O}_6 \times 4\text{H}_2\text{O}$). Это соединение было открыто еще в 1655 г. малоизвестным французским аптекарем по фамилии Сегнет (E. Seignette), проживавшим в легендарной крепости Ла Рошель. Собирая налет этой соли с винных бочек из своего погреба, Сегнет лечил ею желудки своих пациентов. Вслед за ним столетиями эскулапы прописывали ларошельскую соль как слабительное средство... В англоязычной литературе этот класс веществ в силу отмеченной аналогии поведения называют по-другому и, на

наш взгляд, не очень удачно — ферроэлектриками.

При приложении синусоидального напряжения определенной частоты пластинка пьезоэлектрика будет совершать гармонические колебания по толщине с той же частотой. Амплитуда этих вынужденных колебаний зависит от амплитуды и частоты приложенного напряжения, геометрии, свойств материала пластинки и характера ее крепления. Постепенно увеличивая частоту внешнего возбуждения можно обнаружить, что АЧХ механических колебаний имеет остро резонансный характер, аналогичный кривой АЧХ последовательного электрического контура.

Обратимся к программе EWB. Вышеизложенное позволяет выбрать в электрической схеме замещения (рис. 54) величины индуктивности L_S , моделирующей механическую инерцию (зависящую от массы колеблющейся пластинки), колебательной емкости C_S , моделирующей упругость пластинки при продольных колебаниях, и сопротивления R_S , связанного с внутренними потерями при циклических деформациях. Здесь, как принято, индексом s отмечены параметры последовательного (series) контура. Характерной чертой природного пьезокварца, в отличие от других материалов, является малая величина внутренних потерь. Уточняя схему замещения необходимо еще учесть собственную статическую емкость C_0 , образованную обкладками пьезокварцевой пластинки.

В данной схеме наблюдаются два резонанса: в последовательном контуре — резонанс напряжений, в параллельном контуре — резонанс токов. Это

хорошо видно на экране Бode-плоттера (рис. 55). Для параметров, указанных на схеме, резонансная частота последовательного контура равна 1,5 МГц, а для параллельного — чуть выше.

В разделе «Смесь»  программы EWB можно открыть готовый схемный

компонент Crystal (кристалл)  и собрать схему для его исследования (рис. 56). Свойства пьезокварца выбираются в соответствующих последовательно открываемых окнах (рис. 57, 58). Параметры выбранного резонатора ZQ соответствуют использованным в предыдущей схеме замещения (рис. 54), поэтому АЧХ, получаемая на Бode-плоттере, идентична рис. 55.

Повторим моделирование кварцевого резонатора средствами программы MC. Выбрав схему замещения (рис. 59), аналогичную показанной на рис. 54, и проведя ее моделирование, получим соответствующие АЧХ и ФЧХ (рис. 60). Далее выберем готовый компонент: `Component>Analog Primitives>Macros>Xtal` (кристалл). Соберем схему согласно рис. 61. Свойства кристалла ZQ здесь задаются в формате «частота, сопротивление, добротность»: `Xtal (fo, R1, Q)`. Сделанный выбор параметров показан в соответствующем окне на рис. 62, а результаты анализа в частотной области — на рис. 63. Резистивный элемент R_i в схеме на рис. 61 моделирует потери энергии в креплениях и на акустическое излучение в окружающую среду. Задавая определенную величину R_i ,

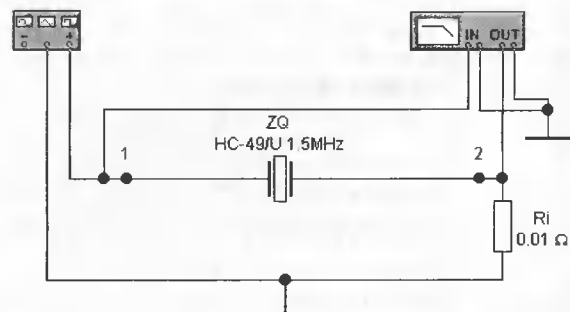


Рис. 56

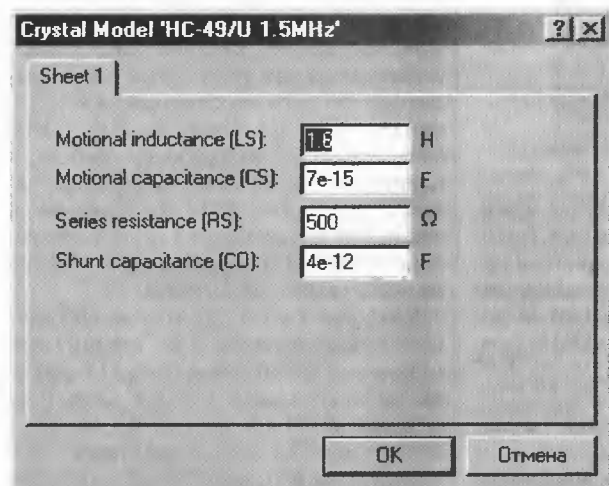


Рис. 58

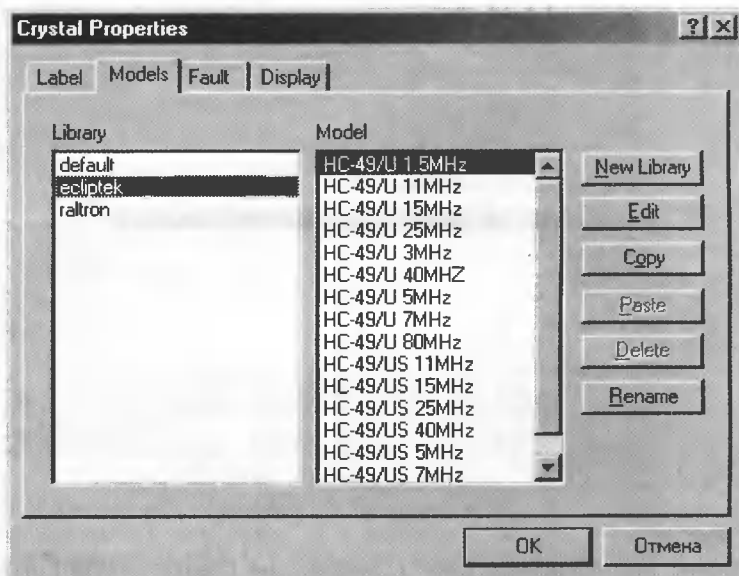


Рис. 57

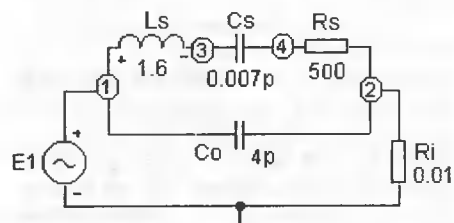


Рис. 59

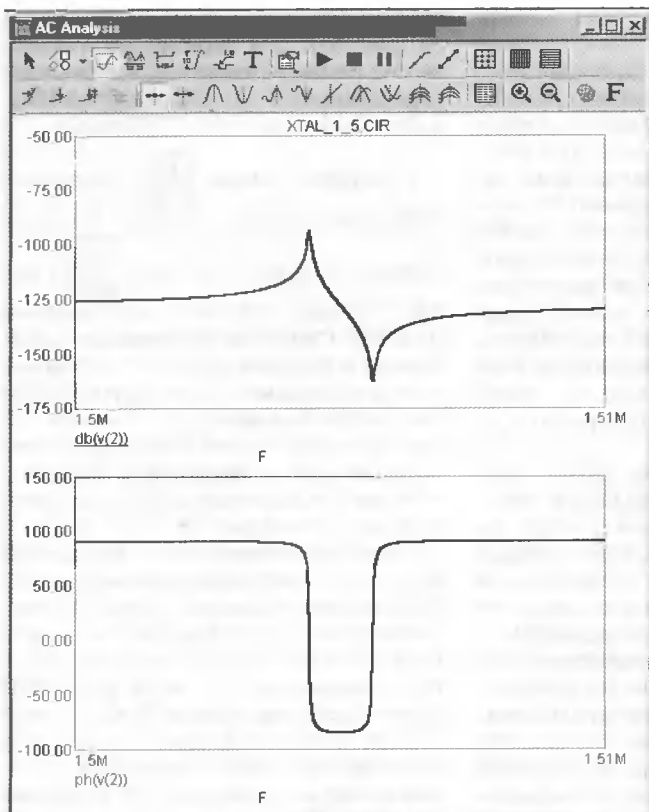


Рис. 60

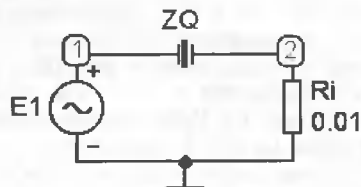


Рис. 61

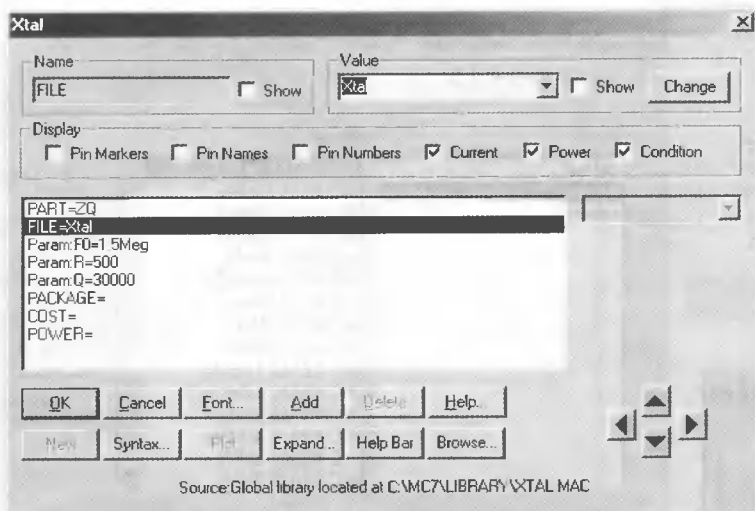


Рис. 62

можно смоделировать работу, например, пьезоэлектрического звукоизлучателя.

Сопоставление данных экспериментов, полученных с реальными пьезорезонаторами и на описанных виртуальных моделях в виде электрических схем замещения, показывает их достаточно хорошее совпадение. Отсюда может сложиться впечатление, что на практике вместо реальных кристаллов можно собрать цепь из соответствующих R, L и C компонентов. Реализация этой за-

не следует впадать и в другую крайность — отвергать виртуальные модели. Напротив, их надо создавать и активно использовать, но по прямому назначению, не забывая о принятых допущениях и особенностях реальных систем.

Продолжение следует

Генрих Кардашев,
Gkardashev@Yandex.ru

Некоторые современные стационарные телефонные аппараты способны управлять громкостью вызывного сигнала, характер которого определяется сделанными программными установками, например, постепенное увеличение громкости, изменение тональности, громкость с учетом времени суток, запрет на прохождение сигнала вызова в заданные часы. В то же время большая часть недорогих телефонных аппаратов, которые могут использоваться как вспомогательные или основные, такими функциями не наделены. Улучшить их потребительские качества можно, собрав несложное устройство, схема которого показана на рис. 1. Этим усовершенствованным вызывным устройством для стационарного телефонного аппарата можно заменить электромеханические и простые электронные звонки стационарных телефонов как с дисковыми, так и с кнопочными номеронабирателями.

Предлагаемое устройство имеет отключаемую возможность автоматического управления громкостью вызывного сигнала в зависимости от освещения комнаты, световую индикацию поступления вызова, не реагирует подзвоном на импульсный набор номера на параллельных телефонных аппаратах, имеет возможность подобрать желаемые тональность и характер звучания.

Звонок собран на двух микросхемах КМОП распространенных типов. На DD1 построен генератор с плавным изменением тональности, а на сильноточных инверторах DD2 — мостовой усилитель мощности для пьезокерамического излучателя звука BA1. На фототранзисторе VT1 и маломощном полевом транзисторе VT2 реализован узел управления громкостью. Ультраяркие светодиоды HL1—HL3 позволяют визуально контролировать поступление вызова.

Во время звонка амплитуда переменного напряжения в телефонной линии может достигать 250 В. Выпрямленное диодным мостом VD1 напряжение для питания микросхем ограничивается на уровне 9,5...10,5 В стабилизатором VD2. Низкочастотный генератор на DD1.1, DD1.2, работающий на частоте 9...13 Гц, и тональный генератор на DD1.3, DD1.4 запускаются только тогда, когда напряжение на выводах 1 и 6 превысит половину напряжения питания микросхемы. В данном случае устойчивый запуск наблюдается, если напряжение на конденсаторе C7 превысит 6...7 В. Цепь R4VD3HL4C3R5 задерживает запуск генераторов при низком напряжении питания микросхем. Этим обеспечивается защита от срабатывания звонка при наборе номера и коротких импульсных помехах в телефонной линии.

Узел управления громкостью работает следующим образом. При достаточном освещении фототранзистора VT1 напряжение на его выводах не превышает нескольких десятков милливольт, полевой транзистор VT2 закрыт, противофазный звуковой сигнал, снимаемый с выходов DD1.3, DD1.4, проходит на оба звена мостового усилителя мощности, выполнен-

Вызывное устройство для телефонного аппарата

Несмотря на то, что традиционная проводная телефонная связь существует уже более 100 лет и в настоящее время постепенно вытесняется сотовой, спутниковой и другими видами связи, в России она еще долго будет оставаться основной и не скоро станет историей. Усовершенствование обычного телефонного аппарата и предлагает автор данной статьи.

ного на DD2. Размах амплитуды напряжения на BA1 достигает 20 В. Когда освещенность фототранзистора снижается, VT1 закрывается, напряжение затвор-исток VT2 возрастает, открытый полевой транзистор блокирует прохождение сигнала на инверторы DD2.4—DD2.6. Эти элементы оказываются заторможенными, переключаются только DD1.1—DD1.3. Амплитуда импульсов на пьезоизлучателе уменьшается вдвое. При замкнутых контактах кнопки SB1 звонок всегда будет работать с максимальной громкостью

(4500 мкД) производства фирмы Kingbright (<http://www.kingbright-led.com/search.asp>) можно заменить L1503SRC/F (4000 мкД), L1543SRC/E, L934SRC/J или отечественными КИПМ15Т30-1/К4-П3, КИПД21П-К, КИПД40С20-1К4-П6. Работающий в качестве стабилитрона на 1,7 В светодиод HL4 заменяется любым подобранным экземпляром из серии АЛ307. Фототранзистор можно заменить на L51P3, L32P3С или имеющими обычно худшие параметры отечественными кремниевыми n-p-n КТФ102А, КТФ102А1.

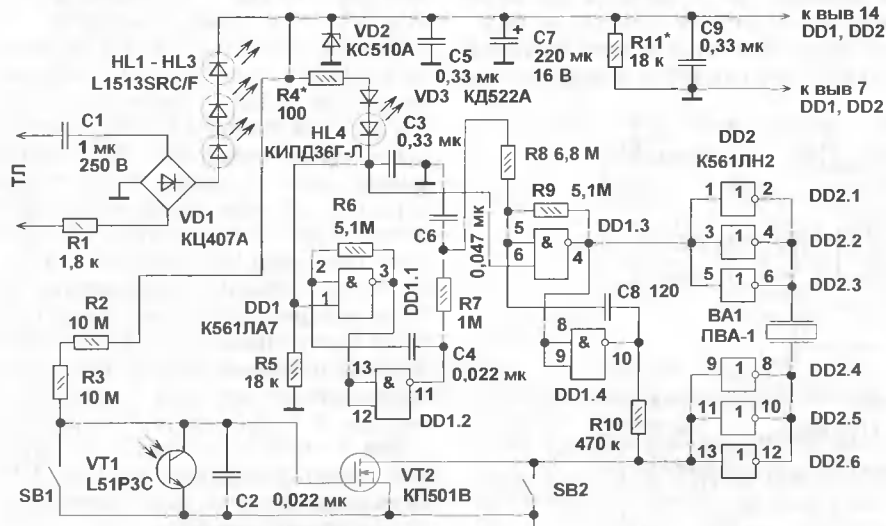


Рис. 1

тью, а при замкнутой SB2 — всегда с пониженной.

