НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ

# СХЕМОТЕХНИКА

№11
НОЯБРЬ
2002

АУДИОТЕХНИКА

ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

СИСТЕМЫ БЕЗОПАСНОСТИ

ЭЛЕКТРОНИКА В БЫТУ

# ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ ОТ ВЕДУЩИХ ПРОИЗВОДИТЕЛЕЙ

## ВСЕГДА НА СКЛАДЕ В ПРОМЫШЛЕННЫХ КОЛИЧЕСТВАХ

- **Продукция ведущих мировых производителей**

EPCOS, AMP, DATA VISION, intersil, ANALOG DEVICES, IOR, MITSUBISHI ELECTRIC, Honeywell, Kingbright, muRata, MOTOROLA, CRYDOM

Infineon technologies

**Infineon** – эпоха полупроводниковых коммуникаций будущего

- Компоненты для проводных и беспроводных телекоммуникаций
- 8-, 16-, 32- разрядные и CAN контроллеры
- Высоковольтные силовые транзисторы
- Сверхбыстрые диоды Шоттки
- Линейные регуляторы с малым падением напряжения
- Интеллектуальные нижние и верхние ключи
- Драйверы управления моторами

- **Пассивные и электромеханические компоненты гарантированного качества производства Тайвань, Гонконг, измерительное и паяльное оборудование**

- **Широчайший ассортимент компонентов заводов России и ближнего зарубежья**

www.platan.ru

ПЛАТАН

(095) 73-75-999 (многоканальный)

**Бесплатный каталог и CD Платана высылаются по заявкам предприятий**

**Головной офис:** Москва, ул.Ивана Франко, д.40, стр.2, (095)73-75-999, почта: 121351, Москва, а/я100, e-mail: platan@aha.ru **Офис на м. Проспект Мира:** Москва, ул.Гиляровского, 39, (095)284-46-28, prospectmira@platan.ru **Офис на м. Курская:** Москва, ул.Земляной вал, 34 (095)916-23-21, kurskaya@platan.ru **Офис в Санкт Петербурге:** Кронверкский просп., 73, (812)232-83-06, 232-59-87, platan@mail.wplus.net **Офис в Киеве:** ул.Чистяковская, 2, (044)459-02-17, chip@immsp.kiev.ua **Региональные представители: Новосибирск:** (3832)16-33-66 **Казань:** (8432)13-02-57 **Самара:** (8462)35-26-09 **Чебоксары:** (8352)64-05-61 **Томск:** (3822)41-55-70 **Уфа:** (3472)32-33-42 **Воронеж:** (0732)597-557 **Ульяновск:** (8422)37-65-67 **Ижевск:** (3412)43-72-51 **Белгород:** (0722)32-00-82 **Омск:** (3812)24-69-03

**Розничная продажа в магазинах Чип и Дип:** (095)945-52-51 • Москва, ул.Беговая, 2 • ул.Гиляровского, 39 • ул.Ивана Франко, д.40, стр.2 • ул.Земляной вал, 34 • С.-Петербург, Кронверкский просп., 73 • Ярославль, пр.Ленина, 8а

# Схемотехника

**№ 11 (25) ноябрь 2002**

**Главный редактор:**

Сергей Бирюков

**Редакционная коллегия:**

Павел Асташкевич
Александр Фрунзе
Виктор Йовчик
Юлия Герасимова

**Дизайн и верстка:**

Ирина Ермолаева
Ирина Чикина

**Отдел распространения:**

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

**Отдел рекламы:**
Юлия Суханова

**Адрес редакции:**

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

www.dian.ru
e-mail: editor@dian.ru

Издатель и учредитель
**ООО "ИД Скимен"**

Отпечатано: ЗАО «Холдинговая компания «Блиц-Информ»

Тираж 4 900 экз.

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

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



Информацию о подписке см. на последней странице журнала

Цена свободная


# Содержание


## Аудиотехника

**Л. Ридико.** Усилитель мощности с токовой обратной связью 2
**А. Шихатов.** Пороговый детектор с управляемым порогом срабатывания 7

## Источники питания

**С. Бирюков.** Сетевые обратноходовые источники питания на микросхемах TOPSwitch-FX 9
**О. Бортников.** Двухполупериодный преобразователь напряжения на микроконтроллере 11
**Г. Волович**. Источники опорного напряжения 13

## КВ/УКВ

**А. Сергеев.** Синтезатор частоты для синхронного радиоприемника на диапазон 13 м 14
**А. Юбков**. Управляемый широкополосный СВЧ усилитель-аттенюатор 17

## Связь и сетевые технологии

**Б. Шевкопляс, С. Сухман, А. Бернов.** Устройство подавления джиттера 18

## Системы безопасности

**Н. Заец.** Регистратор событий 19
**Ю. Виноградов.** Сотовый телефон в канале охранной сигнализации 22

## Софт

**В. Щебет.** Измерение характеристик и идентификация параметров модели катушки индуктивности 24
**В. Зотов**. Использование шаблонов HDL-редактора при создании описаний цифровых устройств с помощью языка VHDL 26
**О. Петраков.** PSpice-модели цифровых устройств 28

## Просто и доступно

**Н. Заец.** Велосипедный музыкальный звонок 30

## Измерительная техника

**Д. Яблоков.** Контроль параметров трехфазного сетевого напряжения 31

## Цифровая техника

**Л. Ридико.** Генератор прямоугольных импульсов на основе AVR 32
**О. Вальпа.** Музыкальная игрушка из старой клавиатуры 34
**О. Николайчук.** Эксперименты с микроконтроллерами фирмы Cygnal: эволюционная плата семейства C8051f02x 36

## Электроника в быту

**С. Алексеев.** Автомат плавного пуска коллекторных электродвигателей 40
**В. Тушнов.** Компьютерный кардиограф 42
**Д. Онышко, А. Журченко.** Таймер периодического включения нагрузки 44
**А. Бутов.** Звуковой индикатор фазы 45
**О. Вальпа.** Часы-универсал 46

## Мастер КИТ

**Г. Ганичев.** Многофункциональное зарядное устройство Ni-Cd/Ni-MH аккумуляторов 49

Содержание журнала «Схемотехника» за 2000—2001 г. (с. 52).
Наш анонс (с. 55). Подписка-2003 (с. 56)

# Усилитель мощности с токовой обратной связью

***Конструкцию этого усилителя разработал Mark Alexander, который в 1981 году получил степень бакалавра по электронике в университете Торонто. Работая консультантом в фирме Analog Devices, он создал усилитель мощности с уникальной топологией, что явилось следствием его длительного увлечения разработкой аудиоусилителей и критическим отношением к прослушиванию аудиосистем.***

Разработанный усилитель удовлетворяет традиционным требованиям к усилителям мощности и, кроме того, имеет новые преимущества — очень высокую скорость и широкую полосу (скорость нарастания 200 В/мкс, полоса 1 МГц), что обеспечивает прекрасные динамические характеристики и, как результат, превосходное качество звучания.

Конструирование усилителей мощности является одним из спорных вопросов, на эту тему продолжаются дебаты, хотя в настоящее время доступно множество публикаций, которые могут служить руководствами для разработчика. С относительно недавнего момента появления полупроводниковых усилителей в конце 1950-х — начале 1960-х годов разработано много различных топологий УМЗЧ. Значительное число транзисторных усилителей, появившихся в те годы, представляли ни что иное, как просто переработанные на меньшее напряжение питания ламповые устройства, и часто имели параметры, далекие от желаемых. Некоторые из них звучали значительно хуже, чем их ламповые предшественники. Реальная революция в конструкции усилителей мощности произошла в 1970-х годах и связана она с появлением нескольких инноваций, таких как непосредственная связь, полностью комплементарная схема, смещение псевдокласса А, токовое демпфирование. Нельзя не упомянуть обнаружение важности динамических интермодуляционных искажений и их зависимости от скорости нарастания. К сожалению, множество конструкций усилителей, распространенных в наше время и называемых «новыми», часто являются вариациями старых схем, разработанных в 1970-х, которые слегка модифицированы во входном, выходном каскадах или в каскаде усиления напряжения.

Некоторые разработчики продемонстрировали выходные каскады с коммутацией питающих напряжений, что позволило увеличить коэффициент полезного действия мощных усилителей, требовавших большого числа выходных транзисторов и эффективного теплоотвода. Его теперь можно было уменьшить ввиду значительно меньшей рассеиваемой мощности. Но эти каскады страдали «переключательными» искажениями, которые возникали при переходе выходным каскадом разных уровней напряжения питания и были различимы на слух. Несомненно, высокая выходная мощность не должна достигаться ценой худших характеристик, как это случилось с некоторыми моделями усилителей. Иногда удачная схемотехника позволяла достичь впечатляющих характеристик, однако ценой значительного усложнения. В то же время другие усилители полностью обходились без привычной отрицательной обратной связи, и их создатели утверждали, что их УМЗЧ обеспечивали более «открытое и натуральное» звучание, даже несмотря на то, что коэффициент гармоник был обычно больше. В целом, тем не менее, большинство усилителей мощности по сути являлись дискретными копиями монолитных операционных усилителей с обратной связью по напряжению, таких как 4136, только упрощенных для уменьшения числа транзисторов.

Целью данной статьи является введение разработчика в действительно новую топологию усилителей мощности (не являющуюся адаптацией существующих вариантов), которая обеспечивает исключительные характеристики. Эта новая топология полностью отказывается от принципа общей обратной связи по напряжению, которая обычно используется в большинстве усилителей, в пользу принципа токовой обратной связи. В дополнение в статье рассматриваются многие важные практические аспекты правильной разводки цепей усилителя безотносительно выбора основного ядра. В большинстве случаев хорошая топология усилителя не может гарантировать того, что аппарат будет иметь параметры, полученные на макетном образце. В результате возникают дополнительные вопросы, такие как разводка печатной платы, выбор компонентов, параллельное включение выходных транзисторов, их охлаждение, расположение сильноточных проводов.

## Некоторые основы обратной связи

Перед рассмотрением схемы нового аудиоусилителя в деталях необходимо вспомнить некоторые основные различия характеристик усилителей с обратной связью по напряжению и с токовой обратной связью. Поскольку читатель, возможно, незнаком с последней, необходимо сначала рассмотреть обратную связь по напряжению, а затем остановиться на преимуществах токовой обратной связи. Такое рассмотрение позволит понять, почему УМЗЧ, использующие эту относительно новую топологию, имеют лучшие характеристики. Поскольку полоса пропускания усилителя обычно является одной из важнейших его характеристик, большое значение имеет вывод относительно простого выражения для частоты, на которой ослабление сигнала достигает –3 дБ. Упрощение усилителя с токовой обратной связью и его цепи обратной связи до эквивалентной схемы, пригодной для анализа на уровне узлов, является ключевым для получения компактного, но достаточно точного выражения для частотной характеристики.

Теоретический анализ усилителей с обратной связью по напряжению, который часто сопровождается их критикой, хорошо описан в других работах и нет необходимости его повторять здесь. Поскольку основной движущей силой для разработки нового усилителя мощности была неудовлетворенность характеристиками УМЗЧ с обратной связью по напряжению, стоит обсудить некоторые их недостатки.

Получение необходимой полосы пропускания при постоянном усилении с применением обратной связи по напряжению представляет проблему, если одновременно требуется достаточно большое усиление и широкая полоса пропускания. Некоторые высоковольтные усилители мощности могут требовать высокого усиления, например 50, плюс полосы в несколько сотен килогерц, что явно означает необходимость применения устройств с полосой единичного усиления от 10 до 20 МГц. Это обеспечить нелегко, особенно для высоковольтных устройств. Дополнительной проблемой в усилителях с обратной связью по напряжению является их скорость нарастания, обычно ограниченная каскадом преобразования импедансов, который имеет конечный ток, перезаряжающий корректирующий конденсатор. Обычно он равен разности токов транзисторов входной дифференциальной пары. Высокая скорость нарастания очень желательна в мощных усилителях и вынуждает использовать большой ток входного каскада и маленькое значение емкости корректирующего конденсатора. А это нежелательно, так как для обеспечения устойчивости усилителя уменьшение емкости корректирующего конденсатора требует некоторого ухудшения параметров входного каскада (уменьшения коэффициента передачи), что уменьшает усиление с разомкнутой петлей обратной связи. Это, в свою очередь, уменьшает петлевое усиление и вызывает рост коэффициента гармоник. В результате выбор между устойчивостью, усилением с разомкнутой обратной связью и скоростью нарастания без ухудшения общих характеристик по переменному току и переходной характеристики получается весьма трудный. Ясно, что схема с общей обратной связью по напряжению не является оптимальным выбором для высококачественного аудиоусилителя и не может удовлетворить всем поставленным требованиям.

Операционные усилители с токовой обратной связью появились благодаря тому, что у них полоса частот не сужалась обратно пропорционально усилению с замкнутой петлей обратной связи, как у усилителей с обратной связью по напряжению. Усилители с токовой обратной связью не ведут себя так, как усилители с обратной связью по напряжению, пока усиление с замкнутой петлей обратной связи не становится слишком большим (~50). Упрощенная модель усилителя с токовой обратной связью (рис. 1) показывает, что он использует входной буфер с единичным усилением, выходной ток которого подается через двунап-

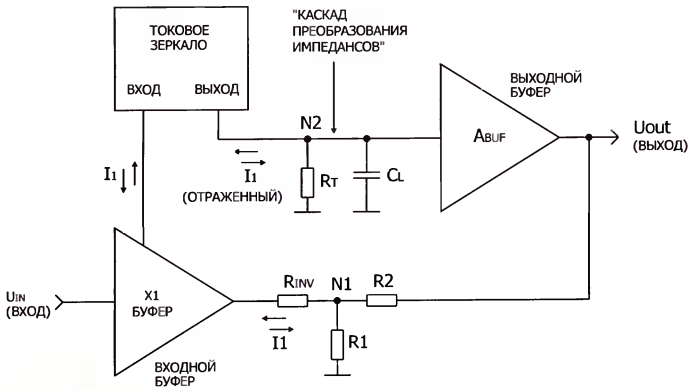



**Рис. 1**

равленное токовое зеркало в каскад преобразования импедансов. Напряжение, получаемое здесь, буферируется и подается на выход. Типичное значение $R_T$ достаточно большое, обычно несколько сотен килоом или даже несколько мегаом. $R_{INV}$ является выходным сопротивлением входного буфера, а резисторы обратной связи R1 и R2 задают усиление по напряжению от входа до выхода, подобно обычным операционным усилителям. Здесь, однако, есть ток ошибки I1, который определяет выходное напряжение и нет напряжения ошибки.

Оценка полосы пропускания при конечном усилении может быть применена к усилителям с токовой обратной связью как показатель их качества, хотя она имеет значение только при больших усилениях. Можно утверждать, что более важной характеристикой этой топологии является величина тока, способного перезаряжать корректирующий конденсатор за время изменения выходного напряжения на величину, пропорциональную разнице между начальным и конечным значением. Теоретически скорость нарастания в этой топологии неограничена, что делает ее очень привлекательной для аудиоусилителей. На практике схемотехника неминуемо накладывает ограничения на максимальную величину тока, который может обеспечить входной каскад усилителя, и это дает ограничение на скорость нарастания. Однако скорости нарастания, достижимые в этом классе устройств, часто в пять или более раз выше, чем у аналогов с обратной связью по напряжению при данном значении тока потребления. Токовая обратная связь предоставляет гораздо больший выбор для разработчика усилителя мощности, чем обратная связь по напряжению, и это будет продемонстрировано ниже.

## Структура усилителя мощности

Прежде, чем начать изучение полной схемы усилителя, воспользуемся упрощенной принципиальной схемой, показанной на рис. 2. Как видно из этого рисунка, схема имеет нетрадиционную структуру, в которой два входных каскада на ОУ работают на один каскад усиления напряжения и мощный выходной буфер. Рассматривая по очереди отдельные блоки этой схемы, будет легче понять их взаимодействие между собой.

## Входной каскад

Входной буфер, который используется в этом усилителе, является обычным ОУ с обратной связью по напряжению, выбранным исходя из своих выдающихся характеристик и достаточно высокого выходного тока. Это гарантирует, что ограничивающим фактором для общих характеристик усилителя будет блок токовой обратной связи, а не входной каскад. Выходной ток входного усилителя A1, снятый с его выводов питания, подается на эмиттеры пары транзисторов, включенных с общей базой. Эти транзисторы обеспечивают стабилизированное напряжение питания для ОУ. На первый взгляд, такое включение, когда выводы питания A1 используются как выходы, а выход используется как вход, может показаться странным. Однако это сделано в соответствии с моделью, показанной на рис. 1, согласно которой выходной ток входного буфера должен быть подан через двунаправленное токовое зеркало на каскад преобразования импедансов. В этом каскаде получается большое выходное напряжение, буферируемое выходным каскадом с единичным усилением. Процесс однополупериодного выпрямления выходного тока усилителем A1 из-за его работы в классе AB требует двух токовых зеркал для передачи комплементарных выходных токов. Когда A1 работает с вытекающим выходным током, происходит соответствующее увеличение тока верхнего токового зеркала и уменьшение тока нижнего. Это заставляет напряжение на выходе каскада преобразования импедансов увеличиваться. Для случая втекающего выходного тока A1 все наоборот. Токовый каскад усиления классифицируется как полностью комплементарный и двухтактный, а это означает, что он будет иметь низкий уровень четных гармоник. Заметьте, что ток потребления A1 выполняет смещение двух токовых зеркал, которые подключены к полюсам источника питания, и это определяет рабочую точку для каскада преобразования импедансов и источника напряжения смещения.

В большинстве коммерческих усилителей с токовой обратной связью входной буферный каскад имеет единичное усиление и не имеет обратной связи. Здесь в качестве входного каскада использован ОУ, и он должен быть сконфигурирован для получения такого же усиления. Осуществить это очень просто, так как требуется простой резистивный делитель с выхода A1 на общий провод. Усилитель будет иметь следующее полное усиление:

$$A_V = \left(1+\frac{R7}{R6}\right)\left(1+\frac{R8}{R6+R7}\right). \quad (1)$$

Нумерация элементов соответствует принципиальной схеме усилителя, приведенной ниже.

## Каскад усиления напряжения и частотная коррекция

Между выходами двух токовых зеркал, которые подключены к каждому полюсу источника питания, включен регулируемый источник напряжения смещения, обеспечивающий необходимое для работы в классе AB смещение для комплементарных IGBT транзисторов выходного каскада. Генератор напряжения смещения спроектирован так, чтобы иметь очень низкий выходной импеданс во всем рабочем частотном диапазоне усилителя. Коррекция осуществляется конденсаторами C6 и C7. Два конденсатора взамен одного используются для сохранения симметричной структуры усилительного каскада. В отличие от упрощенной модели усилителя с токовой обратной связью, показанной на рис. 1, в данной схеме конденсаторы коррекции подключены в точку суммирования сигнала обратной связи вместо общего провода. Такое альтернативное подключение положительно влияет на переходную характеристику усилителя, когда он нагружен на низкоимпедансную нагрузку, например, на акустическую систему.

Выходной каскад в виде эмиттерного повторителя на IGBT, использованный в этом усилителе, имеет передаточную характеристику, которая содержит два полюса и действительный нуль. Усиление каскада по постоянному току обычно немного мень-

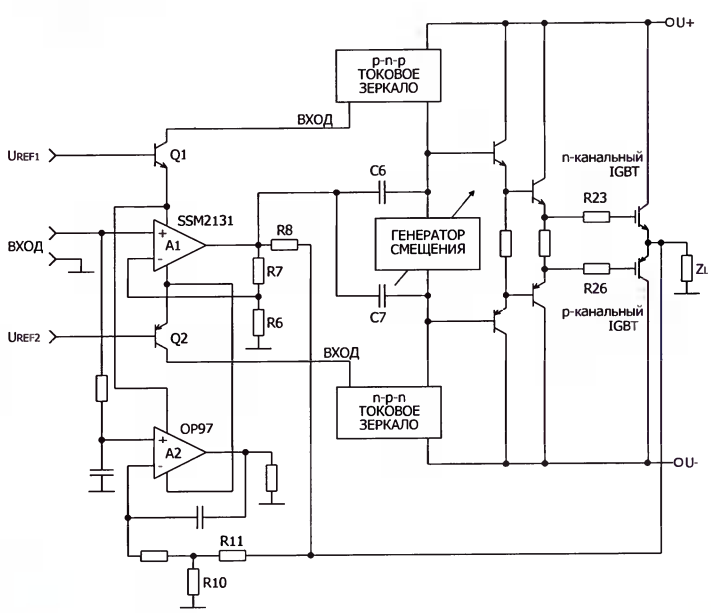



**Рис. 2**

ше единицы. Когда к усилителю подключена нагрузка, имеющая высокий импеданс, например, резистор обратной связи, оба полюса выходного каскада находятся на довольно высокой частоте (обычно более 20 МГц) и в полосе пропускания усилителя дают небольшой фазовый сдвиг. Совершенно другая ситуация возникает, когда к выходу усилителя подключена реальная нагрузка. Два полюса выходного каскада в этом случае разделяются, и тот, который располагается на более низкой частоте, становится доминирующим и вносит дополнительный вклад в фазовый сдвиг на низких частотах в полосе пропускания усилителя. Это может вызвать серьезные проблемы, если используется схема коррекции, показанная на рис. 1. Например, могут иметь место нежелательные колебания на фронтах прямоугольных импульсов. Схема коррекции, показанная на рис. 2, решает данную проблему путем введения дополнительного нуля на высокой частоте, что делает усилитель более устойчивым. К тому же, такой метод коррекции позволяет использовать меньшие номиналы конденсаторов, чем в исходном варианте. Если принять коэффициент преобразования тока в напряжение $R_T$ для малого сигнала довольно большим, а усиление выходного буфера близким к единице, тогда полюс и нуль при замкнутой петле обратной связи будут находиться на частотах:

$$f_{POLE} \cong \frac{1}{2\pi\left(2R8 + \frac{R8}{R6+R7}R_{INV}\right)(C6+C7)} \quad (2)$$

и

$$f_{ZERO} = \frac{\left(1+\frac{R8}{R6+R7}\right)}{4\pi R8(C6+C7)}. \quad (3)$$

Нужно заметить, что частота, на которой находится нуль, примерно равна полосе пропускания с замкнутой петлей обратной связи, умноженной на усиление петли токовой обратной связи, если $R_{INV}$ имеет относительно малую величину. Эти выражения плюс выражение (1) являются необходимыми расчетными формулами для определения усиления и малосигнальной полосы пропускания усилителя.

## Драйвер и выходные каскады

Эта часть усилителя мощности во многом традиционна, так как не было предпринято никаких попыток коррекции искажений или обеспечения смещения псевдокласса А для уменьшения переключательных искажений. Поскольку основной целью при разработке этого усилителя было достижение широкой полосы и большой скорости нарастания, существовала вероятность, что любые дополнительные цепи, следующие за каскадом преобразования сопротивлений, ухудшат устойчивость усилителя с замкнутой петлей обратной связи. Кроме того, низкие коммутационные искажения могут быть достигнуты за счет работы выходных транзисторов с достаточно большим током покоя. Поэтому в качестве драйвера был выбран каскад в виде простого двойного эмиттерного повторителя, который буферизирует выходное напряжение каскада усиления напряжения и подает его на затворы мощных IGBT транзисторов. Каскад драйвера способен обеспечить ток в несколько сотен миллиампер для перезарядки емкостей затворов IGBT транзисторов в тот момент, когда выходное напряжение усилителя изменяется, что является необходимым для такого быстродействующего усилителя.

## Усилитель слежения за напряжением смещения

Предназначением этого дополнительного входного каскада является обеспечение необходимой точности тракта по постоянному току и малого дрейфа. Эти параметры не должны зависеть от тракта усиления переменной составляющей, так как ему свойственны плохие характеристики по постоянному току. В оригинальной версии данного усилителя в двух токовых зеркалах использовались дорогие прецизионные согласованные пары n–p–n и p–n–p транзисторов, а усилитель слежения за напряжением смещения не использовался. Это было вызвано ошибочным предположением, что прецизионно подобранные транзисторы в каждом токовом зеркале обеспечат очень низкое напряжение смещения, так как входной буфер тоже имеет достаточно низкое напряжение смещения. Как стало видно позже, это не тот случай, который годится для усилителя с токовой обратной связью. Любое рассогласование между двумя токовыми зеркалами вызывало появление заметного тока смещения на выходе входного буфера, и этот ток протекал через резистор обратной связи R8 на выход. Он не мог протекать через R6 и R7 на землю, так как ток в этих резисторах определяется только напряжением, присутствующим на выходе входного буфера. Выходное напряжение смещения без усилителя слежения за напряжением смещения при этом было равно:

$$U_{OOS} = U_{IOS(A1)}\left(1+\frac{R7}{R6}\right)\left(1+\frac{R8}{R6+R7}\right)+I_{BIAS}R8. \quad (4)$$

Обычно $U_{IOS(A1)}$ может быть достигнуто путем использования ОУ с низким напряжением смещения. К сожалению, выходной ток смещения $I_{BIAS}$ может быть довольно большим, например, 100 мкА в статических условиях и даже больше, если существует градиент температуры между двумя токовыми зеркалами на плате усилителя. Этот ток легко может вызвать на выходе напряжение смещение, достигающее 100 мВ, которое будет меняться с прогревом усилителя. Большое смещение, подобное этому, скорее всего, будет вызывать слышимый щелчок в момент срабатывания реле, которое подключает акустические системы к усилителю, что является совершенно нежелательным.

Решением данной проблемы является введение низкочастотной сервопетли, которая будет поддерживать уровень постоянной составляющей на выходе независимо от того, какой низкочастотный ток или флуктуации напряжения существуют внутри главной петли обратной связи. Это легко осуществить путем использования второго маломощного прецизионного ОУ А2, который используется как интегратор с очень низкой частотой среза (менее 5 Гц). Низкая частота среза гарантирует, что интегратор не будет влиять на характеристики усилителя в звуковой полосе частот. Обратная связь по напряжению подается с основного выхода на вход интегратора через резисторы R10 и R11, которые устанавливают усиление по постоянному току. Это усиление должно быть равным тому, которое определяется выражением (1). Так как А2 нагружен на резистор, как показано на рис. 2, он ведет себя как преобразователь напряжения в ток, выходной ток которого снимается с выводов питания. Этот компенсирующий выходной ток подается на два транзистора, включенные с общей базой, где он суммируется с током, поступающим с выводов питания А1. Выходной ток А2 заставляет $I_{BIAS}$ уменьшиться до пренебрежимо малой величины, поскольку усиление интегратора на постоянном токе вместе с дополнительным усилением каскада преобразования импедансов очень большое. Следовательно, на постоянном токе интегрирующая петля регулирования полностью перевешивает петлю токовой обратной связи, и выходное напряжение смещения уменьшается со значения, полученного в формуле (4), до следующего значения:

$$U_{OOS} = U_{IOS(A2)}\left(1+\frac{R11}{R10}\right). \quad (5)$$

Это означает, что может быть получено сколь угодно малое смещение путем выбора ОУ А2 с малым напряжением смещения. Дополнительный ОУ — не такая большая цена за низкое напряжение смещения, учитывая отсутствие необходимости применения дорогих подобранных пар n–p–n и p–n–p транзисторов в токовых зеркалах.

## Принципиальная схема усилителя

Полная принципиальная схема одного из каналов усилителя показана на рис. 3. Усилитель включает два интегральных ОУ, 17 биполярных транзисторов в каскадах усиления напряжения и каскадах драйвера, и, как минимум, два мощных комплементарных IGBT транзистора фирмы Toshiba в выходном каскаде. Эти приборы, появившиеся относительно недавно, по существу аналогичны мощным MOSFET–транзисторам. Они имеют очень высокое входное сопротивление затвора и квадратичную передаточную характеристику, но изготовлены с использованием модифицированного двойного диффузионного МОП–процесса. В отличие от MOSFET, они имеют больший допустимый ток при тех же размерах кристалла. Это позволяет использовать в выходном каскаде IGBT с меньшей площадью, что обеспечивает существенное уменьше–

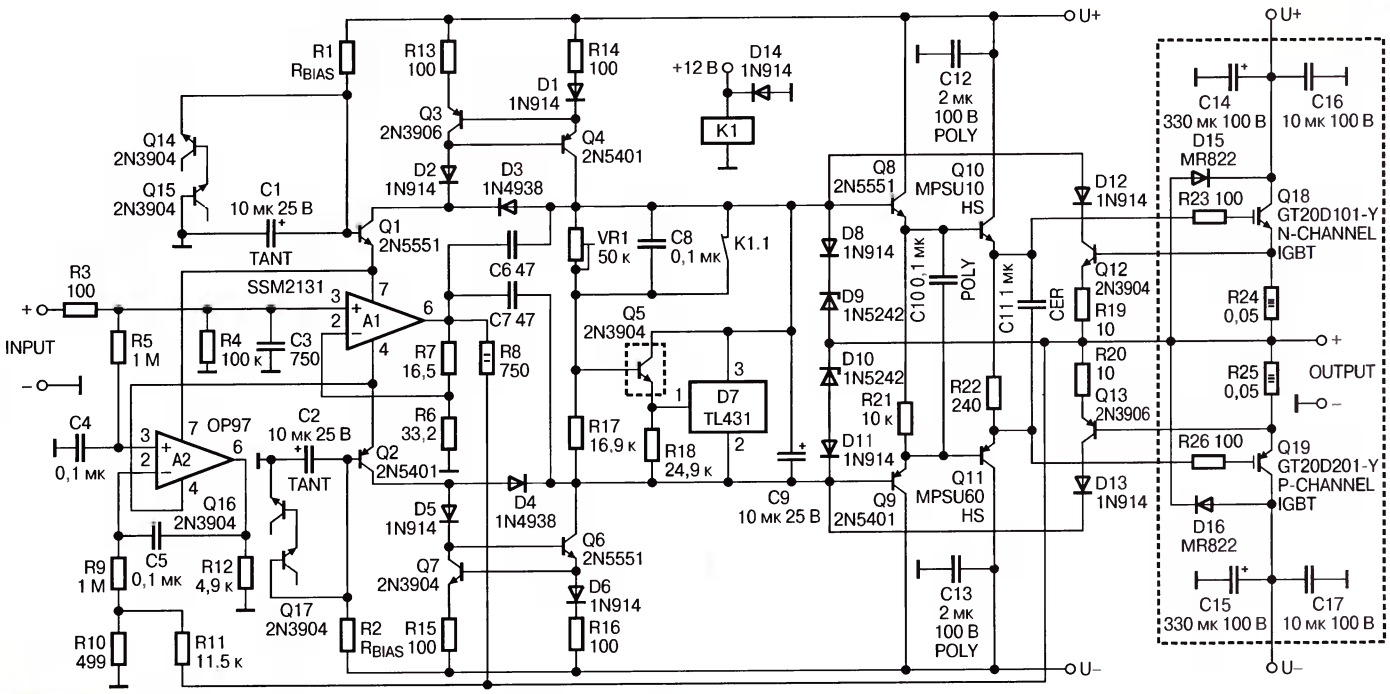



**Рис. 3**

ние стоимости (особенно для p–канального транзистора). Каскад драйвера этого усилителя позволяет применить несколько пар мощных транзисторов в выходном каскаде, так как он обеспечивает большой пиковый ток, хотя в описываемой здесь версии применена одна пара IGBT транзисторов на 20 А и 250 В. Диапазон напряжения питания для платы драйвера и выходного каскада может лежать в диапазоне от ±20 до ±75 В.

На входе усилителя включен фильтр нижних частот с частотой среза примерно 2 МГц. Он используется для уменьшения проблем с ВЧ–наводками и для устранения возможности генерации усилителя при включении питания, когда его вход никуда не подключен (такое было замечено при исследовании данной топологии). Фильтр образован резистором R3 и конденсатором C3. Резистор R4 обеспечивает путь для постоянного тока смещения, когда вход усилителя случайно оставлен неподключенным. Общий коэффициент усиления устанавливается резисторами R6—R8. Подставив значения номиналов этих резисторов в формулу (1), получаем значение 24,087 или

27,64 дБ. Если требуется большее усиление, нужно изменить номиналы резисторов R6 и R7, оставив их сумму примерно равной 50 Ом, что обеспечит неизменное усиление секции с токовой обратной связью (примерно равное 16). Если, например, просто поменять местами резисторы 16,5 Ом и 33,2 Ом, усиление входного каскада станет примерно равным 3, а общее усиление возрастет до 48,47 или 33,7 дБ. Нужно отметить, что полоса пропускания входного каскада позволяет повышать его усиление вплоть до 20 дБ.

Источником опорного напряжения для двух транзисторов Q1 и Q2, которые включены с общей базой и обеспечивают стабильное напряжение питания для ОУ, являются две пары обычных n–p–n транзисторов (2N3904), включенных в роли стабилитронов (Q14—Q17). Они соединены последовательно (выводы их коллекторов не подключены) для получения напряжения стабилизации около 15 В для каждой пары. На самом деле, есть основания использовать такую структуру несмотря на то, что использование обычных стабилитронов на 15 В проще. Соединенные таким образом два биполярных транзистора обеспечивают значительно меньший низкочастотный шум по сравнению со стандартными стабилитронами, хотя последние и кажутся более подходящими и дешевыми. Составные стабилитроны зашунтированы танталовыми конденсаторами C1 и C2, использованными в основном из соображений экономии и размеров, которые отфильтровывают остаточный шум на стабилитронах и, соответственно, на шинах питания ОУ. Два резистора, обозначенных на схеме как $R_{BIAS}$ (R1 и R2), подключены к источнику питания и обеспечивают для стабилитронов, образованных транзисторами Q14—Q17, ток около 1 мА. Сопротивление этих резисторов должно выбираться в зависимости от номинального напряжения питания усилителя.

Два токовых зеркала Вилсона подключены к источнику питания, на них поступает ток коллекторов транзисторов Q1 и Q2. Токовые зеркала образованы низковольтным транзистором, диодом и высоковольтным транзистором. Для улучшения согласования параметров зеркал используются резисторы R13—R16 с допуском 1 %. Диоды D2—D5 предотвращают насыщение транзисторов Q4 и Q6 и значительно уменьшают время восстановления после перегрузки. Нужно заметить, что ограничение в условиях небольшой перегрузки для каскада преобразования импедансов наступает при уровне, примерно на 2 В меньшем напряжения питания, но глубокое ограничение для этого каскада будет зависеть от уровня ограничения тока входного усилителя A1. Причина этого состоит в том, что во время глубокого ограничения схема суммирования токов, подключенная к выходу A1, не сбалансирована, и по выходному каскаду A1 протекает некоторый ток. Следовательно, ток в зеркалах резко возрастает до значения максимального выходного тока A1 (обычно от 30 до 40 мА), вызывая соответствующее падение напряжения на резисторах R13—R16. Эффект этого чрезмерного тока в зеркалах проявляется в том, что ограниченный выходной сигнал оказывается «вжатым» прямо в уровни напряжения питания, так что усилитель входит в глубокое ограничение. Очень важно не позволять усилителю долго находиться в этом состоянии, так как мощность, рассеиваемая на Q1 и Q2, может намного превысить максимально допустимую (несколько сот милливатт). Пиковая мощность, рассеиваемая на этих транзисторах, может достигать 1,5...2 Вт при типичном напряжении питания 50...70 В; поэтому нужно избегать длительных входных сигналов постоянного тока или прямоугольных импульсов низкой частоты. Если необходима работа в таких условиях, то для Q1 и Q2 обязательно требуются радиаторы.

Частотная коррекция в данном усилителе обеспечивается двумя корректирующими конденсаторами по 47 пФ, которые подключены к точке суммирования обратной связи (C6 и C7), как упоминалось выше. В результате общая емкость получается равной 94 пФ. Причина, по которой используются конденсаторы такой большой емкости, проста: они полностью маскируют любую нелинейно зависящую от напряжения емкость, которая присутствует в высокоимпедансной точке преобразования тока в напряжение, обеспечивая постоянную полосу пропускания усилителя даже тогда, когда напряжение питания изменяется. Что касается недостаточной скорости нарастания с такими большими корректирующими конденсаторами, то она обычно проявляется в усилителях с обратной связью по напряжению. В этом же усилителе перезарядка конденсаторов происходит током до 30 мА, и, как следствие, ограничения скорости нарастания на практике не случается.

Наступило время рассчитать ожидаемую частотную характеристику усилителя, которая может быть легко получена подстановкой номиналов элементов в выражение (2). С величиной $R_{INV}$ немного сложнее, мы должны знать априори значение выходного сопротивления A1 с замкнутой петлей обратной связи в точке –3 дБ для этого усилителя. Решение этой проблемы требует итерационных рассуждений, но вывод из них хорошо виден. Если оценить выражение (2) вначале без учета влияния $R_{INV}$, то получится полоса с замкнутой обратной связью 1,12 МГц. Поскольку влияние конечного $R_{INV}$ несколько сужает полосу, то представление об этом параметре можно получить предсказанием конечной полосы пропускания усилителя с замкнутой обратной связью. В нашем случае предположим, что конечная полоса пропускания усилителя с замкнутой обратной связью равна 1 МГц. Если мы теперь возьмем из технического описания выходное сопротивление A1 с разомкнутой обратной связью (около 70 Ом) и поделим его на единицу плюс значение петлевого усиления в предсказанной точке –3 дБ на 1 МГц (около 7,68), получим значение 9,11 Ом. Если эту оценку для $R_{INV}$ подставить в формулу (2), конечная полоса пропускания с замкнутой обратной связью получается равной 1,034 МГц. Этот результат очень близок к оценке в 1 МГц, поэтому дополнительные итерации для получения более точного значения не требуются. Теперь можно явно видеть, что в усилителях с токовой обратной связью легко достигается необычно широкая полоса пропускания, даже если корректирующие конденсаторы достаточно большие. Такая широкая полоса требует тщательной разводки печатной платы и соблюдения правил межсоединений, чтобы усилитель оставался устойчивым.

Источник напряжения смещения выходного каскада, включенный между коллекторами транзисторов Q4 и Q6, реализован на программируемом параллельном стабилизаторе D7 с буфером в виде эмиттерного повторителя на n–p–n транзисторе Q5, который управляет его входом. В большинстве приложений этот буфер обычно не требуется, так как входной ток D7 (TL431) составляет всего несколько микроампер, но здесь он используется для температурной компенсации тока покоя выходного каскада. Общая проблема со смещением выходных каскадов, которые используют транзисторы MOSFET или IGBT, состоит в том, что на умеренно низких уровнях тока уменьшение $U_{TH}$ с коэффициентом примерно 3 мВ/°C при фиксированном напряжении смещения затвор–эмиттер вызывает увеличение тока коллектора. Если транзистор Q5 размещен на том же радиаторе, что и мощный IGBT выходной каскад, то его $U_{BE}$ будет уменьшаться при нагревании транзисторов. Уменьшение $U_{BE}$ составляет порядка 2 мВ/°C, оно умножается в источнике смещения примерно на три, что позволяет стабилизировать ток покоя IGBT выходного каскада. Дополнительно может быть применено реле, как показано на схеме, которое замыкает подстроечный резистор VR1, что позволит усилителю включаться с нулевым напряжением смещения на выходных транзисторах. Эта возможность, использованная вместе с резистивной схемой защиты от бросков тока для основных конденсаторов фильтра (и диодов выпрямителя) во время включения питания, позволяет исключить постоянное падение напряжения на токоограничивающих резисторах, обусловленное током покоя усилителя класса AB.

**Перевод Леонида Ридико,**
wubblick@yahoo.com

*Окончание следует*

*Литература:*

*1. Mark Alexander, " A Current Feedback Audio Power Amplifier", 88th Convention of the Audio Eng. Soc., reprint #2902, March 1990.*

# Пороговый детектор с управляемым порогом срабатывания

***В системах АРУ нередко возникает необходимость управлять порогом срабатывания. Для этого изменяют запирающее напряжение на выпрямителе АРУ (напряжение «задержки»), либо пороговое смещение на регулирующем элементе или управляющем усилителе АРУ. Однако эти решения не лишены недостатков. Автор предлагает новый интересный вариант управления порогом.***

Изменение запирающего напряжения при однополярном питании не всегда удобно. Если в качестве регулирующего элемента использован биполярный транзистор, регулировка порога срабатывания за счет изменения порогового смещения нелинейна. Нелинейность регулировочной характеристики особенно заметна при небольших напряжениях, характерных для звукового тракта (десятки–сотни милливольт). Температурная стабильность невелика, что ограничивает область применения таких устройств.

Указанные недостатки минимизированы в предлагаемом детекторе АРУ с обратным регулированием (рис. 1). Данное устройство может найти применение в компрессорах, динамических фильтрах, следящих ограничителях импульсных помех и других

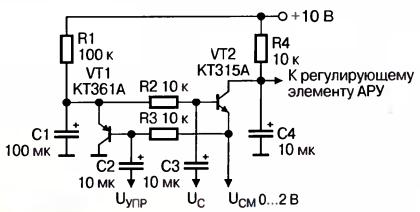



**Рис. 1**

устройствах обработки звукового сигнала.

Для управления порогом срабатывания АРУ используется переменное напряжение. Выпрямитель сигнала управления выполнен на элементах VT1, R1, C1. Выпрямленное и сглаженное напряжение является напряжением смещения для порогового элемента сигнала АРУ — транзистора VT2. Конденсатор C4 — фильтр АРУ. Напряжение смещения $U_{см}$ определяет зону линейной работы устройства. Временные характеристики зависят от постоянных времени цепей R1C1 и R4C4.

Регулировочная характеристика цепи АРУ при использовании обратного регулирования может быть нелинейной, управление же порогом срабатывания прямое, и, следовательно, регулировочная характеристика линейна. В данной конструкции для компенсации нелинейности входных характеристик транзисторов VT1 и VT2 переходы база–эмиттер включены по постоянному току параллельно. Это одновременно обеспечивает термостабильность устройства.

На рис. 2 приведена регулировочная характеристика устройства по управляющему входу. На графике указаны амплитудные значения напряжений, порог срабатывания определялся по напряжению 5 В на коллекторе VT2. Регулировочная характеристика при управляющем напряжении более 150 мВ практически линейна и описывается выражением:

$$U_{пор} = U_{упр} + const.$$

При работе без смещения линейный участок характеристики простирается до 500...550 мВ. При использовании источника смещения напряжением 2 В зона линейной работы расширяется почти до 2,5 В. Это позволяет управлять положением изгиба характеристики в соответствии с поставленной задачей. Необходимо учитывать, что минимальное выходное напряжение в этом случае определяется напряжением смещения:

$$U_{вых.\ мин.} =$$

$$= U_{см} + 0{,}4\ В.$$

В качестве источника напряжения смещения можно использовать светодиод или 1...4 кремниевых диода, включенных в проводящем направлении. Ток через источник смещения должен быть не менее 5 мА. Этот ток задается отдельным резистором сопротивлением 0,5...1 кОм, включенным между эмиттером VT2 и положительным выводом источника питания.

Уменьшение сопротивления резистора R1 до 20...30 кОм улучшает линейность характеристики в

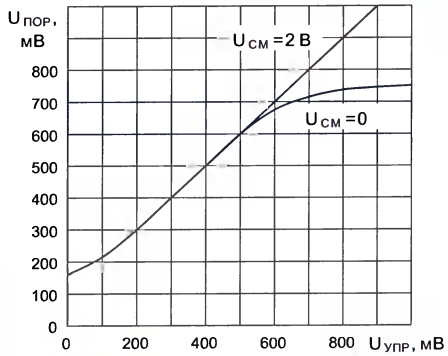



**Рис. 2**

области малых управляющих напряжений и уменьшает $U_{гр}$ со 160 до 70...80 мВ, при этом линейная часть графика смещается вниз на 30...40 мВ.

**Анатолий Шихатов,**
xtolik@pm.interfax.msk.su

www.platan.ru
ПЛАТАН
ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ ОТ ВЕДУЩИХ ПРОИЗВОДИТЕЛЕЙ
ОФИЦИАЛЬНЫЙ ДИСТРИБЬЮТОР КОМПАНИИ
International IOR Rectifier
МОЩНЫЕ IGBT МОДУЛИ
Области применения:
• Импульсные источники питания
• Бесперебойные источники питания (UPS)
• Системы управления электродвигателями и другими силовыми агрегатами
• Индуктивные нагреватели

| Допустимое напряж., В | Частотный диапазон, кГц | Ток коллектора, при t=25°C пост., А | Ток коллектора, при t=25°C имп., А | IMS-2 3-х фазный мост | Int-A-Pak Dual-Int-A-Pak полумост |
|---|---|---|---|---|---|
| 250 | Стандартный | 400 | 800 | | GA400TD25S |
| 600 | Ультрабыстрые, 8-60 кГц | 7.2 | 22 | CPV362M4U | |
| | | 75 | 150 | | GA75TS60U |
| | | 150 | 300 | | GA150TS60U |
| | | 300 | 600 | | GA300TD60U |
| | | 500 | 1000 | | GA500TD60U |
| | С защитой от КЗ, 8-25 кГц | 5.7 | 11 | CPV362M4K | |
| | | 24 | 48 | CPV364M4K | |
| | Быстрые, 1-8 кГц | 8.8 | 28 | CPV362M4F | |
| | | 16 | 50 | CPV363M4F | |
| 1200 | Ультрабыстрые, 8-40 кГц | 50 | 100 | | |
| | | 75 | 150 | | |
| | | 100 | 200 | | |
| | | 150 | 300 | | GA150TD120U |
| | | 250 | 500 | | GA250TD120U |

IMS-2 Int-A-Pak Dual-Int-A-Pak
Сертификат ISO 9002:94 № РОСС RU. ИС46.К00014
MITSUBISHI ELECTRIC, EPCOS, Infineon, intersil, MOTOROLA, BOURNS, Honeywell, muRata, AMP, CRYDOM, DATA VISION, Kingbright
Москва, ул. Ивана Франко, д. 40, стр. 2
Тел./факс: (095) 73-75-999
Почта: 121351, Москва, а/я 100
E-mail: ir@platan.ru

Держи пять!
ERSA
DIGITAL 2000A
1. Пять лучших инструментов ERSA
2. Микропроцессорная термостабилизация
3. Малоинерционные керамические нагреватели
4. Полное антистатическое исполнение
5. 55 видов долговечных паяльных жал
ИНСТРУМЕНТ ERSA В МАГАЗИНАХ ВАШЕГО ГОРОДА И НА САЙТЕ
WWW ERSA RU

ARGUSSOFT
Департамент Микроэлектроники
ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ
ОФИЦИАЛЬНЫЙ дистрибьютор фирм:
TRACO POWER
Высококачественные и сертифицированные DC/DC-преобразователи и импульсные источники питания мощностью от 1 до 2500 Вт
ANALOG DEVICES
ATMEL
DC/DC - преобразователи
AC/DC - преобразователи
TRACO POWER
Миниатюрное исполнение
1, 2 Вт
Компактные корпуса для монтажа на шасси или печать
5-30 Вт
BOURNS
Стандартный корпус DIP-24
3,4,5,6 Вт
Встраиваемые модули
10-50 Вт
CLARE
SRC DEVICES
Полностью экранированный корпус
6-25 Вт
Корпусированные
15-150 Вт
JE-AN
HANTRONIX
Устанавливаемые в 19" суб-блок (3U, 6U)
50-2500 Вт
Промышленные, устанавливаемые на DIN-рельсы
30-600 Вт
Honeywell
SII
muRata
Офис в Москве :
Тел.: (095) 217-2487, 217-2519, 217-2505
E-mail : com...@argussoft.ru
Офис в Санкт-Петербурге :
Тел. : (812) 314-...8; тел./факс: (812) 310-6234
E-mail : spb@argussoft.ru
Интернет : http://COMPONENTS.ARGUSSOFT.RU

www.platan.ru
ПЛАТАН
ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ ОТ ВЕДУЩИХ ПРОИЗВОДИТЕЛЕЙ
ГАЗОВЫЕ ПАЯЛЬНИКИ HOTERY®
• Портативность, энергонезависимость, удобство работы в труднодоступных местах
• Широкая функциональность: газовая горелка, газовый паяльник, инструмент для работы горячим воздухом
• Регулировка открытого пламени, насадки для плоского и объемного пламени
• Набор сменных насадок для паяльника, горелки, нагрева термоусадочной трубки, горячий нож, тонкие жала, паяльная игла
International IOR Rectifier
EPCOS
MITSUBISHI ELECTRIC
intersil
Infineon technologies
MOTOROLA
BOURNS
Honeywell
muRata
AMP
CRYDOM
DATA VISION
Kingbright
HOTERY
MT-3000
Сертификат ISO 9002:94 № РОСС RU. ИС46.К00014
Москва, ул. Ивана Франко, д. 40, стр. 2
Тел./факс: (095) 73-75-999
Почта: 121351, Москва, а/я 100
E-mail: platan@aha.ru

(Окончание. Начало — № 10/2002)

# Сетевые обратноходовые источники питания на микросхемах TOPSwitch-FX

Прежде, чем перейти к расчету трансформатора, необходимо выбрать вариант цепи стабилизации выходного напряжения, обеспечивающий необходимые параметры преобразователя. Здесь возможны, по крайней мере, четыре варианта стабилизации выходного напряжения, приведенные в [1] на рис. 13.

Суммарное напряжение $U_{OR}$ на нагрузке и диоде выпрямителя вторичной цепи, приведенное к первичной обмотке, как и для микросхем TOPSwitch-II, должно составлять 135 В. Демпфирующий стабилитрон выбирается на 200 В. Отметим, что данные табл. 1 (в первой колонке первые три микросхемы указаны правильно — TOP232, следующие три должны быть TOP233, следующие — TOP234) и кривые на рис. 18 и 19 приведены для режима с непрерывным магнитным потоком при значении $K_{RP}$ = 0,6. Для режима с прерывистым магнитным потоком необходимая мощность используемой микросхемы должна быть увеличена примерно в 1,5 раза [4].

Если выбран режим с непрерывным магнитным потоком, весь расчет производится в порядке и по формулам, приведенным в [1]. Следует, однако, определиться, как использовать многофункциональный вывод M. Для получения максимального КПД и минимальных размеров трансформатора целесообразно установить при помощи внешнего резистора, как показано на рис. 9 и 10, соответствие между рассчитанным ранее значением пикового тока $I_P$ и минимальным током ограничения применяемой микросхемы $I_{LIMIT}$. Более того, для повышения КПД можно применить более мощную микросхему, чем это рекомендуют рис. 18 и 19, (с меньшим сопротивлением сток-исток в открытом состоянии, что снизит потери) и установить минимальный в пределах разброса ток ограничения $I_{LIMIT}$ установкой внешнего резистора до $1,06 \times I_P$.

Выбрав сопротивление резистора по графику на рис. 10, следует определить максимальное значение $I_{LIMIT}$ для этого сопротивления и использовать его при расчете трансформатора как значение тока насыщения $I1_{SAT}$ первичной обмотки. Если же вывод M не будет использоваться для управления током ограничения микросхемы, для расчета трансформатора следует взять табличное максимальное значение $I_{LIMIT}$ аналогично расчету, приведенному в [1].

Существенное отличие для варианта с прерывистым магнитным потоком — значение $K_{RP}$ (отношение приращения тока первичной обмотки $I_R$ к пиковому значению тока через нее $I_P$) для наиболее тяжелого режима работы может быть выбрано равным 1.

В этом случае расчет преобразователя производится по формулам, приведенным в [1], с некоторыми изменениями, приведенными ниже.

Пиковое значение тока:

$$I_P = 2I_{AVG}/D_{MAX}.$$

Минимальное значение тока ограничения микросхемы $I_{LIMIT}$ должно превышать полученное значение пикового тока в 1,04 раза.

Эффективное значение тока первичной обмотки:

$$I_{RMS} = I_P\sqrt{D_{MAX}/3}\ .$$

Для расчета минимальной индуктивности L1 первичной обмотки трансформатора можно считать коэффициент Z, определяющий соотношение потерь во вторичной цепи к полным потерям, равным 0,5, а КПД $\eta$ = 0,8. В этом случае формула для расчета индуктивности упрощается:

$$L1 = 2{,}2\times10^6 P_{OUT}/(I_P^2 \times f_S),$$

где $f_S$ = 130 кГц (65 кГц, если по каким-либо причинам выбрана именно эта частота). В эту формулу частоту надо подставлять в герцах, мощность — в ваттах, ток — в амперах, а результат получится в микрогенри.

Практически можно выбрать индуктивность обмотки в интервале между полученным значением минимальной индуктивности и максимальным, взятым из табл. 4.

Для первичного ознакомления с работой обратноходовых источников питания на микросхемах серии TOPSwitch-FX фирма Power Integrations выпускает набор Design Acceleration Kit (DAK-8), в который входят готовый преобразователь 12 В, 2,5 А, печатная плата для такого же преобразователя, по две микросхемы каждого типа в корпусе TO-220, описание преобразователя и документация [2—4].

Преобразователь рассчитан на входное напряжение переменного тока в диапазоне 85...265 В. Параметры преобразователя приведены в табл. 5. Его принципиальная схема (рис. 20) и конструкция содержат ряд особенностей, которые полезно рассмотреть.

Двухобмоточный дроссель L1 и конденсатор CY1 (сохранены оригинальные позиционные обозначения элементов) снижают проникновение синфазных высокочастотных помех из первичных цепей преобразователя, а тот же дроссель и конденсатор CX1 ослабляют помехи от импульсов зарядного тока конденсатора C1 и импульсов тока через первичную обмотку трансформатора. Резистор R2 снижает ток ограничения $I_{LIMIT}$ микросхемы примерно до 70 % от номинальной величины, а резистор R1 уменьшает $I_{LIMIT}$ при увеличении сетевого напряжения. Это ограничивает максимально возможную мощность выбросов на индуктивности рассеяния первичной обмотки трансформатора при перегрузке и в аварийных режимах и позволяет применить более дешевую по сравнению с диодно-стабилитронной демпфирующую цепь D1R3C3.

Таблица 5

| Параметр | Мин. | Ном. | Макс. |
|---|---|---|---|
| Напряжение сети, В | 85 | 115/230 | 265 |
| Частота, Гц | 47 | 50/60 | 63 |
| Выходное напряжение, В | 11,4 | 12 | 12,6 |
| Напряжение пульсаций, мВ, от пика до пика | — | 80 | 120 |
| Выходной ток, А | 0 | — | 2,5 |
| Нестабильность при изменении тока нагрузки в полном диапазоне, % | –1 | — | +3 |
| Нестабильность при изменении напряжения сети в полном диапазоне, % | –1 | — | +2 |
| Выходное напряжение при воздействии всех дестабилизирующих факторов, В | 11,16 | 12 | 12,84 |
| Температура окружающей среды, °C | 0 | 25 | 50 |
| Выходная мощность, Вт | — | — | 30 |
| Коэффициент полезного действия, % | 78 | 82 | — |

*Примечание.* Нестабильность указана как отклонение выходного напряжения от номинального, измеренного при напряжении сети 115 В и токе нагрузки 1 А

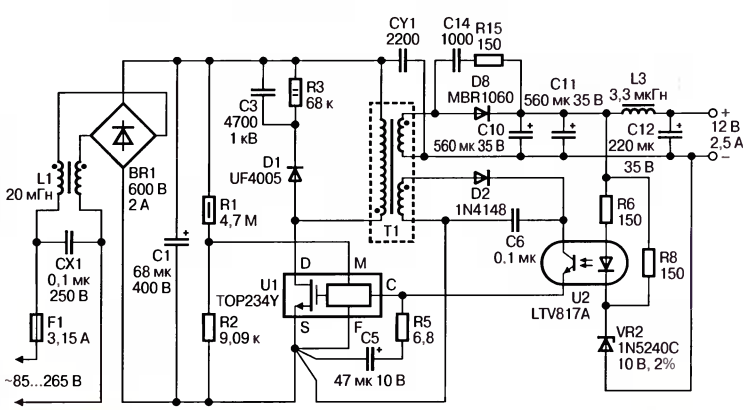



Рис. 20

Для преобразователей на микросхемах серии TOPSwitch-II входной конденсатор фильтра C1 при сетевом напряжении 85...265 В рекомендуется устанавливать емкостью в микрофарадах не менее значения утроенной выходной мощности в ваттах. Для TOPSwitch-FX за счет более широкого диапазона коэффициента заполнения D можно уменьшить емкость до значения удвоенной мощности. В данном случае емкость конденсатора C1 составляет 68 мкФ. Повышенное значение $D_{MAX}$ позволяет также увеличить напряжение $U_{OR}$ от 135 до 150 В, что уменьшает требуемое необходимое обратное напряжение выпрямительного диода D8 во вторичной цепи.

Конденсатор C14 и резистор R15 образуют демпфирующую цепь, уменьшающую «звон» во вторичной цепи. Это снижает уровень излучаемых на частотах порядка 15...20 МГц помех и облегчает режим работы выпрямительного диода D8.

Для уменьшения высокочастотных пульсаций на выходе преобразователя установлен фильтр L3C12. Стабилизация выходного напряжения осуществляется в соответствии с вариантом, схема которого приведена в статье [1] на рис. 13, *в*. Цепь обратной связи подключена до фильтра L3C12, что несколько повышает выходное сопротивление, но снижает вероятность возникновения колебаний в петле автоматического регулирования.

Трансформатор T1 намотан на Ш-образном ферритовом сердечнике EF25 [5] из материала N67 с эффективной магнитной проницаемостью порядка 2100. Сечение центрального стержня сердечника — 7,5×7,2 мм. В сердечник введен зазор, ширина которого не приведена, но указано, что он обеспечивает значение $A_L$, равное 0,282 мкГн. Первичная обмотка 4–5 намотана первой проводом диаметром 0,36 мм в двойной изоляции и содержит 60 витков. Обмотка для питания цепи обратной связи 1–2 намотана в два провода того же диаметра, число витков равно 5. Вторичная обмотка 9, 10–6, 7 также содержит пять витков, но намотана поверх двух предыдущих в четыре провода диаметром 0,51 мм в тройной изоляции.

Индуктивность первичной обмотки составляет 1016 мкГн, индуктивность рассеяния, определенная как половина от индуктивности первичной обмотки при замкнутых остальных — 14 мкГн. Пиковое значение тока первичной обмотки — 0,87 А. Рассчитаем демпфирующую цепь C3R3D1. Мощность импульсов, поступающих с индуктивности рассеяния на эту цепь, составит согласно [1]:

$$P_S = f_S \times I_P^2 \times L1_S/2 = 130\times10^3\times0{,}87^2\times14\times10^{-6}/2 = 0{,}69 \text{ Вт}.$$

Если задаться средним напряжением $U_{C3}$ на конденсаторе C3, равным 200 В, сопротивление резистора R3 должно быть:

$$R3 = U_{C3}^2/P_S = 2002/0{,}69 = 58 \text{ кОм}.$$

Номинал резистора R3 выбран разработчиками несколько большим — 68 кОм, что объясняется меньшей мощностью, рассеиваемой демпфирующей цепью, как это указывалось в [1].

Емкость конденсатора C3 можно выбрать, задавшись амплитудой пульсаций $U_П$ на конденсаторе порядка 5 В:

$$C3 = U_{C3}/(U_П \times R3 \times f_S) = 200/(5\times68000\times130000) = 4500 \text{ пФ},$$

что очень близко к выбранному разработчиками значению.

Печатная плата преобразователя размером 48×100 мм показана на рис. 21. Проводники первичной (верхняя бóльшая половина платы) и вторичной (нижняя половина) цепей разделены зазором около 7 мм. Под оптроном U2 (там зазор чуть меньше) в плате выполнен пропил. Под теплоотводами также сделаны пропилы для улучшения охлаждения. Проводники силовой цепи и цепи от конденсатора C5 и резистора R2 подведены к выводу истока с разных сторон.

Собранный преобразователь показан на рис. 22. Микросхема U1 и диод D8 установлены на ребристых теплоотводах с габаритами 15,9×15,9×25,4 мм, число ребер — четыре.

Небольшие размеры теплоотводов определяют жесткий температурный режим элементов преобразователя: при температуре окружающей среды, равной 48 °C, микросхема U1 нагревается до 119 °C, диод D8 — до 77 °C, а трансформатор — до 86 °C.

Принципиальная схема еще одного преобразователя напряжения на микросхеме TOPSwitch-FX приведена на

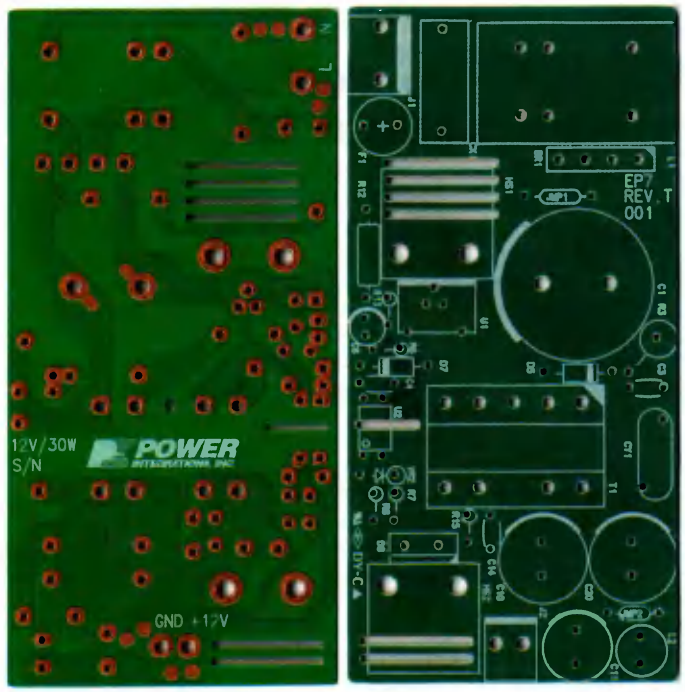



**Рис. 21**

**Рис. 22**

рис. 23 [2]. Его выходная мощность составляет 17 Вт. Особенность преобразователя заключается в том, что у него два основных выхода — 5 В, 2 А и 3,3 В, 2 А — и третий дополнительный, связанный с сетью выход 15 В, 30 мА.

Стабилизация выходных напряжений выполнена так, как это сделано в зарядном устройстве из [1] по варианту, приведенному на рис. 13, *г* той же статьи. Однако, если у преобразователя несколько выходов, возникает вопрос, как стабилизировать выходные напряжения, ведь все их одновременно стабилизировать

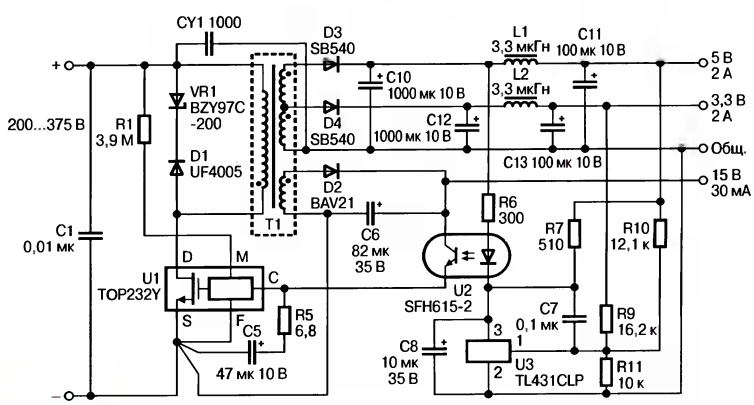



**Рис. 23**

нельзя [6]. В данном случае применена стабилизация некоторого среднего напряжения между выходами "+5 В" и "+3,3 В", что соответствует рис. 4 [6]. Роль каждого из выходных напряжений в стабилизации определяется соотношением резисторов R9 и R10.

Подключение многофункционального вывода M к плюсу источника питания через резистор R1 сопротивлением 3,9 МОм обеспечивает четкое отключение преобразователя при снижении входного постоянного напряжения ниже 200 В. При небольшой нагрузке работа возможна и при меньшем входном напряжении, но для запуска оно должно превышать 200 В.

Более подробные сведения о параметрах и свойствах микросхем TOPSwitch-FX можно на сайте фирмы Power Integrations <www.powerint.com>.

**Сергей Бирюков,**
editor@dian.ru

*Литература:*

*4. TOPSwitch-FX Flyback. Design Methodology. Application Note AN-25. <www.powerint.com>.*

*5. А. Кузнецов. Трансформаторы и дроссели для импульсных источников питания. — Схемотехника, 2000, № 1, с. 30—33, № 2, с. 48, 49, 2001, № 1, с. 32—34.*

*6. С. Хвастин. Обратная связь в многоканальных импульсных обратноходовых преобразователях напряжения. — Схемотехника, 2002, № 5, с. 6, 7.*

# Двухполупериодный преобразователь напряжения на микроконтроллере

***Для создания источников питания существует множество специализированных микросхем драйверов, но нередко для построения конкретного устройства не удается подобрать необходимой. Автором предлагается оригинальное решение задачи.***

На рис. 1 представлена схема двухполупериодного преобразователя напряжения, в качестве управляющего элемента которого использован микроконтроллер.

Микроконтроллер DD1 поочередно включает полевые MOSFET транзисторы VT1 и VT2 с необходимыми паузами.

Микросхема DD1 — 8-разрядный микроконтроллер ATTiny15L с ядром AVR, выпускаемый фирмой Atmel. Он имеет следующие характеристики:

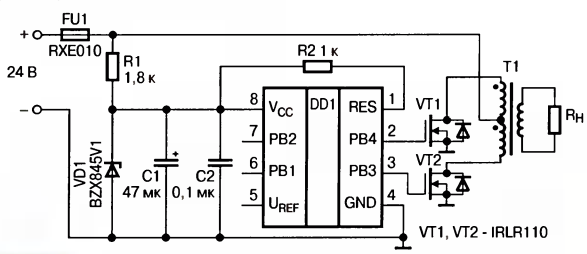



**Рис. 1**

- ПЗУ программ — 1 кбайт;
- 32 8-битных регистра;
- ЭСППЗУ — 64 байт;
- встроенный тактовый генератор с частотой 0,8...1,6 МГц (задается программно);
- четыре канала АЦП.

Используемый микроконтроллер выпускается в корпусе Soic-8 и имеет низкую стоимость.

Стабилитрон VD1 и резистор R1 образуют стабилизатор напряжения 5 В для работы микроконтроллера.

Самовосстанавливающийся предохранитель на ток срабатывания 100 мА выполняет защитные функции на случай переполюсовки, перегрузки, КЗ и др.

В качестве VT1 и VT2 выбраны полевые транзисторы IRLR110 фирмы International Rectifier, имеющие следующие характеристики:

$$U_{си\ max} = 100\ В;$$

$$U_{зи} = 5\ В;$$

$$I_{си\ max} = 4{,}3\ А.$$

Также могут быть применены аналогичные транзисторы серий IRFR, IRFD и др.

Трансформатор намотан на кольце из феррита марки М2000 НМ-А типоразмера К28×16×9. Первичная обмотка содержит 2×42 витка и наматывается в два провода ПЭВ-2 0,71 мм, вторичная — 9 витков провода ПЭВ-2 1,2 мм.

Достоинствами предлагаемого устройства являются:

- возможность задавать при программировании любую длительность и скважность импульсов;
- минимальное число элементов, минимальные габариты;
- относительно низкая стоимость;
- возможность использования любого микроконтроллера этой серии.

Недостатки:

- необходимость программирования микроконтроллера;
- напряжение управления транзисторами не превышает 5 В.

Данный источник питания был собран и проверен на выходное напряжение 5 В и мощность до 20 Вт, частота преобразования 20 кГц.

Программа написана на ассемблере и приведена в табл. 1, HEX файл — в табл. 2.

Таблица 1

```
.include «tn15def.inc»
;-------------------------
; Сегмент кода (FLASH-memory)
.CSEG;
;-------------------------
      rjmp Start    ;Reset
      reti         ;External interrupt handler
      reti          ;PIN_CHANGE
      reti          ;Timer1 compare match
      reti          ;Timer1 overflow
      reti          ;Timer0 overflow handler
      reti          ;EEPROM ready
      reti          ;Analog comparator
      reti          ;ADC conversion
;-------------------------
; Begin of Main Program
;-------------------------
Start:
     ;//
     cli;
     ldi R16,0xFF;
     out OSCCAL,R16;
     ldi R16,0xFF;
     out DDRB,R16;
     ;//
Death:
     clr R16;
     out PORTB,R16;
     ldi R16,(1 << 0x03);
     out PORTB,R16;
     ;//
     nop;
     nop;
     nop;
     nop;
     nop;
     nop;
     nop;
     nop;
     ;//
     clr R16;
     out PORTB,R16;
     ldi R16,(1 << 0x04);
     out PORTB,R16;
     ;//
     nop;
     nop;
     nop;
     nop;
     nop;
     nop;
     ;//
     rjmp   Death;
```

Таблица 2

```
:1000000008C01895189518951895189518956D
:100010001895F8940FEF01BF0FEF07BB002708BB3F
:1000200008E008BB0000000000000000000000025
:10003000000000000002708BB00E108BB0000000032
:0A00400000000000000000E9CFFE
:00000001FF
```

**Олег Бортников,**
olegg@smtp.ru

Компания ПРОСОФТ приглашает

ПЕРЕДОВЫЕ ТЕХНОЛОГИИ АВТОМАТИЗАЦИИ

ПТА-2002

ВЫСТАВКА

ProSoft ПЕРЕДОВЫЕ ТЕХНОЛОГИИ АВТОМАТИЗАЦИИ

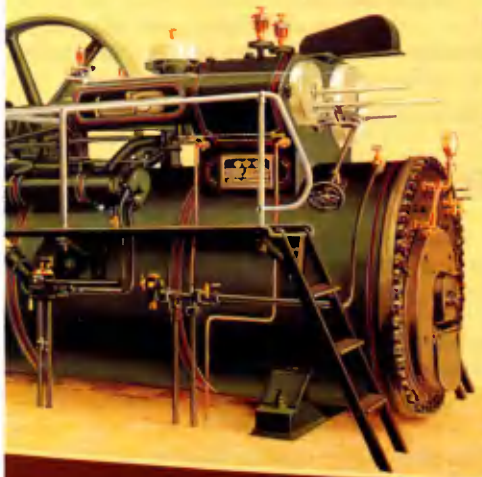
Информация на сайте www.pta-expo.ru
Тел.: (095) 234-0636
E-mail: pta@prosoft.ru

Москва, 3–4 декабря 2002

Вторая ежегодная

ВЫСТАВКА

достижений отечественных предприятий
в области создания и применения АСУ ТП
и встраиваемых систем



Место проведения выставки ПТА-2002: Москва, проспект Вернадского, дом 84, Российская академия государственной службы (РАГС), 1-й учебный корпус

Время работы: 3 декабря 10:00 - 18:00
4 декабря 10:00 - 17:00

Вниманию специалистов! Бесплатный заказ билетов на сайте www.pta-expo.ru

ПРОМЫШЛЕННАЯ АВТОМАТИЗАЦИЯ – ШАГ В БУДУЩЕЕ!

Информационная поддержка

CHIP NEWS · intelligent enterprise · PCWEEK · COMPUTERWORLD РОССИЯ · ОТКРЫТЫЕ СИСТЕМЫ · Издательство ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ · КОМПОНЕНТЫ И ТЕХНОЛОГИИ · Приборы и Системы · СТА



ARGUSSOFT
Департамент Микроэлектроники

ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ
ОФИЦИАЛЬНЫЙ дистрибьютор фирм:

ANALOG DEVICES

Сигма-дельта аналого-цифровые преобразователи

| Микросхема | Разрядность, бит | Макс. частота выдачи кода, кГц | Кол-во АЦП в корпусе | Кол-во входов | Входной диапазон, В | Формат вых. данных | ИОН |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| AD7731 | 24 | 6.4 | 1 | 5 | ±VREF/Gain | посл. | внешн. |
| AD7718 | 24 | 1.3 | 1 | 10 | ±VREF/Gain | посл. | внешн. |
| AD7730 | 24 | 1.2 | 1 | 2 | ±VREF/Gain | посл. | внешн. |
| AD1555 | 24 | 1 | 1 | 1 | ±2.25 | посл. | внешн. |
| AD7714 | 24 | 1 | 1 | 5 | ±VREF/Gain | посл. | внешн. |
| AD7710/11/12 | 24 | 1 | 1 | 2 | ±VREF/Gain, ±10 | посл. | внутр./внешн. |
| AD7713 | 24 | 0.2 | 1 | 3 | ±VREF/Gain, 10 | посл. | внешн. |
| AD7783 | 24 | 0.02 | 1 | 2 | ±VREF, ±VREF/16 | посл. | внешн. |
| AD7782 | 24 | 0.02 | 1 | 2 | ±VREF, ±VREF/16 | посл. | внешн. |
| AD7716 | 22 | 0.57 | 4 | 4 | ±2.5 | посл. | внешн. |
| AD7719 | 16/24 | 0.1 | 2 | 4 | ±VREF/Gain | посл. | внешн. |
| AD7721 | 16 | 470 | 1 | 1 | VREF, ±VREF/2 | посл./паралл. | внешн. |
| AD7722 | 16 | 220 | 1 | 1 | 2.5, ±1.25 | посл./паралл. | внутр./внешн. |
| AD7724 | 16 | 200 | 2 | 2 | 2.5, ±1.25 | посл. | внутр. |
| AD7720 | 16 | 200 | 1 | 1 | 2.5, ±1.25 | посл. | внутр. |
| AD73360 | 16 | 64 | 6 | 6 | 1.3×VREF | посл. | внешн. |
| AD7708 | 16 | 1.3 | 1 | 8 | ±2.5 | посл. | внешн. |
| AD7705/6 | 16 | 0.5 | 1 | 2/3 | ±VREF/Gain | посл. | внешн. |
| AD7707 | 16 | 0.5 | 1 | 3 | ±VREF/Gain, ±10 | посл. | внешн. |
| AD7715 | 16 | 0.5 | 1 | 1 | ±VREF/Gain | посл. | внешн. |
| AD7709 | 16 | 0.1 | 1 | 4 | ±VREF/Gain | посл. | внешн. |
| AD7729 | 15 | 270 | 2 | 2 | ±2VREF | посл. | внутр. |

Хотите попробовать? Закажите бесплатные образцы у нас:

ATMEL · TRACO POWER · CLARE · SRC DEVICES · JE-AN · HANTRONIX · Honeywell · SII Seiko Instruments Inc. · muRata

Офис в Москве :
Адрес : 129085, Москва, Проспект Мира, 95
Тел.: (095) 217-2487, 217-2519, 217-2505
Факс : (095) 217-21-42
E-mail : components@argussoft.ru

Офис в Санкт-Петербурге :
Адрес : 191023, Санкт-Петербург, наб. кан. Грибоедова, 38
Тел. : (812) 314-3808, тел./факс: (812) 310-6234
E-mail : spb@argussoft.ru

Интернет : http://COMPONENTS.ARGUSSOFT.RU



www.platan.ru
ПЛАТАН
ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ ОТ ВЕДУЩИХ ПРОИЗВОДИТЕЛЕЙ

МИНИАТЮРНЫЙ ОСЦИЛЛОГРАФ HPS-10

velleman

- Частота дискретизации: 10 МГц
- Полоса пропускания усилителя: до 2 МГц (-3 дБ/50 мВ)
- Вертикаль: 12 диапазонов от 5 мВ/дел. до 20 В/дел.
- Горизонталь: 32 шага от 20 нс/дел. до 1 часа/дел.
- Полная автоматическая настройка вертикальной и горизонтальной развертки
- Режимы триггера: по фронту, по спаду, обычный, одиночный и др.
- Измерение истинных среднеквадратичных и пиковых значений
- AC измерения: dB, dBV, dBm
- DC+AC измерения: DC, rms, dB, dBV, dBm
- Режим самописца
- Сохранение в память двух осциллограмм по 256 выборок
- Размеры: 105 x 220 x 35 мм

International IOR Rectifier · EPCOS · MITSUBISHI ELECTRIC · intersil · Infineon technologies · MOTOROLA · BOURNS · Honeywell · muRata · AMP · CRYDOM · DATA VISION · Kingbright

Сертификат ISO 9002:94 № РОСС RU. ИС46.К00014

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

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

(Окончание. Начало — № 6, 10/2002)

# Источники опорного напряжения

***Долговременная стабильность*** (временной дрейф) определяет относительное изменение выходного напряжения в процентах от номинального значения за 1000 часов работы при температуре окружающей среды, соответствующей верхней границе рабочего диапазона. Обычно этот дрейф со временем уменьшается по затухающей экспоненте. Дополнительная термотренировка улучшает временную стабильность ИОН на стабилитроне.

***Шум опорного напряжения*** вносит мультипликативную ошибку в измерения. В опорном напряжении преобладают два типа шума: фликкер-шум (1/f) и тепловой (белый). График спектральной плотности шума опорного напряжения для прецизионного AD588 представлен на рис. 16. Широкополосный тепловой шум может быть заметно сглажен путем подключения параллельно выходу ИОН конденсатора. На рис. 17 можно видеть степень влияния на спектральную плотность шума ИМС MAX6225 конденсатора емкостью 1 мкФ, подключенного параллельно выходу ИМС. Однако, как указывалось выше, не все модели ИОН допускают непосредственное подключение конденсатора без потери устойчивости. Решением здесь может быть подключение нагрузки к ИОН через RC-фильтр первого порядка. На рис. 18 приведен график зависимости действующего значения напряжения шума на выходе RC-фильтра, подключенного к ИОН LT1004-2,5, от его частоты среза $f_C$. Поскольку, в отличие от ОУ, выходное напряжение ИОН меняться не должно, можно использовать фильтр с большой постоянной времени.

К сожалению, применение RC-фильтра приводит к увеличению выходного сопротивления ИОН на низких частотах. Это нежелательно, если входное сопротивление приемника сигнала от ИОН низкое, особенно, если оно меняется как, например, у цифро-аналогового преобразователя с инверсной резистивной матрицей. Поэтому сопротивление резистора фильтра выбирают порядка 20 Ом.

В стабилитронных ИОН конденсатор для снижения шума может быть подключен непосредственно параллельно стабилитрону, либо параллельно неинвертирующему входу усилителя, входящего в состав ИОН (см. рис. 1, *в*), как это, например, предусмотрено у прецизионного AD587. При этом условия устойчивости ИОН не ухудшаются, поскольку конденсатор включается вне контура обратной связи.

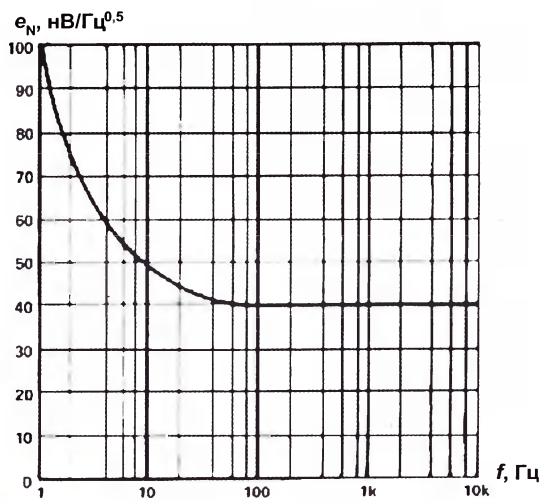



Рис. 16

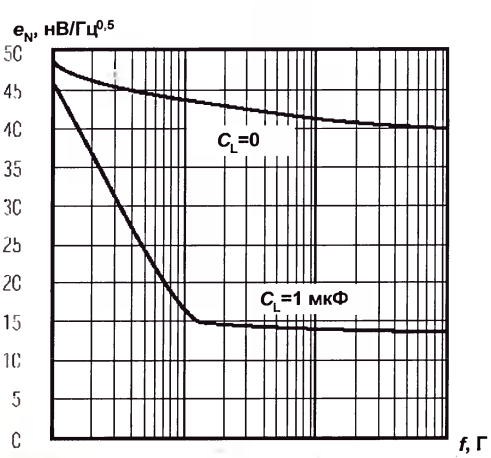



Рис. 17

## Динамические параметры ИОН

К основным динамическим параметрам источников опорного напряжения относятся коэффициент подавления пульсаций, полное выходное сопротивление и время установления после включения.

***Коэффициент подавления пульсаций*** $K_{ПП}$ определяется как отношение (в дБ) амплитуд основных гармоник пульсаций напряжений на выходе и входе ИОН при его питании от пульсирующего напряжения. Обычно он приводится в технической документации в виде частотной характеристики. Значение этого коэффициента в области низких частот определяется частотной характеристикой контура регулирования ИОН, в частности, коэффициентом усиления петли и частотой среза, а в области высоких частот — емкостью и частотными свойствами выходного конденсатора, если он есть. На рис. 19 представлен график зависимости коэффициента подавления пульсаций от частоты для AD291.