В конструкции можно использовать постоянные резисторы C1-4, C2-23, C2-33, МЛТ. Конденсатор C1 — типа К73-17, К73-24В. Оксидный конденсатор C7 — К50-35 или импортный аналог. Частотозадающие конденсаторы C4, C8 желательно использовать пленочные: К73-9, К73-15, К73-17, К73-39, остальные — К10-17, КМ-5, КМ-6. Диодный мост VD1 — КЦ422В, Г, DB103—DB107, RB153—RB157. Диод КД522А заменяется любым из серий КД503, КД510, КД521, 1N4148. На месте стабилитрона VD2 может работать КС210Б, Ж, КС207А, Д814В, 1N4740А, ВЗХ/ВЗУ55С-10, ТЗМС-10. Светодиоды красного цвета свечения L1513SRC/F

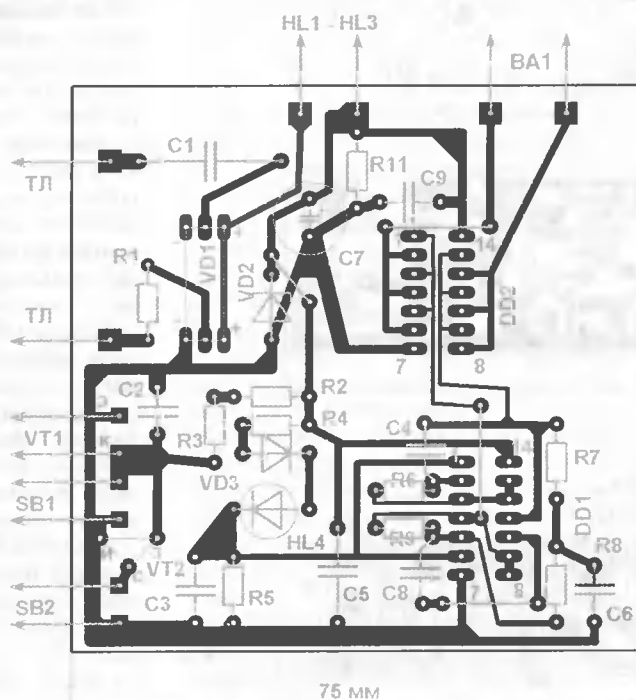


Рис. 2

Полевой транзистор VT2 — КП501, КП505, К1014КТ1, КР1014КТ1, КР1064КТ1 с любым буквенным индексом. Микросхема DD1 — КР1561ЛА7, К564ЛА7, К176ЛА7, CD4011; DD2 — 564ЛН2, CD4049. Пьезокерамический излучатель звука заменим на ЗП-1, ЗП-3, ТФМ-19, ТФМ-33Н. Для смягчения металлического звучания и увеличения громкости отечественные излучатели звука целесообразно поместить в пластмассовый цилиндрический корпус подходящего размера, оклеенный изнутри мягким поролоном. Кнопки SB1, SB2 — любые малогабаритные с фиксацией положения.

Возможный вариант исполнения печатной платы показан на рис. 2.

При налаживании звонка подбором сопротивлений резисторов R2, R3 устанавливается желаемая чувствительность устройства к уровню внешней освещенности. Чем больше суммарное сопротивление этих резисторов, тем чувствительность выше, тем большую часть времени суток звонок будет работать с максимальной громкостью. Элементами R6, R9, C4, C8 задается характер звучания. Если переключение частоты будет сопровождаться заметными щелчками, следует увеличить сопротивление резистора R7. Подбором сопротивлений резисторов R11, R4, типа светодиода HL4 и/или числа последовательно включенных с ним диодов добиваются того, чтобы устройство устойчиво срабатывало при поступлении вызывного сигнала, но не реагировало на импульсный набор номера на параллельном телефоне. В случае если параметры вызывного сигнала, формируемого вашей АТС, нестабильны или имеют пониженную частоту и напряжение, между конденсатором C3 и выводами 1, 6 микросхемы DD1 целесообразно включить компаратор, например, на микроконтроллере программируемом ОУ К140УД12. Аналогичный результат можно получить и с триггером Шмитта на ИМС КР1561ТЛ1, К561ТЛ1 [1]. При незначи-

тельном снижении громкости можно заимствовать для триггера и пару инверторов микросхемы DD2. Следует отметить, что иногда безошибочно идентифицировать факт послышки вызова не в состоянии и микропроцессорные телефонные аппараты. Число фотодатчиков можно увеличить до двух-трех, используя для каждой свою связку транзисторов, при этом выводы сток всех полевых транзисторов соединяются вместе. Если конденсатор C1 установить 0,47 мкФ на 400 В, а резистор R1 взять более мощный — 0,5...2 Вт, то это устройство можно использовать как несложный квартирный звонок.

Андрей Бутов,
butov@friends.lll.pp.ru

Литература:

1. С. А. Бирюков. Применение цифровых микросхем серий ТТЛ и КМОП. — М.: ДМК, 2000. с. 133—138.
2. И. Н. Балахничев, А. В. Дрик. Практическая телефония. — М.: ДМК, 2000.

Сигнализация для хозпостроек

Предлагаемый прибор может быть использован для охраны гаражей, летних кухонь, подвалов, погребов и других хозпостроек.

Принципиальная схема прибора приведена на рис. 1, чертеж печатной платы — на рис. 2, расположение деталей — на рис. 3.

Прибор питается от сети через трансформатор Т1, напряжение со вторичной обмотки выпрямляется диодным мостом VD11 и стабилизируется транзистором VT7. Напряжение стабилизации должно быть равно 11...12 В, что позволяет держать в закрытом состоянии диод VD10. При отключении сетевого напряжения диод VD10 откроется, через него потечет ток, и устройство будет питаться от батареи GB1 напряжением 9 В. Таким образом, прибор имеет бесперебойное питание.

Измерительный мост прибора выполнен на элементах R1—R4, VD1—VD4, VT1. Выносным элементом является резистор $R_{шл}$, который устанавливается в конце шлейфа охранной сигнализации. При исправном шлейфе напря-

жение в контрольных точках КТ1 и КТ2 равно, следовательно, ток через диодный мост на VD1—VD4 не течет и транзистор VT1 закрыт. В этом случае транзистор VT2 будет тоже закрыт и на выводе 12 DD1.1 будет уровень лог. 0.

При подаче напряжения питания конденсатор C2 находится в разряженном состоянии, и на выводах 13 и 8 будет сформирован лог. 0. Он устанавливает триггер на элементах DD1.2 и DD1.3 в состояние «Норма», т. е. переводит его в дежурный режим. На выводе 3 формируется лог. 0, следовательно, транзистор VT3 закрыт, индикатор VD7 не светится. По истечении некоторого времени, которое зависит от емкости конденсатора C2 и сопротивления резистора R8 на выводах 13 и 8 микросхемы DD1 появится уровень лог. 1, который до снятия напряжения питания меняться не будет.

В первоначальный момент конденсатор C5 тоже находится в разряженном

состоянии, и, пока он будет заряжаться, на базу VT5 через R15 будет подано отпирающее напряжение, генератор на VT5, VT6 будет работать и в динамической головке BA1 раздастся звуковой сигнал. Поскольку емкость C5 незначительна, то продолжительность звукового сигнала будет небольшая. Его появление свидетельствует о включении прибора. Параллельно C5 включена кнопка SA1, позволяющая контролировать состояние прибора, а при отключении сетевого напряжения степень разрядки батареи GB1.

Если срабатывает датчик на обрыв шлейфа, например SB3, SB4, напряжение в КТ1 станет много больше, чем в КТ2 и ток потечет по цепи R1—R2—VD3—переход база-эмиттер транзистора VT1—VD2—R4, следовательно, транзистор VT1 откроется. В случае короткого замыкания шлейфа напряжение в КТ1 будет равно практически нулю и ток, протекая через цепь R3—VD4—переход база-эмиттер транзистора VT1—VD1—R2, откроет транзистор VT1. Как только транзистор VT1 откроется, откроется и VT2 и на выводе 12 DD1.1 появится лог. 1. Поскольку на выводе 13 DD1.1 также присутствует лог. 1, на выводе 11 этого элемента будет сформирован лог. 0 и триггер сменит свое состояние на состояние «Тревога». В этом случае на выводе 3 появится лог. 1, транзистор VT3 откроется, светодиод VD7 включится, а также начнет заряжаться конденсатор C3. Пока он будет заряжаться, на выводе 5 будет присутствовать лог. 1, что в свою очередь разрешит работу генератора, собранного на элементе DD1.4 и транзисторе VT4. Частота этого генератора равна 3...10 Гц, он модулирует звуковой сигнал генератора на VT5, VT6. Появление этого сигнала соответствует состоянию тревоги.

Как только в процессе зарядки конденсатора C3 на выводе 5 DD1.4 напряжение снизится до порога переключения этого элемента, звуковой сигнал исчезнет, но о том, что была попытка проникновения, будет свидетельствовать включенный светодиод VD7. Продолжительность звукового сигнала зависит от номиналов резистора R11 и конденсатора C3. Чрезмерно увеличивать емкость C3 не следует, поскольку начнут сказываться токи утечки.

Динамическая головка BA1 — любого типа, единственное, что придется сделать — подобрать номинал конденсатора C6, поскольку частота работы генератора зависит от сопротивления нагрузки. Если сопротивление используемой головки более 8 Ом, то от R16 можно отказаться вообще. В качестве BA1 можно использовать зуммер от китайских будильников или зуммер для реле указателя поворотов автомобиля. Во втором случае необходимость в генераторе VT5, VT6 отпадает, поскольку он уже установлен в зуммере, следовательно, элементы VT6, C6, R16 и R17 можно не устанавливать на плату, а вместо R18 впасть перемычку. Плюсовой

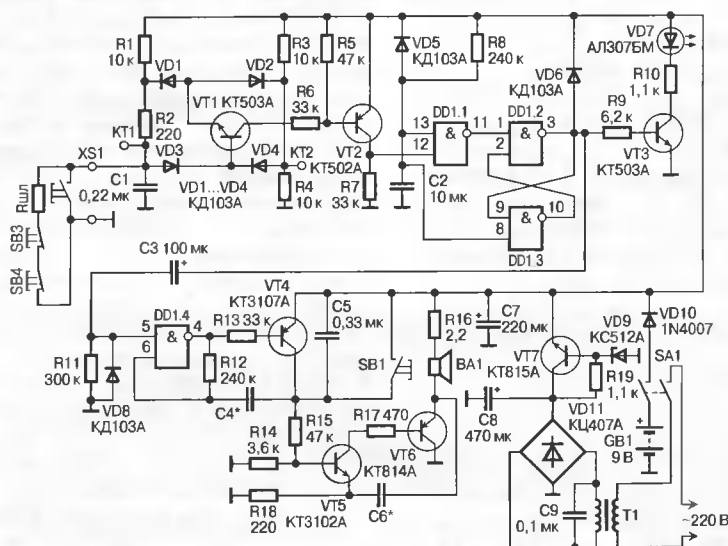


Рис. 1

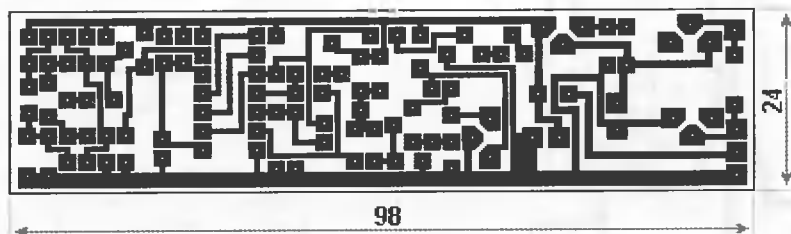


Рис. 2

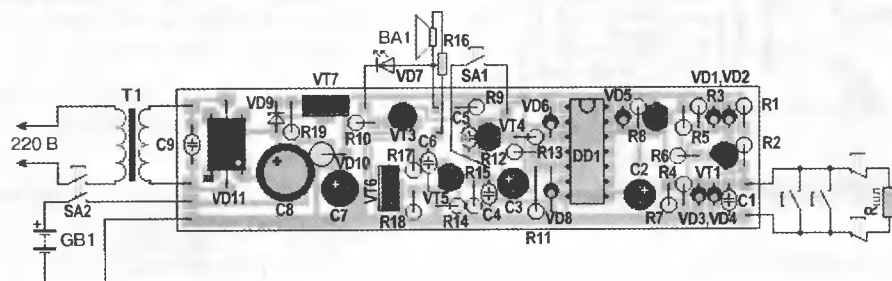


Рис. 3

вывод зуммера подключают к плюсовому проводу питания, а минусовой — к коллектору VT5, вместо KT3102A следует использовать KT503A, номинал R15 следует уменьшить до 3...3,3 кОм.

Конструктивно прибор может быть выполнен в любом виде, хотя плата рассчитана под корпус от блока питания «Электроника». Сетевой трансформатор (габаритная мощность 3 Вт), плата, кнопки и светодиод установлены на крышке

корпуса и закрыты пластмассовой пластиной. Перпендикулярно пластине приклеены пластмассовые полосы так, чтобы получилась ниша для батареи «Крона», и все это закрыто нижней частью корпуса. На транзистор VT7 необходимо установить теплоотвод, выполненный из полоски алюминия толщиной 1...1,5 мм. Размеры полосы — 15×30 мм.

Прибор показал устойчивую работу с датчиками СМК и ДИМК, однако с дат-

чиками на разбитие стекла серии «Окно» прибор не согласовывается из-за низкого напряжения в шлейфе сигнализации (9...10 В, а необходимо не менее 12 В). С оповещателями серий «Вектор», «Фотон», «Стекло» и т. д. прибор работал без нареканий.

Михаил Майорова
misham69@list.ru

Универсальное устройство управления на ИК-лучах

Предлагаемое устройство предназначено для управления какой-либо нагрузкой посредством специального пульта, передающего нажатия на кнопки с помощью ИК-лучей. Нажатия клавиш пульта вызывают замыкание контактов мощных реле, которые могут коммутировать нагрузку, либо подключаться параллельно кнопкам какого-либо устройства. Реле позволяют коммутировать ток до 20 А при переменном напряжении 250 В.

Основное отличие устройства — время реакции на опускание кнопки не более 0,15 с, что важно в некоторых применениях. Например, это устройство разрабатывалось для управления подъемником легковых автомобилей. При времени реакции стандартного пульта от телевизора (0,5 с) точность остановки подъемника составляла 20...30 см, что оказалось неприемлемо.

В устройстве используются только два канала, но программа может быть легко изменена для передачи любого числа команд.

Для обеспечения необходимых качеств был разработан специальный пульт управления, выполненный на микроконтроллере PIC12C508A. Такая конструкция выбрана также из-за универсальности и малых габаритов — самая маленькая доступная в продаже микросхема для построения ИК-пульта имеет 16 выводов в DIP-корпусе, а микроконтроллер — только 8. Это позволило сконструировать пульт, помещающийся в корпус от брелока для сигнализации, в котором заменена плата и установлена другая батарея (на 6 В вместо 12). Пульт управления может питаться и от двух пальчиковых элементов без изменения схемы. На рис. 1 приведена принципиальная схема пульта управления.

Кнопки пульта подключены к выводам контроллера, для уменьшения числа элементов используется внутренняя привязка уровней. В промежутках между подачей сигналов контроллер находится в «спящем» режиме и потребляет минимальный ток. В результате с включенным WatchDog таймером от шестивольтовой батареи этот ток составляет 10 мкА. Пульт, встроенный в брелок и питаемый одной шестивольтовой батареей, проработал без замены элемента питания около восьми месяцев.