***Полное выходное сопротивление*** $Z_{OUT}$ характеризует способность источника опорного напряжения компенсировать изменение напряжения при изменении тока и задается, как правило, в виде графика функции от частоты изменения тока нагрузки. Так же, как и $K_{ПП}$, в области низких частот $Z_{OUT}$ определяется усилительными свойствами контура регулирования, а в области высоких частот — полным сопротивлением выходного конденсатора. На рис. 20 представлены графики зависимости модуля полного выходного сопротивления от частоты микросхемы MAX6225 для втекающего $I_{втек.}$ и вытекающего $I_{вытек.}$ выходных токов 5 мА.

В фирменных описаниях микросхем ИОН часто приводятся графики переходных ха-

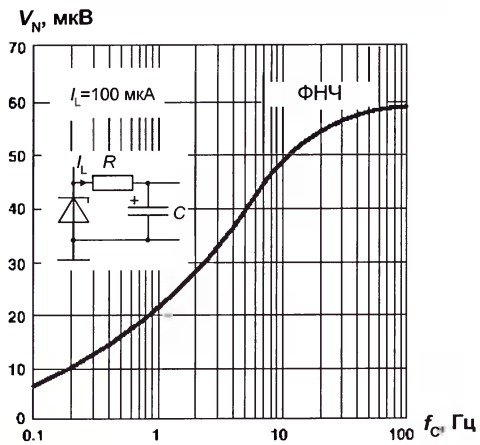



Рис. 18

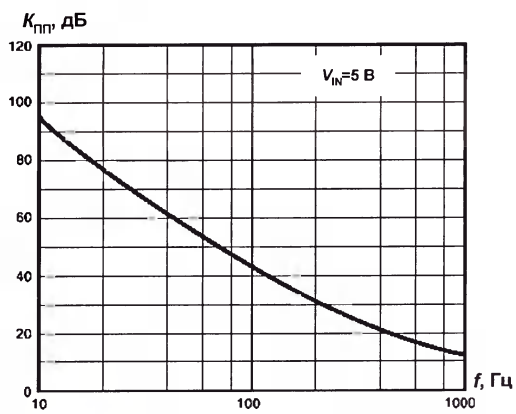



Рис. 19

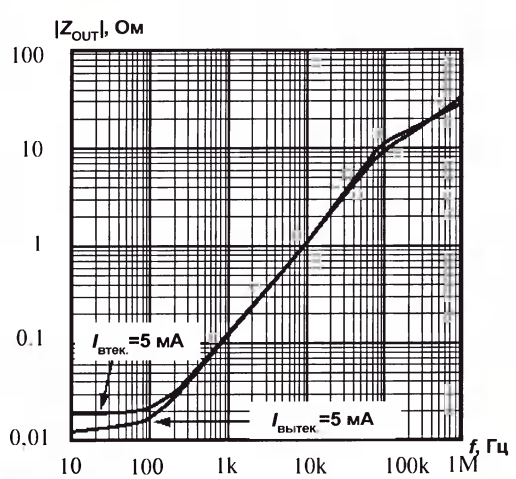



Рис. 20

Таблица 1

| Наименование ИОН | Выходное напряжение, В | ТКН, $\times 10^{-6}$ К$^{-1}$ | Ток холостого хода, мА | Ток нагрузки, мА | Коэффициент стабилизации | Выходное сопротивление, Ом | Долговременная нестабильность мкВ/1000 ч | Примечания |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| **Источники опорного напряжения на стабилитронах** | | | | | | | | |
| AD688 | 10±0,0025 | 3,6 | 12 | 10 | 5000 | 0,05 | 15 | два симметричных выхода |
| LM399 | 6,95±0,35 | 3 | 17 | 10 | — | 0,7 | 140 | |
| REF-08G | –10±0,02 | 10 | 2 | 10 | 500 | 2 | — | |
| MAX671C | 10±0,001 | 3 | 9 | 10 | 20000 | 0,01 | 500 | кельвиновское подключение |
| **Источники опорного напряжения на ширине запрещенной зоны** | | | | | | | | |
| TL431 | 2,5±0,05 | 10 | 1 | 100 | — | 1,2 | — | отечественный аналог — КР142ЕН19А |
| LM385 | 1,24±0,015 | 30 | 0,01 | 30 | — | 0,3 | 20 | трехвыводной параллельный |
| AD1582B | 2,5±0,002 | 50 | 0,065 | 5 | 40000 | 0,25 | 250 | последовательный |
| AD1586B | 2,5±0,002 | 50 | 0,05 | 10 | — | 0,5 | 250 | параллельный |
| AD589M | 1,225±0,025 | 10 | 0,05 | 10 | — | 0,6 | – | параллельный |
| REF195E | 5±0,002 | 5 | 0,045 | 30 | 40000 | 0,02 | 1200 | последовательный |
| MAX676A | 4,096±0,001 | 1 | 10 | 10 | 8000 | 0,04 | 80 | есть выход датчика температуры |
| ADR291E | 2,5±0,002 | 3 | 0,012 | 5 | 1300 | 0,075 | 0,5 | XFET-источник |

рактеристик — зависимости от времени опорного напряжения при скачкообразном изменении входного напряжения или тока нагрузки.

***Время установления после включения*** — это время, в течение которого опорное напряжение устанавливается с заданной точностью после подачи питания. У большинства ИОН опорное напряжение устанавливается с точностью до 0,1 % за время менее 10 мкс. Этот параметр важен для систем с батарейным питанием, поскольку в этом случае целесообразно подавать питание на узлы системы только на короткое время их работы.

В табл. 1 приведены параметры некоторых моделей источников опорного напряжения.

**Георгий Волович,**
g_volovich@mail.ru

*Литература:*

*1. J. S. Brugler. Silicon Transistor Biasing for Linear Collector Current Temperature Dependence//IEEE Journal of Solid State Circuits, June, 1967. pp. 57—58.*

*2. Г. Волович. Устойчивость линейных интегральных стабилизаторов напряжения. — Схемотехника, 2001, № 11, с. 14—15.*

**КВ/УКВ**

# Синтезатор частоты для синхронного радиоприемника на диапазон 13 м

***Описанный ранее в журнале «Схемотехника» синтезатор частоты для коротковолнового синхронного гетеродинного радиоприемника обладает ограниченным частотным диапазоном. В данной статье автор предлагает описание синтезатора с повышенной рабочей частотой. Устранены также некоторые другие недостатки исходной конструкции.***

Синтезатор [1] не может работать на высокочастотных КВ диапазонах, поскольку в делителях частоты применены микросхемы КМОП, имеющие сравнительно низкое быстродействие. Для повышения рабочей частоты приемника можно повысить напряжение питания, при этом увеличивается потребляемая приемником мощность. Применение в синтезаторе микросхем ТТЛ или ТТЛШ приведет к еще более значительному росту потребления.

Кроме того, делитель с переменным коэффициентом (ДПКФ) должен иметь большой коэффициент деления, что приводит к увеличению фазовых шумов выходного напряжения синтезатора. Фазовые шумы гетеродина хотя и не нарушают работы приемника, но негативно влияют на его работу. Система фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) приемника отслеживает колебания фазы гетеродинного напряжения. Это приводит к появлению на выходе сумматора приемника значительного переменного напряжения, что нежелательно.

Кроме того, описанный ранее синтезатор не имеет органов настройки, а изменение частоты приема занимает много времени, поскольку требуется перепайка выводов микросхем ДПКФ. Поэтому на высокочастотных диапазонах целесообразно применение синтезатора с преобразованием частоты, один из вариантов которого описан в данной статье.

Структурная схема синтезатора приведена на рис. 1. Работает он следующим образом. Кварцевый генератор 1 вырабатывает колебания с частотой 100 кГц, которые через усилитель-ограничитель подаются на вход делителя частоты с фиксированным коэффициентом деления (ДФКД) 2. ДФКД 2 делит частоту генератора на 40, в результате на один из входов частотно-фазового детектора (ЧФД) 3 подается переменное напряжение с частотой 2,5 кГц.

Кварцевый генератор 4 работает на частоте 10705 кГц, его выходной сигнал подается на один из входов смесителя 5. В то же время генератор высокой частоты 6 вырабатывает высокочастотное напряжение, которое через буферный усилитель 7 поступает на второй вход смесителя 5. На выходе смесителя образуется напряжение биений, которое через фильтр нижних частот (ФНЧ) 8, усилитель-ограничитель 9 и делитель частоты с переменным коэффициентом

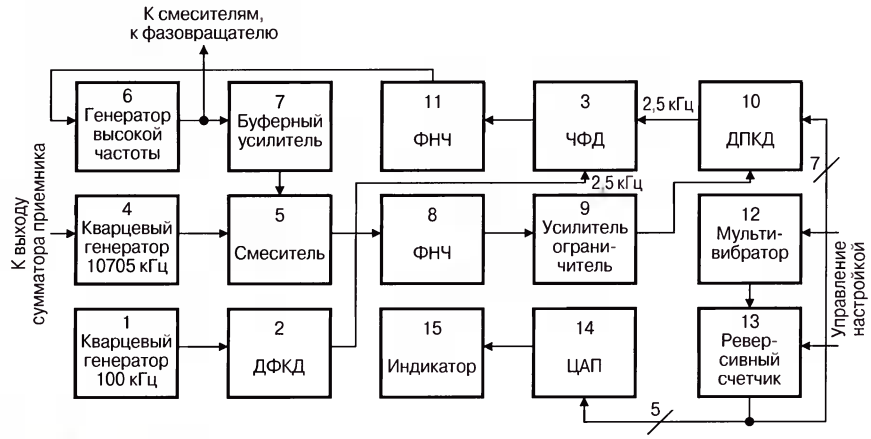



**Рис. 1**

деления (ДПКФ) 10 подается на другой вход ЧФД 3. Если частоты переменных напряжений на входах ЧФД 3 не равны, на его выходе образуется переменное напряжение, которое через ФНЧ 11 подается на вход управления частотой генератора 6 и изменяет ее таким образом, что частоты переменных напряжений на обоих входах ЧФД 3 становятся равными. С выхода генератора ВЧ 6 переменное напряжение подается на входы смесителей приемника и на фазовращатель.

При работе приемника напряжение с выхода его сумматора подается на вход управления частотой кварцевого генератора 4 и его частота, а, следовательно, и частота генератор ВЧ 6 изменяется таким образом, что система ФАПЧ приемника удерживается в режиме синхронизации.

В состав синтезатора частоты включено устройство перестройки и индикации частоты настройки, которое работает следующим образом.

Мультивибратор 12 вырабатывает прямоугольные импульсы частотой примерно 1,5 Гц, которые поступают на счетный вход двоичного реверсивного счетчика импульсов 13. С выходов счетчика семиразрядный двоичный код поступает на управляющие входы ДПКФ 10 и изменяет его коэффициент деления. С выходов счетчика пятиразрядный двоичный код поступает также на входы цифроаналогового преобразователя (ЦАП) 14, который преобразует его в постоянный ток, поступающий на индикатор — миллиамперметр 15 с током полного отклонения около 2 мА.

На мультивибратор 12 и реверсивный счетчик импульсов 13 подаются управляющие сигналы, которые запускают и выключают мультивибратор, а также изменяют направление счета счетчика импульсов.

Принципиальная схема синтезатора приведена на рис. 2. Кварцевый генератор 1 выполнен на транзисторе VT6, а усилитель-ограничитель — на VT7. ДФКД 2 и ДПКД 10 собраны соответственно на микросхемах DD5, DD6, DD3.2 и DD1, DD2, DD3.1. ЧФД 3 построен на DD4, DD3.3 и инверторе DD3.4, кварцевый генератор 4 и смеситель 5 — на транзисторах VT3 и VT4. Роль ФНЧ 8 выполняют элементы R13, C16, а роль усилителя-ограничителя 9 — транзистор VT5. В качестве ФНЧ 11 используются элементы R18, R19, R17, C21, C22, а управление частотой генератора ВЧ 6 осуществляет VD1. В генераторе ВЧ 6 и буферном усилителе 7 использованы транзисторы VT2 и VT1.

Для управления частотой генератора 4 использован варикап VD4. Мультивибратор 12 собран на элементах DD7.3 и DD7.4, а реверсивный счетчик 13 — на микросхемах DD8, DD9. ЦАП 17 выполнен на резисторах R21—R25. Роль индикатора настройки 15 выполняет миллиамперметр PA1.

Светодиод VD7 служит для индикации импульсов, вырабатываемых мультивибратором 12, что облегчает настройку приемника на заданную частоту.

Микросхемы делителей частоты DD1, DD2, DD5, DD6 работают в режиме вычитания. При таком включении микросхем коэффициент деления соответствует числу, двоичный код которого подан на входы D1—D8 микросхем.

При включении синтезатора на вывод 1 микросхем DD8, DD9 подается короткий положительный импульс и в счетчик записывается число 8. Двоичный код, соответствующий этому числу, с выходов микросхем DD8 и DD9 подается на входы предварительной установки микросхем DD1 и DD2, коэффициент деления ДПКД 11 будет также равен 8, при этом частота настройки приемника составит:

$$f_{наст} = 2(10705 + 2{,}5 \times K_{дел\ дпкф}),$$

где 10705 — частота кварцевого генератора 4 (кГц).

Напомним, что смесители приемника работают на второй гармонике гетеродина. Следовательно

$$f_{наст} = 2(10705 + 2{,}5 \times 8) = 21450\ кГц,$$

и приемник будет настроен на нижнюю граничную частоту диапазона 13 м (21450...21750 кГц). Если теперь нажать на кнопку SA2, включится мультивибратор 12, а на выводы 10 микросхем DD8, DD9 поступит лог. 1. Счетчик на DD8, DD9 будет работать в режиме суммирования, и за время порядка 40 с приемник перестроится по всему диапазону. Если отпустить кнопку SA2 и нажать SA1, то счетчик начнет уменьшать свое содержимое, и частота настройки приемника будет также уменьшаться. Чтобы перестроить приемник на соседний канал, нужно кратковременным нажатием на кнопку SA1 или SA2 сформировать один импульс на выходе мультивибратора, что контролируется по свечению светодиода VD7. Счетчик срабатывает по фронту импульса.

Показания миллиамперметра PA1 линейно увеличиваются с увеличением частоты настройки приемника, но изменяются они через каждые четыре импульса мультивибратора. Если добавить в ЦАП два резистора (сделать ЦАП семиразрядным), показания прибора будут меняться при каждом импульсе мультивибратора.

По своей конструкции и возможным вариантам замены деталей синтезатор аналогичен ранее описанным устройствам. Катушка L1 намотана на сердечнике СБ-12а и содержит 13 витков провода ПЭВ-2 диаметром 0,44 мм.

Для того, чтобы перестроить приемник [2] с диапазона 31 м на диапазон 13 м, нужно изменить настройку входного колебательного контура. При сохранении индуктивности катушки L1 следует уменьшить емкость конденсатора C3 примерно до 10 пФ (удобно установить подстроечный конденсатор 8...30 пФ). Кроме того, нужно перестроить фазовращатель, уменьшив сопротивление резистора R46 до 2,2 кОм (теперь это R1 синтезатора).

Буферные усилители приемника на транзисторах VT2 и VT7 достаточно широкополосны, однако при повышенной емкости монтажа, возможно, нужно будет уменьшить сопротивление резисторов R9 и R30 в цепях их коллекторов. Но мне этого делать не пришлось.

Если приемник будет использоваться с широкой полосой удержания (≈250 Гц), то настраивать его можно так же, как приемник с синтезатором на 31 м.

Включить питание, затем подстроечным резистором R44 приемника установить 4 В на выходе сумматора (вывод DA5). Кнопками SA1 и SA2 установить соответствующий код на входах предварительной установки микросхем DD1 и DD2 синтезатора, а вращением сердечника L1 и подбором емкости конденсатора C5 синтезатора установить напряжение 5...7 В на конденсаторе C22. Затем подключить антенну и настройкой входного колебательного контура приемника добиться максимальной амплитуды напряжения биений на его выходе. Изменяя емкость конденсатора C10 перевести систему ФАПЧ приемника в режим синхронизации.

Если же приемник будет использоваться с узкой полосой удержания системы ФАПЧ (≈30 Гц), нужно дополнительно точно подстроить кварцевый генератор синтезатора на 100 кГц. Это можно сделать, контролируя при помощи частотомера частоту на коллекторе транзистора VT7 синтезатора.

Если частотомера нет, то можно использовать другой способ, который основан на том, что при малых коэффициентах деления ДПКД в начале диапазона влияние кварцевого генератора 1 на 100 кГц (рис. 1) на выходную частоту синтезатора частоты минимально, а при больших коэффициен-

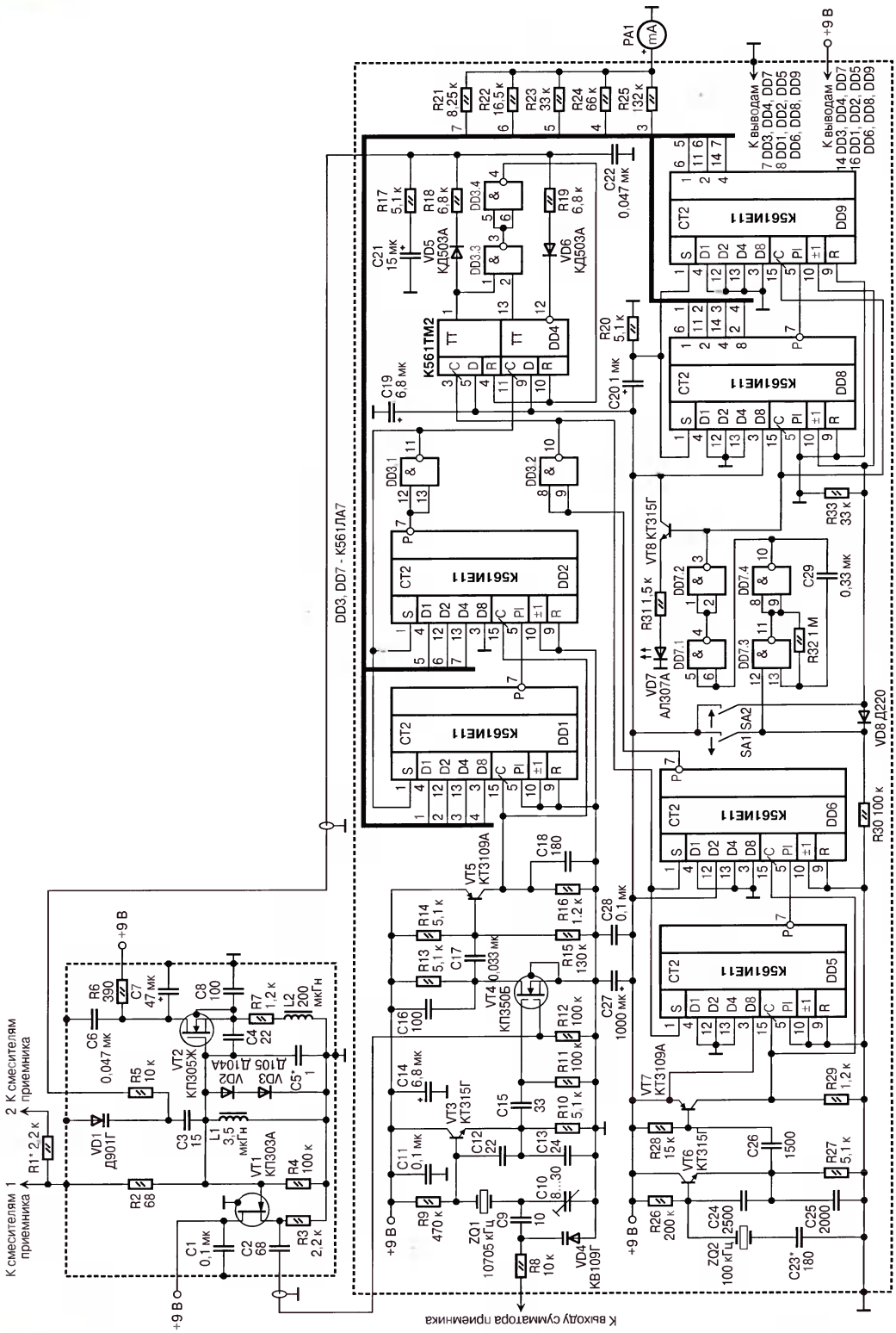



Рис. 2

тах деления ДПКД это влияние возрастает. Кроме того, несущая частота КВ радиовещательных передатчиков имеет высокую стабильность.

Описанным выше способом нужно настроить приемник на КВ радиостанцию (или высокостабильный сигнал-генератор с кварцевой стабилизацией), расположенную по частоте в начале диапазона 13 м. При этом нужно, изменяя емкость конденсатора С10 синтезатора, установить на выходе сумматора приемника напряжение 4 В. Затем, кнопками SA1 и SA2 перестроить приемник на радиостанцию в конце диапазона 13 м (т. е. увеличить частоту настройки). При этом напряжение на выходе сумматора приемника не должно сильно изменяться. Если оно изменилось, тогда нужно, подбирая емкость конденсатора С23 синтезатора (т. е. подстраивая генератор 100 кГц) установить прежнее значение этого напряжения, при этом частота кварцевого генератора установится близкой к 100 кГц.

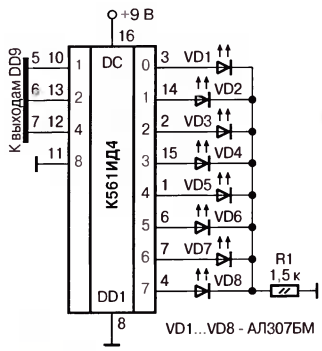



Рис. 3

Данный синтезатор частоты при напряжении питания 9 В потребляет ток 9 мА, а весь приемник с синтезатором — 39 мА.

Крутизна синтезатора частоты (т. е. отношение изменения частоты ГВЧ 6 к изменению напряжения на входе управления частотой генератора 4 составляет примерно 105 Гц/В. Крутизну можно регулировать изменяя емкость конденсатора С9 синтезатора.

Уровень фазовых шумов выходного напряжения синтезатора частоты примерно такой же, как у обычного кварцевого генератора, т. к. коэффициент деления ДПКД небольшой.

Для индикации состояний счетчика 13 (а значит и частоты настройки приемника) можно применить и другие устройства, например простейшую светодиодную шкалу. Схема ее подключения для варианта с восемью диодами приведена на рис. 3.

**Александр Сергеев,**
editor@dian.ru

*Литература:*

*1. А. Сергеев. Синтезатор частоты для коротковолнового синхронного гетеродинного приемника. — Схемотехника, 2002, № 8, с. 14, 15.*

**Редакция журнала «Схемотехника»**
**приглашает авторов к сотрудничеству**

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

Гонорары выплачиваются авторам, проживающим на территории СНГ

# Управляемый широкополосный СВЧ усилитель–аттенюатор с широким диапазоном регулирования

***Ослабление сигнала до –100 дБ с помощью активных устройств является трудной задачей. Автор предлагает оригинальный способ ее решения.***

Проведем анализ характеристик управляемого широкополосного аттенюатора по результатам работы [1]. Для этого рассмотрим усилитель с цепью внешней частотно–зависимой параллельной отрицательной обратной связью (ЦВЧОС) по напряжению, нагруженный по входу и выходу на источник сигнала и нагрузки с сопротивлением 50 Ом. Предположим, что параметры обратной связи подобраны таким образом, что коэффициент усиления стремится к нулю, а именно:

$$G_{YYO} = |S_{21YYO}|^2 \to 0, \quad (1)$$

где $|S_{21YYO}|$ — модуль комплексного коэффициента прямой передачи усилителя с цепью внешней частотно–зависимой параллельной отрицательной обратной связью по напряжению, измеренный при сопротивлении генератора и нагрузки, равного 50 Ом.

В этом случае глубина обратной связи:

$$F_O = G_{YO}/G_{YYO} = |S_{21YO}|^2/|S_{21YYO}|^2 \to \infty, \quad (2)$$

где $|S_{21YO}|$ — модуль комплексного коэффициента прямой передачи усилителя без ЦВЧОС по напряжению, измеренный при сопротивлении генератора и нагрузки, равном 50 Ом.

По полученным выражениям определим коэффициент усиления усилителя с параллельной по напряжению ЦВЧОС в виде:

$$|\underline{S}_{21YYO}| = |\underline{S}_{21T} + \underline{Y}_{OC}\,\underline{B}_Y|/|1 + \underline{Y}_{OC}\,\underline{C}_Y|, \quad (3)$$

где $\underline{B}_Y = 1/2\{(1 + \underline{S}_{11T})(1 + \underline{S}_{22T}) - \underline{S}_{12T}\,\underline{S}_{21T}\}$.

$$\underline{C}_Y = 1/2\{(2 + \underline{S}_{11T} + \underline{S}_{22T} - \underline{S}_{12T} - \underline{S}_{21T}\}.$$

Здесь:

$\underline{S}_{11T}$ — комплексный коэффициент отражения по входу транзистора без обратной связи, измеренный при сопротивлении генератора и нагрузки, равном 50 Ом;

$\underline{S}_{12T}$ — комплексный коэффициент обратной передачи транзистора без обратной связи, измеренный при сопротивлении генератора и нагрузки, равном 50 Ом;

$\underline{S}_{21T}$ — комплексный коэффициент прямой передачи транзистора без обратной связи, измеренный при сопротивлении генератора и нагрузки, равном 50 Ом;

$\underline{S}_{22T}$ — комплексный коэффициент отражения по выходу транзистора без обратной связи, измеренный при сопротивлении генератора и нагрузки, равном 50 Ом;

$\underline{Y}_{OC}$ — значение комплексной проводимости частотно–зависимой обратной связи по напряжению.

Из анализа выражения (3) видно, что если выполняется условие:

$$\underline{Y}_{OC} = -\underline{S}_{21T}/\underline{B}_Y, \quad (4)$$

то

$$|\underline{S}_{21YYO}| = 0. \quad (5)$$

Подставляя выражение (5) в (2.5.7) работы [1], получим выражение для коэффициента устойчивости в виде:

$$k_y = (1 + |\delta_S| - |S_{11YY0}| - |S_{22YYO}|)/2|S_{21YYO}||S_{12YY0}|. \quad (6)$$

Из (6) видно, что $k_y \to \infty$ и усилитель абсолютно устойчив. Используя полученные в [1] выражения, синтезируем цепь внешней частотно–зависимой отрицательной параллельной обратной связи по напряжению в соответствии с условием (5). В результате цепь обратной связи будет представлять из себя последовательный контур, используемый в схеме вентиля [2]. Подтвердим правильность выбора обратной связи на ослабление сигнала усилителем следующими рассуждениями.

Коэффициент усиления усилителя с отрицательной обратной связью [3]:

$$\underline{K}_{OC}(f) = \underline{K}(f)/(1 + \underline{b}(f)\underline{K}(f)), \quad (7)$$

где $\underline{K}_{OC}(f)$ — комплексный коэффициент усиления усилителя с обратной связью; $\underline{K}(f)$ — комплексный коэффициент усиления усилителя без обратной связи; $\underline{b}(f)$ — комплексный коэффициент передачи цепи обратной связи.

При глубокой обратной связи $|\underline{b}(f)\underline{K}(f)| >> 1$ выражение (7) упрощается:

$$\underline{K} = 1/\underline{b}(f). \quad (8)$$

Коэффициент передачи цепи обратной связи в виде последовательного колебательного контура имеет вид [4]:

$$b(f) = Q/(1+\xi)^{1/2}, \quad (9)$$

где Q — добротность контура, $\xi$ — расстройка контура

Таким образом, с учетом выражений (8) и (9) коэффициент усиления усилителя с отрицательной обратной связью равен:

$$K_{OC} = 1/b(f) = (1+\xi^2)^{1/2}/Q. \quad (10)$$

Из анализа (10) видно, что коэффициент усиления усилителя с отрицательной обратной связью зависит от добротности последовательного контура цепи ОС, и при $Q \to \infty$, $K_{OC} \to 0$, а также $|K_{oc}| < 1$ при $Q > 2$.

Следовательно, на основании выражения (10) можно сделать вывод о том, что параллельная глубокая отрицательная обратная связь по напряжению, в состав которой входит последовательный контур с определенной добротностью, позволяет использовать усилитель как аттенюатор. Затухание аттенюатора может меняться в широких пределах в зависимости от величины добротности цепи ОС и достигать высоких величин.

Экспериментальное исследование затухания усилителя проводилось с помощью анализатора спектра С1–60.

**Анатолий Юбков,**
amplifier@km.ru

*Литература:*

*1. А. В. Юбков, И. А. Трискало, Н. И. Глухов. Расчет транзисторного усилителя СВЧ с обратной связью по напряжению на основе S–параметров. Сборник научных трудов учебных институтов связи. Системы и средства передачи информации по каналам связи. — Л.: ЛЭИС, 1990. Вып.150, с. 83—88.*

*2. А. В. Юбков, И. А. Трискало, Н. И. Глухов. Патент № 2022452 на изобретение «Устройство с изменяемым коэффициентом передачи» от 18.01.91.*

*3. Г. В. Войшвилло. Усилительные устройства: Учебник для вузов.— М.: Связь,1975.*

*4. Л. Я. Нагорный. Анализ и расчет усилительных схем.— Киев.: ГИТЛ, 1963.*

## Письма пишут разные

Редакция получает много писем с различными вопросами по публикациям в журнале, но иногда приходят совсем удивительные, например такое, как прислано на адрес главного редактора **editor@dian.ru** и публикуется ниже без малейших изменений.

*«Приветы !!!*

*Слушай, я в сети нашёл твою статью про полевой транистор.*

*Скажи плиз в какой проге ты рисуешь схемы - так чётко получается.*

*И скажи где моно взять курс лекций по схемотехнике в сети ?*

*Или может у тебя есть электронный вариант.*

*Буду очень благодарен за помощь, пиши.*

*Я учусь в НГТУ, нуна помощь, не всё понимаю.*

*С уважением, Иван.»*

Как говорится, нарочно не придумаешь.

# Устройство подавления джиттера

***Джиттер — «дрожание» фронтов в системе цифровой связи — может приводить к ошибкам при передаче данных. В статье рассматривается один из вариантов устройства для подавления джиттера.***

Напомним содержание задачи. Имеются передатчик и приемник, соединенные линией связи (рис. 1). Линия связи может содержать ретрансляторы или иные устройства (мультиплексоры, коммутаторы и т. п.). В приемнике имеется сепаратор, который выделяет из линейного сигнала данные DIN и сопровождающий их синхросигнал CIN. В силу ряда причин выделенные из линии сигналы DIN и CIN отличаются от идеальных. Это отличие проявляется прежде всего в виде "дрожания" фронтов (или, что то же самое, "дрожания" фазы) сигнала, которое называется джиттером.

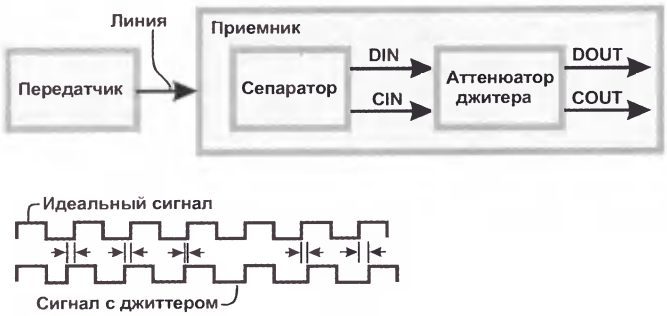



**Рис. 1**

С увеличением джиттера повышается вероятность появления ошибок в системе передачи данных. Поэтому введены жесткие ограничения на его величину. Так, согласно стандарту 62411 фирмы AT&T допустимый джиттер синхросигнала не должен превышать 2 % периода. Например, в стандарте T1 при скорости передачи 1,544 Мбит/с синхросигнал имеет частоту 1,544 МГц, период синхросигнала составляет примерно 648 нс, допустимый джиттер не должен превышать 13 нс.

Предположим, что выделенные из линии сигналы DIN и CIN не удовлетворяют указанным требованиям. Тогда задача состоит в построении аттенюатора, который должен уменьшить джиттер до допустимых пределов. Рассмотрим предлагаемую структуру аттенюатора, приведенную на рис. 2.

Аттенюатор содержит буферную память типа FIFO, два пятиразрядных двоичных счетчика CT, пятивходовый логический элемент И, пятиразрядный регистр-защелку RG, ПЗУ (ROM), кварцевый генератор G и генератор, управляемый кодом (NCO). На входы аттенюатора поступают сигналы данных и синхронизации DIN и CIN с недопустимо высоким уровнем джиттера. На выходах аттенюатора формируются соответствующие сигналы DOUT и COUT с приемлемым уровнем джиттера.

Буферная память содержит 32 одноразрядные ячейки. Данные для записи в память поступают на вход DI. Адрес ячейки, в которую записываются данные, задается пятиразрядным кодом на входах WA памяти. Момент записи определяется фронтом сигнала на управляющем входе WEN. Адрес ячейки, из которой считываются данные, задается пятиразрядным кодом на входах RA. Считывание выполняется асинхронно, т. е. не сопровождается каким-либо внешним управляющим сигналом на входе блока памяти.

Считанный бит данных поступает на выход DO. Операции записи и чтения выполняются независимо одна от другой, при этом не исключено, что адреса записи и чтения могут совпасть. Но такие ситуации возможны только при начальном вхождении устройства в синхронизм. В установившемся режиме адрес L записи "опережает" адрес M считывания примерно на половину адресного диапазона, как показано в нижней части рис. 2.

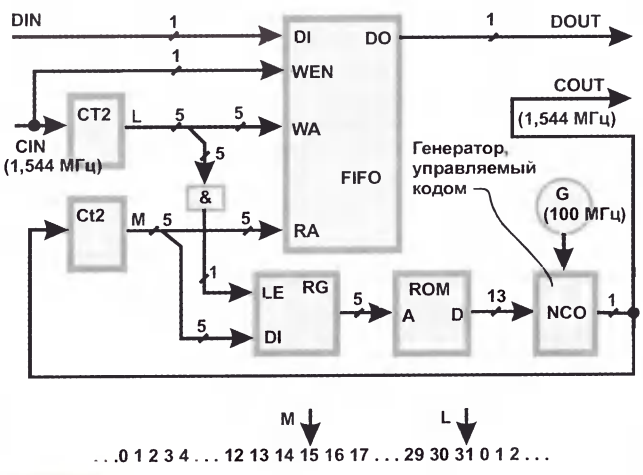



**Рис. 2**

При этом перебор адресов записи и чтения напоминает "гонку за лидером", когда указатель M движется по "числовой оси", соблюдая некоторую среднюю дистанцию по отношению к указателю L.

Двоичные пятиразрядные счетчики непрерывно подсчитывают число входных CIN и выходных COUT синхроимпульсов. Счет ведется по модулю 32, т. е. после заполнения счетчика кодом $11111_2$ новый цикл начинается с нулевого кода. Пятивходовый логический элемент И формирует на выходе сигнал лог. 1 при $L = 11111_2$. Этот сигнал поступает на вход LE разрешения записи регистра-защелки RG и фиксирует в этом регистре код M. Таким образом, в регистре фиксируется пятиразрядный код, который, как отмечалось, в установившемся режиме соответствует примерно середине диапазона адресов 0—31.

Этот код поступает на адресные входы ПЗУ, в котором хранятся 32 13-разрядные константы управления частотой генератора NCO. Столь высокая разрядность констант выбрана для того, чтобы осуществлять очень точную подстройку частоты. Генератор NCO формирует выходной синхросигнал COUT путем деления входной частоты 100 МГц на 64 или 65, причем выбор того или иного коэффициента деления осуществляется динамически, на основе информации, содержащейся в 13-разрядной константе.

Сигнал от генератора G частотой 100 МГц задает дискретность моментов формирования фронтов выходного синхросигнала COUT, равную 1/100 МГц = 10 нс. При "перескоке" с одного коэффициента деления частоты на другой и обратно фронты выходного сигнала будут "дрожать" с амплитудой 10 нс, но это уже допустимый джиттер.

Аттенюатор работает следующим образом. Входные данные DIN записываются в буферную память со средней скоростью 1,544 Мбит/с. Мгновенная скорость может отличаться от средней из-за влияния джиттера, поэтому уровень заполнения (разность L – M) буферной памяти колеблется в такт с колебаниями скорости входных сигналов.

Периодически, через каждые 32 такта входного сигнала CIN срабатывает логический элемент И, разность хода счетчиков запоминается в регистре RG. Если эта разность отклоняется от номинальной (равной 14 или 15), то константа, считываемая из ПЗУ, воздействует на генератор NCO так, чтобы чуть увеличив или уменьшив частоту можно было скомпенсировать имеющееся отклонение.

Благодаря инерционности предлагаемой системы автоматического регулирования выходной синхросигнал COUT отражает усредненную частоту входного сигнала CIN и подвержен джиттеру лишь в той степени, которая связана с необходимостью "тонкой" автоподстройки генератора NCO.

Схему генератора NCO и примеры построения множеств управляющих кодов можно найти в [1].

**Сергей Сухман,**
**Аркадий Бернов,**
**Борис Шевкопляс,**
borissh@zelmail.ru

*Литература:*

*1. Патент США № 5.982.833.*

# Регистратор событий

***Это устройство сделано для скрытого наблюдения за объектами, которые могут подвергаться несанкционированному вторжению посторонних лиц. Оно может быть также применено для регистрации на магнитные носители каких-либо звуковых событий с запоминанием времени (часы, минуты) и даты (число, месяц). Устанавливая различные датчики (вибрации, движения, нагрузки и т. п.), можно зарегистрировать в энергонезависимой памяти микроконтроллера до 16-ти событий.***

Блок-схема регистратора показана на рис. 1. Сигнал с датчика поступает на регистратор. Срабатывание регистратора может быть запрограммировано на прохождение определенного числа импульсов за определенное время. При срабатывании регистратор зафиксирует время и дату происшедшего события и выдаст на брелок-передатчик импульс длительностью 0,8 с. В устройстве применяется система дистанционного управления с динамическим кодом фирмы «Меджик системс» MSRF-3K (http://www.magicsys.spb.ru).

Один и тот же вывод регистратора является и входом и выходом, поэтому между регистратором и брелоком установлен селектор импульсов, пропускающий импульсы длительностью не менее 0,7 с. Через время, занесенное в регистратор пользователем, выдается еще один импульс длительностью 0,8 с. Брелок, в свою очередь, запрограммирован на работу в триггерном режиме. Поэтому по первому импульсу с регистратора брелок передаст команду и приемник основного блока MSRF-3K включит диктофон или видеокамеру. По второму импульсу включенное устройство будет выключено. Если вам не нужна регистрация события на диктофон или видеокамеру, можно обойтись без системы дистанционного управления. Для проверки происшедшего события к регистратору подключают четырехразрядный семисегментный индикатор со своим блоком питания.

Характеристики регистратора:

- длительность импульсов с датчика — 30...500 мс;
- погрешность момента регистрации события — 0...59 с;
- число импульсов до начала регистрации (программируемое) — 1...20;
- время прохождения импульсов до начала регистрации (программируемое) — 1...20 с;
- длительность регистрации (программируемая) — 1...20 с.

Возможна работа регистратора в режиме электронных часов.

Алгоритм программы регистратора представлен на рис. 2. В микроконтроллере PIC16F84A используется два прерывания: прерывание по переполнению таймера TMR0 и прерывание по изменению сигнала на входе порта B. Переполнение таймера происходит каждую секунду. В это время опрашивается состояние кнопок и производятся необходимые установки. При нажатии двух кнопок установки происходит считывание памяти и заполнение регистров индикации. Для упрощения алгоритм программы в режимах установки и часов на рис. 2 не показан, так как он мало чем отличается от алгоритма программы шахматных часов («Схемотехника», 2002, № 10, с. 35—37).

Прерывание по изменению сигнала на входе порта B происходит в момент прихода импульса с датчика. Если это первый импульс, то он записывается в счетчик входных импульсов. Далее содержимое счетчика сравнивается с установленным пороговым числом. Если в течение установленного времени содержимое счетчика импульсов с датчика и запрограммированное число не сравняются, счетчик обнулится, и следующий цикл сравнения начнется с нуля. Такое усложнение необходимо, если используется вибрационный датчик, в этом случае будут исключены случайные срабатывания регистратора. Если содержимое счетчика сравняется с заданным порогом, происходит запись в память микроконтроллера даты, месяца, часов и минут момента, в который нача-

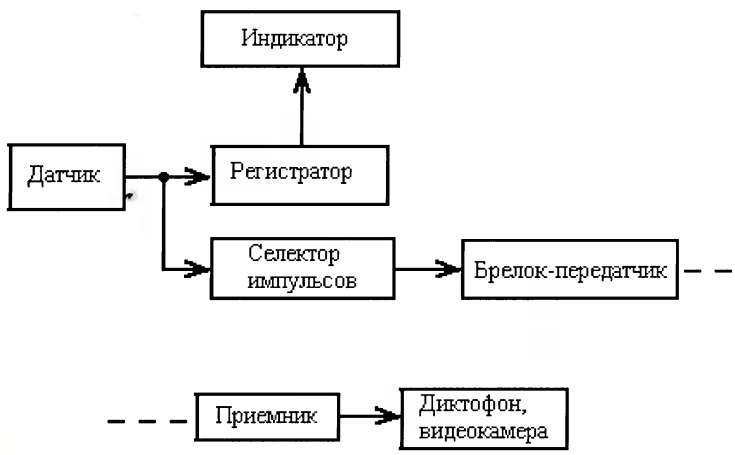



**Рис. 1**

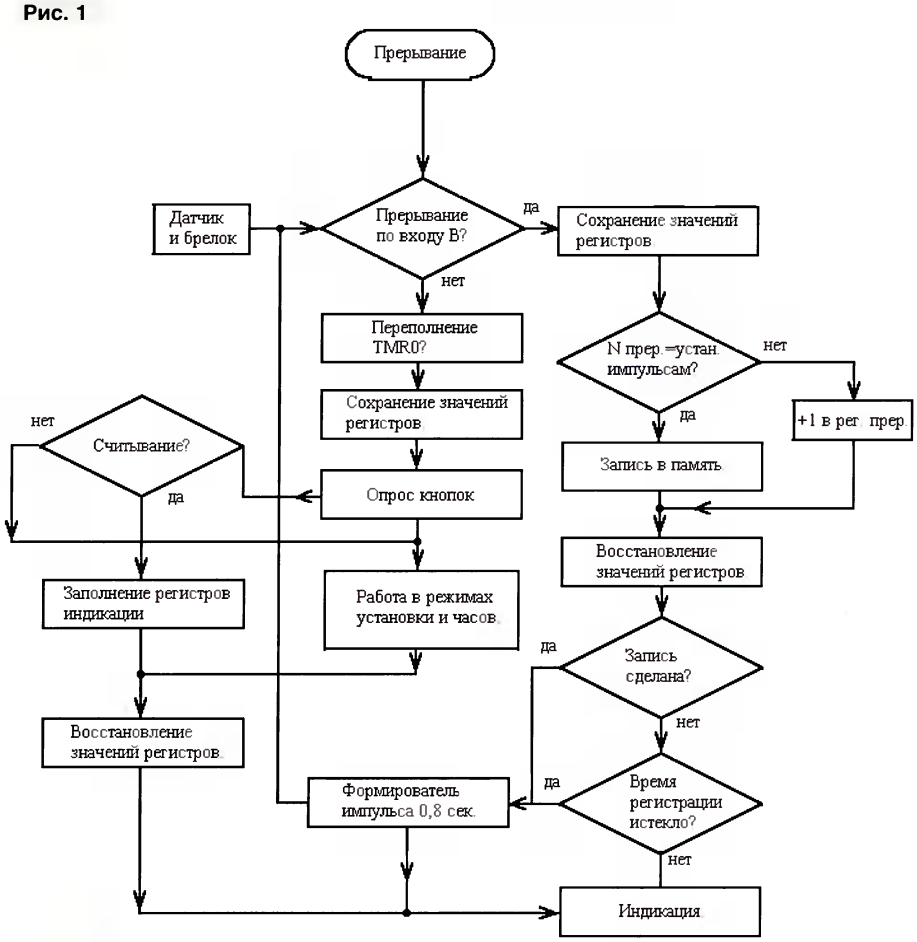



**Рис. 2**

лось фиксируемое событие. При этом устанавливается флаг выдачи выходного импульса, и в программе индикации сформируется импульс длительностью 0,8 с. Этот импульс имитирует нажатие кнопки брелока, и основной блок MSRF-3K включит диктофон или видеокамеру, кроме того, включается счетчик времени регистрации. При равенстве значения этого счетчика и установленного значения снова сформируется импульс длительностью 0,8 с. Этот импульс опять «нажмет» кнопку брелока, и основной блок выключит диктофон или видеокамеру.

Установки при инициализации таковы: один импульс за одну секунду с регистрацией в одну минуту. Из-за того, что выключение регистрации происходит в моменты срабатывания внутреннего счетчика минут, регистрация может длиться 1 с, поэтому рекомендуемое минимальное время регистрации составляет 2 минуты.

На рис. 3 показана схема регистратора с селектором импульсов и брелоком, от которого использована только плата без клавиатуры. Выводы порта B RB0—RB6 запрограммированы как выходы управления сегментами индикатора. Выводы RB1, RB2 по прерыванию используются как входы кнопок «Режим» и «Установка» (см. рис. 4). Вывод RB7 использован и как вход с прерыванием от датчика SF1, и как выход, нагруженный селектором импульсов, собранным на микросхеме DD2. Выводы порта A RA0—RA3 запрограммированы на управление разрядами индикатора. Вывод RA4 переключает положение запятой при установке режима работы и определяет значение индикатора при считывании. Кроме того, он используется как вход кнопки «Разряд». Условно датчик на схеме обозначен как геркон, хотя это может быть любой датчик, формирующий необходимую для регистрации длительность импульса. В программе заложено подавление дребезга контактов длительностью около 24 мс, поэтому минимальная длительность импульса регистрации должна быть больше этого времени. При использовании датчика колебаний на герконе это условие выполняется.

Селектор импульсов представляет собой цепь, которая обычно используется для подавления дребезга контактов. Импульсы, длительность которых менее 0,7 с, не проходят на выход. Выходной импульс с микроконтроллера имеет отрицательную относительно плюса питания полярность, а кнопка брелока замыкается на плюс питания, поэтому элемент DD2.3 инвертирует выходной импульс. Брелок имеет свою батарею питания типа A23 или A27 на напряжение 12 В, но микроконтроллер передатчика брелока работает при напряжении 5 В. Поэтому согласования уровней не требуется — брелок устойчиво срабатывает при падении напряжении питания микроконтроллера регистратора до 3 В. Чтобы работа регистратора не влияла на дальность действия передатчика брелока, для питания регистратора используются свои элементы GB1. Поскольку микроконтроллер работает на малой частоте, потребляемый им ток составляет около сотни микроампер. Перевод микроконтроллера в «спящий» режим невозможен.

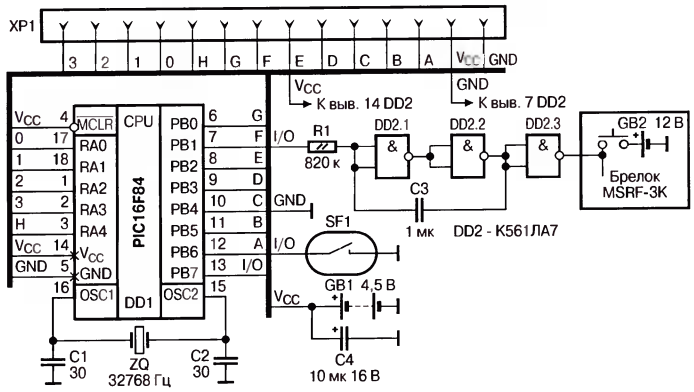



**Рис. 3**

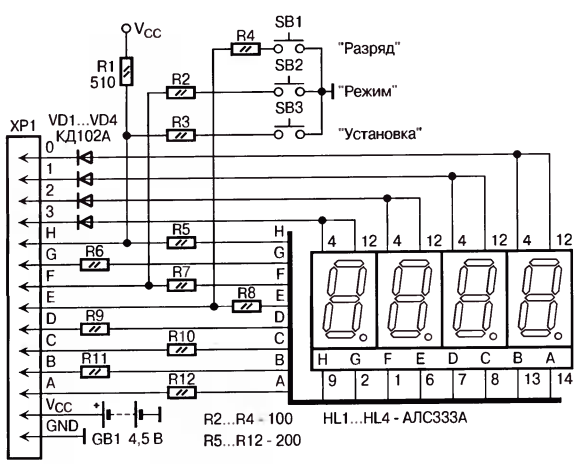



**Рис. 4**

На рис. 4 показана схема соединения индикаторов и кнопок управления с разъемом XP1. Потребляемый ток с включенными индикаторами составляет около 30 мА, поэтому плата индикаторов имеет батарею питания, подключаемую параллельно батарее микроконтроллера. Резистор R1 является нагрузочным для вывода RA4, работающим как выход с открытым стоком. Диоды VD1—VD4 исключают влияние уровней порта B и кнопок на выходы порта A. Плата индикаторов подключается к плате регистратора на время установки режимов работы и на время считывания результата регистрации. Если регистратор будет использоваться как часы, то его вместе с индикатором можно объединить на одной плате и питать от стабилизированного блока питания на 5 В.

Назначение кнопок управления:

«Разряд» (SB1) — выбор мигающего разряда установки;

«Режим» (SB2) — переключение запятой;

«Установка» (SB3) — плюс (минус) единица в выбранный разряд.

Ниже приведены функции, выполняемые регистратором при нажатии кнопок установки.

Запятая в нулевом разряде (при выборе мигающего разряда):

0 — индикация числа и месяца;

1 — установка минут;

2 — обнуление часов;

3 — установка часов.

Запятая в первом разряде:

0 — установка числа импульсов до начала регистрации;

1 — установка месяца;

2 — индикация числа и месяца;

3 — установка числа.

При запятой во втором разряде и любом выбранном разряде идет работа в режиме часов.

Запятая в третьем разряде:

0 — индикация числа импульсов до начала регистрации;

1 — установка времени прохождения импульсов с датчика в секундах;

2 — установка адреса окончания записи;

3 — установка времени регистрации в минутах.

При установке месяца и времени в секундах формат индикации: – – 01. Но если значение числа месяца устанавливается прибавлением единицы, то установка времени в секундах — вычитанием единицы. Следующее за единицей время в секундах будет равно 20. Аналогично выполняется установка числа и времени в минутах, но формат индикации: 01 – – .

Считывание информации из памяти регистратора происходит при одновременном нажатии двух кнопок: «Режим» и «Разряд». При этом на индикаторе появится – – 0,8. Запятая в первом разряде говорит, что индицируется адрес окончания записи. При нажатии кнопки «Режим» запятая переместится в нулевой разряд, а индикация будет во втором и третьем разрядах с прочерками в нулевом и первом разрядах. В этих разрядах будет высвечиваться адрес считывания. При очередном нажатии кноп-

ки «Режим» запятая переместится во второй разряд. На табло будут отображаться считанные показания числа и месяца. Следующее нажатие кнопки «Режим» уберет запятую с индикатора, что соответствует индикации часов и минут. При индикации адреса считывания и нажатии кнопки «Установка» значение адреса увеличивается на 4. При равенстве адреса считывания и адреса конца записи нажатие кнопки «Установка» приведет к выходу из режима считывания в режим часов. Если записи не было, то считывания не произойдет. Предусмотрена установка окончания адреса записи с дискретностью 4. Устанавливая число 60, можно просмотреть все ранее записанные значения. В этой ситуации надо помнить, что следующая запись начнется с установленного адреса.

Коротко о технических характеристиках системы дистанционного управления MSRF-3K:

- число каналов управления — 3;
- уверенная дальность управления с брелоком без антенны — 40 м;
- дальность управления брелоком с телескопической антенной — 100 м;
- напряжение питания основного блока — 9...15 В;
- напряжение питания радиобрелока — 12 В;
- напряжение питания нагрузок выходов основного блока — не более 25 В;
- ток потребления основного блока — не более 20 мА;
- ток покоя радиобрелока — не более 1 мкА;
- мощность излучения радиобрелока — не более 5 мВт;
- максимальный коммутируемый ток — 0,6 А.

Каналы управления можно запрограммировать на работу в потенциальном режиме (срабатывание, пока нажата кнопка), в импульсном режиме (замыкание ключа на 0,7 с), в триггерном режиме (каждая команда изменяет состояние ключа) и без реакции. Замыкание выходного транзисторного ключа происходит на общий провод.

Некоторые диктофоны имеют вход для их электронного включения. Видеокамеры лучше включать через их пульт дистанционного управления.

Коды прошивки микроконтроллера приведены в табл. 1.

Таблица 1

```
:020000040000FA
:020000000828CE
:080008000B18D6290B192F2A51
:10001000831604308100A8308B00003085008030CA
:10002000860083129A01810190018F018E01920155
:10003000930194019501A801A701AC01AA019801BF
:10004000910AD01AB01A0019D0101308D008C003B
:10005000A100A2009900060906 3A03199D14060999
:10006000863A03199D149D18DA28861C4A283828D8
:10007000 4D2206194128A00A2008053C03194828EA
:10008000642920088207862874288028 7A288628F0
:10009000A00164294D22980A1808043C031D642914
:1000A000980164290A30940095002A087022642976

:1000B0000A30920093001A0882226429300882228 2
:1000C000310870226429320882223308702264 29A0
:1000D000180882075828 5E2863285228180882 07C3
:1000E000223444340034113418088207BC28D12843
:1000F000302912291808820 7C228C8283029212946
:10010000180882 07AC288C283029B12818088207E3
:10011000 8C28552930295F290C0882220D0870226D
:10012000 64290D08820700001F341C341F341E345C
:10013000 1F341E341F341F341E341F341E341F342A
:10014000 8207FE34B034ED34F934B334DB34DF34B9
:10015000F034FF34FB348134051A642990018F0197
:10016000 3029051A52280430AA0740302A02031900
:10017000BA285228AA015228051A64296A220E08B0
:10018000 8222642905 1A64297C220F0870226429BE
:10019000051ACB288E220C0882220A309300920086
:1001A000 6429051AD42896220D0870220A30950079
:1001B000940064294D220311861C0729051A64291D
:1001C0009D1BE4289A019D17FA20B0009A0AFA2094
:1001D000B1009A0AFA20B2009A0AFA20B3009A0AE9
:1001E0002A08043E1A020319F6280C299D109A01C8
:1001F0009D1364291A08890083160814 8312FF309E
:10020000080203190529080808000030080098 0AA8
:10021000 1808043C0319102118086E20A300682850
:10022000 9810800051A1829A103A10803191E291D
:10023000 210870220A30950094006429 1430A1002E
:10024000 1829051A2729A203A20803192D29220813
:10025000 82220A30930092006429 1430A2002729D8
:10026000 0F0870220E08822264299D1C672903143E
:10027000EE309E0012309F009D121E092306031DC2
:10028000 42299D161F0884000008A02086001E0831
:10029000 85009D1A05169D1E05129F0A77301E06C1
:1002A000 0319352903149E0D3C29051A5F29990A63
:1002B000 1530190203195D295F2901309900950154
:1002C000 9401190870226429 0B193E2A6729031426
:1002D000EE309E009D1835298B179B0112309F0030
:1002E00076299B0A04301B02031967299C0A2830CF
:1002F0001C02031D82297C299C011D1981291D15C1
:10030000 2291D111D1D8B291B082002031D8B290D
:10031000F3085009B291B081802031D90299D168C
:10032000 1F0884000008A02086001E0885009D1A72
:10033000 5169D1E05129D129F0A77301E06031991
:10034000A22903149E0D1D18A62971298B16831648
:10035000 0308600831286178B128613FF308613B7
:10036000FF3E000000000000000000000000000050
:10037000 0000000000000000000000000000007D
:10038000 0000000000000000000000000000006D
:10039000 319CB29AF2986171D1000000000831612
:1003A000 8030860083120B108B166729A400030887
:1003B000A5000408A900861BDE29E729250883007B
:1003C000 2908840024080B130B108B170900323006
:1003D000FF3E031DE829861BDE299D19DE291D1815
:1003E000DE291D16910A031111081902031 9F929B2
:1003F000DE2991019A011D149D150C30AE002E08C6
:10040000 4000008AC002A0889002C0888008B139F
:10041000 3160815553089 00AA3089008814081EF3
:10042000F2A0B13081208118312AA0A2A08403C4B
:10043000 319212A9A0A04301A020319222AAE0A41
:10044000FF29AA019A01DE290A300314A602031C1F
:10045002B2AA80A252A26080A3EA7000800A4007D
:10046000 308A5000408A900FF3085008600831654
:10047000 1030850086308600831 22B28831680304A
:10048000 8600003085000812831 20B130B1125081B
:10049000 8300290884002408090 01D1E582AAD0A7B
:1004A0002D0821020319552A582AAD0191011D1268
:1004B0001008C53E03195E2A900A080090019D1D90
:1004C0006A2AAB0A2B0822020319672A6A2AAB019F
:1004D0001D149D110F08C53E0319792A8F0A0F08B4
:1004E000A6002422270892002808930 0A801A7014B
:1004F00008008F01920193010E08E93E03198B2A2F
:10050000 8E0A0E08A6002422270894002808950 0C9
:10051000A801A70108008E019401950191200C0209
:10052000 319942A8C0A080001308C008D0A0D08EA
:0E053000F33E03199C2A080001308D000800DC
:02400E00F03F81
:00000001FF
```

**Николай Заец,**
saes@mail.ru

# Сотовый телефон в канале охранной сигнализации

***Охранная система, установленная в пустующей даче, смонтированная в припаркованном автомобиле, в гараже или на другом объекте и функционирующая автономно, должна иметь канал связи для адресной передачи сигнала тревоги. Использование сотового телефона для организации такого канала предлагает автор этой статьи.***

Основная задача, которую нужно решить для передачи тревожного сигнала через сотовый телефон — обеспечить правильное управление аппаратом.

**Рис. 1**

На рис. 1 приведена конфигурация печатных проводников под кнопкой управления в клавиатуре сотового телефона. Они образуют нормально разомкнутую контактную пару, полюса-гребенки которой при нажатии на клавишу соединяются цилиндром из проводящей резины. Подключившись к выводам такой пары, можно продублировать ее контактами реле или каким-либо электронным ключом. Остается изготовить устройство, управляющее этими реле так, как это делают при ручном управлении телефоном.

Релейное управление позволяет гальванически не связываться с электроникой самого сотового аппарата, хотя не исключает их питания от общего источника. Возможно применение ключей на полевых транзисторах или оптронной развязки, но это требует предварительного выяснения параметров кнопок: допустимого сопротивления, максимального тока утечки ключей и др.

На рис. 2 приведена структура устройства управления сотовым телефоном. Его основа — многоразрядный двоичный счетчик Сч, на вход С которого поступают сигналы генератора Г, формирующие на выходе младшего из используемых разрядов меандр с длительностью полупериода $T_0$. Генератор включается лишь при активизации триггера Тр тревожным импульсом, поступающим от охранной системы.

Дешифратор Дш формирует импульсы, включающие и выключающие реле, а также сигнал окончания работы устройства — импульс, переводящий все его элементы в исходное состояние.

Изготовим устройство дистанционного управления сотовым телефоном типа Ericsson LX677, в которо м для выхода на нужного корреспондента необходимо проделать следующие операции:

- нажать на 1,5...2 с кнопку **NO,** это включит аппарат;
- выдержать паузу 6...10 с для активизации аппарата и его вхождения в сеть сотовой связи;
- нажать и отпустить кнопку **YES** для того, чтобы извлечь из памяти последний набранный номер;
- нажать и отпустить кнопку **YES** еще раз, отправляя тем самым телефон корреспондента в сеть.

Теперь можно включить акустический генератор тревожного сигнала, установленный перед микрофоном сотового телефона. Далее, выдержав нужное для передачи сигнала тревоги время (несколько минут), дважды нажать кнопку **NO.** Первое нажатие остановит передачу, второе (длительностью 1,5...2 с) выключит аппарат.

Для автоматического управлением таким телефоном нужно построить дешифратор с двумя реле, нормально разомкнутые контактные пары которых должны дублировать кнопки **NO** и **YES.**

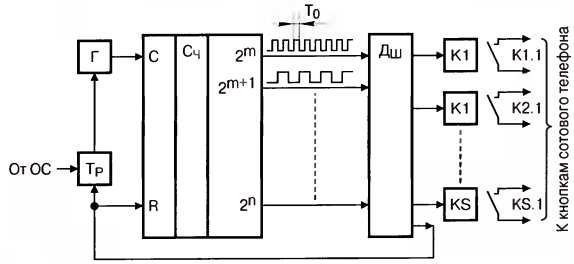



**Рис. 2**

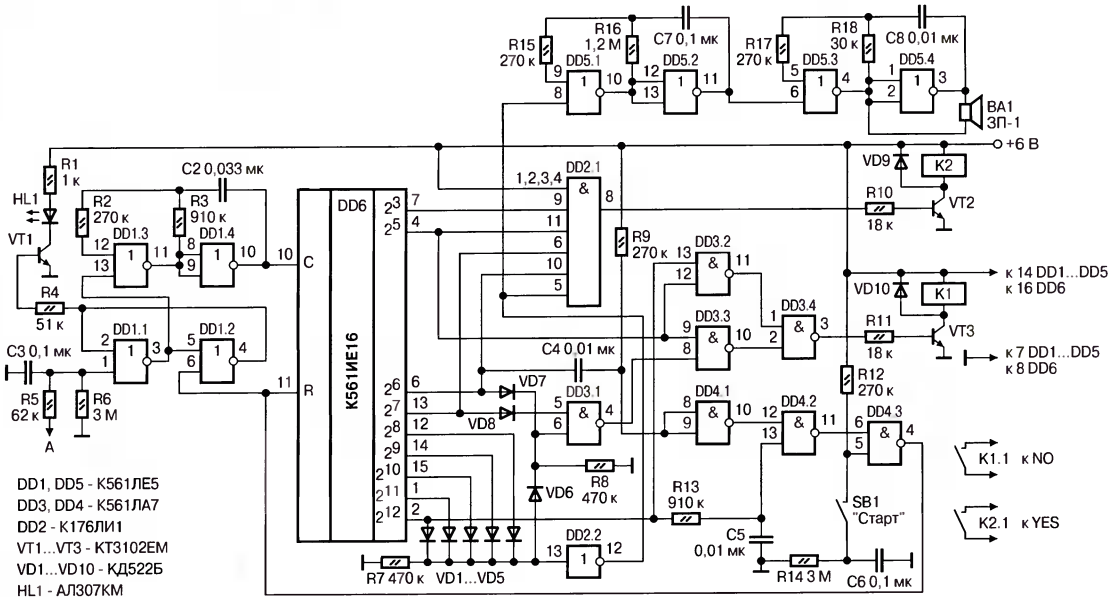
Принципиальная схема устройства, реализующего описанный выше алгоритм, показана на рис. 3. Его основа — 16-разрядный счетчик DD6, формирующий все нужные включения и паузы. Задающий генератор — мультивибратор, собранный на элементах DD1.3 и DD1.4. Период следования его импульсов: $T_Г \approx 2R3C2 \approx 60$ мс. Триггер, собранный на элементах DD1.1 и DD1.2, переводится в активное состояние, разрешающее работу генератора, импульсом на входе А, имеющим амплитуду $U_A > 0{,}5\,U_{ПИТ}$ и длительность $T_A > 3R5C3$ (но меньше длительности самой передачи).

Три первых разряда счетчика DD6 понижают частоту мультивибратора, и на выходе $2^3$ (четвертого разряда этого счетчика) имеем меандр с $T_0 = T_Г \cdot 2^3 \approx 0{,}5$ с.

Работу дешифратора в формировании нужных сигналов и пауз можно проследить по эпюрам на рис. 4. Длительность каждого из трех включений реле K1: $T_{K1} = T_0 \cdot 2^{5-3} \approx 2$ с (предпоследнее включение могло бы быть и короче). Длительность каждого из двух включений реле K2: $T_{K2} = T_0 \approx 0{,}5$ с. На рис. 4 включение реле выделено тонированием.

Начальная фаза работы (ей соответствуют сигналы лог. 0 на выходах $2^8$, $2^9$, $2^{10}$, $2^{11}$ и $2^{12}$ счетчика DD6) завершается передачей в сеть номера, извлеченного из памяти телефона, и включением тревожного сигнала.

С появлением лог. 1 на выходе $2^{12}$ DD6 (это произойдет через $T_0 \cdot 2^{12-3} \approx 4$ мин) наступает заключительная фаза работы устройства: еще дважды включится реле K1, а затем по спаду импульса на выходе $2^6$ счетчика DD6 (на эпюре он отмечен стрелкой) на выходе элемента DD4.3 сформируется короткий импульс, переводящий триггер и счетчик устройства в исходное состояние. В этом состоянии при минимальном энергопотреблении (телефон выключен) линия




DD1, DD5 - К561ЛЕ5
DD3, DD4 - К561ЛА7
DD2 - К176ЛИ1
VT1...VT3 - КТ3102ЕМ
VD1...VD10 - КД522Б
HL1 - АЛ307КМ
K1, K2 - РЭС49 (паспорт РС4.569.421-03)

**Рис. 3**

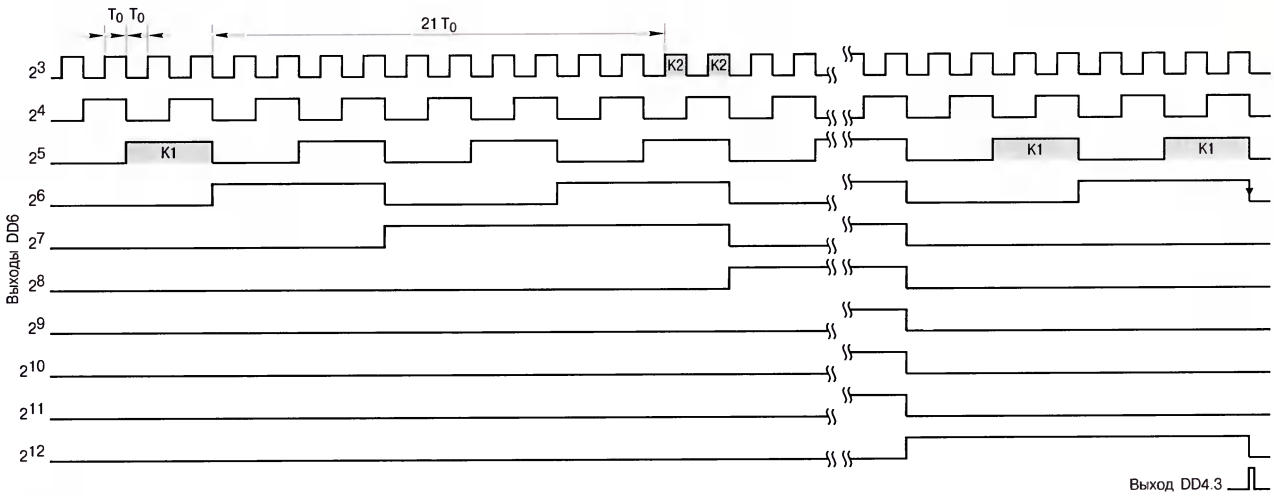



**Рис. 4**

связи останется до появления следующего сигнала тревоги.

Печатная плата управляющего устройства имеет размеры 55×85 мм. Все резисторы — МЛТ–0,125. Конденсатор С1 — любой оксидный диаметром не более 8 мм, остальные — КМ–6 или К10–17б. Пьезоизлучатель ВА1 — ЗП–1 или ЗП–22 — устанавливают около микрофона аппарата. Реле РЭС49 монтируют параллельно плате (выводы отгибают под прямым углом).

Мобильный аппарат и плату управляющего устройства крепят на общем основании. Соединения между ними выполняют обмоточным проводом ПЭВ–2 диаметром 0,1 мм (такой провод после подпайки к проводникам кнопок вскрытого телефона не помешает его сборке).

Тут же может быть установлен и источник питания — Li–Ion аккумулятор с напряжением 6 В и емкостью 0,5...1 А·ч. Максимальный отдаваемый им ток будет лишь чуть больше тока срабатывания реле (для РЭС49 на 6 В — 50 мА), а отбираемый от него в дежурном режиме ток настолько мал (0,5...1 мкА), что такой аккумулятор обеспечит автономную работу канала многие годы.

Однако лимитирующим фактором окажется здесь, скорее всего, не устройство управления, а сам сотовый телефон. Но даже далеко не лучший из них — Ericsson LX677, потребляющий в режиме «Выключено» 200 мкА, проработает в таком канале не менее четырех месяцев (его аккумулятор на 4,8 В имеет емкость 1,2 А·ч).

Напряжение источника питания может быть и другим. Как показал опыт, интервал $T_0$ остается практически неизменным в диапазоне питающих напряжений 4,5...12 В. Достаточно малым остается и ток дежурного режима: при $U_{ПИТ}$ = 12 В $I_{ДЕЖ} \approx$ 2...4 мкА.

Устройство управления само по себе наладки не требует. При необходимости можно увеличить $T_0$ (увеличив сопротивление резистора R3 или/и емкость конденсатора С2). Соответственно будут увеличены все связанные с $T_0$ временные интервалы. Уточнением сопротивления резистора R18 можно привести частоту тонального генератора к частоте механического резонанса пьезоизлучателя ВА1. Это увеличит громкость тревожного сигнала до максимума.

Если на криминальное вторжение охранная система реагирует включением мощной сирены, то встроенный генератор тревожного звукового сигнала (DD5, ВА1 и др.) не потребуется — микрофон мобильного телефона воспримет звучание самой сирены. Этот генератор не нужен и в том случае, если принимающий аппарат воспроизводит на своем табло номер передающего, так как этот вызов уже сам по себе является сигналом тревоги (полезно также, если время его прихода будет зафиксировано). Однако время передачи не рекомендуется уменьшать: в эти минуты микрофон передающего аппарата ведет "репортаж" с места события.

Выбирая мобильный телефон (подобный алгоритм управления имеют и другие модели) следует отдать предпочтение старому аппарату большого размера, поскольку подключение к кнопкам современного малогабаритного может оказаться слишком сложным. В любом случае эта операция потребует большой аккуратности. Обычно в аппарате действует функция автоматической блокировки клавиатуры, ее следует отключить через систему меню.

Если по каким–то причинам подключение к внутренним цепям телефона нежелательно, то управлять им можно так, как показано на рис. 5. Здесь: 1 — якорь реле, способного оказать на кнопку давление 150...200 г, 2 — удлинитель, 3 — кнопка телефона. Как показал опыт, таким электроприводом может служить реле РП21–УХЛ4 (~12 В), имеющее обмотку сопротивлением 15...20 Ом. Контактную группу с него надо снять. К выходу описанного устройства (к коллектору VT2 или VT3 на рис. 3) его подключают так, как показано на рис. 6. Устанавливать транзисторы КТ973А на теплоотводы не обязательно — перегреться они не успеют.

Относительно высокое напряжение питания (подходящего реле на 6 В автору подобрать не удалось) и значительный ток привода (около 0,5 А) не означает, что для питания устройства управления потребуется и значительно более мощный источник. Нужный ток отдаст обычный Ni–Cd аккумулятор емкостью 2...3 А·ч, в коротком разряде (а других здесь нет) эти аккумуляторы допускают превышение номинального разрядного тока в 10...20 раз. Годятся, конечно, и малогабаритные герметичные кислотные аккумуляторы.

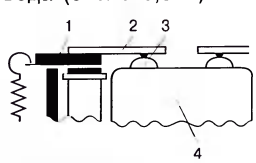



**Рис. 5**

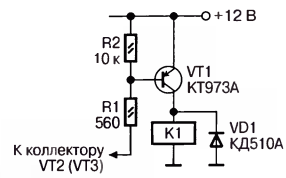



**Рис. 6**

Но какой смысл в том, что хозяин той же оставленной на зиму дачи узнает о ее вскрытии? Их, как минимум, два. Телефонный звонок в находящееся поблизости от дачи отделение милиции предоставляет его сотрудникам редкую возможность взять дачных грабителей на месте преступления. А появившийся с минимальной задержкой владелец может восстановить разрушенное и принять меры на будущее.

Очевидно, что сколько–нибудь широкое применение сотовой связи в охранной технике сделает воровство занятием заметно менее безопасным. Или хотя бы более дорогим. Во всяком случае, это реальная помощь правоохранительным органам, к которой они нас призывают.

**Юрий Виноградов,**
editor@dian.ru

Рисунок печатной платы и расстановку деталей на ней можно найти на сайте журнала **www.dian.ru** (за шестеренкой). Там же приведены изменения к плате для случая установки электромагнитного привода. Если нет доступа в Интернет, рисунки можно получить письмом, сделав запрос в редакцию.

# Измерение характеристик и идентификация параметров модели катушки индуктивности

*При моделировании электронных схем точность моделей — одно из важнейших условий получения правильных результатов. Автор предлагает способ определения параметров модели катушки индуктивности, обеспечивающий очень хорошее соответствие эксперименту.*

На практике для моделирования катушки индуктивности используются довольно простые модели (рис. 1), обеспечивающие приемлемую точность только в незначительной полосе частот и не учитывающие особенностей катушки на частотах значительно отличающихся от частоты собственного резонанса. В статье [1] описана модель (рис. 2), которая, по мнению ее авторов, является более универсальной по сравнению со стандартной моделью катушки индуктивности [2], применяемой для анализа цепей. Однако нигде не описаны методы идентификации параметров предлагаемой в [1] модели.

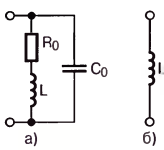



**Рис. 1**

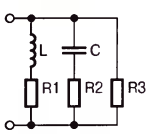



**Рис. 2**

Данная задача — идентификация параметров модели катушки индуктивности — является весьма нетривиальной и требует решения, так как модель [1] действительно обладает преимуществами по сравнению с используемыми моделями, представленными на рис. 1. Помимо задачи идентификации параметров универсальной модели катушки индуктивности необходимо решить задачу определения рабочего интервала частот модели.

Модель, приведенная на рис. 1, *б*, представляет реальную катушку индуктивности в виде идеальной катушки, характеризующейся единственным параметром — индуктивностью L. Модель, приведенная на рис. 1, *а*, учитывает паразитные параметры: $R_0$ — активное сопротивление провода, $C_0$ — емкость между витками и общим проводом и экраном, L — индуктивность катушки. При небольшой частоте падение напряжения на $R_0$ будет много меньше ЭДС самоиндукции, часть тока смещения, ответвляющаяся в $C_0$, будет меньше тока протекающего через L, т. е. паразитные параметры можно принять равными нулю и модель (рис. 1, *а*) превращается в модель (рис. 1, *б*).

Прежде, чем приступить к решению задачи идентификации, необходимо точно определиться с методикой получения характеристик, на которые можно опереться при идентификации параметров.

Используются два способа, результатом которых является зависимость добротности катушки от частоты.

Первый способ — использование батареи емкостей для измерения резонансной частоты и полосы пропускания контура, образованного исследуемой катушкой совместно с каждой емкостью батареи. На основании данных о резонансной частоте и полосе пропускания рассчитывается действующая добротность [1] контура, которая определяется в основном добротностью катушки индуктивности [3]:

$$Q_{дейст} = Q_L = f_{рез}/П_f.$$

Для первого метода определения зависимости добротности от частоты достаточно вольтметра, осциллографа и генератора.

Второй метод связан с использованием измерителя добротности [4], который является достаточно универсальным прибором для измерения параметров цепей на высоких частотах. Измеритель добротности позволяет не только определить добротность катушки индуктивности, но и провести ряд дополнительных измерений индуктивности. сопротивления потерь и собственной емкости катушек.

Подсоединив измеряемую катушку к измерителю добротности и установив необходимую частоту генератора, изменением емкости образцового конденсатора следует настроить контур в резонанс по максимуму отклонения стрелки индикатора добротности. В результате получим действующее значение добротности контура. Так как образцовый воздушный конденсатор измерителя добротности имеет незначительные потери, можно считать, что измеренное значение добротности контура определяется лишь катушкой.

И в первом, и во втором методе действующее значение индуктивности измеряемой катушки определяется косвенным методом по известным значениям частоты и образцовой емкости:

$$L_д = 1/(C_0\omega^2) = 1/(4\pi^2 f^2 C_0).$$

Сопротивление потерь катушки:

$$R_L = 1/(\omega C_0 Q).$$

Измерение индуктивности катушек как первым методом, так и с помощью измерителя добротности, позволяет определить только действующую индуктивность катушки [4]. Если же необходимо знать истинное значение индуктивности, то следует определить собственную емкость катушки, что можно сделать способом, описанным в [2]. При двух измерениях добротности на разных частотах и настройке в резонанс будет справедливо равенство

$$f_2^2/f_1^2 = (C_{обр2}+C_L)/(C_{обр1}+C_L),$$

тогда, если обозначить квадрат отношения частот как $n = f_2^2/f_1^2$, собственная емкость будет определяется по формуле:

$$C_L = (C_{обр2} - nC_{обр1})/(n - 1).$$

Второй способ измерения добротности катушки индуктивности является наиболее приемлемым из-за более высокой точности, так как для измерений используется только один прибор, данные измерений практически не нуждаются в обработке и их можно непосредственно использовать для идентификации параметров моделей катушек. В работе использовались измерители добротности Е7-11 и ВМ-430 фирмы Tesla с наборами образцовых катушек индуктивности со значением добротности порядка нескольких сотен по паспорту прибора [5]. Данные приборы имеют собственную погрешность измерений не более 4...5 %.

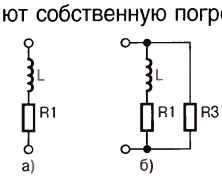



**Рис. 3**

Прежде чем приступать к идентификации параметров универсальной модели (рис. 2), необходимо определить начальные приближения для сопротивлений R1, R2 и R3. Для этого используются еще две вспомогательные модели, представленные на рис. 3.

Модели, приведенные на рис. 3, могут быть использованы в диапазоне частот, соизмеримом с полосой пропускания колебательного контура при применении моделируемой катушки индуктивности. Универсальная модель точна в полосе частот, соизмеримой с частотой собственного резонанса. Сопротивление R3, добавленное в универсальную модель, позволяет учесть различные потери в катушке, в том числе и потери в ферритовом сердечнике.

Сопротивление R2 приближенно определяется как сопротивление потерь в полосе пропускания катушки на собственном резонансе.

В основе предлагаемого способа идентификации параметров моделей катушки индуктивности лежит метод наименьших квадратов [3]. Задача идентификации параметров моделей, приведенных на рис. 3, проста, и описывать ее решение мы не будем.

Целевой функцией является выражение

$$S = \sum_{i=1}^{N}\left[\frac{d_{mi}}{d_{\omega i}} - 1\right]^2,$$

где $d_\omega$ — измеренное значение обратной добротности.

Для модели (рис. 3, *а*) значение обратной добротности:

$$d_m = R1/\omega L,$$

что позволяет определить значение начального приближения для R1.

Выражение для обратной добротности универсальной модели имеет более сложный вид

$$d_m = \frac{\frac{1}{R3} + \frac{R1}{R1^2 + (\omega L)^2} + \frac{R2}{R2^2 + \left(\frac{1}{\omega C_0}\right)^2}}{\frac{\omega L}{R1^2 + (\omega L)^2} - \frac{\omega C_0}{1 + (R2\omega C_0)^2}}$$

Несложно заметить, что $d_m$ линейно зависит от проводимости G3=1/R3, тогда выражая G3 через R3 из условия $\partial S / \partial G3 = 0$, можно свести задачу двумерной минимизации S(R1, R3) к задаче одномерной минимизации S(R1), которая численно возможна при любых условиях.

Для снижения числа шагов алгоритма поиска минимума достаточно точно определить начальные приближения, используя методику, описанную выше, и данные о параметрах вспомогательных моделей, приведенных на рис. 3.

На рис. 4 показано распределение относительной погрешности моделирования для каждой точки измеренной характеристики в процентах в измеренном интервале частот. Очевидно, что погрешность моделирования соизмерима с погрешностью измерений, и результаты идентификации можно считать действительными. Идентификация проводилась для катушки Tesla BM–430–1.

Помимо вышеуказанной катушки были измерены характеристики еще 15–ти различных катушек индуктивности. Данные об идентификации их параметров сведены в табл. 1. В таблице: s — относительная погрешность моделирования; $|d|_{max}$ — максимальная погрешность моделирования; L, C, R1, R2, R3 — параметры универсальной модели катушки индуктивности.

Для сравнения и проверки приведем аналогичные данные для модели катушки, представленной на рис. 1, *а*, и для вспомогательных моделей.