При нажатии на любую кнопку контроллер перезапускается и начинает генерировать пакеты импульсов с несущей частотой 36 кГц, вид пачек зависит от кода кнопки. Пачки повторяются с интервалом 0,1 с, причем пачка повторяется полностью, а не заменяется кодом повтора, как в телевизионных пультах. При указанных номиналах дальность действия пульта

около пяти метров. Пачка импульсов состоит из стартового импульса длительностью 9,15 мс, паузы в 4,8 мс и 32-х бит данных, заканчивающихся импульсом длительностью 1 мс. Передача каждого из 32-х бит начинается тактовым импульсом длительностью 1 мс, затем обрабатывается пауза, длительность кото-

рой зависит от значения бита. Единичный бит передается как длительная пауза (2 мс), нулевой — как короткая пауза (1 мс).

Далее приведена программа пульта управления.

```
list p=12c508a ; list directive to define processor
#include <p12c508a.inc> ; processor specific variable
definitions
__CONFIG _CP_OFF & _WDT_ON & _IntRC_OSC & _MCLR_OFF
; Переменные
ALL_VAR UDATA
count RES 2
dtcount RES 2
irdata RES 4
sleepcount RES 1

MAIN CODE 0x00
    goto start ; Переход на основную программу
#define IROUT GPIO,4
#define KEY1 GPIO,0
#define KEY2 GPIO,1
#define KEY3 GPIO,3

PROC CODE
; Процедуры - в 12c508 разрешены только в первых 512
байтах
; Пауза в W интервалов по 29 мкс
irpause
    movwf count
    clrwdt
irpl2
    movlw .8 ; 1
    movwf count+1 ; 2
irpl1
    decfsz count+1,1 ; 3,6,9,12,15,18,21,24
    goto irpl1 ;
4,5,7,8,10,11,13,14,16,17,19,20,22,23,25
    clrwdt ; 26
    decfsz count,1 ; 27
    goto irpl2 ; 28,29
    retlw 0

irimpulse
    movwf count
    clrwdt
gencycle
; Генерация частоты - 14 циклов 1 и 15 - нуля
    bsf IROUT ; 1
    movlw .4 ; 2
```

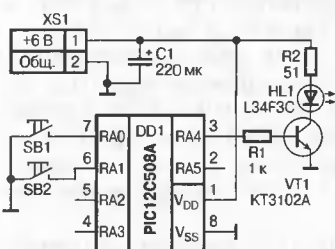


Рис. 1

```

    movwf count+1; 3
gclb1
    decfsz count+1,1 ; 4,7,10,13
    goto gclb1 ; 5,6,8,9,11,12,14
m1
    bcf IROUT ; 1
    movlw .3 ; 2
    movwf count+1; 3
gclb2
    decfsz count+1,1 ; 4,7,10
    goto gclb2 ; 5,6,8,9,11
    clrwdt ; 12
    decfsz count,1 ; 13
    goto gencycle; 14,15
    retlw 0
; Инициализация контроллера - тоже в зависимости от его
типа
start
    movwf OSCCAL
; Далее - отлаживаемая программа
;
; Конфигурация регистра OPTION_REG ;
    movlw b'00001111' ;
option ;
; Конфигурация порта ввода-вывода ;
    movlw b'00101111' ;
    tris 6 ;
    bcf IROUT ;
; Если не сброс по изменению состояния - переход на засы-
пание
    btfss STATUS,7
    goto sleeptime
maincycle
    clrf sleepcount
intomaincycle
    clrwdt
    btfss KEY1
    goto key1press
    btfss KEY2
    goto key2press
    btfss KEY3
    goto key3press
    decfsz sleepcount,1
    goto intomaincycle
; Тут - если прошел счетчик опроса клавиатуры и пора
спать
sleeptime
    movf GPIO,0
    andlw B'00001011'
    xorlw B'00001011'
    btfss STATUS,Z
    goto maincycle
    sleep
key1press
    movlw .123
    movwf irdata
    movlw .213
    movwf irdata+1
    movlw .11
    movwf irdata+2
    movlw .22
    movwf irdata+3
    goto startsg
key2press
    movlw .123
    movwf irdata
    movlw .213
    movwf irdata+1
    movlw .33
    movwf irdata+2
    movlw .44
    movwf irdata+3
    goto startsg
key3press
    movlw .123
    movwf irdata
    movlw .213
    movwf irdata+1
    movlw .55
    movwf irdata+2
    movlw .66
    movwf irdata+3
    goto startsg
startsg
; Стартовый импульс - 9.15 мс
    movlw .250
    call irimpulse
    movlw .65
    call irimpulse
; Пауза - 4.8мс
    movlw .165
    call irpause
    movlw 4
    movwf dtcount
    movlw irdata
    movwf FSR
; Выдаем байт
nextoutbyte
    movlw .8
    movwf dtcount+1
; Тактовый импульс - 1 мс
outbyte
    movlw .34
    call irimpulse
    movlw .34
    call irpause
    movlw .34
    rrf 0,1
    btfsc STATUS,C ; Ноль - короткая пауза, 1
- длинная
    call irpause
    decfsz dtcount+1,1
    goto outbyte
    incf FSR,1
    decfsz dtcount,1
    goto nextoutbyte
    movlw .34
    call irimpulse
; Импульс завершен. Пауза в 0.1 секунды
    movlw .13
    movwf dtcount
spl1
    movlw .255
    call irpause
    decfsz dtcount,1
    goto spl1
    goto maincycle
END ; directive "end of program"

```

После сброса контроллера инициализируется периферия и проверяется состояние кнопок. Если нажатой кнопки нет, контроллер засыпает. В противном случае, в зависимости от нажатой кнопки, устанавливается значение передаваемых байтов информации и запускается передача, заканчивающаяся паузой в 0,1 с и переходом на начало программы.

Пачки импульсов от пульта принимаются ИК-приемником TSOP1736 основного модуля, детектируются и поступают на микроконтроллер PIC12C508A уже в виде цифрового сигнала без частоты заполнения 36 кГц. Микроконтроллер дешифрует очередную пачку и, если ее код известен, отключает все линии, кроме получившей сигнал, и включает соответствующую линию на 0,12 с. Если кнопка не отпущена, за это время успевает прийти еще одна пачка, и сигнал не сбрасывается. Принципиальная схема основного модуля приведена на рис. 2.

Сигнал с выхода микроконтроллера усиливается транзисторным ключом и включает соответствующее реле. Питание устройства осуществляется через понижающий трансформатор.

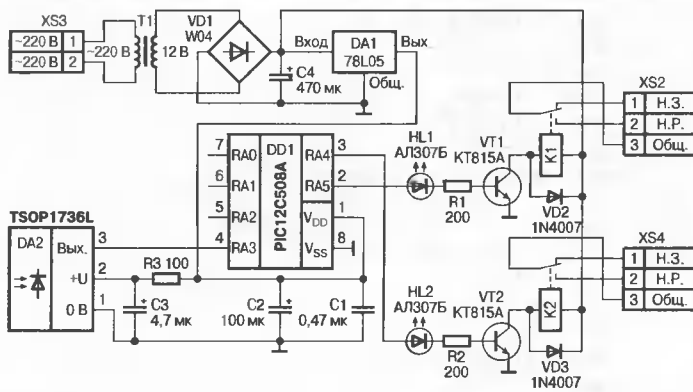


Рис. 2

мотор отдельно от нагрузочных контактов реле. Трансформатор выбран исходя из тока обмотки реле.

Ниже приведена программа основного модуля.

```
list p=12c508a ; list directive to define processor
#include <p12c508a.inc> ; processor specific variable
definitions
__CONFIG _CP_OFF & _WDT_ON & _IntRC_OSC & _MCLRE_OFF
```

```
; Переменные
ALL_VAR UDATA

count RES 2 ; Всякие счетчики
ircount RES 2 ; Счетчик приема данных
irdata RES 4 ; Принятый код
irkey RES 1 ; Номер нажатой клавиши
lststate RES 1 ; Предыдущее состояние
timeout RES 1 ; Время, в течении которого вклю-
чена нагрузка
```

```
MAIN CODE 0x00
goto start ; Переход на основную программу
```

```
#define IRIN GPIO,3 ; Вход с ИК приемника
#define CH1 GPIO,4 ; Первый выход
#define CH2 GPIO,5 ; Второй выход
```

```
PROC CODE
```

```
start
```

```
movwf OSCCAL
```

```
#ENDIF
```

```
; Конфигурация регистра OPTION_REG
```

```
movlw b'11001111'
```

```
option
```

```
; Конфигурация порта ввода-вывода
```

```
movlw b'00001000'
```

```
tris 6
```

```
clrf lststate ; Ничего не включено
```

```
; Отключаем нагрузки
```

```
bcf CH1
```

```
bcf CH2
```

```
goto maincycle
```

```
; Вход по получению ИК сигнала
```

```
irdataok
```

```
; Проверим на ноль - т. е. на ошибочное считывание
```

```
movf irkey,0
```

```
btfsc STATUS,Z
```

```
goto maincycle ; Ошибку считаем как отсутствие
```

```
сигнала
```

```
; Проверим на клавишу номер один
```

```
movlw .1
```

```
subwf irkey,0
```

```
btfsc STATUS,Z
```

```
goto keyone
```

```
; Проверим на клавишу номер два
```

```
movlw .2
```

```
subwf irkey,0
```

```
btfsc STATUS,Z
```

```
goto keytwo
```

```
goto maincycle
```

```
errordata
```

```
bcf CH1
```

```
bcf CH2
```

```
clrf lststate
```

```
clrf timeout
```

```
clrf timeout+1
```

```
goto maincycle
```

; Действия при нажатии клавиш - если код приходит по-вторно - включение нагрузки

; Если была включена другая нагрузка - сначала переход на ошибку, где сбрасывается

```
; lststate
```

```
keyone
```

```
movf lststate,0
```

```
btfsc STATUS,Z
```

```
goto pusktone
```

```
movlw .1
```

```
subwf lststate,0
```

```
btfss STATUS,Z
```

```
goto errordata
```

```
bsf CH1
```

```
pusktone
```

```
movlw .1
```

```
movwf lststate
```

```
clrf timeout
```

```
clrf timeout+1
```

```
goto maincycle
```

```
keytwo
```

```
movf lststate,0
```

```
btfsc STATUS,Z
```

```
goto pusktwo
```

```
movlw .2
```

```
subwf lststate,0
```

```
btfss STATUS,Z
```

```
goto errordata
```

```
bsf CH2
```

```
pusktwo
```

```
movlw .2
```

```
movwf lststate
```

```
clrf timeout
```

```
clrf timeout+1
```

```
goto maincycle
```

```
maincycle
```

```
nop
```

```
nop
```

```
nop
```

```
nop
```

```
clrwdt
```

```
incfsz timeout,1
```

```
decf timeout+1,1
```

```
incf timeout+1,1
```

```
btfsc timeout+1,6
```

```
ms
```

```
goto errordata
```

;6 По переполнению таймера - отключение всех нагрузок и сброс lststate

```
btfsc IRIN
```

```
goto maincycle
```

; Пришел ИК сигнал. Проверяем - начальная длительность - 9 мс+-1

```
clrf count
```

```
clrf count+1
```

nxtclk1 ; 6 - 1500 циклов = 9 мс

```
; 
```

```
incfsz count,1
```

```
decf count+1,1
```

```
incf count+1,1
```

```
; 
```

```
btfss IRIN
```

```
goto nxtclk1
```

```
movlw .5
```

```
subwf count+1,0
```

```
btfsc STATUS,Z
```

```

    incf count+1,1
    movlw .6
    subwf count+1,0
    btfss STATUS,Z
    goto maincycle
; Пауза - 4.8мс
; Минимум - 4.3мс
    clrf count
waitminpause
    clrwdt
    btfss IRIN
    goto irerror
    goto iii2
iii2
    btfss IRIN
    goto irerror
    goto iii3
iii3
    btfss IRIN
    goto irerror
    clrwdt
    decfsz count,1
    goto waitminpause
; Ожидание стартового импульса
    clrf count
waitstimp
    clrwdt
    btfss IRIN
    goto startdata
    decfsz count,1
    goto waitstimp
    goto irerror
; Пошли данные
startdata
    movlw irdata
    movwf FSR
    movlw .4
    movwf ircount
readnextbyte
    movlw .8
    movwf ircount+1
readnextbit
; Максимальная длительность чуть более 1 мс - 200
    movlw .220
    movwf count
irimp
    clrwdt
    btfsc IRIN
    goto nextbit
    decfsz count,1
    goto irimp
    goto irerror2
nextbit
; Пауза - максимальная длительность 2 мс (2000 команд)
    clrf count
readbit
    goto iiiio1
; 1,2
iiiio1
    btfss IRIN
    goto analyzebit
    btfss IRIN
    goto analyzebit
    incfsz count,1
    goto readbit
    goto irerror2
; 3
; 4
; 5
; 6
; 7
; 8,9
analyzebit
; Короткая - ноль.
    rlf count,0
    rrf 0,1
    decfsz ircount+1,1
    goto readnextbit
    incf FSR,1
    decfsz ircount,1
    goto readnextbyte
; Проверка данных
    movlw .123
    subwf irdata,1

```

```

    btfss STATUS,Z
    goto irerror
    movlw .213
    subwf irdata+1,1
    btfss STATUS,Z
    goto irerror
; Прошла проверка общих данных

    movlw .11
    subwf irdata+2,0
    btfss STATUS,Z
    goto notthis1
    movlw .22
    subwf irdata+3,0
    btfss STATUS,Z
    goto notthis1
    movlw .1
    movwf irkey
    goto irok
notthis1
    movlw .33
    subwf irdata+2,0
    btfss STATUS,Z
    goto notthis2
    movlw .44
    subwf irdata+3,0
    btfss STATUS,Z
    goto notthis2
    movlw .2
    movwf irkey
    goto irok
notthis2
    movlw .55
    subwf irdata+2,0
    btfss STATUS,Z
    goto notthis3
    movlw .66
    subwf irdata+3,0
    btfss STATUS,Z
    goto notthis3
    movlw .3
    movwf irkey
    goto irok
notthis3
    goto irerror
irok
resetirdata
    clrf irdata
    clrf irdata+1
    clrf irdata+2
    clrf irdata+3
    goto irdataok
irerror
irerror2
    clrf irkey
    goto resetirdata
END; directive "end of program"

```

Программа отключает все нагрузки при включении питания и ожидает приема информации от ИК-пульта. Если принимаемые послышки соответствуют протоколу, принятые 32 бита записываются в четыре байта и анализируются. Первые два байта считаются равными у всех команд (определяют устройство). Если они совпали с заданными, то по двум последним байтам определяется код команды. Так как устройство используется для управления подъемником, во всех случаях ошибки (неверно принятая посылка, либо не соответствующая протоколу посылка, либо нажатие другой клавиши) обе нагрузки отключаются для предотвращения каких-либо случайностей. Если другая клавиша нажата сознательно, то через 0,1 с после отключения (максимум через 0,2 с после нажатия) первой кнопки соответствующее реле будет включено. Один из вариантов печатной платы и программы устройства можно найти по адресу electronics.crowd.ru.

Алексей Брякин,
alb@crowd.ru

(Продолжение. Начало — № 5/2003)

CoolRunner-II — новое поколение высокопроизводительных ПЛИС CPLD фирмы Xilinx с микромощным потреблением

Основные характеристики ПЛИС XC2C64

Объем логических ресурсов ПЛИС XC2C64 составляет 64-макроблочек, которые организованы в виде четырех функциональных блоков. Микросхемы данного типа выпускаются в трех модификациях с быстродействием -4, -5, -7 соответственно.