Все измеренные характеристики, использованные для получения результатов, представленных в табл. 1 и 2, были получены для максимально возможного диапазона частот, причем для всех использованных катушек максимально возможный диапазон частот составляет октаву или более в районе собственной резонансной частоты катушки.

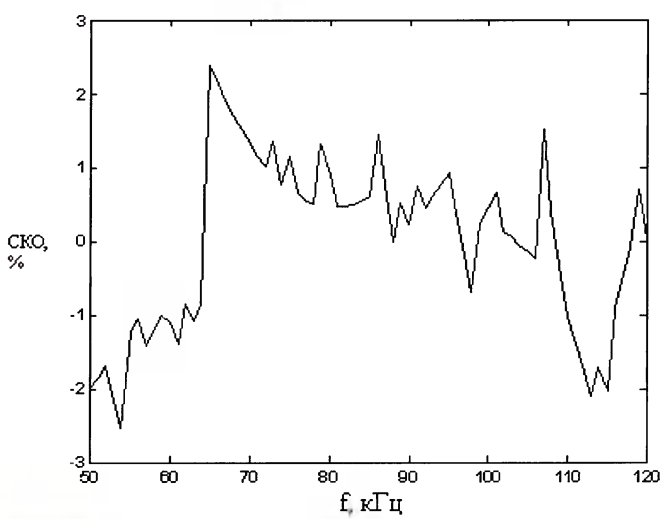



**Рис. 4**

Таблица 1. Результаты идентификации параметров универсальной модели катушки индуктивности

| № | Катушка | σ | \|δ\|MAX | R1, Ом | R2, Ом | R3, кОм | L, мкГн | C, пФ |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 1 | 5.775.995-01 | 5,42e-4 | 0,0264 | 0,0087 | 0,166 | 5,639 | 0,1089 | 10,041 |
| 2 | BM430-1 | 0,0014 | 0,0256 | 16,024 | 111,397 | 3515,3 | 27900 | 10,155 |
| 3 | BM430-2 | 0,0027 | 0,0247 | 5,448 | 5,448 | 1003,9 | 10100 | 24,709 |
| 4 | BM430-3 | 0,001 | 0,0125 | 3,129 | 24,973 | 515,28 | 3800 | 22,334 |
| 5 | BM430-4 | 0,0013 | 0,0098 | 1,146 | 9,489 | 674,07 | 999,94 | 24,934 |
| 6 | BM430-5 | 0,0014 | 0,0154 | 0,682 | 5,820 | 321,26 | 303,46 | 20,652 |
| 7 | BM430-6 | 0,0023 | 0,0203 | 0,515 | 2,746 | 141,68 | 113,20 | 36,726 |
| 8 | BM430-7 | 0,0014 | 0,0199 | 0,257 | 1,977 | 63,09 | 34,567 | 21,452 |
| 9 | BM430-8 | 0,0017 | 0,0134 | 0,173 | 1,366 | 102,41 | 12,787 | 16,851 |
| 10 | BM430-9 | 0,0042 | 0,0328 | 0,0792 | 0,990 | 21,18 | 5,841 | 16,547 |
| 11 | BM430-10 | 0,0062 | 0,0704 | 0,0294 | 0,303 | 14,179 | 1,498 | 21,721 |
| 12 | BM430-11 | 0,0029 | 0,0331 | 0,0321 | 0,346 | 10,002 | 0,5523 | 3,8559 |
| 13 | BM430-12 | 0,0013 | 0,0176 | 0,0238 | 0,261 | 5,594 | 0,5544 | 16,375 |

Таблица 2. Результаты идентификации параметров стандартной модели катушки индуктивности и вспомогательных моделей

| № | Катушка | Модель рис. 1, *а* | | | Модель рис. 3, *а* | | | Модель рис. 3, *б* | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | R, Ом | σ | \|δ\|max | R, Ом | σ | \|δ\|max | R1, Ом | R2, Ом | σ | \|δ\|max |
| 1 | BM430-1 | 19,085 | 0,0101 | 0,1658 | 2,65e8 | 0,0494 | 0,8356 | 15,7198 | 1,599e6 | 0,0016 | 0,0289 |
| 2 | BM430-2 | 7,137 | 0,0396 | 0,3210 | 2,11e9 | 0,1004 | 0,8620 | 4,9283 | 8,864e5 | 0,0029 | 0,0273 |
| 3 | BM430-3 | 4,216 | 0,0237 | 0,1902 | 2,12e10 | 0,0317 | 0,3114 | 2,3277 | 3,767e5 | 0,0012 | 0,0093 |
| 4 | BM430-4 | 1,9572 | 0,0127 | 0,0785 | 1,205e11 | 0,0111 | 0,0919 | 0,8945 | 2,207e5 | 0,0018 | 0,0135 |
| 5 | BM430-5 | 1,1394 | 0,0318 | 0,2313 | 6,864e11 | 0,0344 | 0,3002 | 0,5662 | 1,264e5 | 0,0019 | 0,0120 |
| 6 | BM430-6 | 0,3751 | 0,0531 | 0,3732 | 4,191e12 | 0,1406 | 0,7710 | 0,3814 | 1,28e10 | 0,0549 | 0,3666 |
| 7 | BM430-7 | 0,3116 | 0,0041 | 0,0667 | 2,617e13 | 0,0646 | 0,6048 | 0,3139 | 5,552e7 | 0,0044 | 0,0620 |
| 8 | BM430-8 | 0,2160 | 0,0091 | 0,0564 | 1,189e14 | 0,0369 | 0,2648 | 0,1731 | 9,968e4 | 0,0019 | 0,0135 |
| 9 | BM430-9 | 0,1565 | 0,0113 | 0,0833 | 3,043e14 | 0,0121 | 0,0931 | 0,0797 | 2,109e4 | 0,0047 | 0,0334 |
| 10 | BM430-10 | 0,0462 | 0,0353 | 0,3412 | 0,3034 | 0,2236 | 1,1000 | 0,0295 | 1,406e4 | 0,0065 | 0,0695 |
| 11 | BM430-11 | 0,0525 | 0,0262 | 0,2757 | 0,3460 | 0,1644 | 1,300 | 0,0321 | 9,969e3 | 0,0032 | 0,0323 |
| 12 | BM430-12 | 0,0412 | 0,0166 | 0,1004 | 0,2612 | 0,2774 | 1,432 | 0,0281 | 1,097e4 | 0,0021 | 0,0116 |

Если сравнить результаты, представленные в табл. 1 и 2, то можно сделать вывод, что универсальная модель действительно является более точной по сравнению с используемыми в настоящее время моделями, а разработанные методы идентификации параметров модели позволяют приблизить точность моделирования к точности измерений.

Данный вывод не будет являться полным без решения задачи определения рабочего диапазона использованных моделей. Для решения данной задачи исследуем погрешности (s, $|d|_{max}$) для моделей катушки в различных частотных диапазонах. Данные об исследовании катушки в различных частотных диапазонах приведены в табл. 3. В этой таблице и в табл. 4 диапазон 1 соответствует частотам до максимума добротности, диапазон 2 — частотам после максимума, диапазон 3 — частотам в полосе пропускания максимума добротности.

Данные из табл. 3 не позволяют говорить о полных преимуществах универсальной модели в различных диапазонах, кроме того, что универсальная модель подтвердила свою более высокую точность. В табл. 4 для катушки Tesla BM430–3 приведены значения параметров моделей в тех же диапазонах. Поскольку значения собственной емкости катушки и индуктивности одинаковы для всех моделей, указаны только значения сопротивлений.

На основании данных табл. 1—4 можно сделать вывод о том, что универсальная модель действительно обладает более высокой точностью по сравнению с используемыми моделями и обеспечивает моделирование катушки индуктивности в полосе частот, соизмеримой с частотой собственного резонанса катушки индуктивности.

Разработанные автором методики идентификации параметров являются компактно реализуемыми на любом языке программирования и легки для повторения. Описанная выше универсальная модель катушки индуктивности была опробована для точного расчета акустических фильтров 5 и 6 порядков, где показала лучшие результаты, чем применяемая ранее простая модель (рис. 1), что позволило при макетировании фильтров достичь точности не хуже 2 % от результатов моделирования. Кроме того, методика идентификации параметров использовалась для анализа и контроля качества намотки катушек индуктивности, при этом как уже говорилось выше, точность моделирования сравнима с точностью измерений. Применение данного метода идентификации па-

Таблица 3. Данные об исследовании модели катушки индуктивности в различных частотных диапазонах

| Модели | Погрешности | Диапазон 1 | Диапазон 2 | Диапазон 3 |
|---|---|---|---|---|
| Универсальная (рис. 2) | σ | 9,803e-5 | 3,594e-4 | 4,973e-4 |
| | $\|\delta\|_{max}$ | 4,556e-4 | 0,0020 | 0,0035 |
| Вспомогательная (рис. 3, *а*) | σ | 0,0146 | 0,0114 | 0,0161 |
| | $\|\delta\|_{max}$ | 0,0615 | 0,0528 | 0,1090 |
| Стандартная (рис. 1, *а*) | σ | 0,0116 | 0,0137 | 0,0161 |
| | $\|\delta\|_{max}$ | 0,0476 | 0,0654 | 0,0960 |
| Вспомогательная (рис. 3, *б*) | σ | 9,748e-5 | 3,685e-4 | 5,937e-4 |
| | $\|\delta\|_{max}$ | 4,301e-4 | 0,0020 | 0,0042 |

Таблица 4. Параметры моделей для различных частотных диапазонов

| Модели | Параметры | Диапазон 1 | Диапазон 2 | Диапазон 3 | Полный диапазон |
|---|---|---|---|---|---|
| Универсальная (рис. 2) | R1 | 2,2513 | 2,7559 | 2,4558 | 3,129 |
| | R2 | 16,4629 | 22,1910 | 33,3637 | 24,973 |
| | R3 | 357,55 | 442,39 | 926,9 | 515,28 |
| Вспомогательная (рис. 3, *а*) | R1 | 2,249e10 | 1,856e10 | 2,043e10 | 2,12e10 |
| Стандартная (рис. 1, *а*) | R1 | 4,1096 | 6,1345 | 4,9588 | 4,216 |
| Вспомогательная (рис. 3, *б*) | R1 | 2,2731 | 2,7835 | 2,4567 | 2,3277 |
| | R2 | 3,717e5 | 4,533e5 | 3,983e5 | 3,767e5 |

раметров универсальной модели в комплексе с автоматизированным стендом измерения характеристик позволит получить малый разброс параметров в партиях катушек индуктивности при их промышленном производстве.

**Виталий Щебет,**
colonel-ieee@mail.ru

*Литература:*

1. *Н. Д. Бирюк. Колебательный контур в электро- и радиоизмерениях. — Известия ВУЗов, Электроника, изд. ВГУ, 1997, № 3–4, с. 151, 152.*

*2. П. П. Чураков, Б. Л. Свистунов. Измерители параметров катушек индуктивности. — Изд-во Пенз. гос. ун-та, 1998, с. 180.*

*3. В. П. Попов. Основы теории цепей. Учебник для ВУЗов.*

*4. Б. П. Хромой, Ю. Г. Моисеев. Электрорадиоизмерения, — М.: Радио и связь, 1985.*

*5. Паспорт на прибор Е7-11.*

*6. Паспорт на прибор ВМ-370.*

*7. А. И. Долгинов. Резонанс в электрических цепях и системах. — М.: Энергоиздат, 1957, с. 328.*

*8. К. С. Полулях. Резонансные методы измерений. — М.: Энергия, 1980, с. 119.*

**(Продолжение. Начало — №7/2002)**

# Использование шаблонов HDL-редактора при создании описаний цифровых устройств с помощью языка VHDL

**RAMB16_S18, RAMB16_S36** — примеры декларации компонентов, описывающих однопортовое ОЗУ с контролем по четности и информационной емкостью 16384 бит с организацией 1024 слова × 16 разрядов и 512 слов × 32 разряда соответственно. Их текст имеет ту же структуру, что и в предыдущем шаблоне, и отличается только диапазоном изменения индексов для векторов, описывающих адресные и информационные входы и выходы.

**RAMB16_S1_S1** представляет собой образец применения компонента двухпортового ОЗУ, информационная емкость которого составляет 16384 бит при организации каждого порта 16384 слова × 1 разряд. При необходимости параметры инициализации содержимого запоминающего устройства и соответствующие атрибуты, приведенные в шаблоне, должны быть дополнены требуемым количеством аналогичных строк для охвата всего диапазона адресов.

```
-- Component RAMB16_S1_S1 --
component RAMB16_S1_S1
- synopsys translate_off
  generic (
      WRITE_MODE_A : string := «WRITE_FIRST»;
      WRITE_MODE_B : string := «WRITE_FIRST»;
      INIT_A : bit_vector  := X»0";
      SRVAL_A : bit_vector := X»0";
      INIT_B : bit_vector  := X»0";
      SRVAL_B : bit_vector := X»0";
                            INIT_00    :    bit_vector    :=
X»0000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000";
                            INIT_01    :    bit_vector    :=
X»0000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000";
                            INIT_02    :    bit_vector    :=
X»0000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000";
                            INIT_03    :    bit_vector    :=
X»0000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000";
    );
  - synopsys translate_on
    port (DIA    : in STD_LOGIC_VECTOR (0 downto 0);
          DIB    : in STD_LOGIC_VECTOR (0 downto 0);
          ENA    : in STD_logic;
          ENB    : in STD_logic;
          WEA    : in STD_logic;
          WEB    : in STD_logic;
          SSRA   : in STD_logic;
          SSRB   : in STD_logic;
          CLKA   : in STD_logic;
          CLKB   : in STD_logic;
          ADDRA  : in STD_LOGIC_VECTOR (13 downto 0);
          ADDRB  : in STD_LOGIC_VECTOR (13 downto 0);
          DOA    : out STD_LOGIC_VECTOR (0 downto 0);
          DOB    : out STD_LOGIC_VECTOR (0 downto 0)
        );
  end component;

  attribute INIT_00: string;
  attribute INITP_00: string;
  ...
  attribute  INIT_00  of  RAMB_EXAMPLE  :  label  is
«0000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000»;
  attribute  INIT_01  of  RAMB_EXAMPLE  :  label  is
«0000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000»;
```

**RAMB16_S1_S2, RAMB16_S1_S4, RAMB16_S2_S2, RAMB16_S2_S4, RAMB16_S4_S4** содержат шаблоны декларации и инициализации компонентов двухпортового блочного ОЗУ информационной емкостью 16384 бит с организацией портов соответственно: 16384 слова × 1 разряд и 8192 слова × 2 разряда; 16384 слова × 1 разряд и 4096 слов × 4 разряда; 8192 слова × 2 разряда и 8192 слова × 2 разряда; 8192 слова × 2 разряда и 4096 слов × 4 разряда; 4096 слов × 4 разряда и 4096 слов × 4 разряда. Их текст отличается от предыдущего только верхней границей диапазона, в пределах которого находятся индексы векторов, описывающих адресные и информационные входы и выходы.

**RAMB16_S1_S9, RAMB16_S1_S18, RAMB16_S1_S36, RAMB16_S2_S9, RAMB16_S2_S18, RAMB16_S2_S36, RAMB16_S4_S9, RAMB16_S4_S18, RAMB16_S4_S36** представляют собой примеры использования компонентов двухпортового ОЗУ информационной емкостью 16384 бит, второй порт которого выполнен с контролем по четности. Перечисленные компоненты имеют различную организацию каждого порта доступа соответственно: 16384 слова × 1 разряд и 2048 слов × 8 разрядов; 16384 слова × 1 разряд и 1024 слова × 16 разрядов; 16384 слова × 1 разряд и 512 слов × 32 разряда; 8192 слова × 2 разряда и 2048 слов × 8 разрядов; 8192 слова × 2 разряда и 1024 слова × 16 разрядов; 8192 слова × 2 разряда и 512 слов × 32 разряда; 4096 слов × 4 разряда и 2048 слов × 8 разрядов; 4096 слов × 4 разряда и 1024 слова × 16 разрядов; 4096 слов × 4 разряда и 512 слов × 32 разряда. Эти шаблоны имеют одинаковую структуру и отличаются только длиной векторов, описывающих адресные и информационные входы и выходы запоминающего устройства. Ниже приведен текст шаблона RAMB16_S1_S9.

```
-- Component RAMB16_S1_S9 --
component RAMB16_S1_S9
- synopsys translate_off
  generic (
       WRITE_MODE_A : string := «WRITE_FIRST»;
       WRITE_MODE_B : string := «WRITE_FIRST»;
       INIT_A : bit_vector  := X»0";
       SRVAL_A : bit_vector := X»0";
       INIT_B : bit_vector  := X»000";
       SRVAL_B : bit_vector  := X»000";
                              INITP_00    :    bit_vector    :=
X»0000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000";
                              INITP_01    :    bit_vector    :=
X»0000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000";
                              INITP_02    :    bit_vector    :=
X»0000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000";
                              INITP_03    :    bit_vector    :=
X»0000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000";
                               INIT_00    :    bit_vector    :=
X»0000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000";
                               INIT_01    :    bit_vector    :=
X»0000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000";
                               INIT_02    :    bit_vector    :=
X»0000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000";
                               INIT_03    :    bit_vector    :=
X»0000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000";
    );
  - synopsys translate_on
    port (DIA    : in STD_LOGIC_VECTOR (0 downto 0);
          DIB    : in STD_LOGIC_VECTOR (7 downto 0);
          DIPB   : in STD_LOGIC_VECTOR (0 downto 0);
          ENA    : in STD_logic;
          ENB    : in STD_logic;
          WEA    : in STD_logic;
          WEB    : in STD_logic;
          SSRA   : in STD_logic;
          SSRB   : in STD_logic;
          CLKA   : in STD_logic;
          CLKB   : in STD_logic;
          ADDRA  : in STD_LOGIC_VECTOR (13 downto 0);
          ADDRB  : in STD_LOGIC_VECTOR (10 downto 0);
          DOA    : out STD_LOGIC_VECTOR (0 downto 0);
          DOB    : out STD_LOGIC_VECTOR (7 downto 0);
          DOPB   : out STD_LOGIC_VECTOR (0 downto 0)
         );
  end component;

  attribute INIT_00: string;
  attribute INITP_00: string;
  ...
  attribute   INIT_00   of   RAMB_EXAMPLE   :   label   is
«0000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000»;
  attribute   INITP_00   of   RAMB_EXAMPLE   :   label   is
«0000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000»;
```

**RAMB16_S9_S9, RAMB16_S9_S18, RAMB16_S9_S36, RAMB16_S18_S18, RAMB16_S18_S36, RAMB16_S36_S36** содержат образцы декларации и инициализации компонентов двухпортового ОЗУ информационной емкостью 16384 бит с контролем по четности для каждого порта. Одноименные компоненты представляют собой запоминающие устройства с организацией соответственно: 2048 слов × 8 разрядов и 2048 слов × 8 разрядов; 2048 слов × 8 разрядов и 1024 слова × 16 разрядов; 2048 слов × 8 разрядов и 512 слов × 32 разряда; 1024 слова × 16 разрядов и 1024 слова × 16 разрядов; 1024 слова × 16 разрядов и 512 слов × 32 разряда; 512 слов × 32 разряда и 512 слов × 32 разряда. Содержание указанных шаблонов отличается только диапазоном изменения индексов для векторов, описывающих адресные и информационные входы и выходы, поэтому ниже приведен текст лишь одного описания RAMB16_S9_S9.

```
—— Component RAMB16_S9_S9 ——
component RAMB16_S9_S9
- synopsys translate_off
  generic (
       WRITE_MODE_A : string := «WRITE_FIRST»;
       WRITE_MODE_B : string := «WRITE_FIRST»;
       INIT_A : bit_vector := X»000";
       SRVAL_A : bit_vector  := X»000";
       INIT_B : bit_vector  := X»000";
       SRVAL_B : bit_vector  := X»000";
                              INITP_00    :    bit_vector    :=
X»0000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000";
                              INITP_01    :    bit_vector    :=
X»0000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000";
                              INITP_02    :    bit_vector    :=
X»0000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000";
                              INITP_03    :    bit_vector    :=
X»0000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000";
                               INIT_00    :    bit_vector    :=
X»0000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000";
                               INIT_01    :    bit_vector    :=
X»0000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000";
                               INIT_02    :    bit_vector    :=
X»0000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000";
                               INIT_03    :    bit_vector    :=
X»0000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000";
    );
  - synopsys translate_on
    port (DIA    : in STD_LOGIC_VECTOR (7 downto 0);
          DIB    : in STD_LOGIC_VECTOR (7 downto 0);
          DIPA   : in STD_LOGIC_VECTOR (0 downto 0);
          DIPB   : in STD_LOGIC_VECTOR (0 downto 0);
          ENA    : in STD_logic;
          ENB    : in STD_logic;
          WEA    : in STD_logic;
          WEB    : in STD_logic;
          SSRA   : in STD_logic;
          SSRB   : in STD_logic;
          CLKA   : in STD_logic;
          CLKB   : in STD_logic;
          ADDRA  : in STD_LOGIC_VECTOR (10 downto 0);
          ADDRB  : in STD_LOGIC_VECTOR (10 downto 0);
          DOA    : out STD_LOGIC_VECTOR (7 downto 0);
          DOB    : out STD_LOGIC_VECTOR (7 downto 0);
          DOPA   : out STD_LOGIC_VECTOR (0 downto 0);
          DOPB   : out STD_LOGIC_VECTOR (0 downto 0)
         );
  end component;

  attribute INIT_00: string;
  attribute INITP_00: string;
  ...
  attribute   INIT_00   of   RAMB_EXAMPLE   :   label   is
«0000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000»;
  attribute   INITP_00   of   RAMB_EXAMPLE   :   label   is
«0000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000000»;
```

**Валерий Зотов,**
walerry@euro.ru

*Продолжение следует*

(Продолжение. Начало — № 4/2001)

# PSpice–модели цифровых устройств

## Триггеры

Триггеры имеют динамическое и потенциальное управление. Каждый компонент может содержать один или несколько триггеров в корпусе, у которых общими могут быть сигналы установки, сброса и тактовой синхронизации (рис. 16). Форма описания включения триггеров в схему стандартная и соответствует обобщенной форме описания цифрового компонента приведенной в начале предыдущей статьи. Перечень триггеров приведен в табл. 13.

Модели динамики триггеров с динамическим управлением имеют формат:

.MODEL *<имя модели>* UEFF [(*параметры*)]

Параметры модели триггеров с динамическим управлением типа UEFF приведены в табл. 14 (значения по умолчанию — 0, единица измерения — с). Знак «/» означает «или»; например, запись S/R означает сигнал S или R.

Модель динамики триггеров с потенциальным управлением имеет формат:

.MODEL *<имя модели>* UGFF [*(параметры)*]

Параметры моделей триггеров с потенциальным управлением типа UGFF приведены в табл. 15 (значения по умолчанию — 0, единица измерения — с).

По умолчанию в начальный момент времени выходные состояния триггеров приняты неопределенными (состояния X). Они остаются таковыми до подачи сигналов установки или сброса или до перехода триггера в определенное состояние.

Определенное начальное состояние триггеров устанавливается с помощью параметра DIGINITSTATE директивы .OPTIONS.

В моделях триггеров имеются параметры, характеризующие минимальные длительности сигналов установки и сброса и минимальную длительность импульсов. Если эти параметры больше нуля, то в процессе моделирования длительность подаваемых на триггеры импульсов сравнивается с этими значениями и и при наличии слишком коротких импульсов на экран выдаются предупреж–

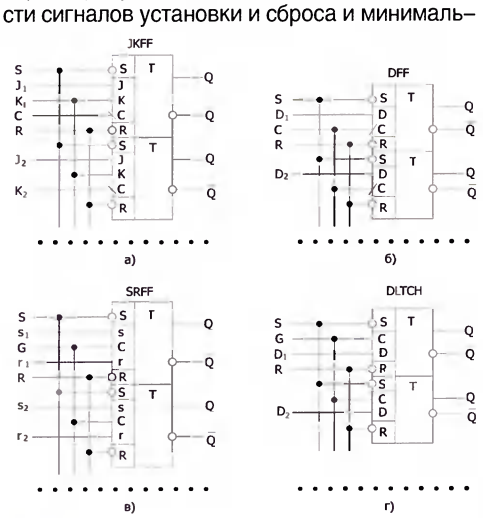



**Рис. 16**

*Примечание к рис. 16*: а — JK–триггер со срабатыванием по спаду входного сигнала и установкой и сбросом сигналом лог. 0; б — D–триггер со срабатыванием по нарастанию входного сигнала и установкой и сбросом сигналом лог. 0; в — синхронный двухтактный RS–триггер; г — синхронный однотактный D–триггер.

Таблица 13. Перечень триггеров

| Тип | Параметры | Порядок перечисления выводов | Функциональное назначение |
|---|---|---|---|
| *Триггеры с динамическим управлением* | | | |
| JKFF | Число триггеров | S, R, C, $J_1$, $J_2$,..., $K_1$, $K_2$, ..., $Q_1$, $Q_2$,.... $\overline{Q_1}$, $\overline{Q_2}$, ... | JK-триггер с отрицательным фронтом срабатывания и низким уровнем сигнала установки и сброса |
| DFF | Число триггеров | S, R, C, $D_1$, $D_2$,..., $Q_1$, $Q_2$, ..., $\overline{Q_1}$, $\overline{Q_2}$, ... | D-триггер с положительным фронтом срабатывания и низким уровнем сигнала установки и сброса |
| *Триггеры с потенциальным управлением* | | | |
| SRFF | Число триггеров | S, R, G, $S_1$, $S_2$,..., $R_1$, $R_2$, ..., $Q_1$, $Q_2$,..., $\overline{Q_1}$, $\overline{Q_2}$, ... | Двухтактный синхронный RS-триггер |
| DLTCH | Число триггеров | S, R, G, $D_1$, $D_2$,..., $Q_1$, $Q_2$, ..., $\overline{Q_1}$, $\overline{Q_2}$, ... | Однотактный синхронный D-триггер |

Таблица 14. Параметры моделей триггеров с динамическим управлением

| Идентификатор | Параметр |
|---|---|
| TPPCQLHMN | Задержка перехода 0 → 1 со входа S/R к выходам Q/$\overline{Q}$, минимальное значение |
| TPPCQLHTY | То же, типовое значение |
| TPPCQLHMX | То же, максимальное значение |
| TPPCQHLMN | Задержка перехода 1 → 0 со входа S/R к выходам Q/$\overline{Q}$, минимальное значение |
| TPPCQHLTY | То же, типовое значение |
| TPPCQHLMX | То же, максимальное значение |
| TWPCLMN | Максимальная длительность сигнала 0 на входе S/R, минимальное значение |
| TWPCLTY | То же, типовое значение |
| TWPCLMX | То же, максимальное значение |
| TPCLKQLHMN | Задержка перехода 0 → 1 от фронта импульса C/$\overline{C}$ до выхода Q/$\overline{Q}$, минимальное значение |
| TPCLKQLHTY | То же, типовое значение |
| TPCLKQLHMX | То же, максимальное значение |
| TPCLKQHLMN | Задержка перехода 1 → 0 от фронта импульса C/$\overline{C}$ до выхода Q/$\overline{Q}$, минимальное значение |
| TPCLKQHLTY | То же, типовое значение |
| TPCLKQHLMX | То же, максимальное значение |
| TWCLKLMN | Минимальная длительность сигнала 0 на входе C/$\overline{C}$, минимальное значение |
| TWCLKLTY | То же, типовое значение |
| TWCLKLMX | То же, максимальное значение |
| TWCLKHMN | Минимальная длительность сигнала 1 на входе C/$\overline{C}$, минимальное значение |
| TWCLKHTY | То же, типовое значение |
| TWCLKHMX | То же, максимальное значение |
| TSUDCLKMN | Время подготовки к работе по входам J/K/D перед действием фронта синхроимпульса C, минимальное значение |
| TSUDCLKTY | То же, типовое значение |
| TSUDCLKMX | То же, максимальное значение |
| TSUPCCLKHMN | Длительность сигнала «1» на входах S/R при действии фронта синхроимпульса C/$\overline{C}$, минимальное значение |
| TSUPCCLKHTY | То же, типовое значение |
| TSUPCCLKHMX | То же, максимальное значение |
| THDCLKMN | Длительность сигнала на входе J/K/D после действия фронта синхроимпульса C/$\overline{C}$, минимальное значение |
| THDCLKTY | То же, типовое значение |
| THDCLKMX | То же, максимальное значение |

Таблица 15. Параметры моделей триггеров с потенциальным управлением

| Идентификатор | Параметр |
|---|---|
| TPPCQLHMN | Задержка перехода 0→1 значение со входа S/R к выходам Q/ $\bar{Q}$ , минимальное значение |
| TPPCQLHTY | То же, типовое значение |
| TPPCQLHMX | То же, максимальное значение |
| TPPCQHLMN | Задержка перехода 1 →0 со входа S/R к выходам Q/ $\bar{Q}$ , минимальное значение |
| TPPCQHLTY | То же, типовое значение |
| TPPCQHLMX | То же, максимальное значение |
| TWPCLMN | Минимальная длительность сигнала 0 на входе S/R, минимальное значение |
| TWPCLTY | То же, типовое значение |
| TWPCLMX | То же, максимальное значение |
| TPGQLHMN | Задержка перехода 0 → 1 от фронта импульса синхронизации G до выхода Q/ $\bar{Q}$ , минимальное значение |
| TPGQLHTY | То же, типовое значение |
| TPGQLHMX | То же, максимальное значение |
| TPGQHLMN | Задержка перехода 1→0 от фронта импульса синхронизации G до выхода Q/ $\bar{Q}$ , минимальное значение |
| TPGQHLTY | То же, типовое значение |
| TPGQHLMX | То же, максимальное значение |
| TPDQLHMN | Задержка перехода 0 → 1 от входа S/R/D до выхода Q/ $\bar{Q}$ |
| TPDQLHTY | То же, типовое значение |
| TPDQLHMX | То же, максимальное значение |
| TPDQHLMN | Задержка перехода 1 → 0 от входа S/R/D до выхода Q/ $\bar{Q}$ |
| TPDQHLTY | То же, типовое значение |
| TPDQHLMX | То же, максимальное значение |
| TWGHMN | Минимальная длительность сигнала «1» на входе G, минимальное значение |
| TWGHTY | То же, типовое значение |
| TWGHMX | То же, максимальное значение |
| TSUDGMN | Время подготовки к работе по входам S/R/D перед действием фронта синхроимпульса G, минимальное значение |
| TSUDGTY | То же, типовое значение |
| TSUDGMX | То же, максимальное значение |
| TSUPCGHMN | Длительность сигнала «1» на входах S/R при действии фронта синхроимпульса G, минимальное значение |
| TSUPCGHTY | То же, типовое значение |
| TSUPCGHMX | То же, максимальное значение |
| THDGMN | Длительность сигнала на входе S/R/D после действия фронта синхроимпульса G, минимальное значение |
| THDGTY | То же, типовое значение |
| THDGMX | То же, максимальное значение |

дающие сообщения (Warning messages), которые также передаются в программу Probe и заносятся в выходной файл с расширением *.OUT.

Пример модели D-триггера 564ТМ2:

```
* ------------------------
.subckt 564TM2  S R C D Q N
+    optional: VDD=$G_CD4000_VDD VSS=$G_CD4000_VSS
+    params: MNTYMXDLY=0 IO_LEVEL=0
U1 inva(2) VDD VSS
+    S R   PREB CLRB
+    DO_GATE IO_4000B IO_LEVEL={IO_LEVEL}
U2 dff(1) VDD VSS
+    PREB CLRB  C D  Q N
+           D_564TM2_1  IO_4000B  MNTYMXDLY={MNTYMXDLY}
IO_LEVEL={IO_LEVEL}
.ends
```

## Источники постоянных логических сигналов

Эти компоненты имеют выходы, но не имеют входов. Логический уровень выходного сигнала равен 1 для источников PULLUP и 0 для источников PULLDN.

Внутреннее сопротивление источников задается при описании модели вход/выход. Модели динамики эти источники не имеют. В табл. 16 приведено их описание.

Пример задания источников логических сигналов со своими моделями вход/выход:

```
U4 PULLUP(2) $G_DPWR $G_DGND PIN0 PIN1 R2K ; Два
источника лог. 1
U5 PULLDN(4) $G_DPWR $G_DGND BUS0, BUS1, BUS2, BUS3
R50 ; Четыре источника лог. 0
.MODEL R2K UIO (drvh=2K)
.MODEL R50 UIO (drvl=50)
```

## Цифровые линии задержки

Цифровые линии задержки можно отнести к вспомогательным цифровым примитивам. Линия задержки имеет один вход и один выход. Ее выходной сигнал повторяет входной с заданной в модели задержкой. Через линию задержки могут передаваться сигналы любой длительности. Этим она отличается от других логических элементов, например от буфера, поскольку все логические элементы не реагируют на сигналы, длительность которых меньше задержки распространения. Линия задержки может использоваться для моделирования передачи логических сигналов по длинным линиям связи, например кабелям. Тип линии задержки — **DLYLINE,** тип модели задержек — **UDLY.** В списке узлов после перечисления узлов подключения источника питания указываются <узел входа> и <узел выхода>. Форма описания включения линии задержки стандартная и соответствует обобщенной форме описания цифрового компонента приведенной в начале предыдущей статьи цикла.

Пример описания:

```
U5 DLYLINE UP UM INP OUT MDL IO_STD
```

Модель динамики линии задержки имеет форму:

.MODEL <имя модели> UDLY [(параметры)]

Параметры линии задержки приведены в табл. 17 (значение по умолчанию — 0, единица измерения — с).

## Контроллеры

Контроллеры также можно отнести к вспомогательными элементам, которые можно использовать для контроля правильности временных диаграмм моделируемой схемы и фиксации

Таблица 16. Источники постоянных логических сигналов

| Тип | Параметр | Порядок перечисления выводов | Функциональное назначение |
|---|---|---|---|
| PULLUP | Число источников логического сигнала лог. 1 | Вых.1, вых. 2, ... | Матрица источников |
| PULLDN | Число источников логического сигнала лог. 0 | Вых.1, вых. 2, ... | Матрица источников |

возможных сбоев. Первый вид контроллера — контроллер длительности состояний 1 и 0. Он может использоваться для контроля длительности сигналов синхронизации и защелки в триггерах, а также для фиксаций сбоев в любых точках схемы, вызванных появлением недопустимо коротких сигналов.

Оператор описания контроллера имеет вид:

```
U<имя> WDTHCK (<число контроллеров>)
+ <<узел питания +> <узел питания ->> <узлы входов>
+ <узлы выходов высокого уровня> <узлы выходов низкого уровня>
+ <модель задержек> <модель входа/выхода>
```

Таблица 17. Параметры цифровых линий задержки

| Идентификатор | Параметр |
|---|---|
| DLYMN | минимальная задержка |
| DLYTY | типовая задержка |
| DLYMX | максимальная задержка |

Тип модели задержек контроллера — **UWDTH**.

Один элемент может содержать несколько контроллеров. Каждый из них имеет один вход и два выхода. На выходе высокого уровня HOUT устанавливается уровень 1, если во входном сигнале длительность состояния 1 меньше заданной величины. Установление HOUT = 1 происходит по спаду входного сигнала, следующему после недостаточно долгого состояния 1 на входе; при очередном фронте входного сигнала HOUT сбрасывается в 0. На выходе низкого уровня LOUT устанавливается уровень 1, если во входном сигнале длительность состояния 0 меньше заданной величины. Установка LOUT = 1 происходит по фронту входного сигнала, следующему после недостаточно долгого состояния 0 на входе; при очередном спаду входного сигнала LOUT сбрасывается в 0.

Порядок перечисления узлов в описании элемента: входные узлы всех контроллеров, узлы HOUT, узлы LOUT.

Например:

U5 WDTHCK(2) UP UM IN1 IN2 HOUT1 HOUT2 LOUT1 LOUT2 MDL IO STD

В качестве параметров модели задержек задаются минимальные длительности состояний 0 и 1, выявляемые контроллером.

Другой вид контроллера — контроллер длительностей установления удержания и сдвигов между сигналами.

Оператор его описания имеет вид:

```
U<имя> SUHDCK (<число контроллеров>)
+ <<узел питания +> <узел питания ->> <узел синхронизации>
+ <узлы входов> <узлы контроля установления>
+ <узлы контроля удержания>
+ <модель задержек> <модель входа/выхода>
```

Тип модели задержек — **USUHO**.

Один элемент может содержать несколько контроллеров. Все контроллеры имеют один общий вход сигнала синхронизации CLOCK. Кроме того, каждый контроллер имеет один вход IN и два выхода: выход контроля времени установления SOUT и выход контроля времени удержания HOUT.

Под временем установления подразумевается интервал между изменением сигнала IN и фронтом импульса CLOCK, фиксирующим состояние, в которое пришел контролируемый узел под воздействием сигнала IN. На выходе контроля длительности установления SOUT устанавливается уровень 1, если задержка фронта сигнала CLOCK по отношению к изменению входного сигнала IN меньше заданного минимального времени установления. Установление SOUT = 1 происходит по фронту импульса CLOCK, при котором нарушено ограничение на время установления; сброс SOUT в 0 происходит по следующему фронту CLOCK (если, конечно, не произошло нового нарушения ограничения).

Под временем удержания подразумевается интервал между фронтом импульса CLOCK и изменением входного сигнала IN, т. е. это время, в течение которого сигнал IN должен сохранять свое значение, чтобы после фронта импульса CLOCK контролируемый узел успел его зафиксировать. На выходе контроля длительности удержания HOUT устанавливается уровень 1, если задержка изменения входного сигнала IN по отношению к фронту сигнала CLOCK меньше заданного минимального времени удержания. Установление HOUT=1 происходит в момент изменения сигнала IN, вызвавшего нарушение заданного времени удержания; сброс HOUT в 0 происходит по следующему фронту CLOCK.

Контроллер может использоваться для оценки правильности временных соотношений сигналов в триггерах, а также для фиксации недопустимо малых сдвигов между сигналами в любых точках моделируемого устройства. В последнем случае на вход CLOCK можно подавать любой интересующий сигнал, а не обязательно сигнал синхронизации.

Порядок перечисления узлов в описании элемента: узел сигнала синхронизации, входные узлы всех контроллеров, узлы SOUT, узлы HOUT.

Например:

U5 SUHDCK(2) UP UM CLK IN1 IN2 SETUP1 SETUP2 HOLD1 HOLD2 MDL IO_STD

В параметрах модели задержек задаются минимальные времена установления и удержания, отмечаемые контроллером.

**Олег Петраков,**
petrakov@mtu-net.ru

*Продолжение следует*

**просто и доступно**

# Велосипедный музыкальный звонок

***Качество современных велосипедных звонков, мягко говоря, оставляет желать лучшего. Я предлагаю заменить штатный звонок велосипеда простым электромузыкальным звонком. Если велосипед детский, звонок вызовет у ребенка бурю восторга. Такую игрушку можно применить и как квартирный звонок с регулируемой громкостью звучания, и, если учесть, что перебор мелодий происходит хаотически, он не будет раздражать хозяина.***

На рис. 1 показана принципиальная схема звонка. Звонок собран на двух микросхемах. DA1 — специализированная микросхема для построения музыкальных автоматов. В ее памяти «зашит» набор мелодий, который можно воспроизводить в определенной последовательности. В микросхеме УМС7–08 таких мелодий три, а в УМС8–08 их уже восемь.

Отличие включения микросхемы от стандартного состоит в том, что выбор мелодии происходит хаотически. Это достигнуто подключением интегрирующей цепочки на резисторе R1 и конденсаторе C2 к выводу 6 выбора мелодии. При включении напряжения питания конденсатор C2 медленно заряжается. В это время идет перебор первых нот всех мелодий. Когда напряжение на C2 доходит до порога переключения DA1 по входу C, начинает проигрываться мелодия, первая нота которой совпала по времени с этим моментом. Таким образом, при подаче напряжения питания кнопкой SB1 может включиться любая мелодия. Для последовательного перебора всех мелодий, записанных на микросхеме, необходимо подобрать резистор R1. Если увеличить емкость конденсатора C2 до 50...100 мкФ, то при кратковременном нажатии кнопки SB1 мелодия звучать не будет, а будут воспроизводиться первые ноты всех мелодий. Поскольку каждая нота воспроизводится со своей длительностью и тактом, получается интересный результат. Мелодия будет звучать до тех пор, пока нажата кнопка SB1. Если кнопка нажата больше, чем длится мелодия, то она повторяется.