соответствуют случаю заполнения каждого функционального блока ПЛИС реверсивным 16-разрядным двоичным счетчиком

Таблица 28

Типовой потребляемый ток ПЛИС XC2C64 класса -5, -7, мА, на частоте, МГц									
0	25	50	75	100	150	175	200	225	240
0,01	1,8	3,7	5,5	7,48	11,0	12,7	14,6	15,3	17,77

Обозначение	Параметр	Параметр для класса ПЛИС по быстродействию					
		-4		-5		-7	
		Миним.	Макс.	Миним.	Макс.	Миним.	Макс.
TPD1	Задержка распространения сигнала от входного контакта до выходного через комбинационную логику при использовании одиночного терма, нс	—	3,7	—	4,6	—	6,7
TPD2	Задержка распространения сигнала от входного контакта до выходного через комбинационную логику при использовании суммы термов, нс	—	4,0	—	5,0	—	7,5
TSUD	Время установления сигнала на «быстром» входе ПЛИС, нс	2,0	—	2,4	—	3,3	—
TSU1	Время установления сигнала на входе ПЛИС при использовании одиночного терма, нс	1,7	—	2,0	—	2,5	—

дификациях с быстродействием -4, -5, -7 соответственно.

График, представленный на рис. 18, характеризует изменение величины тока, потребляемого ПЛИС XC2C64 с быстродействием -5 и -7 от источника напряжения питания ядра микросхемы в динамическом режиме, в зависимости от частоты сигналов устройства, которое реализуется на основе этой микросхемы.

Табл. 28 содержит типовые значения тока, потребляемого микросхемой XC2C64 от источника питания ядра микросхемы, для фиксированных значений частоты сигналов при температуре окружающей среды $T_A = 25^\circ\text{C}$ и использовании стандарта ввода/вывода LVCMOS 1.8V. Максимальное значение потребляемого тока для ПЛИС XC2C64 с быстродействием -5 и -7 составляет 500 мкА на частоте 1 МГц и 5,0 мА на частоте 50 МГц. Указанные предельные величины потребляемого тока

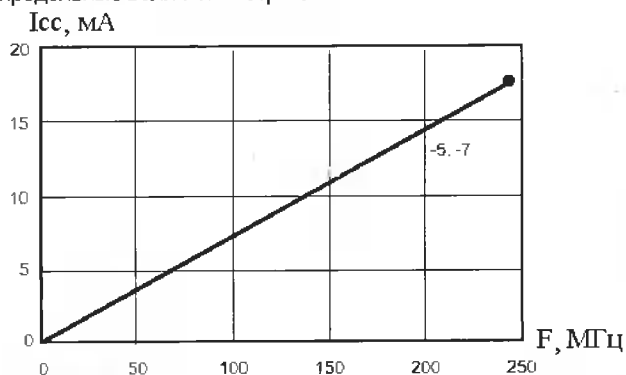


Рис. 18

ком при использовании напряжений питания для ядра микросхемы VCC и блоков ввода/вывода VCCIO равных 1,9 В. Типовое значение тока, потребляемого микросхемой в режиме конфигурирования, составляет 2,3 мА.

В табл. 29 представлены граничные значения основных динамических параметров ПЛИС XC2C64, имеющих размерность времени и частоты.

Значения основных параметров временной модели микросхемы XC2C64 приведены в табл. 30 с учетом поддерживаемых сигнальных стандартов, тре-





Программируемые
логические интегральные
схемы с архитектурой FPGA

Программируемые
логические интегральные
схемы с архитектурой CPLD

САПР и средства отладки
цифровых систем на базе
ПЛИС

!!! Бесплатное программное обеспечение ISE WebPACK !!!

INLIGROUP

Официальный дистрибьютор фирмы XILINX в России, Беларуси и Украине:

123007, Москва, Хорошевское шоссе, д.38, корп.1, 4 этаж,
тел.: (095) 787-59-40, факс: (095) 787-59-35
email: xilinx@inligroup.ru, http://www.plis.ru

Продолжение таблицы 29

Обозначение	Параметр	Параметр для класса ПЛИС по быстродействию					
		-4		-5		-7	
		Миним.	Макс.	Миним.	Макс.	Миним.	Макс.
TSU2	Время установления сигнала на вход ПЛИС при использовании суммы термов, нс	1,7	—	2,4	—	3,3	—
THD	Время удержания сигнала на «быстром» входе ПЛИС, нс	0	—	0	—	0	—
TH	Время удержания сигнала на входе ПЛИС, нс	0	—	0	—	0	—
TCO	Задержка переключения сигнала на выходе ПЛИС по отношению к глобальному тактовому сигналу на входе GCK, нс	—	3,0	—	3,9	—	6,0
FTOGGLE	Внутренняя частота переключений, МГц	—	454	—	333	—	200
FSYSTEM1	Максимальная системная частота при использовании одиночного терма, МГц	—	333	—	263	—	159
FSYSTEM2	Максимальная системная частота при использовании суммы термов, МГц	—	303	—	238	—	141
FEXT1	Максимальная внешняя частота при использовании одиночного терма, МГц	—	213	—	169	—	118
FEXT2	Максимальная внешняя частота при использовании суммы термов, МГц	—	200	—	159	—	108
TPSUD	Время установления сигнала на «быстром» входе ПЛИС при тактировании сигналом, формируемым матрицей логических произведений, нс	0,7	—	0,9	—	1,7	—
TPSU1	Время установления сигнала на входе ПЛИС при использовании одиночного терма и тактировании сигналом, формируемым матрицей логических произведений, нс	0,4	—	0,5	—	0,9	—
TPSU2	Время установления сигнала на входе ПЛИС при использовании суммы термов и тактировании сигналом, формируемым матрицей логических произведений, нс	0,7	—	0,9	—	1,7	—
TPHD	Время удержания сигнала на «быстром» входе ПЛИС при тактировании сигналом, формируемым матрицей логических произведений, нс	0,8	—	1,1	—	0,9	—
TPH	Время удержания сигнала на входе ПЛИС при тактировании сигналом, формируемым матрицей логических произведений, нс	1,1	—	1,5	—	1,7	—
TPCO	Задержка переключения сигнала на выходе ПЛИС по отношению к тактовому сигналу при тактировании сигналом, формируемым матрицей логических произведений, нс	—	4,6	—	6,0	—	8,4
TOE/TOD	Задержка разрешения выхода ПЛИС при использовании глобального управляющего сигнала, нс	—	6,5	—	8,0	—	10,0
TPOE/TPOD	Задержка разрешения выхода ПЛИС при использовании управляющих термов, нс	—	7,5	—	9,0	—	11,0
TMOE/TMOD	Задержка разрешения выхода ПЛИС при использовании в качестве управляющего выходного сигнала макроячейки, нс	—	7,5	—	9,0	—	11,0
TPAO	Задержка сброса/установки выхода ПЛИС при использовании управляющих термов, нс	—	5,9	—	7,3	—	9,7
TAO	Задержка сброса/установки выхода ПЛИС при использовании глобального управляющего сигнала, нс	—	5,0	—	6,0	—	8,3
TSUEC	Время установления сигнала на входе разрешения синхронизации, нс	2,2	—	3,0	—	3,7	—
THEC	Время удержания сигнала на входе разрешения синхронизации	0	—	0	—	0	—
TCW	Длительность импульса глобального тактового сигнала, нс	1,1	—	1,5	—	2,5	—
TPCW	Длительность импульса тактового сигнала при тактировании сигналом, формируемым матрицей логических произведений, нс	4,0	—	5,0	—	7,5	—
TCONFIG	Длительность конфигурирования ПЛИС, мкс	—	50	—	50	—	50

Таблица 30

Обозначение	Параметр	Параметр для класса ПЛИС по быстродействию, нс					
		-4		-5		-7	
		Миним.	Макс.	Миним.	Макс.	Миним.	Макс.
Задержки буферных элементов							
TIN	Задержка входного буферного элемента	—	1,3	—	1,7	—	2,4
TDIN	Задержка прохождения сигнала через цепь «быстрого» входа	—	2,0	—	2,6	—	4,0
TGCK	Задержка глобального тактового буферного элемента (GCK)	—	1,2	—	1,6	—	2,5
TGSR	Задержка буферного элемента глобального сигнала сброса/установки (GSR)	—	1,9	—	2,4	—	3,5
TGTS	Задержка буферного элемента глобального сигнала Управления тристабильными выходами кристалла (GTS)	—	1,8	—	2,7	—	3,9
TOUT	Задержка выходного буферного элемента	—	1,6	—	1,9	—	2,8
TEN	Задержка сигнала разрешения выхода выходного буферного элемента	—	4,7	—	5,3	—	6,1
Задержки логики формирования термов							
TCT	Задержка логики формирования управляющих термов	—	1,5	—	2,0	—	2,5
TLOGI1	Задержка логики формирования одиночного терма	—	0,4	—	0,5	—	0,8
TLOGI2	Задержка логики формирования суммы термов	—	0,3	—	0,4	—	0,8
Задержки макроячейки							
TPDI	Задержка прохождения сигнала от входа до выхода макроячейки через комбинационную логику	—	0,4	—	0,5	—	0,7
TSUI	Время установления сигнала на входе данных триггера макроячейки	1,2	—	1,4	—	1,8	—
THI	Время удержания сигнала на входе данных триггера макроячейки	0	—	0	—	0	—
TECSU	Время установления сигнала на входе разрешения синхронизации триггера макроячейки	0,6	—	0,9	—	1,3	—
TECHO	Время удержания сигнала на входе разрешения синхронизации триггера макроячейки	0	—	0	—	0	—
TCOI	Задержка переключения триггера макроячейки	—	0,2	—	0,4	—	0,7
TAOI	Задержка асинхронного сброса/установки триггера макроячейки	—	1,5	—	1,7	—	2,0
Задержки цепей обратной связи							
TF	Задержка прохождения сигнала через цепь обратной связи	—	1,2	—	1,5	—	2,0
TOEM	Задержка прохождения сигнала разрешения выхода, Формируемого в макроячейке	—	1,4	—	1,7	—	1,7
Дополнительные задержки для стандарта ввода вывода 1,5V I/O							
THYS15	Дополнительная задержка входного триггера Шмитта	—	2,0	—	4,0	—	6,0
TOUT15	Дополнительная задержка выходного буферного элемента	—	0,5	—	0,9	—	1,5
TSLEW15	Дополнительная задержка, вносимая схемой управления длительностью фронтов сигнала на выходе выходного буферного элемента	—	2,0	—	4,0	—	6,0
Дополнительные задержки для стандарта ввода вывода 1,8V CMOS							
TIN18	Дополнительная задержка входного буферного элемента	—	0,0	—	0,0	—	0,0
THYS18	Дополнительная задержка входного триггера Шмитта	—	2,0	—	3,0	—	4,0
TOUT18	Дополнительная задержка выходного буферного элемента	—	0,0	—	0,0	—	0,0
TSLEW18	Дополнительная задержка, вносимая схемой управления длительностью фронтов сигнала на выходе выходного буферного элемента	—	2,0	—	3,5	—	5,0
Дополнительные задержки для стандарта ввода вывода 2,5V CMOS							
TIN25	Дополнительная задержка входного буферного элемента	—	0,5	—	0,5	—	1,0
THYS25	Дополнительная задержка входного триггера Шмитта	—	1,5	—	2,5	—	3,0
TOUT25	Дополнительная задержка выходного буферного элемента	—	1,5	—	4,8	—	6,0
TSLEW25	Дополнительная задержка, вносимая схемой управления длительностью фронтов сигнала на выходе выходного буферного элемента	—	2,0	—	2,5	—	4,0
Дополнительные задержки для стандарта ввода вывода 3,3V CMOS/TTL							
TIN33	Дополнительная задержка входного буферного элемента	—	0,7	—	0,5	—	1,0
THYS33	Дополнительная задержка входного триггера Шмитта	—	1,0	—	2,0	—	3,0
TOUT33	Дополнительная задержка выходного буферного элемента	—	1,0	—	7,0	—	10,0
TSLEW33	Дополнительная задержка, вносимая схемой управления длительностью фронтов сигнала на выходе выходного буферного элемента	—	2,0	—	2,5	—	4,0

Таблица 31

Тип корпуса	Размеры корпуса, мм	Расстояние между выводами, мм	Тепловое сопротивление кристалл—окружающая среда, °C/Вт	Тепловое сопротивление кристалл—корпус, °C/Вт	Число пользовательских выводов
Plastic Leaded Chip Carrier (PLCC44)	16,5×16,5	1,27	53,1	28,7	33
Very Thin Quad Flat Pack (VQFP44)	10×10	0,8	46,6	8,2	33
Chip Scale Package (CSP56)	6×6	0,5	65,0	15,0	45
Very Thin Quad Flat Pack (VQFP100)	14×14	0,5	53,2	14,6	64

Таблица 32

Номер функционального блока	Номер макроэлемента	Тип корпуса		
		PLCC44	VQFP44	CSP56
1	1	44	38	F1
1	2	43	37	E3
1	3	42	36	E1
1	4	—	—	—
1	5	—	—	—
1	6	—	—	—
1	7	—	—	—
1	8	—	—	—
1(GTS1)	9	40	34	D1
1(GTS0)	10	39	33	C1
1(GTS3)	11	38	32	A3
1(GTS2)	12	37	31	A2
1(GSR)	13	36	30	B1
1	14	—	—	A1
1	15	—	—	C3
1	16	—	—	—
2	1	1	39	G1
2	2	2	40	F3
2	3	—	—	—
2	4	—	—	—
2	5	3	41	H1
2	6	4	42	G3
2(GCK0)	7	5	43	J1
2(GCK1)	8	6	44	K1
2	9	—	—	K4
2(GCK2)	10	7	1	K2
2	11	—	—	—
2	12	8	2	K3
2	13	9	3	H3
2	14	—	—	K5
2	15	—	—	—
2	16	—	—	—

Таблица 33

Назначение вывода	Тип корпуса			
	PLCC44	VQFP44	CSP56	VQFP100
Вход TCK JTAG-порта	17	11	K10	48
Вход TDI JTAG-порта	15	9	J10	45
Выход TDO JTAG-порта	30	24	A6	83
Вход TMS JTAG-порта	16	10	K9	47
Напряжение питания буферных элементов JTAG-порта VAUX	41	35	D3	5
Напряжение питания ядра кристалла VCC	21	15	G8	26, 57
Напряжение питания блоков ввода/вывода VCCIO	13, 32	7, 26	H6, C6	38, 51, 88, 98
Общий (земля) GND	10, 23, 31	4, 17, 25	H4, F8, C7	21, 31, 62, 69, 84, 100
Неподключенный	—	—	—	20, 25, 44, 46, 54, 59, 63, 65, 66, 73, 75, 80, 82, 85, 86, 87, 93, 95, 96

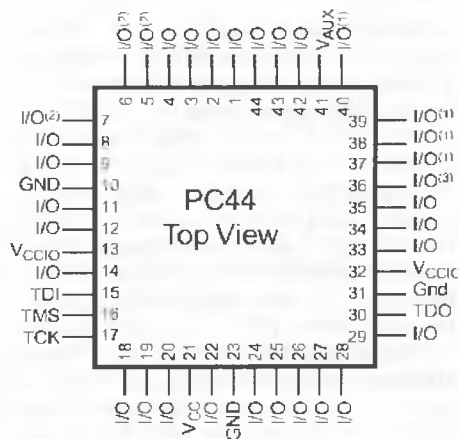


Рис. 19

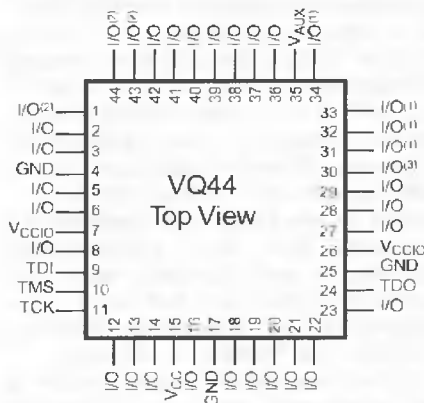


Рис. 20

выводы микросхемы перечисляются в соответствии с порядком следования номеров функционального блока и макроэлемента, с которыми они сопряжены. Номера контактов микросхемы XC2C64, которые предназначены для выполнения строго определенных функций приведены в табл. 33.

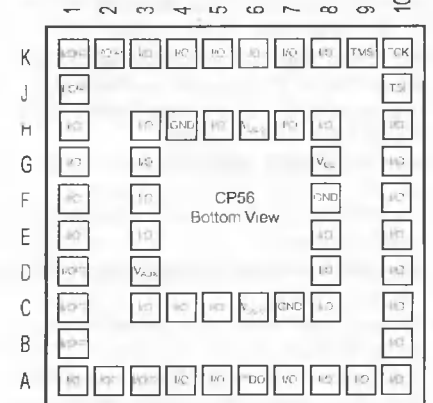


Рис. 21

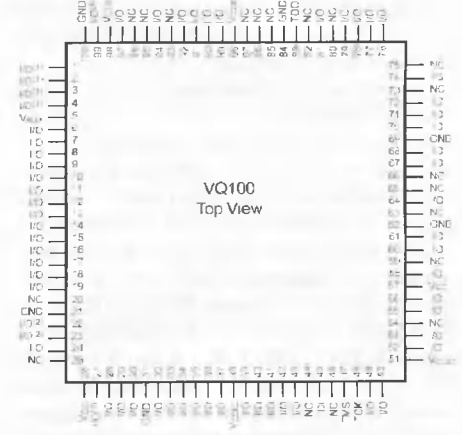


Рис. 22

В более наглядной форме назначение выводов микросхемы XC2C64 и их топология для различных типов корпусов представлены на рис. 19—22.

Продолжение следует

Валерий Зотов,
walerry@euro.ru

бующих различного напряжения питания блоков ввода/вывода.

Микросхемы XC2C64 производятся в корпусах четырех типов — PLCC44, VQFP44, CSP56, VQFP100, основные характеристики которых представлены в табл. 31. Для каждой категории быстродействия микросхем XC2C64 полностью используется данный модельный ряд корпусов. В коммерческом исполнении пользователю доступны ПЛИС XC2C64, относящиеся к любому указанному выше классу быстродействия. Для применения в промышленном диапазоне температур микросхемы XC2C64 выпускаются только с быстродействием — 7.

Информация о функциональном назначении выводов микросхемы XC2C64 для каждого типа корпуса содержится в табл. 32, 33. В табл. 32 указаны номера пользовательских входов/выходов рассматриваемой ПЛИС. Пользовательские

Устройства USB

В настоящее время среди многообразия цифровых интерфейсов широкое распространение получила локальная вычислительная сеть (ЛВС). Одним из основных устройств ЛВС является адаптер сети или сетевая карта. До недавнего времени эти устройства считались очень сложными. Сегодня благодаря появлению микросхем контроллеров сети такой адаптер значительно упростился. В этой статье рассказывается о схемотехнике одного из таких адаптеров собственной разработки и о том, как изготовить такую сетевую карту своими руками.

Адаптер сети Ethernet

Предлагаемый вашему вниманию адаптер сети разработан на базе микросхемы контроллера сети CS8900A фирмы Cirrus Logic. Данная микросхема интегрирует в себе все необходимые узлы для формирования и поддержания сетевого интерфейса Ethernet (IEEE 803.2) и, кроме того, позволяет подключить ее к интерфейсу ISA без каких-либо дополнительных микросхем. Адаптер, построенный на основе данной микросхемы, содержит минимальное число элементов и не требует настройки. Кроме того, для такого адаптера подходят драйверы некоторых сетевых карт, разработанные для популярных операционных систем типа DOS, Windows, Unix и т. п. Но об этом позже.

Ниже приведены краткие технические характеристики контроллера CS8900A:

- встроенный интерфейс шины ISA;
- поддержка сетевого протокола IEEE 803.2 Ethernet;
- максимальное потребление тока — 55 мА;
- промышленный температурный диапазон работы;
- наличие режима прямого доступа к памяти (ПДП);
- встроенные буферы приема и передачи данных;
- поддержка порта 10BASE-T с автоматическим определением полярности сигнала;
- поддержка коаксиальных AUI (Attachment Unit Interface) портов 10BASE2, 10BASE5 и 10BASE-F;
- поддержка удаленной загрузки через BOOT ROM;
- поддержка спящего режима.

Сети могут прокладываться толстыми коаксиальными кабелями с волновым сопротивлением 100 Ом (Ethernet AUI) с разъемами DB-15 на конце, тонкими коаксиальными кабелями с волновым сопротивлением 50 Ом (Ethernet 10BASE2, 10BASE5 и 10BASE-F) с разъемами типа BNC и витой парой (Ethernet 10BASE-T, 100BASE-T) с обжимными разъемами RJ-45. Последний вид сетей получил наибольшее распространение в настоящее время, поскольку является наиболее быстрым и надежным.

Структурная схема контроллера приведена на рис. 1.

Как видно из рис. 1, микросхема содержит встроенный интерфейс шины ISA (ISA Bus Logic). По внутренней шине данных менеджер памяти (Memory

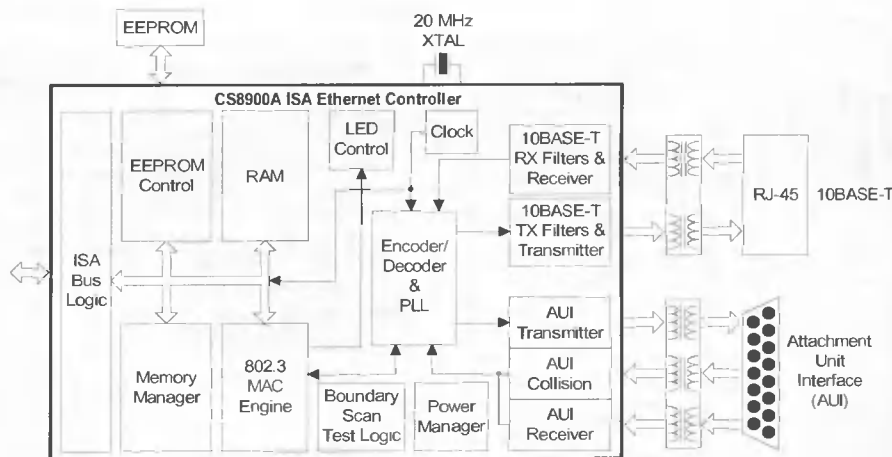


Рис. 1

Manager) имеет прямой доступ к блоку оперативной памяти (RAM) размером 4 кбайт, блоку контроля постоянной перезаписываемой памяти (EEPROM Control) и к блоку обработки MAC (Media Access Control) адресов (803.2 MAC Engine). Последний блок обеспечивает обнаружение коллизий (конфликт передатчиков), генерацию и детектирование преамбул (маркеров) пакета, генерацию и тестирование кода контрольной суммы (CRC). От этого же блока формируются сигналы для блока контроля индикаторов (LED Control), который обеспечивает свечение индикаторов наличия сети LANLED и подключения к ней LINKLED. Кроме того, блок обработки адресов непосредственно связан с блоком кодера (Encoder Decoder & PLL), который осуществляет преобразование кодировки сигналов из кода NRZ в манчестерский код и обратно. Этот блок связан непосредственно с блоками приемопередатчиков сигналов и детектора коллизий для коаксиальной линии связи (AUI Receiver, AUI Transmitter, AUI Collision) и приемопередатчиков сигналов, совмещенных с аналоговыми фильтрами для витой пары (10BASE-T Rx Filters & Receiver, 10BASE-T Tx Filters & Transmitter).

Кроме того, блок Encoder Decoder & PLL распознает наличие несущей частоты сигнала в линии связи и осуществляет фазовую автоподстройку частоты приемника сигнала посредством узла PLL (Phase-Lock Loop). Синхронизация данного блока и в целом всей микросхемы производится блоком синхронизации Clock, вырабатывающим тактовые сигналы с частотой 20 МГц с помощью внешнего кварцевого резона-

тора. Кроме того, микросхема содержит блок управления питанием (Power Manager), который переводит ее в режим низкого потребления при продолжительном отсутствии сеансов связи, и блок тестирования (Boundary Scan Test Logic), активизирующийся с помощью внешних выводов TEST и AEN микросхемы и осуществляющий формирование тестовых сигналов на выводах микросхемы по определенному алгоритму. Подробное описание микросхемы контроллера можно найти в [1].

Несколько слов о MAC-адресе. MAC-адрес — это уникальный серийный номер, присваиваемый каждому сетевому устройству для идентификации его в сети. Он необходим для определения точки назначения пакетов (frames) в сети Ethernet. MAC-адрес присваивается адаптеру его производителем и может быть изменен программным образом. Делать это необходимо при изготовлении нового устройства или в случае обнаружения двух устройств в сети с одним MAC-адресом. О том, как это делается — чуть позже. При работе сетевые адаптеры просматривают весь проходящий сетевой трафик и ищут в каждом пакете свой MAC-адрес. Если таковой находится, то устройство (адаптер) декодирует этот пакет. Существуют также специальные способы по рассылке пакетов всем устройствам сети одновременно (broadcasting). Каждый производитель сетевых устройств присваивает адреса из принадлежащего ему диапазона. Идентификатор производителя OUI (Organizationally Unique Identifier) занимает первые 3 байта MAC-адреса. MAC-адрес имеет длину 6 байт (48 бит) и обычно записывается в шестнадцатеричном виде, например 00:20:34:78:90:AF. Регистр символов роли не играет. Разделительные знаки («:», «-» и пр.) могут отсутствовать, но их наличие делает число более читаемым. Для сетевых устройств первый байт всегда равен 00 (другие значения используются для broadcast и multicast адресации). Соответствие MAC-адреса компании-производителя можно найти в интернете на сайте <http://www.void.ru>. Узнать MAC-адрес устройства, установленного в компьютер, можно программным способом. Для этого

следует выполнить операции: Пуск → Выполнить → Winipcfg.

Структурная схема адаптера приведена на рис. 2. С целью упрощения из нее исключены коаксиальные сетевые окончания АUI как морально устаревшие и не реализован механизм удаленной загрузки из внешнего ПЗУ (BOOT ROM) по причине его редкого применения на практике. При необходимости данные узлы легко могут быть добавлены в устройство, поскольку микросхема имеет все необходимые выводы для такого подключения. Как видно из рис. 2, контроллер сети подключен, с одной стороны, непосредственно к интерфейсной шине ISA персонального компьютера, а с другой — к развязывающему и согласующему трансформатору, после которого включен стандартный соединитель RJ-45 для подключения витой пары. Кроме того, к соответствующим выводам контроллера подключен кварцевый резонатор на 20 МГц и внешнее постоянное перезаписываемое устройство EEPROM для записи и хранения сетевого адреса и других служебных установок адаптера.

Принципиальная схема адаптера приведена на рис. 3. На ней представлены все электрические связи между компонентами адаптера, названия цепей и позиционные обозначения компонентов. Как и во всех цифровых устройствах роль фильтрующих элементов по цепи питания осуществляют конденсаторы. В нашем случае это элементы C4—C13. Кроме того, в устройстве присутствует еще один узел R8C15, обеспечивающий фильтрацию ложных импульсов по цепи сброса на шине ISA, которые возникают в результате наведения сигналов с параллельных линий и имеют малую длительность — доли микросекунды. Индикаторы состояния адаптера и режима его работы HL1 и HL2 подключены к контроллеру через токоограничивающие резисторы R6 и R7. Резисторы R1—R3 и конденсаторы C1—C3 совместно с трансформатором T1 обеспечивают гальваническую развязку и согласование с сетевой линией связи. С целью упрощения схемотехники адаптера и сокращения его стоимости из него был удален дешифратор адресов старше SA19. Это не сказывается негативно на работе адаптера, поскольку в контроллере предусмотрен альтернативный способ обращения к его внутренним ресурсам как к устройствам ввода/вывода. Поэтому вывод CHSEL контроллера подтянут к шине питания через резистор R10, запрещая тем самым обращение через окно памяти. Аналогично притянуты к пассивным уровням

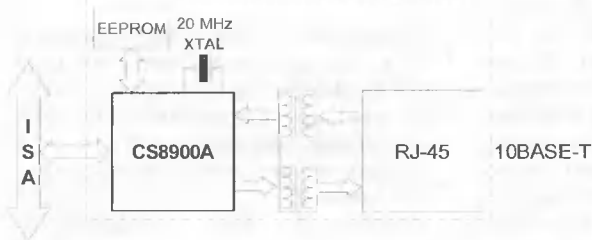


Рис. 2

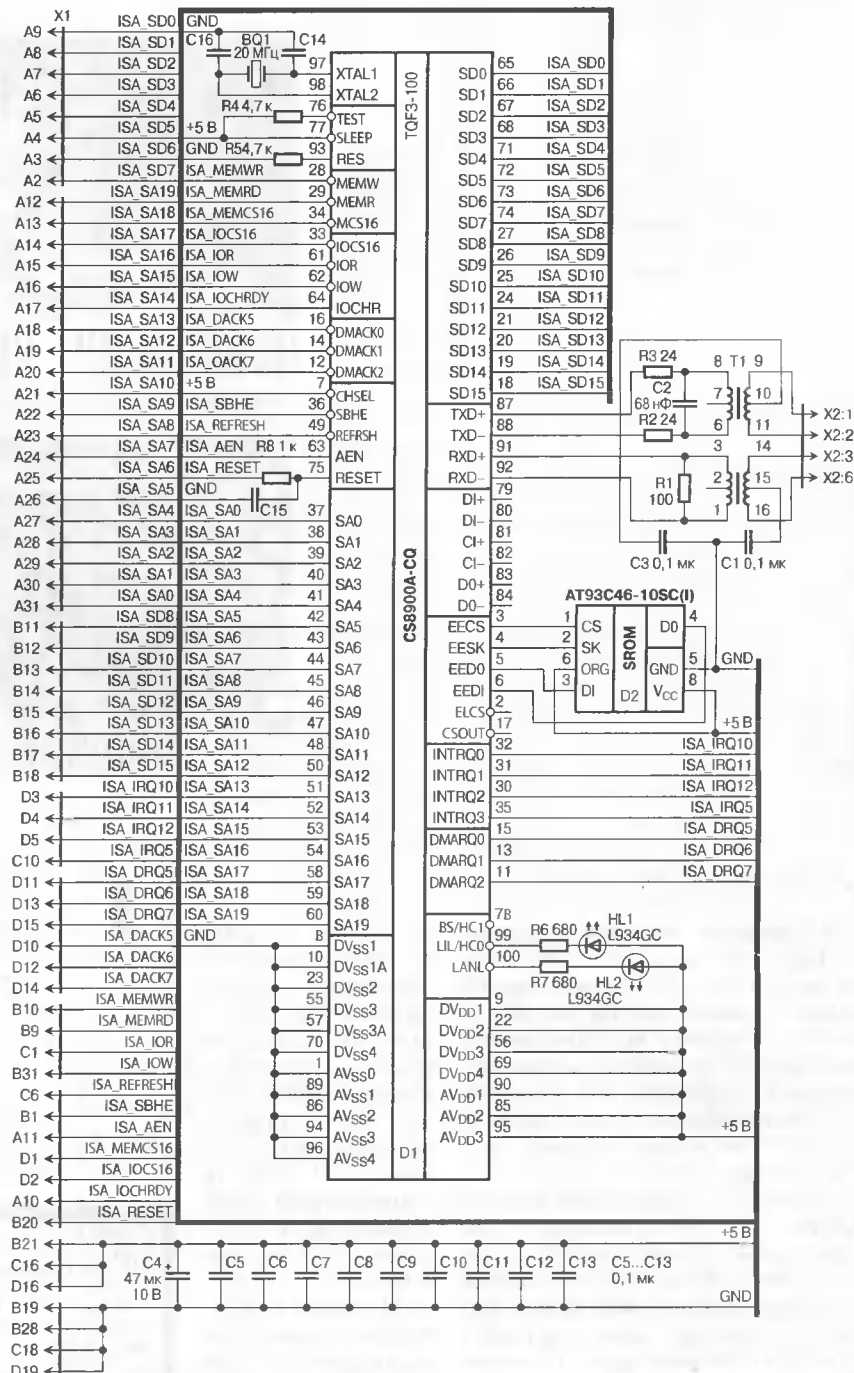


Рис. 3

управления выводы TEST и RES, поскольку режим тестирования в данном адаптере не используется.