Микросхема DA2 представляет собой усилитель мощности на 30 Вт на микросхеме TDA1518BQ. Эта микросхема выбрана из-за своей распространенности и относительной дешевизны. Она может быть заменена без переделки печатной платы микросхемой TDA1516BQ. Жела-

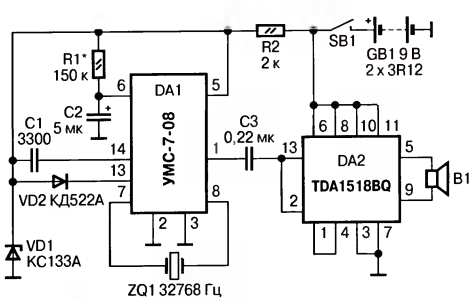



**Рис. 1**

тельно на микросхему установить небольшой радиатор из алюминиевой пластины. Заявленная в справочных материалах работа микросхем от 6 В не подтвердилась, возможно из-за их азиатского происхождения. Фактически микросхема начинала работать при напряжении 7,2 В.

Динамическая головка B1 может быть любой на напряжение до 4 Вт. При использовании головки сопротивлением 8 Ом (Sistek sound master 1 w min 2 w max) максимальный потребляемый ток составляет 0,5 А. Поскольку каждая нота имеет свою частоту, то и потребляемый ток будет различным при звучании каждой ноты. В паузах потребляемый ток составляет около 50 мА. Для регулирования громкости звучания необходимо перед усилителем мощности поставить резистор номиналом 10 кОм, одним выводом

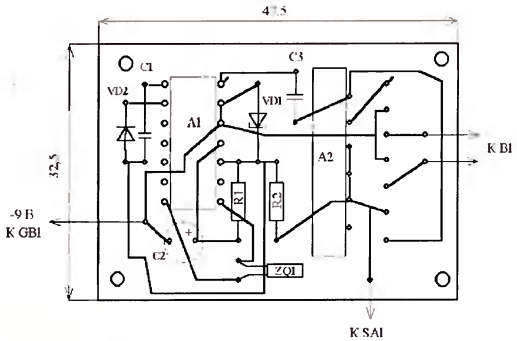



**Рис. 2**

соединенный с общим проводом, а вторым — с конденсатором C3. С движка резистора через конденсатор емкостью 0,22 мкФ сигнал подают на усилитель.

Для питания звонка лучше использовать две плоские батареи 3R12x.

Печатная плата из односторонне фольгированного стеклотекстолита показана на рис. 2.

Велосипедный звонок интересно разместить в скорлупе кокосового ореха. Для этого примерно одну треть ореха необходимо отрезать на отрезном круге. К срезу большей части скорлупы винтами M3 прикрепляют пластмассовую пластину с головкой B1. Батареи закрепляют хомутами внутри ореха. К рулю велосипеда звонок крепится как фара при помощи стальных полос.

**Николай Заец,**
saes@mail.ru



# Контроль параметров трехфазного сетевого напряжения

***Автор предлагает обратить внимание на применение в микроконтроллерной технике такого нечасто встречающегося компонента, как динистор. В данной конструкции он использован для аналого-цифрового преобразования высоковольтного двуполярного сигнала.***

Описываемое устройство разработано для слежения за параметрами трехфазной сети типа «звезда» 220/380 В. Контролируется напряжение каждой фазы в диапазоне 100...280 В и порядок следования фаз. В случае отклонения напряжений от номинала (220 В ± 20 %), выпадения фазы или неправильного порядка их следования устройство выдает сообщение об этом по интерфейсу RS-232. Максимальная задержка срабатывания составляет 10 мс, что позволяет своевременно отключить нагрузку, критичную к провалам напряжения питания, и сохранить состояние программы центрального процессора.

Прототипом конструкции явилась схема, описанная в статье С. Бирюкова «Звуковые сигнализаторы на динисторах» («Радио», 2000, № 8, с. 59, 60). Для пояснения принципа работы устройства (рис. 1) достаточно рассмотреть один из трех идентичных каналов — фазу А. Напряжение на конденсаторе C1 в начале полупериода фазы А нарастает до достижения напряжения пробоя динистора VS1 (около 32 В). Затем VS1 открывается и разряжает C1 через оптрон U1, вырабатывая короткий импульс отрицательной относительно плюса питания полярности. В процессе разрядки C1 ток через VS1 становится меньше необходимого для поддержания динистора в открытом состоянии, и он закрывается, после чего вновь начинается процесс зарядки C1. Чем выше мгновенное напряжение фазы, тем быстрее заряжается конденсатор. Таким образом, осуществляется преобразование значения напряжения на входе в число импульсов за полупериод напряжения.

Параметры цепи подобраны так, что при номинальном напряжении сети 220 В вырабатывается 8 импульсов длительностью около 200 мкс (рис. 2) в течение каждого полупериода 10 мс. При изменении напряжения в диапазоне 90...280 В число импульсов меняется от 1 до 14. Микроконтроллер считает число импульсов за полупериод, что приводит к усреднению значения напряжения и повышает помехоустойчивость. Передающая часть RS-232 также предельно упрощена до уровней TTL, но работоспособна, так как практически все приемники RS-232 имеют паспортный порог переключения около +2 В. Резистор R13 — защитный. Протокол реализован программно на скорости 9600 бод, формат посылки свой, разработанный под конкретную задачу. Разъем J2 (ICSP) предназначен для внутрисхемного программирования микроконтроллера.

Комплектующие выбирались для обеспечения минимальных размеров и максимальной надежности изделия. Динисторы DB3 производства фирмы ST Microelectronics могут быть заменены на DB4. Последовательное соединение резисторов в парах R1-R4, R2-R5, R3-R6 использовано для повышения предельного допустимого рабочего напряжения. Конденсаторы C1, C2, C3 желательно применять пленочные, но возможно и керамические на напряжение не ниже 100 В. Керамические конденсаторы на меньшее напряжение с диэлектриком Y5V и Z5U непригодны, так как у них в данном режиме проявляется пьезоэлектрический эффект. Применение симметричных динисторов и оптронов позволяет одинаково контролировать как положительные, так и отрицательные полуволны сети. При соответствующем подборе компонентов описанная динисторная схема может быть с успехом использована для измерения постоянных напряжений от 40 В и выше.

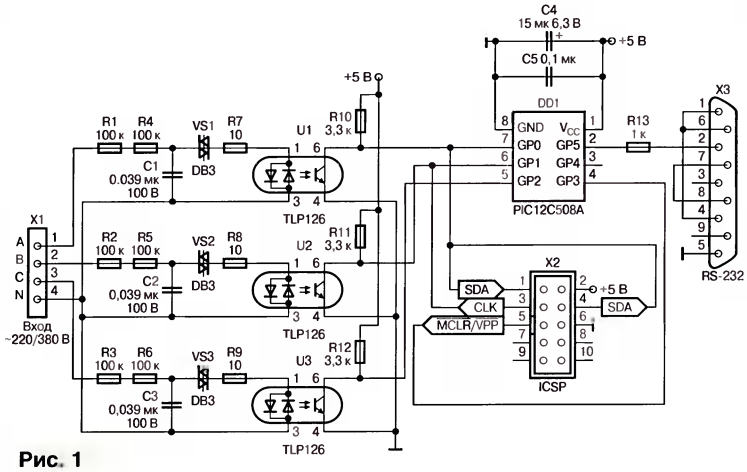



**Рис. 1**

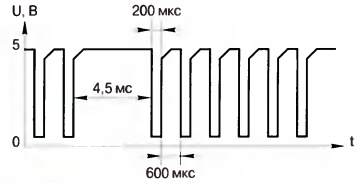



**Рис. 2**

**Дмитрий Яблоков,**
Dmitri.Yablokov@mail.ru

(Окончание. Начало — № 4, 5, 10/2002)

# Генератор прямоугольных импульсов на основе AVR

## Выходной каскад генератора

Если требуется получать импульсы только в уровнях TTL, описанной части генератора вполне достаточно. Но более-менее серьезный генератор должен обеспечивать достаточный диапазон выходного напряжения (например, ±10 В), иметь регулируемое постоянное смещение, работать на низкоомную нагрузку, которая к тому же может обладать довольно высокой емкостью, и иметь достаточно малое время нарастания и спада выходных импульсов. Все эти задачи должен решать выходной каскад генератора. Построение выходного каскада является довольно сложной задачей, учитывая высокое требуемое быстродействие.

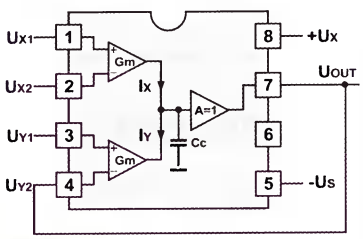



Рис. 15

Относительно простое решение было найдено с использованием микросхемы AD830. ОУ AD830 основан на альтернативной топологии, которая называется «ОУ с активной обратной связью». Основой этой топологии являются два одинаковых преобразователя напряжения в ток с дифференциальными входами (рис. 15). Один из этих преобразователей служит интерфейсом для входного сигнала, другой — для сигнала обратной связи. Преобразователи имеют равные (с высокой точностью) коэффициенты преобразования напряжения в ток $G_m$. Выходные токи преобразователей суммируются в точке, к которой подключен вход повторителя напряжения.

Коэффициент преобразования $G_m$ имеет небольшое значение — это означает, что входы способны воспринимать большие дифференциальные напряжения. На первый взгляд непонятно, чем же обеспечивается близкое к бесконечности усиление при разорванной петле обратной связи. Ведь входные преобразователи имеют конечный коэффициент преобразования $G_m$, а выходной буфер и вовсе имеет единичный коэффициент усиления. А дело в том, что усиление достигается при преобразовании тока в напряжение. Это преобразование ведется в точке суммирования токов на импедансе, который стремится к бесконечности. Действительно, к этой точке подключены выходы преобразователей напряжения в ток, а это фактически генераторы тока, которые в идеале имеют бесконечное выходное сопротивление, кроме того, туда же подключен вход повторителя напряжения, который в идеале имеет бесконечное входное сопротивление. Поэтому преобразование тока в напряжение ведется на бесконечном сопротивлении, а это означает бесконечно большой коэффициент преобразования.

На практике все немного хуже, бесконечных импедансов не бывает. Виной тому является наличие паразитных емкостей и неидеальность схем генераторов тока и повторителя. В результате эта точка имеет хоть и очень большой, но все же конечный импеданс, основная составляющая которого емкостная. Поэтому на структурной схеме AD830 обычно изображают конденсатор $C_c$, подключенный к точке суммирования токов. Наличие этой емкости приводит к появлению на АЧХ полюса (она становится похожей на АЧХ обычного ОУ). Но даже на постоянном токе коэффициент передачи AD830 конечен и составляет около 70 дБ, что, впрочем, достаточно много. Полоса пропускания AD830 при единичном коэффициенте усиления составляет 85 МГц, скорость нарастания выходного напряжения — 360 В/мкс. Это, конечно, весьма скромные значения для серьезного генератора прямоугольных импульсов, но для такого дешевого варианта вполне подходят.

Как и любой ОУ, AD830 при работе в качестве усилителя должен быть охвачен отрицательной обратной связью (ООС). Отличие AD830 от обычного ОУ состоит в том, что оба входа, инвертирующий и неинвертирующий, являются дифференциальными. ООС должна действовать так, чтобы поддерживать равными дифференциальные напряжения на входах. Эти напряжения могут быть достаточно большими (до единиц вольт). Синфазные напряжения на входах могут быть еще большими, почти равными напряжению питания. Таким образом, все четыре входных вывода AD830 при работе могут находиться при существенно разных напряжениях, поэтому понятие «виртуального нуля», которое используется для обычных ОУ, для AD830 неприменимо. Когда к дифференциальным входам X и Y приложены одинаковые по величине, но противоположные по знаку напряжения, выходные токи преобразователей компенсируют друг друга. Остается лишь очень небольшая разница, которая приводит к смещению напряжения точки суммирования токов. Это смещение и является выходным напряжением ОУ.

Специфической особенностью AD830 является то, что входной преобразователь напряжения в ток производит ограничение дифференциального напряжения, приложенного к входам X, на уровне примерно ±2,3 В. Поэтому допустимое дифференциальное напряжение лежит в диапазоне ±2 В. Соответственно, на входы Y также нет смысла подавать большее дифференциальное напряжение.

В связи со своей нетрадиционной топологией AD830 имеет ряд уникальных свойств. Основным из них является то, что возможно множество схем включения, которые с трудом реализуются на обычных ОУ. Одним из примеров является схема сдвига уровня, которая и используется в генераторе. Еще одно ценное свойство состоит в том, что на AD830 очень просто реализуются инвертирующий и неинвертирующий усилители, при этом они имеют высокое входное сопротивление и, что уникально, одинаковые динамические характеристики. Это свойство также используется в генераторе.

Выходной ток AD830 составляет ±50 мА, это позволяет получить размах ±10 В при сопротивлении нагрузки 200 Ом. При сопротивлении нагрузки, равном 50 Ом, AD830 способен обеспечить амплитуду до 2,5 В.

Довольно неприятной особенностью AD830 является его «нетерпимость» к емкостной нагрузке, свойственная, впрочем, большинству быстродействующих ОУ. При работе на емкость 30 пФ появляется значительный (более 6 дБ) подъем АЧХ в области частот порядка 50 МГц, а дальнейшее увеличение емкости нагрузки приводит к генерации.

В схеме генератора прямоугольных импульсов для получения требуемого выходного напряжения ±10 В AD830 включен с коэффициентом усиления 5, иначе невозможно обеспечить нужное выходное напряжение вследствие ограничения дифференциального напряжения во входном каскаде. Повышение усиления (уменьшение глубины ООС) положительно сказалось на устойчивости и сделало допустимой емкость нагрузки до нескольких сотен пикофарад.

Таким образом, применение интегрального ОУ AD830 с нетрадиционной топологией позволило построить выходной каскад генератора прямоугольных импульсов всего на одной микросхеме.

Схема выходного каскада генератора показана на рис. 16. Нумерация элементов на этой схеме продолжает нумерацию элементов основной схемы генератора. Конденсатор C8 нужен в любом случае, поэтому он показан на схемах дважды.

Для регулировки амплитуды выходного сигнала используется переменный резистор R8, который вместе с резистором R7 образует делитель, доводящий амплитуду импульсов до 2 В.

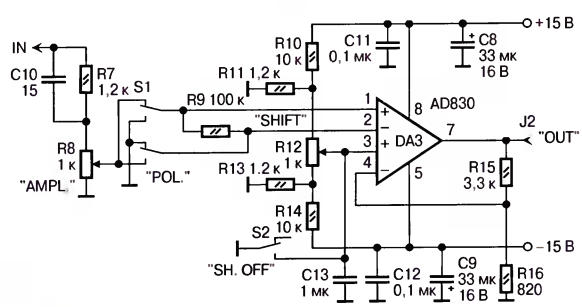



Рис. 16

Поскольку существует входная емкость ОУ и паразитная емкость монтажа, для неискаженной передачи импульсов делитель должен быть скомпенсирован. Компенсация осуществляется с помощью конденсатора C10. К сожалению, наличие переменного резистора не позволяет осуществить точную компенсацию при разных положениях движка, однако эта погрешность незначительна. Нужно отметить, что из-за наличия паразитных емкостей номиналы резисторов R7 и R8 увеличивать нельзя. Это не очень приятный факт, так как распространенные высококачественные переменные резисторы имеют номинал 10 кОм и выше.

С регулятора уровня сигнал поступает на переключатель полярности выходных импульсов S1. Как уже отмечалось ранее, AD830 позволяет очень просто инвертировать выходные импульсы: для этого требуется лишь поменять местами его входы, что и делает переключатель. Для того, чтобы уменьшить выбросы в момент переключения полярности, входы DA3 соединены резистором R9.

Для получения постоянного смещения используется делитель R10—R14. Переменный резистор R12 служит регулятором смещения. Конденсатор C13 соединяет вход ОУ по переменному току с общим проводом. Пределы регулировки смещения на выходе выбраны ±2,5 В, что при максимальной амплитуде импульса 10 В требует размаха выходного напряжения ОУ 12,5 В, а это практически является пределом для AD830 при питании ±15 В. С учетом коэффициента усиления, равного 5, переменный резистор обеспечивает на входе ОУ напряжение ±0,5 В. На практике очень часто требуются сигналы без смещения, поэтому предусмотрен специальный переключатель S2, который позволяет смещение отключить.

Ко второму входу ОУ подключен делитель обратной связи R15R16, который задает усиление, равное 5. Номиналы этого делителя увеличивать нельзя, так как из-за наличия паразитных емкостей это может стать причиной нарушения устойчивости.

С выхода DA3 сигнал поступает на выходной разъем J2 типа BNC.

## Конструкция генератора

Генератор собран в стандартном пластмассовом корпусе типоразмера Z-4. На передней панели корпуса установлен ЖКИ-модуль, плата клавиатуры и основная плата генератора, на которой расположен микроконтроллер, элементы выходного каскада, а также кнопки и переменные резисторы. Дизайн передней панели генератора показан на рис. 17. Для оформления панели можно использовать этикетку на самоклеящейся пленке, изготовленную по технологии GERBER-EDGE.

Клавиатура и индикация подключены к основной плате с помощью малогабаритного шестиконтактного разъема. В корпусе размещен блок питания, выполненный в виде отдельного модуля. Блок питания особенностей не имеет, его принципиальная схема показана на рис. 18. Сетевой выключатель расположен на задней стенке корпуса, там же расположен разъем для подключения сетевого провода.

Вместо микросхемы стабилизатора 78LR05 можно применить отдельно стабилизатор 78L05 и монитор питания, например, KIA7042. Вместо микросхемы 74HC132 можно применить 74AC132, 74HC00, 74AC00.

Лучше применять микросхемы в SMD-корпусах, так как в этом случае получается меньшая длина печатных проводников. Это является весьма желательным, так как генератор содержит высокочастотные цепи.

Нужно иметь в виду, что микросхема AD830 рассеивает около 400 мВт. Для корпуса SOIC-8 это довольно много. Поэтому при разводке для всех выводов, кроме тех, для которых критична емкость (1, 2, 4, 7), следует сделать на плате площадки фольги максимально возможной площади, которые будут служить теплоотводами.

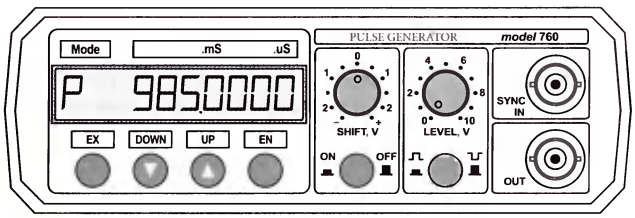



Рис. 17

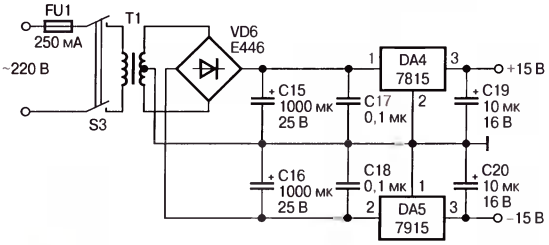



Рис. 18

Файл прошивки микроконтроллера, а также исходный текст программы доступен на сайте www.dian.ru.

## Наладка генератора

Вот и наступило время для фразы: «Собранный без ошибок из исправных деталей генератор наладки не требует». Эту фразу, наверное, нужно понимать так: «Если собранный генератор не заработал, то настраивать его бесполезно». На самом деле, очень трудно дать какие-то конкретные рекомендации насчет возможных проблем. Генератор не содержит никаких критичных к разбросу параметров компонентов схем или подстроечных элементов. Вся наладка сводится к тому, чтобы добиться работоспособности. Единственное, что можно сделать, это подобрать емкость корректирующего конденсатора C10, так как она зависит в частности от паразитной емкости монтажа. Нужно предостеречь, что при этом следует пользоваться широкополосным осциллографом, иначе можно скомпенсировать не генератор, а систему генератор-осциллограф.

Если есть желание точно установить амплитуду выходных импульсов, то сделать это можно подбором номиналов делителя обратной связи R15R16. Есть и другой способ регулировки амплитуды в небольших пределах. Интегральный стабилизатор DA2 можно заменить на регулируемый, например, LM317L. Тогда подстройкой напряжения питания DD2 в небольших пределах можно откалибровать амплитуду выходного сигнала. Этот способ хорош тем, что цепи подстройки не будут затрагивать импульсных цепей, где критична паразитная емкость.

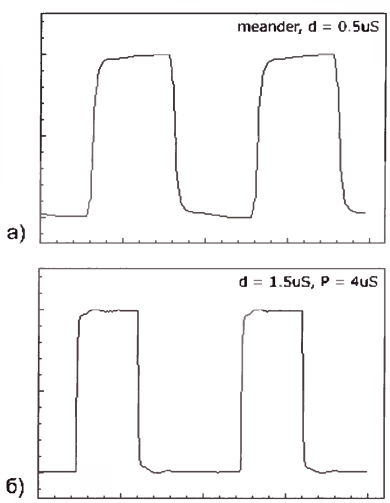



Рис. 19

Точность установки выходной частоты определяется кварцевым резонатором ZQ1, поэтому не следует экономить на этом элементе, лучше применить высококачественный кварцевый резонатор. При желании можно добавить цепи точной подстройки его частоты.

## Измеренные параметры

На рис. 19 приведены осциллограммы выходного сигнала генератора, снятые с помощью АЦП с частотой дискретизации 40 МГц. Более быстрой платы АЦП просто не оказалось под рукой. Такая частота не позволяет определить крутизну фронта и посмотреть форму на максимальной рабочей частоте, а лишь позволяет сделать грубую оценку. На рис. 19, *а* показана осциллограмма выходного сигнала генератора в режиме меандра, d = 0,5 мкс, а на рис. 19, *б* — осциллограмма выходного сигнала в режиме генерации импульсов с произвольной скважностью, d = 1,5 мкс, P = 4 мкс. Данные осциллограммы являются не совсем достоверными, так как немалую лепту в искажение формы сигнала вносит плата АЦП. В любом случае, на практике характеристики генератора являются вполне достаточными, особенно учитывая его простоту и низкую стоимость.

**Леонид Ридико,**
wubblick@yahoo.com

# Музыкальная игрушка из старой клавиатуры

***Если у вас случайно сохранилась клавиатура от пылящегося на антресолях компьютера XT или AT, даже частично неисправная, вы можете сделать из нее замечательную электромузыкальную игрушку, которая будет развлекать вас и ваших детей.***

Клавиатура компьютера в силу своего назначения подвергается жесткой механической эксплуатации, в результате чего, в конце концов, приходит в негодность. Плохо начинают работать некоторые кнопки, они выпадают, на клавиатуру проливают чай или кофе, либо она морально стареет. Что же делать с испорченной клавиатурой, у которой полностью исправна вся электроника, в том числе и процессор? Я предлагаю вам способ превращения изношенной и даже частично испорченной клавиатуры в музыкальный инструмент для детей. Для этого все необходимое в ней уже есть — корпус с кнопками и электроника. Необходимо лишь приобрести дополнительно стабилизированный сетевой источник питания на 5 В/0,5 А для автономного питания нового инструмента, благо такие источники продаются в настоящее время во многих магазинах. В конце концов, его легко изготовить самому — тоже полезное занятие. Разумеется, клавиатуры отличаются схемотехнически. Однако, поняв принцип переделки одной клавиатуры, легко переделать и любую подобную ей. Я расскажу о том, как я превратил в музыкальный инструмент клавиатуру AT/XT. Схема данной клавиатуры приведена на рис. 1, перечень элементов — в табл. 1.

Поскольку в клавиатурах, как правило, отсутствует источник звука, его необходимо установить. На приведенной схеме уже сделана такая доработка. Она заключается в установке двух дополнительных деталей — резистора R11 и звукового излучателя BA1. Если вы хотите получить большую громкость звучания, то можно в качестве излучателя применить любой малогабаритный громкоговоритель, включив его в эмиттерную цепь дополнительного транзистора серии KT315.

Шнур клавиатуры будет служить кабелем для подключения к источнику питания. Если установить в источник питания ответную часть разъема клавиатуры, то ничего переделывать больше не надо. Если же такого разъема нет, нужно заменить клавиатурный разъем имеющимся низковольтным с ответной частью.

Наконец, последней операцией является замена прошивки с программой клавиатуры. Для этого необходимо вынуть микросхему с программой из панельки, очистить в ультрафиолетовом стирающем устройстве и заново запрограммировать. Код прошивки объемом 1 кбайт приведен на сайте журнала www.dian.ru.

Клавиатура с такой программой обладает следующими функциями:

- при включении воспроизводится мелодия новогодней песенки;
- при нажатии на клавиши от F1 до F5 воспроизводятся пять различных мелодий;
- при нажатии остальных нефункциональных клавиш воспроизводятся ноты первой октавы в порядке возрастания, одновременно проигрываемая мелодия записывается в память процессора и после заполнения всей памяти зажигается индикатор "RUS";
- клавиша F10 позволяет воспроизвести записанную мелодию;
- клавиша F9 стирает старую запись и очищает память;
- клавиша F7 зажигает индикатор "RUS";
- клавиша F8 гасит индикатор "RUS".

Поскольку в схемотехнике клавиатур могут быть некоторые отличия, на сайте журнала www.dian.ru приведен исходный текст программы, который может быть легко модифицирован путем изменения назначенных выводов процессора и адреса внешних устройств. Программа написана для процессора MSC8035. Без всяких изменений эта же программа подходит для процессора MSC8048, на котором построено большое количество клавиатур.

Все мелодии в программе записаны в виде символьной записи, которую легко изменить на любую другую мелодию, например, из нотной книги. Так ноты: "до", "до#", "ре", "ре#", "ми", "фа", "фа#", "соль", "соль#", "ля", "ля#", "си", записываются в программе как: DO, DO_, RE, RE_, MI, FA, FA_, SL, SL_, LY, LY_, SI. Перед нотой записывается ее длительность в 1/16 долях. В конце записи вписывается 0, означающий конец песни. Ниже приведен фрагмент программы — нотная запись новогодней английской песенки.

```
Song1:  ; English New Year 1
        db      4,MI,4,MI,2,MI,4,MI
        db      4,MI,2,MI,4,MI,4,SL
        db      4,DO,4,RE,1,MI,4,FA
        db      4,FA,4,FA.4,FA,4,FA
        db      4,MI,4,MI,4,MI,4,MI
        db      4,RE,4,RE,4,MI,2,RE
        db      2,SL
        db      0
```

Необходимо помнить о длине записи, которая не должна превышать имеющуюся. Затем программа транслируется и получается прошивка с новыми мелодиями.

Такая музыкальная игрушка очень нравится детям, поскольку не надоедает однообразием. Кроме того, она позволяет тренировать слух и играть в игру "Повтори мелодию". Возможно, вы придумаете новые функции для данного инструмента.

Таблица 1

| Позиция | Наименование | Кол. |
|---|---|---|
| | **Микросхемы** | |
| D1 | MSC8035 (КМ1816ВЕ35) | 1 |
| D2, D8 | КМ555ЛН2 | 2 |
| D3—D5 | КМ555ИР11А | 3 |
| D6 | К573РФ2 (К573РФ5) | 1 |
| D7 | КР580ВА86 | 1 |
| | | |
| VT1 | **Транзистор** КТ315Б | 1 |
| | | |
| VD1—VD87, VD92 | **Диоды** КД522Б | 88 |
| | | |
| VD88—VD91 | **Светодиоды** АЛС307БМ | 4 |
| | | |
| | **Резисторы МЛТ-0,25** | |
| R1—R3, R6 | 4,7 кОм | 4 |
| R4, R5 | 2,2 кОм | 2 |
| R7—R10 | 150 Ом | 4 |
| R11 | 1 кОм | 1 |
| | | |
| E1 | **Набор резисторов** НР1-1-9М-0, 125 4,7 кОм | 1 |
| | | |
| | **Конденсаторы** | |
| C1, C2 | К10-17-1б-М47 22 пФ | 2 |
| C3 | К53-19А-16В 3,3 мкФ | 1 |
| C4, C5 | К10-17-1б-М47 100 пФ | 2 |
| C6 | КМ-5б-Н90 0,1 мкФ | 1 |
| C7 | К53-19А-6,3В 47 мкФ | 1 |
| | | |
| BQ1 | **Резонатор кварцевый** 6000 кГц | 1 |
| BA1 | **Звуковой излучатель** ЗП-1 (ЗП-5) | 1 |
| X1 | **Розетка** WF-6 | 1 |

**Программатор ТРБ-1 (Турбо)**
программирует, считывает и тестирует микросхемы памяти 24Cxxx, 25xx, 27xxx, 28xxx, 28Fxxx, 29Cxxx, 93Cxx, 62xxxx, микроконтроллеры 87xx, 89Cxx, 89Cxxxx, PIC16Cxx.

**Программатор ТРБ-2 (PicStart+)**
поддерживает полный ряд PIC-контроллеров, в том числе и новые, поддерживается средой разработки MPLAB, обновление настроек для новейших PIC-контроллеров с сайта производителя.

**т.: (3512) 69-74-47, 96-35-69, 96-35-82**
**E-mail: mel@chel.surnet.ru**

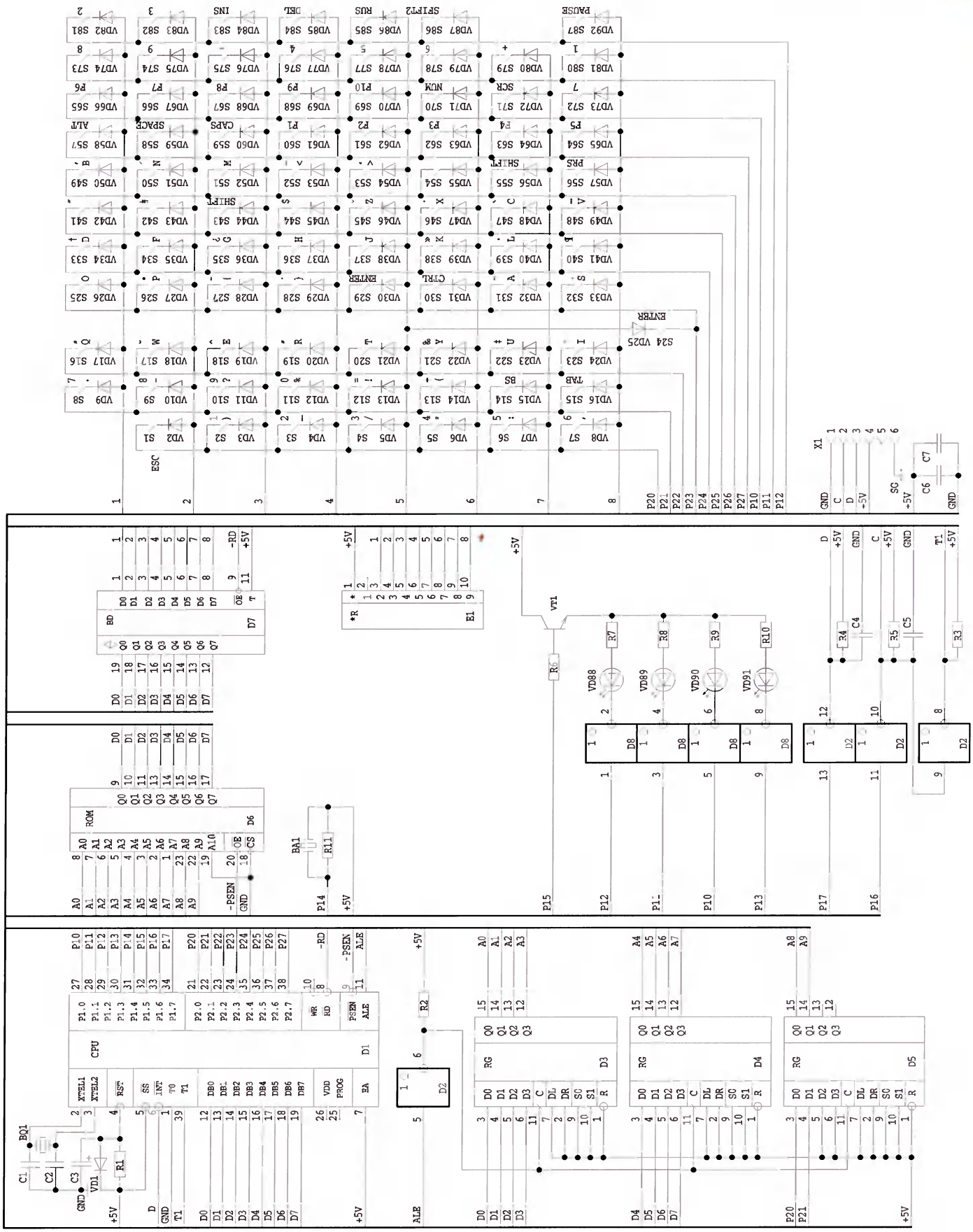


Рис. 1

**Олег Вальпа,**
sandh@narod.ru

(Продолжение. Начало — № 8/2002)

# Эксперименты с микроконтроллерами фирмы Cygnal: эволюционная плата семейства C8051f02x

*Настоящая статья продолжает цикл статей, посвященных экспериментам с эволюционными платами (китами) фирмы Cygnal. В рамках данной статьи читатель ознакомится с эволюционной платой семейства микроконтроллеров C8051F02x.*

## Основные параметры семейства микроконтроллеров C8051F02x фирмы Cygnal

Семейство микроконтроллеров C8051F02x фирмы Cygnal насчитывает всего четыре типа [1]. Оно отличается довольно большим набором аналоговой и цифровой периферии. Основные характеристики этого семейства микроконтроллеров приведены в табл. 1.

В состав аналоговой периферии входят:

- первый аналого-цифровой преобразователь ADC0 среднего быстродействия с разрядностью 12 или 10 бит;
- первый аналоговый мультиплексор AMUX0, который может функционировать как в режиме восьми однополярных входов, так и в режиме четырех дифференциальных. Входы мультиплексора выведены на индивидуальные выводы микросхемы. К девятому внутреннему входу подключен встроенный датчик температуры, позволяющий измерять температуру кристалла микросхемы в диапазоне 0...100 °С с погрешностью ±3 °С;
- первый программируемый предварительный усилитель PGA0, включенный между аналоговым мультиплексором AMUX0 и аналого-цифровым преобразователем ADC0, коэффициент усиления которого может устанавливаться программно и принимать значения 0,5, 1, 2, 4, 8 и 16;
- второй быстродействующий аналого-цифровой преобразователь ADC1 с разрядностью 8 бит;
- второй аналоговый мультиплексор AMUX1, который может функционировать как в режиме восьми однополярных входов, так и в режиме четырех дифференциальных. Входы мультиплексора не имеют индивидуальных выводов и могут коммутироваться на выводы порта общего назначения P1 через специальный коммутатор ресурсов;
- второй программируемый предварительный усилитель PGA1, включенный между аналоговым мультиплексором AMUX1 и аналого-цифровым преобразователем ADC1, коэффициент усиления которого может устанавливаться программно и принимать значения 0,5, 1, 2 и 4;
- два 12-разрядных цифро-аналоговых преобразователя DAC0(1) с выходом по напряжению и масштабированием (выравниванием) входного значения. Функция выравнивания заключается в программируемом аппаратном сдвиге входного кода DAC в сторону младших или старших разрядов;
- два аналоговых компаратора CPT0(1) с функциями программирования положительного и отрицательного гистерезиса. Компараторы имеют индивидуальные входы общего провода. Один из компараторов может также генерировать функцию сброса. Оба компаратора выставляют флаги по переходу выходных уровней с нижнего уровня в верхние, и наоборот, и, естественно, могут генерировать прерывания;
- встроенный источник опорного напряжения на 2,4 В, возможна работа от внешнего источника опорного напряжения;
- многофункциональный монитор питания с возможностью отключения и внешнего сброса.

Оба аналого-цифровых преобразователя имеют функции «окна». Смысл этой функции заключается в том, что в специальные регистры записываются два пороговых значения кодов, лежащих в диапазоне выходных кодов ADC с соответствующей разрядностью. Пространство кодов между нижним и верхним порогами называют «окном выходных кодов». Выходной код ADC сравнивается с заданными порогами с помощью специального цифрового компаратора, который может выставлять флаги или генерировать прерывания, если выходной код ADC находится внутри окна или вне его.

Состав цифровой периферии также достаточно велик. Микроконтроллеры оснащены Flash-памятью программ и данных объемом 64 К с возможностью внутрисистемного программирования и отладки через встроенный интерфейс JTAG. Кроме основной оперативной памяти в 256 байт, микроконтроллеры имеют встроенную оперативную память объемом 4096 байт, расположенную по младшим адресам адресного пространства внешней памяти.

Микроконтроллеры семейства имеют высокопроизводительный (до 5 Мбайт/с) усовершенствованный интерфейс внешней памяти, обеспечивающий работу в мультиплексированном или немультиплексированном режиме.

Два микроконтроллера (C8051F020/022) из четырех, входящих в семейство имеют восемь однобайтных портов ввода/вывода (64 линии ввода/вывода), остальные имеют 4 однобайтных порта.

Поддерживаются интерфейсы SMBus, совместимый с I²C, SPI и два высокоскоростных интерфейса последовательных портов UART0 и UART1. Все интерфейсы поддерживают многопроцессорный режим.

Имеются пять таймеров общего назначения, а также расширенный охранный таймер WDT, программируемый массив-счетчик PCA с пятью модулями захвата/сравнения, поддерживающий 8- и 16-битные режимы широтно-импульсного модулятора PWM и режим таймера реального времени RTC, развитый контроллер прерываний на 22 вектора.

Встроенный программируемый генератор работает в диапазоне 2...16 МГц.

Усовершенствованный внешний генератор обеспечивает работу от внешнего кварцевого или пьезокерамического резонатора, RC-цепочки или одиночного конденсатора.

Все микроконтроллеры работают от источника питания 2,7...3,6 В. Потребляемый ток не превышает 10 мА при частоте 25 МГц. При этом все порты ввода/вывода поддерживают работу с внешней пятивольтовой логикой.

Важным преимуществом этого семейства является более развитая встроенная система отладки программного обеспечения, так называемая JTAG DEBUG & BOUNDRY SCAN. Система при наличии фирменного программно-аппаратного обеспечения обеспечивает отладку программ по точкам останова, в пошаговом режиме и режиме останова по истечении заданного времени. При этом имеется возможность проверки и модификации значений памяти и регистров.

Микроконтроллеры имеют высокопроизводительное x51-совместимое ядро CIP-51, 70 % инструкций выполняются за 1 или 2 системных такта, т. е. большинство инструкций выполняется за 40—80 нс. Пиковая производительность (максимально возможная производительность при выполнении коротких инструкций на максимально возможной частоте 25 МГц) достигает 25 MIPS.