Контроллер CS8900A может иметь разные варианты исполнения. Соответствие названий контроллера этим вариантам приведено в табл. 1.

Таблица 1

Контроллер	Рабочая температура, °C	Напряжение питания, В	Тип корпуса
CS8900A-CQ	0...+70	5	TQFP-100
CS8900A-IQ	-45...+85	5	TQFP-100
CS8900A-CQ3	0...+70	3,3	TQFP-100
CS8900A-IQ3	-45...+85	3,3	TQFP-100

Сборочный чертеж печатной платы со стороны компонентов и со стороны пайки приведен на рис. 4 и 5 соответственно.

Топология печатной платы для этих же сторон приведена на рис. 6 и 7 соответственно.

После монтажа адаптера необходимо убедиться в правильности установки всех элемен-

тов и отсутствии короткого замыкания между цепями питания и разноименными цепями адаптера. Адаптер не требует предварительной настройки и после проверки устанавливается непосредственно в свободный слот выключенного персонального компьютера.

Теперь пора поговорить о конфигурировании и установке адаптера.

Конфигурирование адаптера осуществляется программой setup.exe из пакета драйверов [2] для сетевых адаптеров на базе контроллера CS8900F, свободно

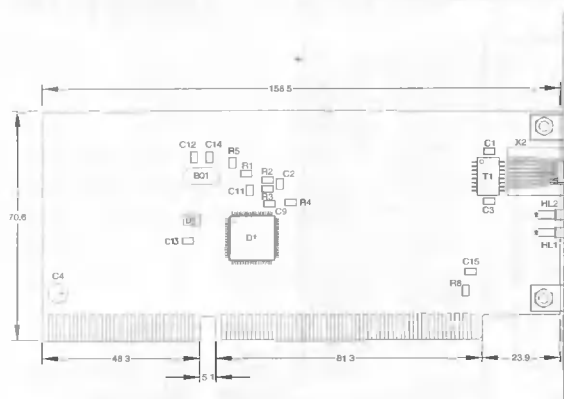


Рис. 4

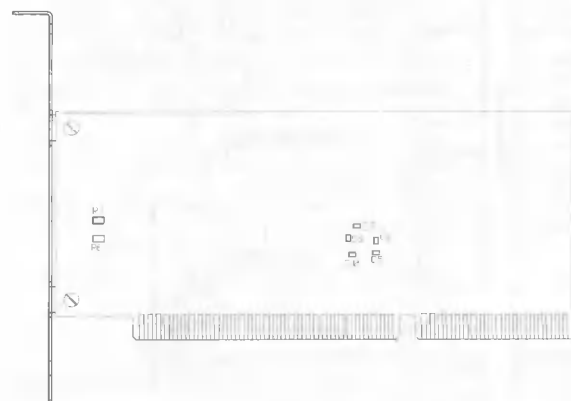


Рис. 5

распространяемых на сайте компании Cirrus Logic <http://www.cirrus.com>. Если после запуска этой программы появится сообщение, приведенное на рис. 8, это означает, что адаптер не определяется компьютером из-за ошибок монтажа, не-исправности контроллера или по причине конфликта адресов ввода/вывода. В этом случае необходимо устранить причину и повторить процедуру.

При успешном определении адаптера программа setup.exe выведет на экран сообщение, пример которого приведен на рис. 9. Из данного сообщения видны идентификационный номер (ID) продукта, серийный номер сетевого адаптера, его сетевой адрес (включая MAC-адрес), размер конфигурационной памяти EEPROM, базовый адрес ввода/вывода, номер используемого прерывания, режим доступа к памяти, наличие BOOT ROM, тип используемой операционной системы, режим управления передачей данных и тип соединения.

После нажатия клавиши Enter программа переходит в режим конфигурирования адаптера с помощью меню, приведенного на рис. 10.

Активизация и выбор элементов меню производится клавишами Alt, стрелками и Enter. Элемент меню Quit позволяет узнать информацию о программе setup с помощью подменю About и выйти из программы с помощью подменю Exit. С помощью элемента меню Adapter можно посмотреть информацию об адаптере (Adapter Info) или изменить некоторые ее значения (Manual Configuration). Изменению могут быть подвергнуты базовый адрес вво-

да/вывода (от 200h до 360h), номер используемого прерывания (IRQ5, 10, 11 или 12), режим обращения к памяти (в нашем случае должен быть установлен disabled), наличие BOOT ROM (в нашем случае также должен быть установлен disabled), тип внешней линии связи (10Base-T или автоопределение), тип используемой операционной системы (Server, DOS или Windows) и режим управления передачей данных (полудуплексный или полнодуплексный). Следующий пункт меню Driver Install позволяет распаковать драйверы для различных операционных систем из каталога с инсталляционными файлами (в нашем случае в этом нет необходимости). И, наконец, последний элемент меню Diagnostics позволяет выполнить автономное самотестирование Self Test или тестирование в сети Network Test. Результат тестирования отображается на экране монитора, что позволяет легко определить неисправность адаптера, если таковая имеется.

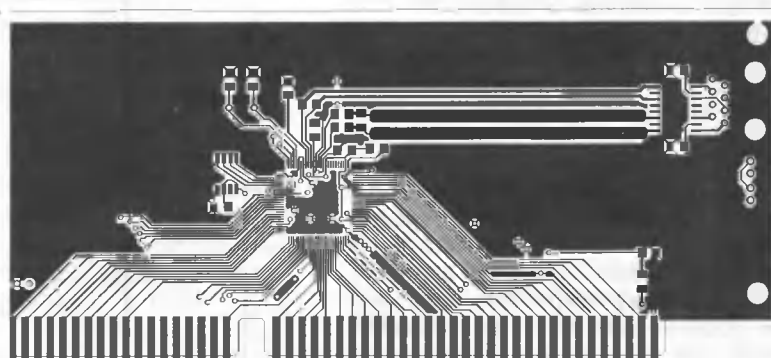


Рис. 6

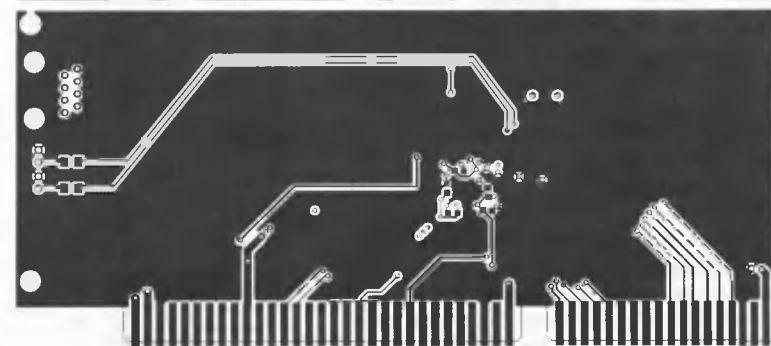


Рис. 7

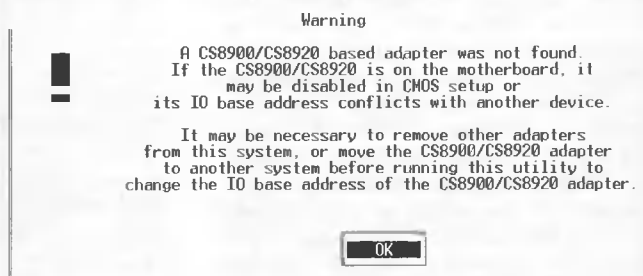


Рис. 8

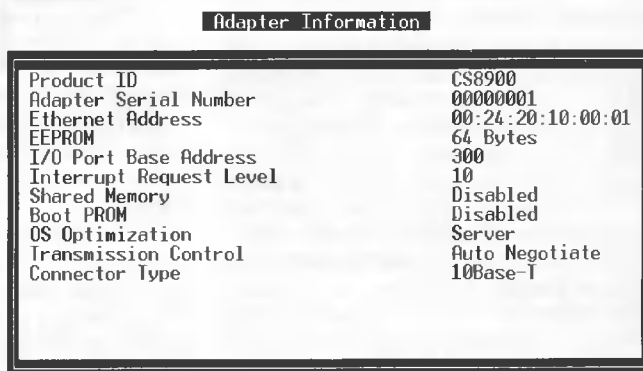


Рис. 9



Рис. 10

Генерация и запись MAC-адреса в ПЗУ конфигурации адаптера производится с помощью двух программ из специального пакета программ MFG, который свободно распространяется вместе с исходными текстами на сайте фирмы Cirrus Logic [2].

Первая из этих программ — iagen.exe — позволяет сгенерировать множество адресов для последующей

последовательной записи их в ПЗУ EEPROM адаптера. После запуска данной программы она запрашивает начальный 12-разрядный MAC-адрес, число необходимых генерируемых адресов и стартовый адрес для первого адаптера. В качестве начального MAC-адреса можно задать, например, число 002420100001, приведенное в качестве примера в файле описания программ readme.txt данного пакета. Число адресов может быть произвольным и определяется числом изготавливаемых адаптеров, поскольку каждый из них должен иметь уникальный адрес. Стартовый адрес может начинаться с единицы. После введения этих данных программа сформирует файл ia.dat. Пример работы программы (жирный шрифт) и ввод данных (курсив) приведен ниже.

```
IEEE Ethernet Address / Serial Number
Generation Utility Ver. 1.00 11/3/95
Copyright (c) 1995 Crystal
Semiconductor Corp.
```

```
Starting Individual Address (12 hex
digits): 002420100001
Number of addresses to generate
(decimal): 5
Starting Serial Number (8 hex digits
- most significant = 0): 1
```

Created IA.DAT file.

Содержимое файла ia.dat, созданного данной программой, приведено в табл. 2. При необходимости всегда можно дополнить число генерируемых адресов, задав в качестве стартового адреса последний адрес, увеличенный на единицу. Вторая программа — eeprom.exe — собственно осуществляет программирование ПЗУ EEPROM сетевого адаптера, используя файл ia.dat как базу адресов. После запуска этой программы она выдаст сообщение следующего вида:

```
CS89X0 EEPROM Programming Utility Ver.
1.04 10/21/96
Copyright (c) 1995. 1996 Crystal
Semiconductor Corp.
```

```
ERROR! Usage: C:\MFG\EEPROM.EXE
script_file ( IA/SN_file | /K | /P [ia
sn])
/K = Keep the current IA and SN
programmed in the EEPROM
/P ia sn = Get IA and SN from command
line
/P = Prompt user for IA and SN
```

Из данного сообщения видно, что необходимо записать в строку вызова этой программы ключевой файл со служебной информацией и какие ключи не-

обходимо применять при ее запуске. В нашем случае необходимо использовать ключевой файл cdb8900.dat, который прилагается к пакету используемых программ, и путь, в котором находится файл ia.dat. Если файл ia.dat находится в одном каталоге с программой eeprom.exe, то вместо полного пути к этому файлу надо вписать только имя файла ia.dat. Каждый раз при чтении очередного номера для сетевой карты из файла ia.dat программа будет помещать эту запись звездочкой и добавлять текущую дату. При следующем чтении этого файла прочитанный номер не будет использоваться для программирования. Таким образом, при изготовлении нескольких адаптеров программа автоматически извлекает из файла базы данных новый адрес и не допускает повторения одного и того же адреса в разных адаптерах.

Можно также не генерировать файл ia.dat, а указать индивидуальный адрес (IA) и серийный номер (SN) явным образом в строке вызова программы после ключа /P. Этот вариант можно использовать, когда необходимо запрограммировать единственный адаптер, не опасаясь за пересечение адресов.

Кроме того, можно оставить без изменения индивидуальный адрес (IA) и

Данный адаптер поддерживается драйверами, входящими в стандартный пакет инсталляционных программ операционных систем Windows 9X/ME/NT и др. Рассмотрим эту процедуру на примере одной из самых распространенных операционных систем Windows 98.

После установки адаптера в компьютер необходимо выполнить процедуру установки нового оборудования по пути: Пуск → Настройка → Панель управления → Установка оборудования. В появившемся окне программы УСТАНОВКА ОБОРУДОВАНИЯ нажать кнопку ДАЛЕЕ. На предложение программы о поиске устройства Plug and Play отметить пункт ВЫБРАТЬ ИЗ СПИСКА, далее в списке оборудования выбрать СЕТЕВЫЕ КАРТЫ. В списке изготовителей необходимо найти продукты компании Crystal Semiconductor, в котором следует отметить адаптер Crystal LAN(tm) CS8900 Ethernet. После окончания установки адаптера и перезагрузки компьютера в свойствах последнего должна появиться запись, пример которой приведен на рис. 11. Дальнейшая настройка параметров сетевого окружения ничем не отличается от стандартной процедуры настройки сети.

Адаптер работает на скорости 10 Мбит/с по витой паре и вполне подходит для построения любой ЛВС.

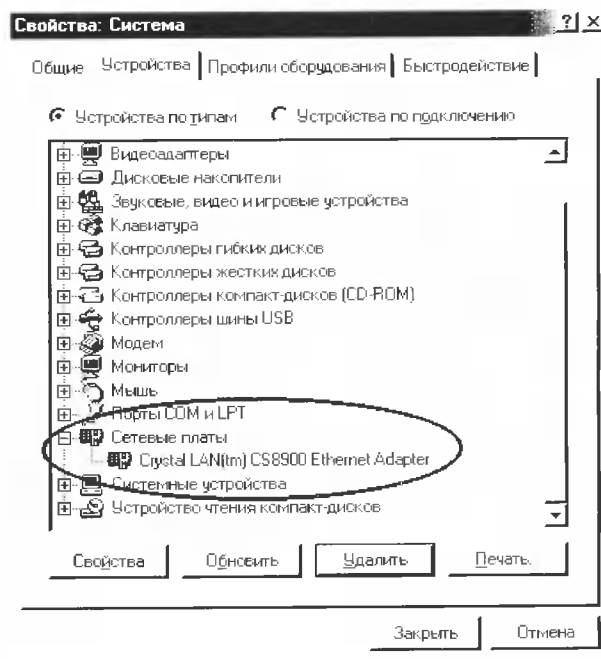


Рис. 11

серийный номер (SN), записав лишь служебную информацию из ключевого файла cdb8900.dat, используя ключ /K. Строка запуска программы в этом случае будет иметь вид: eeprom.exe cdb8900.dat /k.

Замечу, что ПЗУ EEPROM адаптера позволяет перезаписывать данные не менее 10000 раз, чего более чем достаточно для изменения номера или проведения экспериментов с адаптером.

После успешного конфигурирования и тестирования адаптера можно приступить к инсталляции программного обеспечения на персональный компьютер для полноценной работы в сети.

В заключение мне хочется отметить, что описанный контроллер можно применять для организации сети и в других цифровых устройствах. Однако при этом необходимо будет написать собственные драйверы для поддержания протокола сети.