В состав эволюционного комплекта (Development Kit 226) входят [2]:

- собственно эволюционная плата с установленным микроконтроллером C8051F020;
- адаптер-программатор, преобразующий входной интерфейс персонального компьютера RS-232C в интерфейс программирования JTAG. В последнее время поставляется комбинированный адаптер EC2, поддерживающий оба возможных интерфейса программирования (JTAG и I²C). Адаптер выполнен в пластмассовом корпусе с размерами 50×58×26 мм. Внутри находится контроллер программатора, выполненный на микросхеме C8051F012. В качестве интерфейсной схемы RS-232C использована микросхема Sipex3223. Кроме того, имеется стабилизатор напряжения на 3,3 В, кварцевый резонатор и два светодиода. Входной разъем для RS-232C — DB9F (розетка), выходной разъем — двухрядный штырьковый разъем PLD-10 (2×5). В нормальном рабочем режиме адаптер питается

Таблица 1. Эволюционный комплект 02x фирмы Cygnal

| Характеристика | C8051F020 | C8051F021 | C8051F022 | C8051F023 |
|---|---|---|---|---|
| Производительность, MIPS | 25 | 25 | 25 | 25 |
| Flash-память программ, K | 64 | 64 | 64 | 64 |
| RAM — оперативная память данных, K | 4,25 | 4,25 | 4,25 | 4,25 |
| Разрядность первого ADC (100 ksps) | 12 | 12 | 10 | 10 |
| Число входных каналов первого ADC | 8 | 8 | 8 | 8 |
| Коэффициент усиления входов первого ADC | 16, 8, 4, 2, 1, 0,5 | | | |
| Встроенный датчик температуры | + | + | + | + |
| Разрядность второго ADC (500 ksps) | 8 | 8 | 8 | 8 |
| Число входных каналов второго ADC | 8 | 8 | 8 | 8 |
| Коэффициент усиления входов второго ADC | 4, 2, 1, 0,5 | | | |
| Число DAC | 2 | 2 | 2 | 2 |
| Разрядность DAC | 12 | 12 | 12 | 12 |
| Число компараторов | 2 | 2 | 2 | 2 |
| Наличие встроенной расширенной системы JTAG | + | + | + | + |
| Число линий ввода/вывода | 64 | 32 | 64 | 32 |
| Интерфейсы | $I^2C$, SPI, 2×UART | | | |
| 16-разрядный счетчик-массив PCA | + | + | + | + |
| Число 16-разрядных таймеров | 5 | 5 | 5 | 5 |
| Наличие охранного таймера WDT | + | + | + | + |
| Встроенный монитор питания | + | + | + | + |
| Частота встроенного программируемого генератора, МГц | 2...16 | | | |
| Температурный диапазон, °C | –40...+85 | | | |
| Тип корпуса | TQFP | TQFP | TQFP | TQFP |
| Число выводов | 100 | 64 | 100 | 64 |
| Диапазон напряжений питания, В | 2,7...3,6 | | | |
| Рабочий ток потребления, мА | 10 | 10 | 10 | 10 |

от эволюционной платы через 10-проводный плоский кабель. Напряжение питания — 3...3,6 В. Адаптер также может питаться от внешнего источника питания с выходным напряжением 5...9 В, для чего предусмотрено стандартное гнездо;

- настенный малогабаритный источник питания с размерами 55×42×35 (выходное напряжение — 9 В, ток нагрузки до 100 мА);
- стандартный компьютерный кабель с двумя разъемами DB9F (розетка) — DB9 (вилка) для подсоединения адаптера к персональному компьютеру;
- 10-проводный плоский кабель с двумя разъемами DPS10 (2×5) для соединения адаптера и эволюционной платы;
- техническое описание и руководство по эксплуатации;
- CD-ROM с программным обеспечением.

В состав программного обеспечения входят:

- фирменная среда программирования Cygnal Integrated Development Tools;
- комплект программного обеспечения фирмы Keil (макроассемблер, линкер, библиотекарь и эволюционная версия компилятора языка C с ограничением по размеру выходного кода 2 K);
- инсталляционная утилита Setup.exe;
- исходные тексты примеров и файлов определения регистров;
- документация.

## Эволюционная плата семейства C8051F02x

Принципиальная схема эволюционной платы разбита на три фрагмента. На рис. 1 показан узел микроконтроллера с внешними элементами, на рис. 2 — стабилизатор напряжения, на рис. 3 — узел интерфейса RS-232C.

Узел микроконтроллера содержит: собственно микроконтроллер D1 (C8051F020), светодиод наличия питания "POWER" VD2 (красный), светодиод состояния линии P1.6 VD3 (зеленый), кнопку сброса "RST" SW1, кнопку прерывания SW2.

Линии ввода/вывода всех портов P0—P7 выведены на штырьковые разъемы PLD10 (2×5) J15, J12, J18, J16, J13, J19, J17 и J14 соответственно. Установочное место под внешний кварцевый резонатор Y1 на плате пустое, т. е. пользователь сам устанавливает необходимый тип резонатора. Штырьковый двухрядный разъем J4 — PLD10 (2×5) — предназначен для программирования и отладки через интерфейс JTAG. Штырьковый двухрядный разъем J11 — PLD10 (2×5) — предназначен для подключения аналоговых входов/выходов. Имеются также штырьковые разъемы J22 и J23 для коммутации опорного напряжения и установки режима встроенного монитора питания соответственно.

Размер эволюционной платы равен 85×110 мм. Эволюционная плата не имеет макетных полей. Вместо этого все сигнальные линии выведены на один системный трехрядный дюймовый разъем J24 типа C96 (аналог отечественного СНП59-96В-23-1). Перечень контактов разъема приведен в табл. 2 (на рисунке разъем не показан). Узел стабилизатора питания выполнен на микросхеме A2 (LM2937-3.3V) на напряжение 3,3 В по стандартной схеме. Узел интерфейса RS-232C также выполнен по стандартной схеме включения на микросхеме D3 (SP3223ECY).

Перечень штырьковых разъемов платы приведен в табл. 3. Назначение контактов разъема программирования и отладки интерфейса JTAG соответствует аналогичным в предыдущих публикациях.

В табл. 4 приведены контакты выходного разъема интерфейса RS-232C.

В табл. 5 приведены контакты винтового клеммника, предназначенного для подключения внешних аналоговых сигналов.

Таблица 2. Таблица контактов системного разъема

| Контакт | Цепь | Контакт | Цепь | Контакт | Цепь |
|---|---|---|---|---|---|
| A1 | +3VD2 | B1 | DGND | C1 | XLAT1 |
| A2 | MONEN | B2 | P1.7 | C2 | P1.6 |
| A3 | P1.5 | B3 | P1.4 | C3 | P1.3 |
| A4 | P1.2 | B4 | P1.1 | C4 | P1.0 |
| A5 | P2.7 | B5 | P2.6 | C5 | P2.5 |
| A6 | P2.4 | B6 | P2.3 | C6 | P2.2 |
| A7 | P2.1 | B7 | P2.0 | C7 | P3.7 |
| A8 | P3.6 | B8 | P3.5 | C8 | P3.4 |
| A9 | P3.3 | B9 | P3.2 | C9 | P3.1 |
| A10 | P3.0 | B10 | P0.7 | C10 | P0.6 |
| A11 | P0.5 | B11 | P0.4 | C11 | P0.3 |
| A12 | P0.2 | B12 | P0.1 | C12 | P0.0 |
| A13 | P7.7 | B13 | P7.6 | C13 | P7.6 |
| A14 | P7.4 | B14 | P7.3 | C14 | P7.2 |
| A15 | P7.1 | B15 | P7.0 | C15 | P6.7 |
| A16 | P6.6 | B16 | P6.5 | C16 | P6.4 |
| A17 | P6.3 | B17 | P6.2 | C17 | P6.1 |
| A18 | P6.0 | B18 | P5.7 | C18 | P5.6 |
| A19 | P5.5 | B19 | P5.4 | C19 | P5.3 |
| A20 | P5.2 | B20 | P5.1 | C20 | P5.0 |
| A21 | P4.7 | B21 | P4.6 | C21 | P4.5 |
| A22 | P4.4 | B22 | P4.3 | C22 | P4.2 |
| A23 | P4.1 | B23 | P4.0 | C23 | TMS |
| A24 | TCK | B24 | TDI | C24 | TDO |
| A25 | RST/ | B25 | DGND | C25 | VUNREG |
| A26 | AGND | B26 | DAC1 | C26 | DAC0 |
| A27 | CP1- | B27 | CP1+ | C27 | CP0- |
| A28 | CP0+ | B28 | VREF | C28 | VREFD |
| A29 | VREF0 | B29 | VREF1 | C29 | AIN0.7 |
| A30 | AIN0.6 | B30 | AIN0.5 | C30 | AIN0.4 |
| A31 | AIN0.3 | B31 | AIN0.2 | C31 | AIN0.1 |
| A32 | AIN0.0 | B32 | AGND | C32 | +3.3V An |

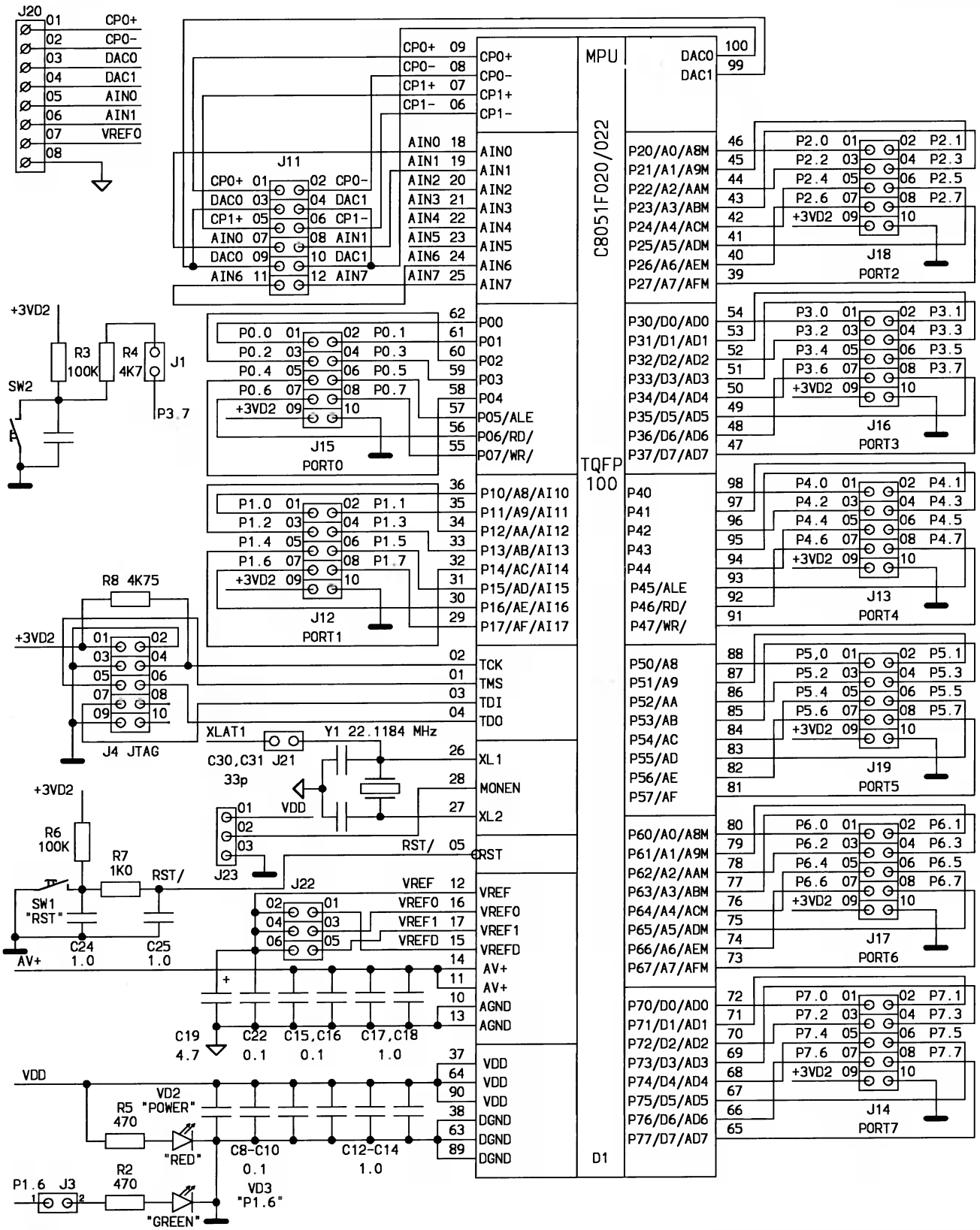



Рис. 1

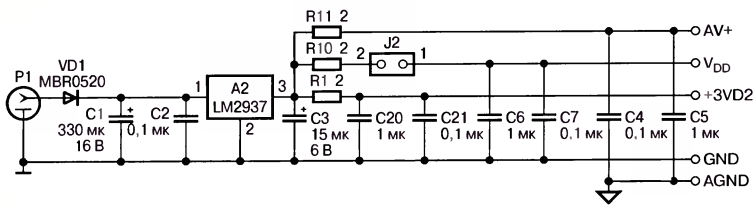



Рис. 2

Эволюционная плата выполнена по технологии SMD (поверхностного монтажа) с защитным покрытием («зеленкой»).

Описанный эволюционный комплект позволяет производить разработку и отладку тестового программного обеспечения, а также на практике изучить особенности работы встроенных аналоговых и цифровых узлов. Кроме того, плата может использоваться в качестве готового узла в составе составного многоплатного контроллера.

Таблица 3. Перечень разъемов эволюционной платы

| Разъем | Назначение |
|---|---|
| J1 | Разъем для установки перемычки, которая может подключить кнопку SW2 к выводу P3.7 микроконтроллера. |
| J2 | Разъем для установки перемычки подключения питания к микроконтроллеру D1 |
| J3 | Разъем для установки перемычки, которая может подключить светодиод VD3 к выводу P1.6 микроконтроллера. |
| J4 | Разъем для подключения адаптера-программатора JTAG |
| J5 | Выходной разъем интерфейса RS-232C (см. табл.4) |
| J6 | Разъем для установки перемычки, которая может подключать вход TxD1 микросхемы D3 к выводу P0.0 микроконтроллера |
| J8 | Разъем для установки перемычки, которая может подключать вход TxD2 микросхемы D3 к выводу P4.0 микроконтроллера |
| J9 | Разъем для установки перемычки, которая может подключать выход RxD1 микросхемы D3 к выводу P0.1 микроконтроллера |
| J10 | Разъем для установки перемычки, которая может подключать выход RxD2 микросхемы D3 к выводу P4.1 микроконтроллера |
| J11 | Разъем для подключения аналоговых сигналов |
| J12 | Разъем для подключения линий ввода/вывода порта 1 |
| J13 | Разъем для подключения линий ввода/вывода порта 4 |
| J14 | Разъем для подключения линий ввода/вывода порта 7 |
| J15 | Разъем для подключения линий ввода/вывода порта 0 |
| J16 | Разъем для подключения линий ввода/вывода порта 3 |
| J17 | Разъем для подключения линий ввода/вывода порта 6 |
| J18 | Разъем для подключения линий ввода/вывода порта 2 |
| J19 | Разъем для подключения линий ввода/вывода порта 5 |
| J20 | Клеммник винтовой восьмиконтактный типа 310-08-2-3 для подключения внешних аналоговых сигналов (см. табл. 5) |
| J21 | Отсутствует |
| J22 | Разъем для установки перемычек, которые коммутируют опорное напряжение |
| J23 | Разъем для установки перемычки, которая определяет состояние входа MONEN (вход разрешения внутреннего монитора питания микроконтроллера) |
| J24 | Системный трехрядный дюймовый разъем C96 (см. табл. 2) |

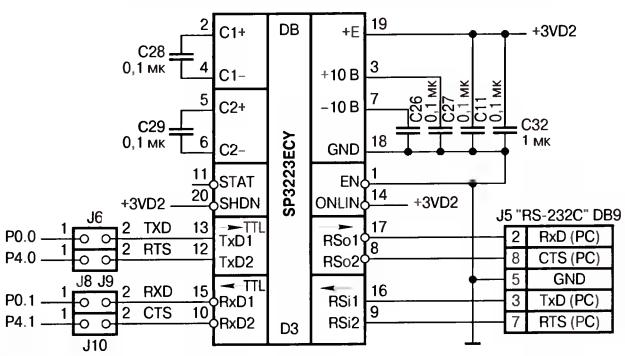



**Рис. 3**

*Продолжение следует*

**Олег Николайчук,**
onic@ch.moldpac.md

*Литература:*

*1. http://www.cygnal.com/datasheets/c8051f02x.pdf*
*2. http://www.cygnal.com/datasheets/c8051f02xug.pdf*

Таблица 4. Выходной разъем интерфейса RS-232C

| Контакт | Описание |
|---|---|
| 2 | RxD (вход PC) в контроллере соединен с P0.0 |
| 3 | TxD (выход PC) в контроллере соединен с P0.1 |
| 8 | CTS (вход PC) в контроллере соединен с P4.0 |
| 7 | RTS (выход PC) в контроллере соединен с P4.1 |
| 5 | Общий провод |

Таблица 5. Контакты винтового клеммника J20

| Контакт | Описание | |
|---|---|---|
| 1 | CP0+ | Неинвертирующий вход аналогового компаратора 0 |
| 2 | CP0– | Инвертирующий вход аналогового компаратора 0 |
| 3 | DAC0 | Выход цифро-аналогового преобразователя 0 |
| 4 | DAC1 | Выход цифро-аналогового преобразователя 1 |
| 5 | AIN0.0 | Вход 0 первого аналого-цифрового преобразователя ADC0 |
| 6 | AIN0.1 | Вход 1 первого аналого-цифрового преобразователя ADC0 |
| 7 | VREF0 | Опорное напряжение |
| 8 | AGND | Аналоговый общий провод |

## Новости

ЗАО «НТЦ СИТ» сообщает о начале серийного производства микросхемы К1156ЕН6хх — прямого аналога микросхемы CS5201 фирмы ON SEMICONDUCTOR.

К1156ЕН6хх — серия высокоточных стабилизаторов с фиксированным положительным напряжением и с более высокой эффективностью, чем у других доступных в настоящее время устройств.

Микросхема обладает следующими техническими характеристиками:

- номинальное выходное напряжение — 1,5, 1,8, 2,5, 3,3 В;
- максимальный ток нагрузки — 1 А;
- нестабильность выходного напряжения — не более ±1,5 %;
- минимальное падение напряжения вход–выход (типовое) — 1,0 В
- ток потребления — не более 10 мА;
- защита от короткого замыкания;
- тепловая защита.

Микросхема выпускается в двух вариантах корпусов: ТО-220 — для объемного монтажа (типономинал К1156ЕН6Пх) и ТО-263 — для поверхностного монтажа (типономинал К1156ЕН6Тх).

С полным описанием микросхемы можно ознакомиться в разделе новостей сайта предприятия.

**РОССИЯ, 241037, г. Брянск, а/я 2.**
**Тел.: (0832) 41-48-80,**
**факс: (0832) 41-42-49,**
**E-mail: root@sit.bryansk.ru**
**http://www.bryansk.ru/sit**

# Автомат плавного пуска коллекторных электродвигателей

***Тот, кто работал электроинструментом с мощным коллекторным электродвигателем, замечал, как резко теряли яркость осветительные лампы, включенные в ту же сеть, в момент пуска двигателя. Такой большой пусковой ток опасен из-за возможного разрушения коллектора двигателя и редуктора электроинструмента в результате теплового и динамического удара. В статье описано устройство, обеспечивающее плавное увеличение тока в двигателе и управляемое собственным выключателем инструмента. Кроме того, оно выполняет функцию регулятора мощности нагрузки и предохранителя, исключающего порчу инструмента при перегрузке.***

Устройство подобного назначения было описано в статье [1]. Применение операционных усилителей серии КР1446 [2] и симисторного регулятора с фазоимпульсным управлением на основе микросхемы КР1182ПМ1 [3] позволило заметно его упростить. Схема предлагаемого автомата приведена на рис. 1.

Источник питания устройства собран по бестрансформаторной схеме на элементах C1—C3, R1, R2, VD1, VD2 и при выходном напряжении 6 В обеспечивает ток в нагрузке до 30 мА [4].

Операционные усилители микросхемы DA1 и резисторы R3—R8 образуют компараторы, срабатывающие в зависимости от потребляемого нагрузкой тока. Компаратор на ОУ DA1.1 выдает на выходе короткие импульсы положительной полярности при подключении нагрузки к выходу автомата, а DA1.2 — импульсы отрицательной полярности при перегрузке или коротком замыкании.

Выходные сигналы удлинителей импульсов на микросхеме DD1 через оптроны U1 и U2 управляют микросхемой фазоимпульсного регулятора DA2 КР1182ПМ1. Эта микросхема допускает выходной ток до 1,2 А, поэтому для управления нагрузкой мощностью 1...2 кВт она дополнена симистором VS1.

В момент включения автомата в сеть разряженный конденсатор C5 обеспечивает уровень лог. 0 на верхнем по схеме входе элемента DD1.3, что вызывает появление такого же уровня на базах транзисторов VT1 и VT2. Включаются светодиоды оптронов U1 и U2, конденсатор C8 поддерживается в разряженном состоянии. При нулевом напряжении между выводами 6 и 3 микросхемы DA2 она закрыта, управляющие импульсы на симистор VS1 не подаются, нагрузка обесточена.

При отсутствии тока через нагрузку падение напряжения на резисторе R7 равно нулю. Напряжение с делителя R3R4 (около +0,9 В) подается на неинвертирующий вход ОУ DA1.2. Высокий уровень с его выхода через резистор R11 быстро заряжает конденсатор C5, после чего начинается зарядка конденсатора C7 через резистор R12. Спустя примерно 5 с напряжение на нижнем по схеме входе DD1.3 достигает порога переключения, цепочка DD1.3, DD1.4 скачком изменяет свое состояние, уровень лог. 1 с выхода DD1.4 разрешает работу цепи удлинения импульсов DD1.1, DD1.2. Этот же сигнал закрывает транзистор VT2, что, в свою очередь, приводит к закрыванию оптрона U2. Ток, вытекающий из вывода 6 микросхемы DA2 (около 100 мкА) создает на параллельно соединенных резисторах R15 и R16 падение напряжения около 1 В. В результате микросхема DA2 включается в конце каждого полупериода. Включается и симистор VS1, поэтому на выход устройства подается относительно небольшое «дежурное» сетевое напряжение.

При включении нагрузки встроенным выключателем через резистор R7 начинает протекать ток, создающий на нем падение напряжения (в виде импульсов изменяющейся полярности) с амплитудой 10...30 мВ. Импульсы с полярностью, при которой на правом (по схеме) выводе резистора R7 будет минус, переключают ОУ DA1.1, в результате чего на его выходе формируются импульсы положительной полярности с амплитудой, близкой к напряжению источника питания микросхем.

С выхода ОУ DA1.1 импульсы поступают на вход узла удлинения импульсов, состоящего из диода VD3, резисторов R9, R10, элементов DD1.1, DD1.2 и конденсатора C6 и выполняющего функцию одновибратора с перезапуском. Пока на его входе присутствуют импульсы положительной полярности, на выходе элемента DD1.2 будет сигнал высокого уровня. Оптрон U1 закрыт, и конденсатор C8 плавно заряжается вытекающим с вывода 6 DA2 током. Это приводит более раннему в пределах полупериода сетевого напряжения открыванию микросхемы DA2 и симистора VS1. В результате напряжение на нагрузке плавно повышается и примерно через 2 с достигает максимального. Его значение можно регулировать резистором R16 в пределах 0...98 % от напряжения сети.

При выключении нагрузки с задержкой в пределах 40...50 мс напряжение на выходе элемента DD1.2 становится низким, оптрон U1 включается, конденсатор C8 быстро разряжается через фототранзистор оптрона U1, и напряжение на выходе устройства снижается до своего «дежурного» значения. При следующих включениях нагрузки процесс плавного пуска повторяется.

Если при перегрузке электроинструмента или замыкании в его цепи амплитуда тока, протекающего через резистор R7, превысит 20 А, на выходе ОУ DA1.2 появятся импульсы отрицательной полярности. Пройдя через помехоподавляющую цепь R11C5, первый же из них запустит цепь удлинения импульсов, образованную

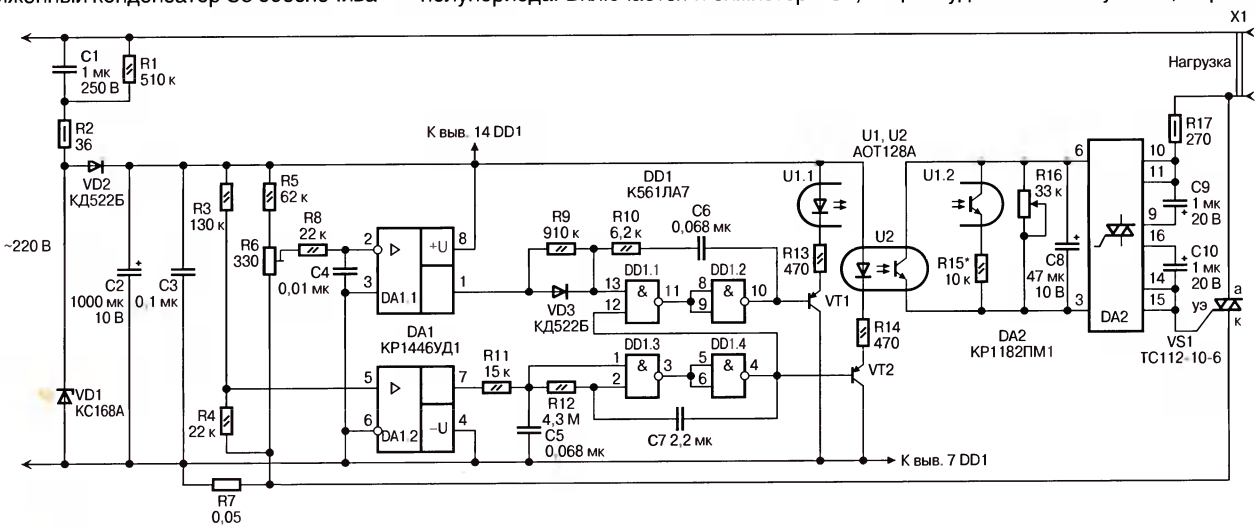



Рис. 1

резистором R12, элементами DD1.3, DD1.4 и конденсатором C7. На выходе элемента DD1.4 появляется сигнал лог. 0, который переключит в исходное состояние цепь удлинения импульсов DD1.1, DD1.2 и включит транзисторы VT1 и VT2, что разрядит конденсатор C8. Напряжение с нагрузки снимается.

Примерно через 5 с цепь DD1.3, DD1.4 переключается в исходное состояние и вновь, если нагрузка не отключена, начинается процесс плавного пуска двигателя электроинструмента. Если причина срабатывания защиты не устранена, она вновь сработает. Такой процесс будет повторяться каждые 5 с.

Все элементы устройства, кроме симистора VS1 с ребристым теплоотводом размерами 60×50×40 мм и выходного разъема X1, смонтированы на печатной плате, выполненной из односторонне фольгированного стеклотекстолита. Использованы резисторы МЛТ, конденсаторы К73-17 на номинальное напряжение 250 В (C1), К50-16 (C2, C8), К53-1 (C9, C10), КМ-5 и КМ-6 (остальные). Конденсатор C1 может быть любыми другим, обозначение которого начинается с К73, например К73-16, но номинальное напряжение конденсатора C1 должно быть не менее 250 В.

Переменный резистор R16 — СП3-4аМ или СП3-4бМ, подстроечный R6 — СП3-19а. Диоды VD2, VD3 — любые кремниевые импульсные, стабилитрон VD1 — на напряжение стабилизации 6,2...6,8 В. Микросхему К561ЛА7 (DD1) можно заменить на КР1561ЛА7. Вместо микросхемы КР1446УД1 подойдет любая этой серии. Оптроны могут быть любыми транзисторными с напряжением изоляции не менее 500 В.

Резистор R7 изготовлен из восьми отрезков нихромовой проволоки диаметром 0,8 мм, которые соединены параллельно и скручены в жгут. Длина отрезков (несколько сантиметров) подобрана с таким расчетом, чтобы сопротивление каждого из них было 0,4 Ом ±10 %.

Транзисторы VT1 и VT2 могут быть любыми кремниевыми маломощными структуры p-n-p. Симистор VS1 может быть ТС112-10 или ТС112-16 с любым последующим цифровым индексом, но не менее 4. Этот индекс означает максимальное рабочее напряжение симистора, выраженное в сотнях вольт. В обозначении симистора может быть также еще один цифровой индекс, но его значение не играет роли. С использованием указанных симисторов максимальный ток нагрузки может составлять 10 и 16 А соответственно. С симистором КУ208В или КУ208Г ток нагрузки не превысит 5 А. Возможно применение симисторов фирмы Motorola серий MAC8, MAC9, MAC12, MAC15, MAC16 с любыми буквенными индексами [5]. Число в обозначении серии в первом приближении означает допустимый ток симистора.

Монтажная плата, теплоотвод с симистором и гнезда разъема X1 размещены в пластмассовой коробке размерами 150×95×70 мм так, чтобы плата была расположена ближе к нижней стенке коробки, а теплоотвод симистора — к верхней (стенки наименьших размеров). В этих стенках просверлено по 24 вентиляционных отверстия диаметром 6 мм с шагом 10 мм. Вал переменного резистора R19 выведен через отверстие в передней стенке коробки и снабжен пластмассовой ручкой. При этом вал резистора и крепежный винт его ручки не должны быть доступны для случайного прикосновения.

Налаживают автомат и градуируют его органы управления вначале без нагрузки. Вместо R7 временно впаивают резистор сопротивлением 100 Ом. Параллельно конденсатору C1 подключают резистор сопротивлением 150...200 Ом, после чего на сетевой вход устройства подают от внешнего источника постоянное напряжение 12...15 В (плюс — к верхнему по схеме проводу). Выходное напряжение устанавливают таким, чтобы ток, потребляемый устройством, был в пределах 35...40 мА.

Затем между плюсом C2 и эмиттером VT2 включают светодиодный индикатор — последовательно соединенные резистор сопротивлением 5,1 кОм и любой светодиод, например из серии АЛ307. При кратковременном замыкании выводов конденсатора C5 светодиод должен включаться на 5...7 с. Точно порог срабатывания системы защиты можно проверить, подключив к резистору, заменяющему проволочный R7, гальванический элемент (плюсовым выводом к его левому по схеме выводу) последовательно с переменным резистором сопротивлением 220 Ом. При плавном уменьшении сопротивления этого резистора, когда напряжение на резисторе, заменяющем R7, приблизится к 1 В, светодиод индикатора должен включиться. При необходимости порог срабатывания защиты устанавливают соответствующим подбором резистора R4.

Далее окончательно собирают устройство. Светодиодный индикатор переключают к выходу элемента DD1.1. Особое внимание уделяют прокладке сильноточных цепей. К выходному разъему X1 подключают лампу накаливания мощностью не менее 60 Вт и замыкают R7 перемычкой. Далее устройство включают в сеть и подбором резистора R15 добиваются, чтобы нить накала лампы слабо светилась. При этом переменное напряжение на лампе должно составлять 12...18 В. Снимают перемычку с R7, движок резистора R6 устанавливают в такое положение, чтобы при отключенной лампе светодиод гас, при включении — загорался, а яркость свечения лампы плавно увеличивалась.

Теперь вместо лампы накаливания к разъему X1 подключают электроинструмент, потребляющий минимальную мощность, например, электродрель. При его включении светодиод должен загораться, а ротор двигателя плавно разгоняться. Если светодиод светится постоянно или не включается вообще, следует уточнить положение движка резистора R6, после чего проверить работу устройства с более мощным электроинструментом.

При любых проверках автомата и работе с ним следует иметь в виду, что сразу после его включения в сеть запускается цепь защиты и в течение 5...7 с нагрузка не включается. Проверить же работу системы защиты можно, предварительно заменив проволочный R7 на резистор сопротивлением 1 Ом. При включении электроинструмента любой мощности защита должна четко срабатывать.

В процессе эксплуатации автомата его подвешивают или устанавливают в вертикальном положении так, чтобы вентиляционные отверстия в его корпусе ничем не закрывались.

**Сергей Алексеев,**
editor@dian.ru

*Литература*

*1. С. Бирюков. Автомат плавного пуска коллекторных электродвигателей. — Радио, 1997, № 8, с. 40, 41.*

*2. С. Христофоров. Операционные усилители серий КР1446 и КФ1446. — Схемотехника, 2001, № 12, с. 61—64.*

*3. И. Кольцов. Микросхема фазового регулятора КР1182ПМ1.— Схемотехника, 2001, № 10, с. 51—53.*

*4. С. Бирюков. Расчет сетевого источника питания с гасящим конденсатором. — Радио, 1997, № 5, с. 48, 49.*

*5. Тиристоры фирмы Motorola. — Схемотехника, 2002, № 1, с. 62, 63.*

**КРУПНАЯ ДИСТРИБЬЮТОРСКАЯ КОМПАНИЯ**

по продаже
**электронных компонентов**
приглашает на
**постоянную работу:**

- технических специалистов и инженеров в отдел технической поддержки;
- менеджеров по продажам;
- менеджеров по закупкам импортных электронных компонентов.

**Требования к кандидатам:**

высшее образование,
желательно по специальности,
связанной с электроникой;
коммуникабельность;
умение работать самостоятельно и в команде.

*Опыт работы в области электронных компонентов желателен, но не обязателен*

Резюме направлять
**по факсу 73-75-999**
или
**по e-mail: subscribe@platan.ru**

# Компьютерный кардиограф

***В сентябрьском номере журнала «Схемотехника» описан простой вариант компьютерного кардиографа. В данной статье предлагается более совершенный прибор, который также можно собрать самостоятельно.***

Методы регистрации электрической активности органов человека были предложены еще в начале двадцатого века, однако широкое распространение они получили лишь недавно в связи с интенсивным развитием техники. Несмотря на это, промышленные биомедицинские приборы все еще имеют достаточно высокую стоимость, что делает их у нас практически недоступными для личного использования. В то же время сейчас на современной элементной базе прибор для регистрации электрической активности сердца может повторить даже радиолюбитель средней квалификации. А использование для анализа кардиосигнала персонального компьютера (ПК) позволяет обойтись без недоступного для самостоятельного изготовления самопишущего устройства. Кроме того, это в значительной мере расширяет диагностическую ценность метода, так как при использовании соответствующего программного обеспечения появляется возможность математической обработки кардиосигнала и его анализа. В [1] описан вариант подобного устройства, однако он построен на базе промышленного прибора, в частности, используется ручной коммутатор отведений, что в значительной мере затрудняет самостоятельное повторение устройства. Кроме того, там не уделено достаточно внимания требованиям по электробезопасности.

В предлагаемой статье описывается прибор, имеющий собственный коммутатор ЭКГ отведений (рис. 1). К нему может быть подключено до пяти электродов (трех для отведений от конечностей, одного для грудных отведений и одного заземляющего). Прибор позволяет поочередно регистрировать шесть общепринятых электрокардиографических отведений от конечностей, а также грудные отведения. Переключение между ЭКГ отведениями может производиться либо вручную при нажатии на кнопку SB1, либо автоматически с интервалом несколько секунд при замыкании переключателя SA1. Уменьшить число перебираемых отведений можно, установив переключатель SA2 в нижнее по схеме положение. В этом случае возможна регистрация только трех основных ЭКГ отведений от конечностей.

Для оцифровки электрокардиограммы и передачи ее на ПК прибор дополнен схе-

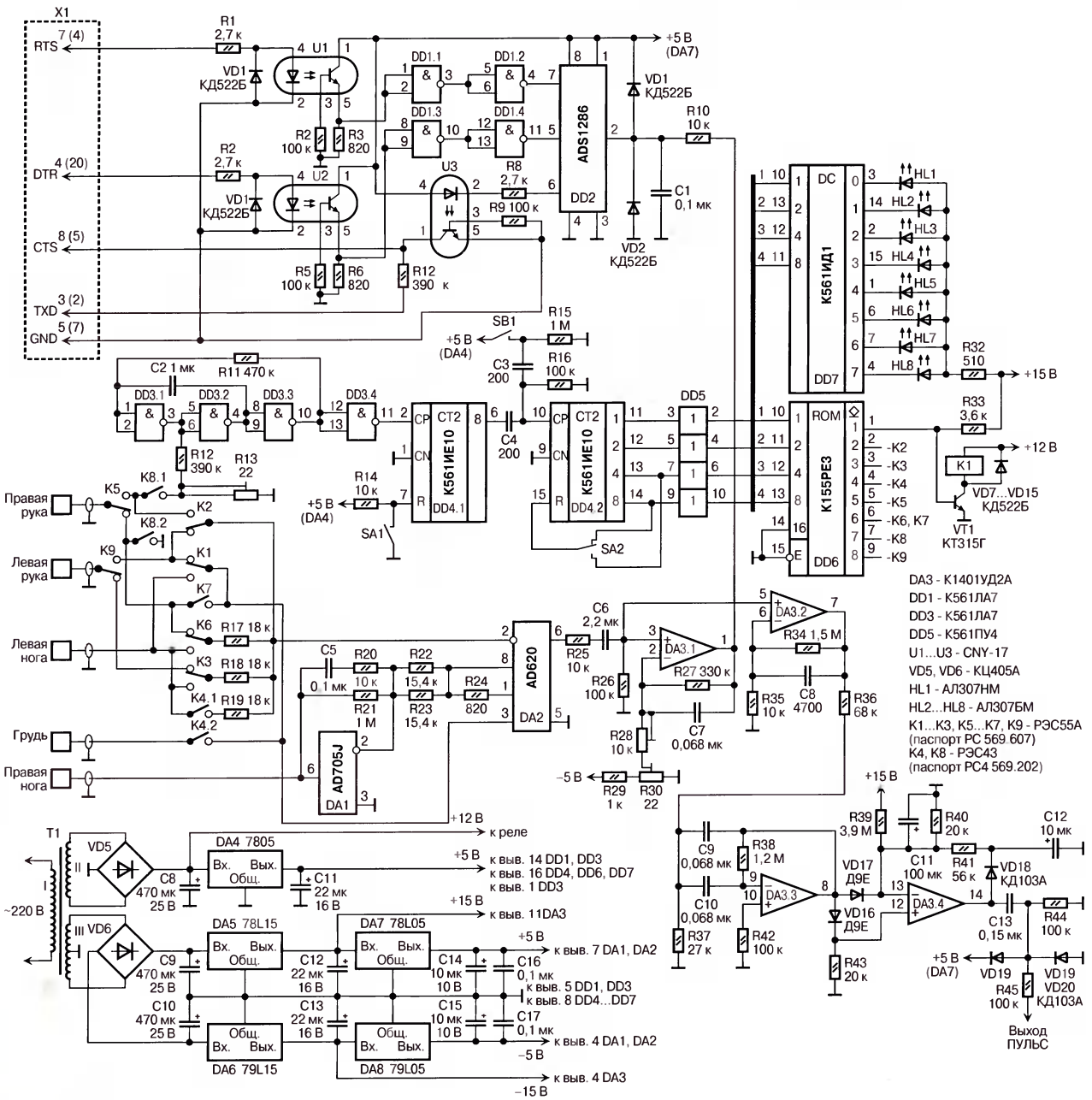



**Рис. 1**

мой 12-разрядного АЦП, который подключается к порту персонального компьютера через узел гальванической развязки. Кроме того прибор содержит узел выделения пикового сигнала (R-импульса), к выходу которого может подключаться измеритель частоты пульса.

Рассмотрим подробнее схему устройства. Биопотенциалы сердца, снимаемые при помощи электродов, поступают на вход коммутатора, который обеспечивает прохождение кардиосигналов на входы 2 и 3 ОУ DA2 в соответствии с выбранным отведением. Коммутатор выполнен на герконовых реле K1—K9. Сигналы, управляющие их работой, формируются микросхемой ПЗУ DD6 в соответствии с кодом, поступающим с выводов 11—14 счетчика DD4.2. Управление коммутатором осуществляется транзисторными ключами VT1—VT8. Микросхема DD5 служит для согласования КМОП уровней счетчика DD4 с ТТЛ уровнями микросхемы ПЗУ DD6 и дешифратора DD7. Последний преобразует выходной код счетчика DD4.2 в сигналы управления светодиодными индикаторами HL1—HL8, служащими для отображения номера выбранного отведения ЭКГ. Микросхема ОУ DA1 служит для создания «плавающей земли» электрода заземления, это позволяет значительно уменьшить дрейф нулевой линии при недостаточно хорошем контакте электродов с кожей. Подача импульсов контрольного сигнала 1 мВ на усилитель обеспечивается во время индикации нулевого номера кардиографического отведения. Импульсы снимаются с генератора на логических элементах DD3.1—DD3.4 и через резистивный делитель R12R13 поступают на соответствующие контакты реле. При выходном коде счетчика DD4.2, соответствующем восьмому отведению, входы усилителя DA1 соединяются с общим проводом. В табл. 1 приведена прошивка ПЗУ K155PE3, соответствующая описанной логике работы.

Технические характеристики усилителя следующие: $I_{ВХ}$ = 8 пА; $U_{Ш}$ = 1 мкВ; $R_{ВХ}$ = 10 ГОм; $K_{УС}$ = $10^3$; $K_{ОС.СФ.}$ =110 дБ.

Основное усиление кардиосигнала, а также дополнительное подавление сетевых помех осуществляется узлом на ОУ DA3.1. Далее через резистор R10 кардиосигнал поступает на вход АЦП DD2, который через цепи развязки на оптронах U1—U3 подключается непосредственно к последовательному порту ПК. Микросхема DD1 служит для повышения крутизны фронтов импульсов, снимаемых с оптронов U1, U2. Диоды VD1 и VD2 защищают вход АЦП от случайного превышения входного напряжения предельно допустимого. Примененный в схеме АЦП рассчитан на работу только с положительным входным напряжением (0...+5 В), поэтому для его нормальной работы с двухполярным сигналом дополнительное смещение нулевой линии от 0 до 2,5 В также осуществляется узлом на ОУ DA3.1.