Олег Вальпа,
sandh@narod.ru

Литература:

1. <http://www.cirrus.com/en/products/pro/areas/PA27.html>.
2. <http://www.cirrus.com/en/support/drivers/ethernet/OS21.html>.

Таблица 2

002420100001	00000001
002420100002	00000002
002420100003	00000003
002420100004	00000004
002420100005	00000005

Новые наборы Мастер КИТ для персонального компьютера

Эта статья продолжает ряд публикаций, посвященных новым разработкам «Мастер КИТ». В ней описываются три новые разработки: универсальный адаптер подключения сотовых телефонов к компьютеру NM9212, универсальный адаптер K(L)-линии (для автомобилей с инжекторным двигателем) NM9213 и устройство обработки инфракрасных сигналов для персональных компьютеров NM9214. Их объединяет то, что все они подключаются к ПК и позволяют с его помощью управлять другими устройствами. Каждая модель обладает высокими эксплуатационными характеристиками, простотой в изготовлении и подключении и оптимальным соотношением цена/качество, что на сегодняшний день является немаловажным фактором.

Перед специалистами «Мастер КИТ» была поставлена и успешно решена задача по разработке линейки устройств, позволяющих связать ПК и некоторые внешние устройства в единый комплекс. На сегодняшний день многие, а особенно сложные цифровые устройства позволяют изменять свои настройки и параметры с помощью ПК. Для этого необходимо иметь лишь модуль связи интерфейсов ПК — устройство, необходимое программное обеспечение и немного опыта работы в этой области.

Универсальный адаптер подключения сотовых телефонов к компьютеру NM9212 позволит поменять программное обеспечение вашего сотового телефона, изменить заставку или мелодию. С помощью этого устройства можно сохранять и редактировать записную книжку в некоторых аппаратах, набирать и отправлять SMS сообщения с ПК, оценивать радиообстановку сотовой сети связи и пр.

Универсальный автомобильный адаптер K(L)-линии (для автомобилей с инжекторным двигателем) NM9213 — это устройство, необходимое автолюбителям, которые интересуются особенностями работы и настройкой инжекторных автомобилей (чип-тюнинг). Устройство позволяет подключить ПК к шине данных электронного блока управления (ЭБУ) для регистрации, записи и изменения необходимых параметров работы двигателя.

Устройство обработки ИК сигналов для ПК NM9214 предназначено для управления ПК с помощью практически любого пульта дистанционного управления (ПДУ) от бытовой радиоаппаратуры. Теперь вы сможете управлять ПК дистанционно: от регулировки громкости и прокрутки изображения при просмотре видеофильма до запуска необходимого программного обеспечения и управления курсором «мыши».

Таблица 1

NM9212	Кабель подключения сотовых телефонов к компьютеру
NM9213	Универсальный адаптер K(L)-линии
NM9214	Устройство обработки ИК сигналов

Перечень разработанных устройств с каталожными номерами приведен в табл. 1.

Рассмотрим каждую модель.

Универсальный адаптер подключения сотовых телефонов к компьютеру NM9212

Устройство представляет собой преобразователь уровней логических сигналов обмена сотового телефона и стандартного порта RS-232 (COM-порт), оно способно формировать сигналы обмена двух типов — Rx/Tx и M-bus. Устройство может питаться как от порта компьютера, так и от внешнего источника. Оно выполнено в отдельном корпусе и комплектуется 9-контактным разъемом подключения к COM-порту (разъем для подключения к сотовому телефону пользователю предлагается подобрать самостоятельно).

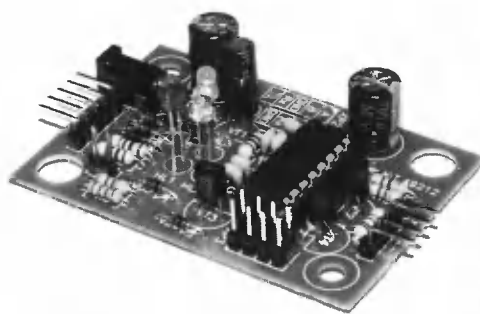


Рис. 1

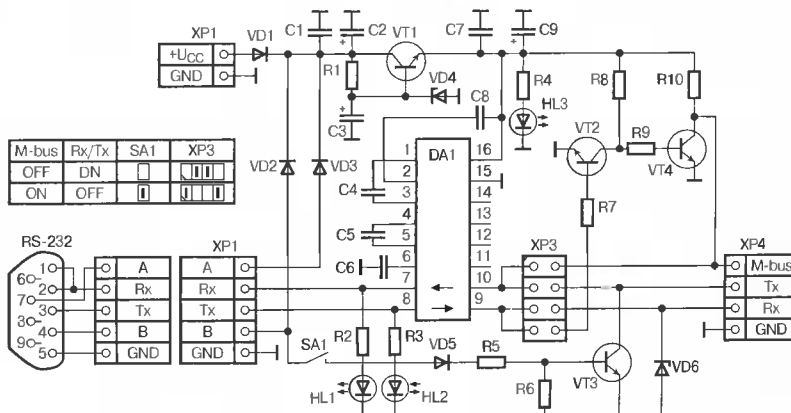


Рис. 2



Общий вид устройства представлен на рис. 1, принципиальная схема — на рис. 2, расположение элементов на плате и подключение — на рис. 3, вид печатной платы со стороны проводников — на рис. 4. Перечень элементов приведен в табл. 2.

Технические характеристики NM9212

Напряжение питания Uп, В	5...12
Ток потребления, мА	10
Размеры печатной платы, мм	61×42

Преобразователь уровней выполнен на стандартной микросхеме MAX232 (DA1) в типовом включении. Светодиод HL3 индицирует включение преобра-

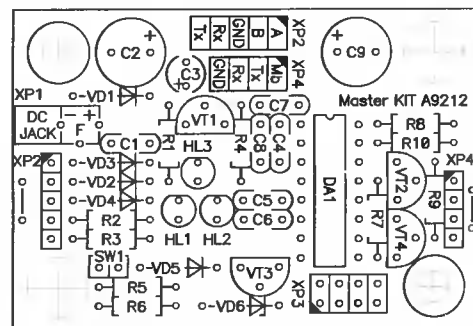


Рис. 3

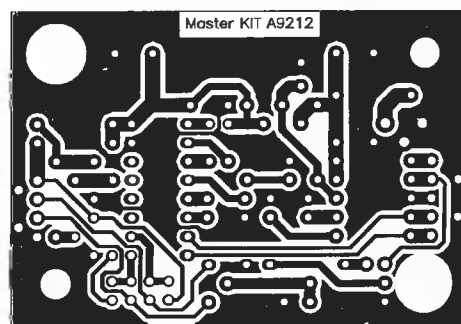


Рис. 4

Таблица 2

Позиция	Наименование	Кол.
C1, C4—C8	0,1 мкФ	6
C2, C9	100 мкФ/25 В	2
C3	10 мкФ/25 В	1
DA1	НМ232	1
HL1	Диод светодиодирующий красный 3 мм	1
HL2	Диод светодиодирующий желтый 3 мм	1
HL3	Диод светодиодирующий зеленый 3 мм	1
R1	680 Ом	1
R2—R4	1 кОм	3
R5, R8, R10	4,7 кОм	3
R6	56 кОм	1
R7, R9	10 кОм	2
VD1—VD3, VD5	1N4148	4
VD4	Стабилитрон 5,6 В	1
VD6	Стабилитрон 2,7 В	1
VT1—VT4	BC548	4
—	5-контактный штыревой разъем	1
—	4-контактный штыревой разъем	3
—	2-контактный штыревой разъем	1
—	Съемная перемычка	3

зователя, светодиоды HL1 (Rx) и HL2 (Tx) — режимы приема и передачи соответственно.

Внешний источник питания подключается к разъему XP1. Преобразователь соединяется с портом RS-232 через разъем XP2, с портом телефона — через разъем XP4.

Включением SA1 и установкой перемычек в XP3 выбирается режим работы преобразователя (Rx/Tx или M-bus). Дополнительную информацию и программное обеспечение можно найти на web-сайтах www.gsmhacking.com, www.srs.spb.ru.

Преобразователь уровней выполнен на печатной плате из фольгированного стеклотекстолита. Конструкция предусматривает установку платы в стандартный корпус BOX-Z24A, для этого зарезервированы монтажные отверстия Ø4 и Ø8 мм по краям платы. Плата в корпусе крепится двумя саморезами.

Универсальный автомобильный адаптер K(L)-линии (для автомобилей с инжекторным двигателем) NM9213

Устройство предназначено для подключения ПК к диагностическому каналу (K или L-линии) электронного блока управления (ЭБУ) автомобиля с целью диагностики и управления его функциями. Оно представляет собой преобразователь уровней логических сигналов обмена ЭБУ и стандартного порта RS-232 (COM-порт). Драйвер K-линии полностью защищен от случайного замыкания на корпус и перегрева. Адаптер выполнен в отдельном

корпусе и комплектуется 9-контактным разъемом подключения к COM-порту (разъем для подключения к ЭБУ пользователю предлагается подобрать самостоятельно).

Общий вид устройства представлен на рис. 5, принципиальная схема — на рис. 6, расположение элементов на плате и подключение — на рис. 7, вид печатной платы со стороны проводников — на рис. 8. Перечень элементов приведен в табл. 3.

Таблица 3

Позиция	Наименование	Кол.
C1—C6, C8	0,1 мкФ	7
C7	100 мкФ/25...50 В	1
DA1	НМ232	1
DA2	MC33199	1
DA3	78L05	1
HL1	Диод светодиодирующий красный 3 мм	1
HL2	Диод светодиодирующий желтый 3 мм	1
R1, R2	1 кОм	2
R3	10 кОм	1
R4	510 Ом	1
VD1	1N4148	1
—	4-контактный штыревой разъем	1
—	3-контактный штыревой разъем	1
—	2-контактный штыревой разъем	1
—	2-контактный штыревой разъем	1
—	Съемная перемычка	1
—	Разъем DB9F	1

Технические характеристики NM9213

Напряжение питания $U_{\text{п}}$, В 12
Ток потребления, мА 10

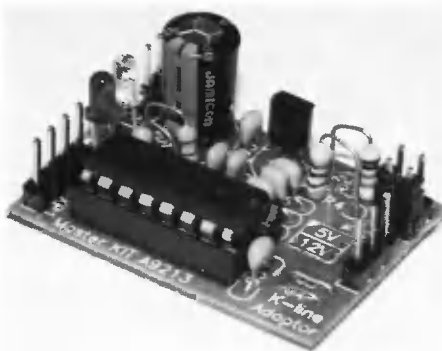


Рис. 5

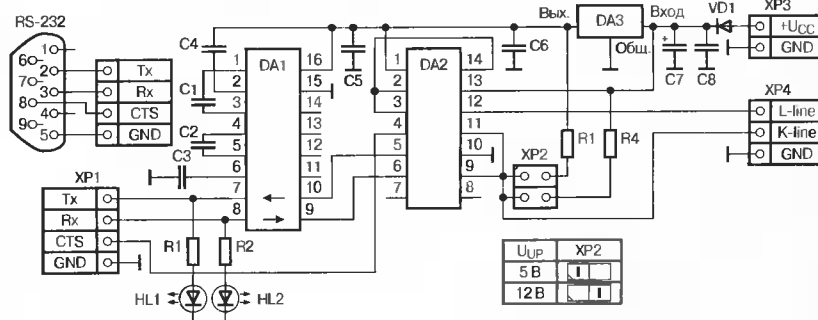


Рис. 6

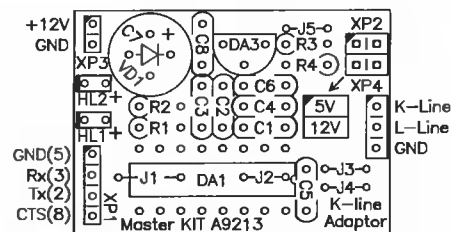


Рис. 7

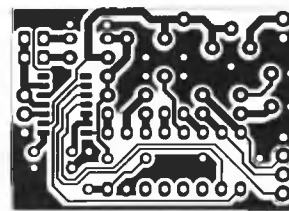


Рис. 8

Поддерживаемые интерфейсы K-line (ISO-9141), L-line (ALDL)
Напряжение смещения K-линии, В 5 или 12
Размеры печатной платы, мм 38×27

Преобразователь выполнен на стандартной микросхеме MAX232 (DA1) в типовом включении и интерфейсной микросхеме K(L)-линии MC33199 (DA2). На микросхеме 78L05 (DA3) выполнен стабилизатор напряжения 5 В. Светодиоды HL1 (Tx) и HL2 (Rx) индицируют режимы приема и передачи. Установкой перемычки в разъеме XP2 выбирается напряжение смещения K-линии.

Устройство работает с отечественными ЭБУ семейств "Январь-4", "Январь-5" (BA3), M1.5.4, MP7.0 (BOSH) и аналогичными с использованием K-линии. Устройство можно также подключать к L-линии ЭБУ автомобилей импортного производства. Адаптер позволяет работать с программами Motor-tester, Mytester, VagCom, VagTool (диагностика автомобилей BA3, GA3, Audi, Seat, Skoda, VW), Car Scanner (диагностика автомобилей BMW) и др.

Внешний источник питания подключается к разъему XP3. Адаптер соединяется с портами RS-232 через разъем XP1 и ЭБУ через разъем XP4.

Дополнительную информацию и программное обеспечение можно найти на следующих web-сайтах:

- www.sim.vistcom.ru
- www.maslov.com.ru
- www.autoelectric.ru

Преобразователь уровней выполнен на печатной плате из фольгированного

стеклотекстолита. Конструкция предусматривает установку платы в корпус BOX-M1.

Для подключения устройства к разъему ЭБУ удобно использовать самодельный штыревой контакт, изготовленный из проволоки диаметром 0,8 мм.

Устройство обработки ИК сигналов управления для ПК NM9214

Устройство подключается к любому свободному COM-порту ПК и позволяет принимать/посылать практически любые команды ИК-управления. Устройство работает с драйвером WinLirc и интерфейсными программами типа PC Remote Control, ulCE, Girder и т. д. С помощью этого устройства можно, например, "научить" компьютер реагировать на команды (регулировать уровень громкости, запускать программы, управлять курсором и т. д.) от пульта управления вашего телевизора, музыкального центра или другого устройства.

Общий вид устройства представлен на рис. 9, принципиальная схема — на

Таблица 4

Позиция	Наименование	Кол.
C1	4,7 мкФ/16В	1
C2	470 мкФ/16...25В	1
C3	0,1 мкФ	1
DA1	TSOP1736	1
DA2	78L05	1
HL1	ИК светодиод 5 мм	1
R1	51 Ом	1
R2, R3	100 Ом	2
R4	100 кОм	1
R5	15 кОм	1
R6	4,7 кОм	1
VD1—VD4	1N4148	4
VT1	BC548	1
VT2	BD237	1
—	4-контактный штыревой разъем	1
—	2-контактный штыревой разъем	1
—	Разъем питания	1
—	Разъем DB9F	1

рис. 10, расположение элементов на плате и подключение — на рис. 11, вид печатной платы со стороны проводников — на рис. 12. Перечень элементов приведен в табл. 4.

Технические характеристики NM9214

Напряжение питания передатчика $U_{П}$, В	5...9, внешнее
Напряжение питания приемника $U_{П}$, В	12, от RS-232
Дальность действия (прямая видимость), м	25
Размеры печатной платы, мм	38×27

Устройство состоит из двух конструктивно объединенных блоков — приемника и передатчика. Приемник выполнен на стандартной микросхеме ИК приемника TSOP1736 (DA1) и стабилизатора питающего напряжения 78L05 (DA2). Питается приемник от логического выхода RTS порта RS-232.

Передатчик состоит из комбинированного ключевого устройства на VT1, VT2 и светоизлучающего диода ИК диапазона. Передатчик имеет автономное питание 5...9 В и при необходимости его можно не подключать.

В качестве драйвера для приемника и передатчика используется программа WinLirc, которая осуществляет аппаратные прием и передачу, шифрование и дешифрацию команд. К системе можно подключить практически любой ПДУ от бытовых устройств. Далее принятые команды перенаправляются интерфейсной программе типа PC Remote Control, ulCE или Girder, в которых можно каждой команде сопоставить какое-либо действие в среде Windows.

Внешний источник питания подключается к разъему XP2. Устройство соединяется с портом RS-232 через разъем XP1.

Дополнительную информацию и программное обеспечение можно найти на следующих web-сайтах:

- <http://winlirc.sourceforge.net/> — оригинальный сайт Winlirc;
- <http://www.cooler.it/cl020401.html> — дополнительная информация, как настроить Winlirc;
- <http://www.km.ru/magazin/view.asp?id=930475682E1E444894AD231409E2AA81> — дополнительная информация;
- <http://www.pcremotecontrol.com/info.html> — оригинальный сайт PC Remote Control;
- <http://www.mediatexx.com> — оригинальный сайт ulCE;
- <http://www.girder.nl> — оригинальный сайт Girder.

Устройство выполнено на печатной плате из фольгированного стеклотекстолита. Конструкция предусматривает установку платы в корпус BOX-M1.

Григорий Ганичев,
ganichev@masterkit.ru

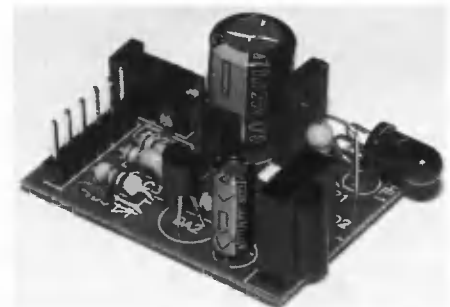


Рис. 9

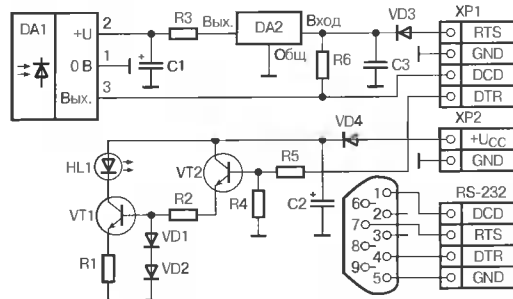


Рис. 10

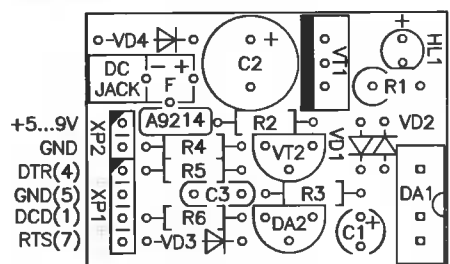


Рис. 11

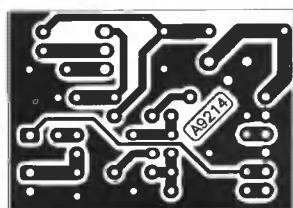


Рис. 12

Чтобы сэкономить время и избавить Вас от рутинной работы по поиску необходимых компонентов и изготовлению печатных плат «Мастер КИТ» предлагает наборы NM9212, NM9213 и NM9214. Каждый набор состоит из печатной платы, всех необходимых компонентов и инструкции по сборке и эксплуатации.

Более подробно ознакомиться с ассортиментом нашей продукции можно с помощью каталога «Мастер КИТ» 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 нашем сайте работает конференция и электронная подписка на рассылку новостей. В разделе «КИТы в журналах» предложены радиотехнические статьи для специалистов и радиолюбителей.

Наш ассортимент постоянно расширяется и дополняется новинками, созданными с использованием новейших достижений современной электроники.

Наборы и модули «Мастер КИТ» и журналы «Схемотехника» можно купить в магазинах радиодеталей вашего города.

Адреса магазинов, в которых можно приобрести наборы и модули Мастер КИТ и журналы «Схемотехника», приведены на с. 55 журнала.

Приборы iButton

Драйверы среднего уровня iButton DS1991

Напомним, что прибор DS1991 имеет ряд уникальных свойств, среди которых наиболее важным является наличие секретной энергонезависимой памяти объемом 1152 бита (144 байта). Секретная память организована в виде трех страниц с объемом по 384 бита (48 байт) каждая. Каждая из страниц защищена 64-битным (8-байтным) паролем, устанавливаемым пользователем, и имеет идентификационный код ID. Секретная память не может быть считана без знания пароля. Кроме секретной памяти прибор DS1991 имеет страницу блокнотной памяти (Scratchpad) объемом 512 бит (64 байта), предназначенную для формирования и верификации данных при записи.

Существует достаточно много способов повышения секретности доступа к информации прибора DS1991. Наиболее часто используется табличный способ, при котором в теле программы микроконтроллера хранятся номера всех приборов, их пароли и ID-коды. Недостатком такого способа является то, что все приборы iButton в такой системе должны быть известны заранее. Такой способ является нерасширяемым (нельзя добавить в систему новые приборы iButton без перезаписи программы микроконтроллера) и обладает сравнительно низкой секретностью, т. к. все пароли хранятся в программе микроконтроллера в явном виде. В других способах используются различные способы формирования паролей.

В описываемой программе применен способ «виртуального вычисления паролей», позволяющий значительно повысить секретность информации. Суть способа заключается в том, что пароли вычисляются и модифицируются каждый раз при установке прибора iButton в зависимости от его индивидуального номера, ранее записанного по таблице ID-кода и формулам перекодировки. Таблицы могут иметь произвольные значения кодов, а формулы, соответственно, произвольный вид. Известно, что вероятность взлома прибора DS1991 составляет примерно $5 \cdot 10^{-8}$. Использование такого способа кодирования снижает вероятность взлома еще примерно на порядок.

```
// Подпрограмма чтения текущего ID
void iB91_RD_ID (int PAGE)
{
    register int i;
    iBRD_String (8);
    for(i=0; i<8; i++)
        iID[PAGE][i]=iBuff[i];
}

// Массив перекодировок пароля
code byte PASSCODE[16]=
{0x07, 0x0a, 0x03, 0x09, 0x06, 0x0f, 0x01, 0x00,
 0x0c, 0x0e, 0x0d, 0x03, 0x06, 0x0c, 0x02, 0x08};

// Подпрограмма модификации паролей
void iB91_Pass_Calc (void)
{
    register int i;
    register byte TMP;

    TMP=(IB.iNUMBER[7]&0x3E)/4;
    for (i=0; i<4; i++)
    {
        iPass[0][i]=IB.iNUMBER[7-i]+PASSCODE[TMP+i]+0x02;
        iPass[1][i]=IB.iNUMBER[7-i]-PASSCODE[TMP+2+i]+0x07;
        iPass[2][i]=IB.iNUMBER[7-i]-PASSCODE[TMP*3+i]-0x02;
    }
    iPass[0][4]=IB.iNUMBER[7]+2;
    iPass[1][4]=IB.iNUMBER[7]-1;
    iPass[2][4]=IB.iNUMBER[7]-3;
    TMP=(IB.iNUMBER[7]&0x38)/4;
    for (i=5; i<8; i++)
```

```
    {
        iPass[0][i]=IB.iNUMBER[7-i]+PASSCODE[TMP+2+i]+0x06;
        iPass[1][i]=IB.iNUMBER[7-i]+PASSCODE[TMP+i]+0x03;
        iPass[2][i]=IB.iNUMBER[7-i]+PASSCODE[TMP*3+i]-0x02;
    }
}
```

Еще раз подчеркнем, что и массив перекодировок может быть произвольных размеров и иметь произвольные значения, а формулы в подпрограмме могут быть произвольными. Все зависит от изобретательности программиста.

```
// Подпрограмма записи новых паролей
void iB91_WR_Password (int PAGE)
{
    register int i;
    for (i=0; i<8; i++)
        iBWR_Byte(iPass[PAGE][i]);
}

// Подпрограмма записи новых ID
void iB91_WR_ID (int PAGE)
{
    register int i;
    for (i=0; i<8; i++)
        iBWR_Byte(iID[PAGE][i]);
}

// Массив смещений страницы
code byte ACD[3] = {0x00, 0x40, 0x80};

// Подпрограмма записи нового пароля и ID страницы памяти
void iB91_WR_New_Page_Password (byte PAGE)
{
    register byte AD;

    iB_Reset (); // Сбросить интерфейс
    iB_SKIP_ROM (); // Команда ПРОПУСТИТЬ ROM
    AD=ACD[PAGE]; // Взять смещение страницы
    iBWR_Byte(0x5A); // Код команды
    iBWR_Byte(AD); // Записать смещение страницы

    iBWR_Byte(~AD);
    iB91_RD_ID (PAGE); // Прочитать текущий ID страницы
    // Здесь ID можно изменить
    iB91_WR_ID (PAGE); // Записать новый ID страницы
    // Здесь можно изменить пароль
    iB91_WR_Password(PAGE); // Записать новый пароль
    iB_Reset ();
}

// Подпрограмма обновления паролей и ID прибора
void iB91_NEW_PASSWORDS (void)
{
    register int j;

    for (j=0; j<3; j++)
    {
        iB91_WR_New_Page_Password(j);
    }
}
```

Практически все функции работы со страницами прибора iButton содержат макрос GetFMT (работы с форматной строкой), который должен быть задан в главном файле определений следующим образом:

```
#define GetFMT() xdata char fmtbuf[64];\
va_list argptr;\
```

```
va_start(argptr,fmt);\
vsprintf(fmtbuf,fmt,argptr);\
-va_end(argptr);
```

При этом следует включить в головной файл определения строку:

```
#include «stdarg.h»
```

```
// Подпрограмма записи в страницу PAGE секретной памяти
// SUBKEY с адреса ADDR последовательности NUM символов
void iB91_WR_SUBKEY (byte PAGE, byte ADDR, byte NUM, char
*fmt,...)
{
```

```
register byte AD;
register int i;
```

```
GetFMT (); // Сформировать в буфере
fmtbuf
```

```
AD=ACD[PAGE]ADDR; // Вычислить начальный ад-
рес записи
```

```
iB_Reset (); // Сбросить iButton
iB_SKIP_ROM (); // Выполнить команду ПРО-
```

```
ПУСТИТЬ ROM
iBWR_Byte (0x99); // Передать код команды
записи
```

```
// страницы оперативной
памяти
```

```
iBWR_Byte (AD); // Передать начальный ад-
рес
```

```
iBWR_Byte (~AD);
iBRD_String (8); // Прочитать текущий ID
```

```
iB91_WR_Password(PAGE); // Записать новый пароль
for(i=0;i<NUM;i++) // Передать строку симво-
```

```
лов
iBWR_Byte(fmtbuf[i]);
```

```
iB_Reset (); // Завершить последователь-
ность
```

```
// команд импульсом сброса
}
```

```
// Подпрограмма чтения из страницы PAGE секретной памяти
SUBKEY
```

```
// с адреса ADDR последовательности NUM символов
void iB91_RD_SUBKEY (byte PAGE, byte ADDR, byte NUM)
{
```

```
register byte AD;
register int i;
```

```
AD=ACD[PAGE]ADDR; // Вычислить начальный ад-
рес записи
```

```
iB_Reset (); // Сбросить iButton
iB_SKIP_ROM (); // Выполнить команду ПРО-
```

```
ПУСТИТЬ ROM
iBWR_Byte (0x66); // Передать код команды
чтения
```

```
// страницы оперативной
памяти
```

```
iBWR_Byte (AD); // Передать начальный ад-
рес
```

```
iBWR_Byte (~AD);
iBRD_String (8); // Прочитать текущий ID
```

```
iB91_WR_Password(PAGE); // Записать новый пароль
for(i=0;i<NUM;i++) // Принять строку символов
```

```
iBuff[i]=iBRD_Byte();
iB_Reset (); // Завершить операцию
}
```

```
// Подпрограмма записи в блокнотную память SCRATCHPAD
// с адреса ADDR последовательности NUM символов
void iB91_WR_SCRATCHPAD (byte ADDR, byte NUM)
{
```

```
iB_Reset (); // Сбросить iButton
iB_SKIP_ROM (); // Выполнить команду ПРО-
```

```
ПУСТИТЬ ROM
iBWR_Byte (0x96); // Передать код команды
iBWR_Byte (ADDR+0xc0); // Передать начальный ад-
```

```
рес
iBWR_Byte (~(ADDR+0xc0));
iBWR_String (NUM); // Записать строку
```

```
iB_Reset (); // Завершить операцию
}
```

```
// Подпрограмма чтения из блокнотной памяти SCRATCHPAD
// с адреса ADDR последовательности NUM символов
void iB91_RD_SCRATCHPAD (byte ADDR, byte NUM)
{
```

```
iB_Reset (); // Сбросить iButton
iB_SKIP_ROM (); // Выполнить команду ПРО-
```

```
ПУСТИТЬ ROM
iBWR_Byte (0x69); // Передать код команды
iBWR_Byte (ADDR+0xc0); // Передать начальный ад-
```

```
рес
iBWR_Byte (~(ADDR+0xc0));
iBRD_String (NUM); // Считать строку
```

```
iB_Reset (); // Завершить операцию
}
```

Для выполнения команды записи из блокнотной памяти в секретную используется таблица блоков, приведенная в [7]. Эта таблица позволяет выбирать один из девяти вариантов: копирование всей страницы, копирование ID, копирование пароля, копирование блоков по 8 байт.

```
// Массив таблицы блоков
code byte BSC[9][8] = {
0x56,0x56,0x7f,0x51,0x57,0x5d,0x5a,0x7f,
```

```
0x9a,0x9a,0xb3,0x9d,0x64,0x6e,0x69,0x4c,
```

```
0x9a,0x9a,0x4c,0x62,0x9b,0x91,0x69,0x4c,
```

```
0x9a,0x65,0xb3,0x62,0x9b,0x6e,0x96,0x4c,
```

```
0x6a,0x6a,0x43,0x6d,0x6b,0x61,0x66,0x43,
```

```
0x95,0x95,0xbc,0x92,0x94,0x9e,0x99,0xbc,
```

```
0x65,0x9a,0x4c,0x9d,0x64,0x91,0x69,0xb3,
```

```
0x65,0x65,0xb3,0x9d,0x64,0x6e,0x96,0xb3,
```

```
0x65,0x65,0x4c,0x62,0x9b,0x91,0x96,0xb3};
```

```
// Подпрограмма записи из блокнотной памяти SCRATCHPAD
// в секретную память SUBKEY с номером страницы PAGE
блока
```

```
// данных BLOCK
void iB91_COPY_SCRATCHPAD (byte PAGE, byte BLOCK)
{
```

```
register byte AD;
register int i;
```

```
AD=ACD[PAGE]; // Вычислить начальный ад-
рес записи
```

```
iB_Reset (); // Сбросить iButton
iB_SKIP_ROM (); // Выполнить команду ПРО-
```

```
ПУСТИТЬ ROM
iBWR_Byte (0x3C); // Передать код команды
iBWR_Byte (AD); // Передать начальный ад-
```

```
рес
iBWR_Byte (~AD);
for(i=0;i<8;i++) // Передать коды блока
```

```
iBWR_Byte(BSC[BLOCK][i]);
iB91_WR_Password(PAGE); // Передать пароль страни-
```

```
цы
iB_Reset (); // Завершить операцию
}
```

После завершения передачи пароля содержимое блокнотной памяти автономно копируется в заданную секретную память.

Продолжение следует

Олег Николайчук,
onic@ch.moldpac.md