На ОУ DA3.2—DA3.4 выполнен пиковый детектор, служащий для выделения максимумов в импульсах кардиосигнала (R-импульсов). К его выходу может подключаться измеритель частоты сердечных сокращений, либо обычный светодиод для индикации пульса.

Конструктивно усилитель биопотенциалов и коммутатор выполнены на двух печатных платах. Для усилителя использован односторонне фольгированный стеклотекстолит толщиной 2 мм, а для коммутатора — двусторонний, размеры плат 60×50 и 130×50 мм соответственно. Источник питания оформлен отдельным блоком. Чтобы уменьшить входные токи утечки, разводка контактов реле выполнена навесным монтажом. Отверстия под них рассверлены так, чтобы обеспечивался некоторый зазор между платой и выводами. Для уменьшения внешних наводок длина проводников, соединяющих вход усилителя с коммутатором, должна быть минимальной. Необходимо также обеспечить надежное экранирование входного блока. Электроды соединяются с входом прибора с помощью экранированного провода длиной около двух метров. Во избежание поражения электрическим током в приборе необходимо предусмотреть надежную защиту, исключающую попадание напряжения на входные электроды. При изготовлении трансформатора питания особое внимание следует уделить качеству изоляции, можно рекомендовать использовать готовые трансформаторы повышенной электробезопастности серии ТП [2]. **Категорически запрещается подключение прибора к устройствам с сетевым питанием без надежного гальванического разделения.**

Электроды для отведений от конечностей могут быть выполнены в виде металлических пластин размерами 50×35 мм. Для грудных отведений используются электроды круглой формы диаметром до 30 мм.

Наладка прибора заключается в установке резистором R13 амплитуды импульсов на выходе резистивного делителя R12R13, равной 1 мВ. Перед началом регистрации ЭКГ прибор калибруют подачей этих импульсов. Для этого, установив нулевой номер отведения, резистором R30 добиваются нужного усиления сигнала, а резистором R28 — напряжения 2,5 В на выходе ОУ DA3.2 при заземленных выводах входного усилителя (восьмой номер отведения).

При использовании самопишущих регистраторов стандартным считается отклонение пера 10 мм при входном напряжении 1 мВ, скорость движения ленты обычно выбирают 50 мм/с. Более точную калибровку прибора можно произвести подачей сигнала амплитудой 1 мВ с выхода прецизионного генератора.

Регистрация кардиограммы должна производиться в помещении, удаленном от источников электрических помех. Расстояние между электродами и проводами электросети должно составлять не менее 1,5...2 м. Снятие ЭКГ желательно производить в положении лежа на спине, это позволяет добиться максимального расслабления мышц и улучшить тем самым условия регистрации.

Пластинчатые электроды накладывают на внутреннюю поверхность голеней и предплечий в нижней их трети и фиксируют с помощью резиновых лент. Грудной электрод устанавливают, используя резиновую грушу-присоску. Для улучшения качества ЭКГ и уменьшения наведения помех следует обеспечить хороший контакт электродов с кожей. Для этого в местах наложения электродов необходимо предварительно обезжирить кожу спиртом и обильно смочить ее 5...10 % раствором хлорида натрия или, в крайнем случае, обычным мыльным раствором. Наилучшим вариантом будет использование специальной электродной пасты. Более подробно ознакомиться с принципами снятия электрокардиограмм, а так же их анализа можно посетив страничку http://lainslav.narod.ru/med.files/kardiogr.htm.

Простейшую программу для построения кардиокривой на экране монитора можно найти на этом же сайте и на сайте журнала «Схемотехника» www.dian.ru.

**Вячеслав Тушнов,**
profesor@lep.lg.ua

Таблица 1

| Входы DD6 | | | | Выходы DD6 | | | | | | | | Отведение |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 10 | 11 | 12 | 13 | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 9 | |
| 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | контроль |
| 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | I |
| 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | II |
| 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | III |
| 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | aVR |
| 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | aVL |
| 0 | 1 | 1 | 0 | 1 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | aVF |
| 1 | 1 | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | грудное |
| 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 | ноль |
| Реле | | | | К 1 | К 2 | К 3 | К 4 | К 5 | К 6, К 7 | К 8 | К 9 | |

*Литература:*

*1. Б. Котляков. Компьютерный кардиограф. — Схемотехника, 2002, № 9, с. 36, 37.*

*2. И. Кольцов. Маломощные сетевые трансформаторы серий ТП повышенной электробезопасности. — Радио, 2001, № 7, с. 47, 48.*

**От редакции.** Опубликованная в сентябрьском номере журнала «Схемотехника» конструкция компьютерного кардиографа имеет существенный недостаток — отсутствие гальванической развязки от компьютера. Дело в том, что общий провод компьютера связан с сетью через помехоподавляющие конденсаторы, и при отключенном заземлении на нем присутствует переменное напряжение, равное половине напряжения сети, т. е. 110 В. Поэтому желающим повторить такой упрощенный вариант следует обязательно ввести в него гальваническую развязку, например, как в канале передачи данных описанного выше устройства.

# Таймер для периодического включения нагрузки

***Периодическое включение нагрузки позволяет в ряде случаев повысить эффективность использования электрических приборов. В статье рассматривается таймер, реализующий такой режим работы, а также приводятся методика расчета элементов устройства и рекомендации по применению таймера.***

Таймер изготовлен на доступной и популярной отечественной элементной базе. Принципиальная схема таймера представлена на рис. 1.

При включении питания на вход R многоразрядного счетчика DD3 поступает импульс сброса положительной полярности. На выходе $2^{13}$ микросхемы формируется лог. 0, и на выходах двух параллельно включенных инверторов DD1.5, DD1.6 — лог. 1, открывающая транзистор VT1. Реле K1 срабатывает и замыкает контакты K1.1. Напряжение сети поступает в нагрузку. Одновременно лог. 1 с выхода инвертора DD1.4 открывает аналоговый ключ DD2.2, который включает во времязадающую цепь генератора на элементах DD1.1—DD1.3 резисторы R4 и R7. Генератор вырабатывает прямоугольные импульсы с частотой $f_B$. Через $2^{13}$ периода этой частоты на выходе $2^{13}$ микросхемы DD3 появляется лог. 1, что приводит к размыканию контактов K1.1 и прекращает подачу напряжения сети в нагрузку. Одновременно ключ DD2.2 закрывается, а ключ DD2.1 открывается, это включает во времязадающую цепь генератора резисторы R3 и R6. Генератор вырабатывает импульсы с частотой $f_0$. Через $2^{13}$ периода этой частоты счетчик переходит в исходное состояние, и снова включается реле K1. Таким образом, периодически на протяжении интервала времени включения $T_B$ напряжение сети поступает в нагрузку, а на протяжении интервала времени отключения $T_0$ нагрузка выключена. Длительности $T_B$ и $T_0$ можно определить по формулам:

$$T_B = \frac{2^{13}}{f_B};\ T_O = \frac{2^{13}}{f_O}. \qquad (1)$$

Временные параметры таймера определяются элементами R4, R7, R3, R6 и C2. Задавшись значением емкости C2 можно определить номиналы резисторов по формулам [1]

$$R4 = \frac{T_{Bmin}}{14746 \times C2};\ R3 = \frac{T_{Omin}}{14746 \times C2};$$

$$R7 = \frac{T_{Bmax}}{14746 \times C2} - R4;\ R6 = \frac{T_{Omax}}{14746 \times C2} - R3,$$

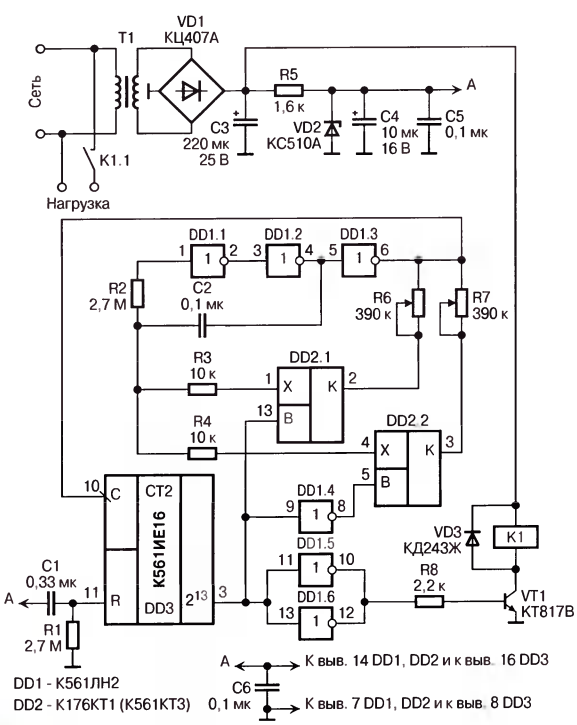



**Рис. 1**

где $T_{Bmin}$ ($T_{Omin}$) — минимальное время включения (отключения) нагрузки, $T_{Bmax}$ ($T_{Omax}$) — максимальное время включения (отключения) нагрузки. В этих формулах размерности — мкФ, МОм, с.

При приведенных на рис. 1 номиналах элементов

$$T_{Bmin} = T_{Omin} = 15\ с,\ T_{Bmax} = T_{Omax} = 600\ с.$$

Трансформатор T1 — любой малогабаритный, обеспечивающий напряжение на вторичной обмотке 16 В при токе больше рабочего тока обмотки реле K1. Реле K1 выбирается на напряжение срабатывания 14...18 В и ток через контакты не меньше тока нагрузки. Авторы применили в своей конструкции трансформатор Т10–220–50 и реле ТКД201Д1. Конденсатор C2 должен быть термостабильным, например, К73–16, К73–17.

Для удобства пользования таймером необходимо проградуировать резисторы R6 и R7. Градуировка облегчается при наличии частотомера, с помощью которого измеряют частоту $f_B$ ($f_O$), которая устанавливается в соответствии с формулами (1). Так, для выдержки длительности $T_B$ ($T_O$), равной одной минуте, $f_B$ ($f_O$) должна быть равна 136,5 Гц.

Таймер применяется авторами на протяжении нескольких лет на садовом участке для управления водяным насосом «КАМА». Ограниченный дебит скважины не позволял использовать этот насос в непрерывном режиме. Перед включением таймера определялся уровень воды в скважине, затем включался насос и определялось время $T_K$, за которое уровень воды снижался до критического значения, затем насос выключался и определялось время $T_H$, за которое уровень воды в скважине достигал исходного значения. На таймере устанавливались временные интервалы:

$$T_B = (0,7...0,8)T_K;\ T_O = (1,1...1,2)T_H.$$

В дальнейшем таймер обеспечивал полив в автоматическом режиме. Во время дачного сезона потребовалась коррекция параметров в конце лета, когда уровень воды в скважине значительно снизился.

Длительная эксплуатация таймера показала его высокую надежность.

Таймер может найти применение для управления электронагревательными приборами, вентиляционными установками, водяными и другими насосами и многих других целей.

**Дмитрий Онышко,**
**Александр Журченко,**
oda78@pisem.net

*Литература:*

*1. И. П. Шелестов. Радиолюбителям: полезные схемы. Книга 2. — М.: СОЛОН–Р, 2001.*

**Вниманию читателей!**

На сайте журнала «Схемотехника» **www.dian.ru** в разделе «Программное обеспечение» (за шестеренкой) выложены программы и таблицы прошивки ПЗУ к статье «Частотомер на микроконтроллере AT89C51» (№ 2, 2002), к публикациям в последних номерах журнала, чертеж печатной платы к статье «Автомобильный тахометр на К1003ПП1» (№ 10, 2001), а также содержание (перечень статей в формате Excel) всех вышедших номеров журналов «Схемотехника».

# Звуковой индикатор фазы

***В статье рассказывается о простом индикаторе фазного напряжения, в котором традиционная «неонка» заменена звуковым излучателем. Это более удобно для работы, так как меньше отвлекает внимание от контролируемых цепей с опасным напряжением.***

На протяжении многих десятилетий радиолюбители, а также электромонтеры и электрики для определения фазного провода использовали простейшие индикаторы на миниатюрных газоразрядных лампах с двумя или более электродами. Такие индикаторы выпускались нашей промышленностью в виде относительно прочных отверток, их и сейчас еще можно встретить в продаже. Недостаток — относительно низкая чувствительность и малая яркость свечения лампы.

Недавно в продаже появились определители фазного напряжения на жидкокристаллических индикаторах. Их ахиллесова пята — неудобство считывания информации, особенно при низкой освещенности, и большая вероятность повреждения при падении или попадании влаги. Кроме того, нужно учитывать, что необходимость тщательно приглядываться к индикатору отвлекает от самой работы и повышает шансы испытать неприятный удар током.

Учитывая это, автором был разработан простой звуковой пробник с высокой чувствительностью, который позволяет определять не только фазный провод и наличие даже небольших утечек сетевого напряжения на корпус или шасси электроустановок, но и полярность и наличие постоянного напряжения величиной от 4 до 800 В.

Схема устройства приведена на рис. 1. Основной его элемент — электромагнитный излучатель звука со встроенным генератором BF1, который начинает весьма громко работать при напряжении питания около 1 В. Для своего функционирования устройству нужен автономный источник питания — гальванический элемент G1. Если щуп X1 подсоединен к фазному проводу, то при касании сенсора E1 на затворе полевого транзистора относительно истока появится напряжение положительной полярности, которое откроет канал транзистора, в результате чего на звуковой излучатель поступит почти полное напряжение питания, и он заработает.

Максимальный импульсный ток утечки сетевого напряжения 220 В через тело человека при касании сенсора не превысит 40 мкА, что значительно меньше, чем в индикаторах на неоновых лампах и совершенно не ощущается.

Транзистор VT1, работая как микромощный стабилитрон, защищает затвор транзистора VT2 от пробоя. Вместо указанного на схеме биполярного транзистора можно установить любой из серий КТ315, КТ3102, КТ342. Полевой n-канальный транзистор с индуцированным каналом можно заменить любым из серий КП501, КР1014КТ1. Диоды VD1, VD2 для сохранения высокой чувствительности желательно взять с малыми обратным током и емкостью, например, КД247Г, КД102А, КД102Б. Элемент питания G1 может быть использован типоразмера AAA или «таблеточный», например, AG13, РЦ-32. Можно применить и малогабаритный никель-кадмиевый аккумулятор, например, Д-0,025 или современный импортный. Выключатель питания не требуется.

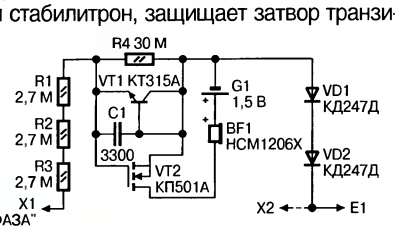



Рис. 1

Конструктивно пробник может быть оформлен в виде щупа-отвертки в корпусе от использованного маркера "BEIFA" AD8004 с внутренним диаметром широкой части трубки 14 мм, в верхней части корпуса которого просверлено несколько отверстий диаметром 1 мм для излучателя BF1. Сенсор E1 можно сделать из латунного винта M5 с хорошо отшлифованной шляпкой или из неокрашенного транзистора в металлостеклянном корпусе (ГТ313, КТ301). Для наконечника X1 можно использовать деталь от подходящей отвертки. Наконечник с припаянным отрезком провода и насечками для фиксации вставляется вместо пишущего узла и заливается растворенным в дихлорэтане полистиролом или эпоксидным клеем.

Если в дополнение к звуковой сигнализации желательно иметь и световую, то можно поступить следующим образом: напряжение питания увеличивается до 3,5 В (3РЦ-55С, емкость 0,45 А·ч, размеры 16×40мм), а к выводам BF1 с соблюдением полярности через токоограничительный резистор подключается светодиод. Лучше использовать ультраяркие светодиоды, которые хорошо светят уже при токе 300...500 мкА, например, L1503SRC/F, L1503SRC/E, L1513SRC/E. Если позволят габариты корпуса пробника, то резисторы R1—R3 желательно заменить на 6—10 резисторов с общим сопротивлением 8...10 МОм, что уменьшит вероятность поражения током при попытках прозвонки цепей с напряжением 2...7 кВ.

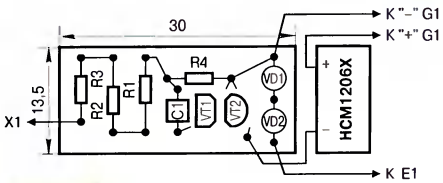



Рис. 2

Для прозвонки цепей напряжения постоянного тока, гальванически не связанного с напряжением осветительной сети, можно предусмотреть возможность подключения щупа X2. Для снижения чувствительности можно уменьшить сопротивление резистора R4. Расположение деталей на монтажной плате дано на рис. 2.

**Андрей Бутов,**
editor@dian.ru

*Литература:*

*1. И. Нечаев. Индикатор фазы. — Радио, 1999, № 9, с. 51.*

*2. С. Дубовой. Индикатор «фазы» из шприца. — Радио, 2000, № 5, с. 48*

*3. П. Алешин. Звукоизлучатели фирмы Ningbo Electronics Ltd. — Схемотехника, 2002, № 6, с. 57—58.*

FORESIGHT COMPONENT
с нами вы всегда на шаг вперед
ПОСТАВКИ МИКРОСХЕМ
ANALOG DEVICES
со склада и под заказ
Комплексные поставки импортных микросхем от мировых производителей.
Индивидуальный подход к заказчикам
Прогрессивные скидки
Техническая поддержка и поставка образцов для массовых производителей
Регистрация проектов, низкие цены.
DC/DC и AC/DC модули
Производство и разработка печатных плат
Производство трансформаторов
Паяльные станции и аксессуары
Пассивные компоненты и микросхемы
Аккумуляторные батареи и многое другое по каталогу
Срок поставки 2 недели.
г. Москва
ул. Дубосековская, д.5/6, офис 239
тел./факс (095) 231-3152
e-mail: sales_s@frs-c.ru
www.frs-c.ru

# Часы–универсал

***Одним из самых распространенных электронных устройств являются часы. С момента появления первых электронных часов было разработано огромное число вариантов, собранных как на дискретных элементах, так и на специализированных микросхемах. Тем не менее, я хочу предложить вашему вниманию собственный вариант электронных часов. Я взялся за разработку данных часов, преследуя цель — разработать универсальные часы, которые удовлетворяют практически любым запросам потребителя. Для решения данной задачи использовался микропроцессор. Что из этого получилось — судить вам.***

Часы собраны на недорогом микропроцессоре AT90S2313 фирмы Atmel, что позволяет перепрограммировать их под любую задачу — это может быть и передача времени по линии связи удаленному объекту, и наличие программно формируемых будильников и таймеров, и управление исполнительными устройствами. Согласитесь, что таким набором функций обладают разве что компьютерные часы. При всех данных достоинствах предлагаемые часы имеют малые габариты, низкое потребление энергии и яркие индикаторы, позволяющие выполнять функцию ночника.

Принципиальная схема часов приведена на рис. 1. Основой часов является микропроцессор D1, который тактируется кварцевым резонатором ZQ1, обеспечивая высокую точность и стабильность хода часов. Процессор формирует на своих выводах 9 и 11 сигналы, которые заставляют дешифратор D2 формировать импульсы сканирования индикаторов HG1—HG4 и кнопок SB1—SB4. Диоды VD1—VD4 защищают выводы 9—12 дешифратора от выхода из строя при одновременном нажатии нескольких кнопок. Транзисторы VT1—VT4 совместно с резисторами R10—R17 образуют каскады формирователей тока для индикации. Звуковой излучатель BA1 совместно с усилителем VT5 обеспечивает формирование звуковых сигналов. Разъем J1 предназначен для программирования микропроцессора D1 непосредственно на плате. Разъем X1 обеспечивает связь часов с внешними устройствами. На этот разъем выведены сигналы RXD и TXD последовательного порта, сигнал запроса прерывания –IRQ, сигнал сброса –RES и выводы питания.

Таким образом, часы могут передавать информацию о времени по последовательному каналу, управлять электронными устройствами сигналом –IRQ и воспроизводить звуковые сигналы. Четыре кнопки позволяют производить первоначальную установку времени, его коррекцию и другие операции.

В качестве индикаторов были выбраны семисегментные элементы с повышенной яркостью свечения и малым током потребления. В настоящее время существует довольно широкий выбор подобных индикаторов, предлагаемых зарубежными производителями.

Тактовая частота резонатора выбрана равной 7,3728 МГц с целью минимизации ошибок при работе по последовательному каналу на стандартных скоростях интерфейса RS–232, популярного до настоящего времени. Если потребуется преобразовать ТТЛ уровни сигналов последовательного порта в уровни сигналов RS–232, то можно воспользоваться устройством, описанным в [1].

Часы монтируют на плате и размещают в подходящем по размерам корпусе, в котором предварительно делают отверстия под индикаторы, кнопки и разъемы. В качестве источника питания можно использовать сетевой адаптер с выходным напряжением 4...6 В и током не менее


ПОСТАВКА ЭЛЕКТРОННЫХ КОМПОНЕНТОВ

POWER INTEGRATIONS, INC. · ANALOGIC TECH · CYGNAL · DALLAS SEMICONDUCTOR · samtec · MAXIM · ATOC · Elshab · ALLIANCE SEMICONDUCTOR · molex · Heraeus · YAMAICHI ELECTRONICS · RALTRON · tyco Electronics AMP · premier magnetics

Москва, Усиевича 24/2, тел./факс: (095)7874805, www.atos.ru, info@atos.ru

С.-Петербург, пр-д Стачек 73, тел./факс: (812)3206100, www.electrosnab.ru

SAMSUNG

ООО «МакроТим» предлагает восьмиразрядные микроконтроллеры фирмы Samsung на основе ядра Zilog Z80

- микроконтроллеры по цене транзистора (все микроконтроллеры выполнены в промышленном температурном режиме - 40...+85°C при сохранении минимальной стоимости)
- однократно программируемые, масочная память (включая бескорпусное исполнение), FLASH идеальны для приложений, где требуется управление ЖКИ (микроконтроллеры S3P8235 S3F8245 и S3P82xxx серий со встроенным ЖК-контроллером) и где нужны гибкая система, минимальное количество портов ввода-вывода при достаточно мощной периферии в виде АЦП, таймера/счетчика и ШИМ-выхода (S3F9444 и S3F9454 серия с количеством выводов менее 20)
- области применения:
  - автоэлектроника
  - связь
  - измерительная техника
  - преобразовательная техника
- специальная программа по предоставлению отладочных средств

Существенно дешевле функциональных аналогов от Microchip, Atmel и Motorola

ООО"МАКРО ТИМ" 111141, Москва. Зеленый проспект, 2/19
Тел.:(095)306-0026/4721/4789
факс: (095)306-0283,
e-mail:samsung@macroteam.ru
http://www.macroteam.ru

МАКРО ТИМ

Таблица 1

```
:020000020000FC
:100000020C048C04BC04EC051C054C057C07DC076
:100100082C085C088C0436C6F636B323331335606
:10002000312E302028ED34A4E1A222EC20A0602360
:10003000372525327277DFBFFFF70028ED34A4E1A245
:1000400022EC3FED3DBFA8953FE031BD33E033BF2B
:10005000 3DE832BF6894332731F939BF3FEF38BBF1
:10006000 3FEF37BB3FE032BB3AE731BB33E039B952
:1000700038E93AB9EE27FF2733273083E395EE318D
:10008000E1F7EFED35E53083EA95E036E1F768D149
:1000900078944DC0FFB60000FFBE1895FFB6000073
:1000A000FFBE1895FFB60000FFBE1895FFB6000012
:1000B000FFBE1895FFB60000FFBE1895FFB6689406
:1000C00000F94DE842BF73957A30A1F4772703F920
:1000D00083958A3079F4882704F9E89410F96894B4
:1000E0009395953011F405F905C09A3019F49927C4
:1000F00005F906F910FF07C006FD05C070FB16F0F4
:10010000949801C0949AFFBE1895FFB6DCB0DCB895
:10011000CD2CFFBE1895FFB60000FFBE1895FFB6A8
:100120000000FFBE1895FFB60000FFBE189568944A
:1001300012F9A2E1BB27A8953C2D303051F13130A6
:1001400021F433276394CC2424C0323021F43327A4
:1001500073 94CC241EC0333021F433278394CC24F1
:1001600018C0343021F433279394CC2412C0353096
:1001700029F43327AA24BB24CC240BC0363049F4FD
:10018000332766247724882499 24AA24BB24CC24EA
:1001900000C000FFD0CFE89400F905FD67D0E7D09C
:1001A000322F3295231761F104FF53C0E89404F90C
:1001B000322F3295307F2F70232B3295303001F162
:1001C000CFD0383031F43CB93327689431F9132754
:1001D00040C0343021F43CB9BB24AA243AC03130A9
:1001E00081F43CB911FF06C08394382D36389F56F
:1001F00088242FC077246394362D333051F566243C
:1002000028C03230C1F43CB911FF06C09394392D97
:100210003A30F9F499241DC0362D323031F0739400
:10022000372D3A30B1F4772414C07394372D34301D
:1002300081F477240EC03C3061F43CB9BB24AA247D
:10024000992488247724662 45AD0A6E0BB2773D04B
:10025000FBCF55D0A6E0BB276ED006FF04C042D02E
:1002600011D0E89406F9E89405F965CF689412FD79
:10027000E89412F90895E2E1EE0FF0E0E30FC8957B
:10028000302D08957727B3943B2D3A30B32E49F59E
:10029000BB24A3943A2D3630A32E19F5AA249394A7
:1002A000392D3A30932EE9F499248394382D363041
:1002B000382DB9F48824362D323039F47394372D23
:1002C00003430732E71F4772406C07394372D3A308E
:1002D000732E39F477246394362D3330632E09F46A
:1002E0006624089552B333273A95E89433F953239B
:1002F00052BB3327689433F9532B52BB089563954F
:10030000643009F466275FEF58BB603039F0613024
:1003100041F0623049F0633051F00CC095989698E6
:10032000 09C0959A969806C09598969A03C0959A92
:10033000969A00C0089511FF02C0A395A395A60F39
:100340003C9199DF38BB613019F412FF0895C598CC
:10035000 0895AF93A60F3C918EDF38BBAF910895FF
:10036000689410F9E89400F903F904F90895C1E0DC
:10037000C60F3881829915C0353011F0339526C0EB
:10038000603039F0613039F0623039F0633039F083
:100390001DC021601BC0226019C0246017C02860E6
:1003A00015C0303011F03A9511C0603039F061302D
:1003B00039F0623039F0633039F008C02E7F06C062
:1003C0002D7F04C02B7F02C0277F00C03883089593
:0E03D000A89595DF06FFFCCFE89406F9089586
:00000001FF
```

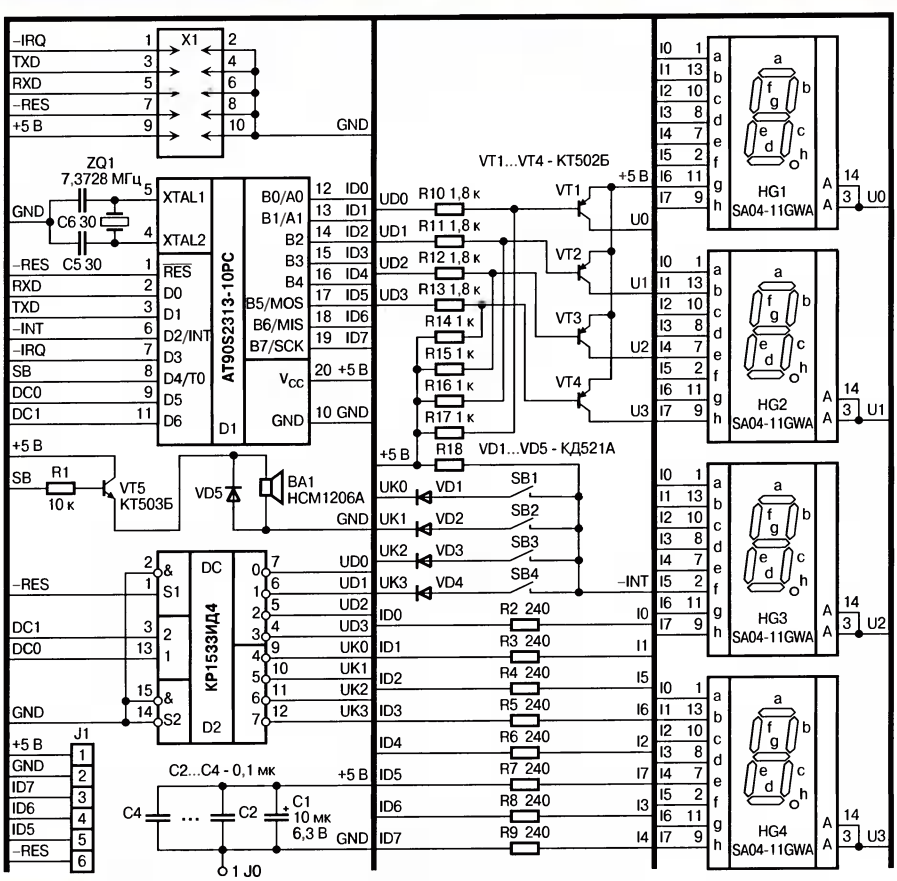



**Рис. 1**

100 мА. После установки всех элементов следует проверить монтаж и цепи питания на предмет отсутствия замыканий и переполюсовки. При включении часов необходимо убедиться в наличии импульсов тактовой частоты на выводе 4 процессора, после чего следует запрограммировать микропроцессор часов. Для этого можно воспользоваться простейшим программатором, описание которого приведено в Интернете на сайте http://www.atmel.ru/Hardware, там же находится и программное обеспечение для него. Программатор подключает к компьютеру IBM PC через COM порт. В будущем данный программатор пригодится для программирования других устройств. Можно также запрограммировать процессор до установки на плату на любом программаторе, допускающем работу с AT90S2313.

Для часов мною была написана рабочая программа, обеспечивающая функции работы часов с отображением времени в формате «часы–минуты» и «минуты–секунды». В дальнейшем эту программу можно самостоятельно усовершенствовать, включив в ее состав функции нескольких будильников, календаря и др. Данные для прошивки в формате HEX Intel.

HEX–файл для часов, а также исходный текст программы, написанный на языке программирования ассемблера для процессоров семейства AVR, вместе с HEX–файлом приведен на сайте журнала www.dian.ru.

Для детального знакомства с процессором и его системой команд рекомендую воспользоваться информацией, размещенной на сайте http://www.atmel.ru.

**Олег Вальпа,**
sandh@narod.ru

*Литература*

*1. А. Нечаев. Простой конвертор RS–232—TTL.— Схемотехника, 2000, № 1, с. 54.*

фирменные магазины

# Микроника

радиодетали и инструменты

ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ
ИНСТРУМЕНТ
КНИГИ ПО ЭЛЕКТРОНИКЕ

**Санкт-Петербург**
пр. Новочеркасский, 51
(812) 444-0488
www.micronika.ru

**Новосибирск**
ул. Геодезическая, 2
(3832) 119-045

**Киев**
ул. М. Расковой, 13
(книги по электронике, инструмент)
(044) 517-7377

оптовая торговля электронными компонентами

Симметрон
электронные компоненты

С.-Петербург: (812) 449-4000
Москва: (095) 748-5001

# Отечественные электронные комплектующие

ООО ЗИП 2002

Силовые диоды* В, ВЛ, Д, ДЛ.
Силовые тиристоры* Т, ТЛ, ТО, ТС.
Модули* МТОТО, МТТ2.
Разъемы* ШР, СШР, 2РМ, 2РТ, 2РТТ, ГРПМ(Ш), СНП, РП, МРН, РШ, РГ, РПМ, РС, СНО, Р, ОНЦ, СР...
Измерительные головки * Амперметры, милиамперметры, микроамперметры, вольтметры, переменного и постоянного тока.
Шунты * от 5 до 12000 Ампер - 75мв.
Резисторы * МЛТ, С1-4, С2-23, С2-33.
Охладители * О-111, О-221, О-133, О-151, О-171, О-153 и т.д.
Реле * РП-21, колодки для них.
и другие комплектующие, полный перечень в прайс-листе. А также принимаем заказы на комплектацию другими отечественными радиодеталями.

тел. (095) 443-79-41
тел. (095) 440-10-45
тел. (095) 364-31-24

www.zip-2002.narod.ru
e-mail:rustek999@mtu-net.ru

ARGUSSOFT
Департамент Микроэлектроники

ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ
ОФИЦИАЛЬНЫЙ дистрибьютор фирм:

ATMEL Микросхемы FPSLIC — AVR+FPGA FPSLIC™

Фирма ATMEL предлагает микросхемы системного уровня интеграции, семейство AT94, класса *Field Programmable System Level Integrated Circuit* — FPSLIC™. Отличительная особенность — на кристалле размещено аппаратное микропроцессорное ядро AVR с производительностью 1 MIPS/МГц, работающее на частоте 25 МГц, до 36 кб конфигурируемой памяти программ/данных с временем доступа 15 нс и FPGA с возможностью динамического переконфигурирования *(архитектура Cache Logic)*. Микросхемы FPSLIC отличаются низким током потребления и несколькими режимами энергосбережения.

Для защиты от несанкционированного копирования выпущены микросхемы семейства Secure FPSLIC: *AT94S05AL*, *AT94S10AL*, *AT94S40AL*. Эти микросхемы содержат ПЗУ конфигурации непосредственно на кристалле.

| Микросхема | AT94K05AL | AT94K10AL | AT94K40AL |
|---|---|---|---|
| Кол-во FPGA-элементов | 5000 | 10000 | 40000 |
| Free RAM™ SRAM, бит | 2048 бит | 4096 бит | 18432 бит |
| SRAM, байт | 4K-16K | 20K-32K | 20K-32K |
| Память данных, байт | 4K-16K | 4K-16K | 4K-16K |
| Корпус, кол-во выводов | 84-208 | 84-208 | 144-208 |

Для работы с микросхемами AT94 предлагается стартовый набор ATSTK594 с 4-х месячной лицензией ПО System Designer за $120 с НДС.

Более подробную информацию можно получить на сайте : http://atmel.argussoft.ru

Офис в Москве :
Адрес : 125167, Москва, Проспект Мира, д. 95
Тел.: (495) 217-2487, 217-2519, 217-2505
Факс : (495) 217-23-42
E-mail : components@argussoft.ru

Офис в Санкт-Петербурге :
Адрес : 191023, Санкт-Петербург, наб. кан. Грибоедова, 36
Тел. : (812) 314-3448; Телефакс: (812) 311-7234
E-mail : ad@argussoft.ru

Интернет : http://COMPONENTS.ARGUSSOFT.RU

ANALOG DEVICES · ATMEL · TRACO POWER · POWER-ONE · CLARE · SRC DEVICES · JE-AN · HANTRONIX · Honeywell · SII Seiko Instruments Inc · muRata

# Многофункциональное зарядное устройство Ni–Cd/Ni–MH аккумуляторов на контроллере MAX713

***Разработанное зарядное устройство позволяет заряжать Ni-Cd/Ni-Mh аккумуляторы и батареи в режиме быстрого заряда с последующим переходом в режим "капельного" подзаряда. Устройство заряжает от 1 до 16 аккумуляторов и имеет встроенный таймер на 45...264 мин, прекращающий процесс заряда. Уровень и остановка быстрого заряда определяется по ΔV-методу контроллером MAX713. Небольшие размеры, высокие эксплуатационные характеристики, надежность, простота в изготовлении и настройке и низкая стоимость делают это устройство весьма привлекательным. Собрать зарядное устройство можно из набора «Мастер КИТ» NM8022.***

На сегодняшний день рынок бытовых приборов заполнен устройствами с батарейным питанием (плееры, магнитофоны, телефоны, радиоприемники, электробритвы и т. д.). Однако практика показывает, что во многих случаях использование первичных источников питания (гальванических элементов) не всегда целесообразно. Одноразовые ХИТ (химические источники тока), особенно большой емкости, стоят достаточно дорого. Кроме того, может возникнуть ситуация, когда при внезапном отказе вы не сможете их вовремя приобрести. Поэтому многие пользователи для экономии средств и времени используют так называемые вторичные ХИТ или, иными словами, аккумуляторы.

Аккумуляторы — это ХИТ, используемые многократно. Характерная особенность аккумуляторов заключается в том, что после разряда их электрическую емкость можно восстановить, пропуская через них электрический ток в обратном направлении. У современных аккумуляторов общее число циклов заряд–разряд находится в пределах 700...1200, а у некоторых доходит до 2500.

Существуют много типов аккумуляторов — кислотные, щелочные и другие. Но в малогабаритной аппаратуре распространены три основные системы — Ni–Cd, Ni–MH и Li–ion. Ni–Cd аккумуляторы в настоящее время практически перестали использоваться, поскольку они обладают слишком ярко выраженным эффектом памяти (уменьшение емкости аккумулятора при заряде не до конца разряженного элемента). Им на смену пришли Ni–MH аккумуляторы, являющиеся более экологически чистыми и имеющими большую емкость (в среднем на 50...100 %), чем у их Ni–Cd прототипов. Практика показывает, что Ni–MH аккумуляторы тоже обладают эффектом памяти, но заметно меньшим. Полностью лишены этого недостатка Li–ion аккумуляторы. Развитие и разработка подобных Li–ion конструкций наиболее перспективна на сегодняшний день. К недостаткам Li–ion систем можно отнести их относительную дороговизну, сложность построения систем заряда и уменьшенное число циклов заряд–разряд относительно Ni–MH аккумуляторов.

При использовании вторичных ХИТ возникает вопрос о методах и режимах их заряда. Для Ni–Cd/Ni–MH аккумуляторов различают четыре типа заряда:

- нормальный заряд происходит за время 14...16 часов током, равным 0,1 емкости аккумулятора С при стандартном пятичасовом разряде. Этот метод обеспечивает максимальную плотность заряда и рекомендуется производителями как наилучший. В таком режиме допускается перезаряд, но необходим контроль температуры заряжаемых аккумуляторов;
- ускоренный заряд выполняется в течении 3,5...7 часов током, равным 0,2...0,4 от емкости аккумулятора С при стандартном пятичасовом разряде. Плотность заряда в данном случае меньшая, чем при нормальном заряде. При заряде подобным методом необходимо контролировать температуру элементов и обеспечить отвод выделяющегося тепла;
- быстрый заряд выполняется за время 10...60 минут током, равном 0,8...4 от емкости аккумулятора С при стандартном пятичасовом разряде. При подобном заряде необходимо обеспечивать контроль времени заряда, температуру элементов и характер поведения напряжения на заряжаемых аккумуляторах. Зарядные устройства этого типа оснащены специальной автоматикой, выполняющей необходимый контроль вышеперечисленных параметров;
- режим подзаряда ("капельный" заряд) рассчитан на неограниченное время током, равным 1/64...1/8 от емкости аккумулятора С при стандартном пятичасовом разряде. Он служит для поддержания заряда в элементе и предотвращает самопроизвольную потерю накопленной энергии после нормального/ускоренного/быстрого заряда.

Несмотря на то, что нормальный и ускоренный заряды обеспечивают наибольшую плотность заряда и долговечность работы аккумулятора по сравнению с режимом быстрого заряда, их использование не всегда удовлетворяет потребителя ввиду длительного времени, затрачиваемого на полный заряд. Поэтому все чаще и чаще на практике применяется режим быстрого заряда вторичных ХИТ. При аккуратном использовании этого метода с надлежащим контролем напряжения и температуры аккумулятора, можно заряжать аккумуляторы с минимальным риском выхода их из строя.

Момент полного заряда Ni–Cd/Ni–MH аккумуляторов можно определить по временным диаграммам изменения напряжения V(t) и температуры T(t) в процессе зарядки аккумулятора (рис. 1). Из рисунка видно, что полностью заряженному элементу соответствует точка перегиба, после которой производная напряжения по времени (ΔV/Δt) меняет свой знак с положительного на отрицательный. Уменьшение напряжения на аккумуляторе после прохождения через максимум невелико — около 10...15 мВ, поэтому для контроля таких малых изменений напряжения требуется достаточно сложная система с повышенной точностью измерений. Контроль температуры заряжаемого элемента обычно осуществляется только в герметичных системах, где аккумуляторные элементы и электронные компоненты системы заряда находятся в одном корпусе для обеспечения полного контакта аккумулятора и термодатчика. В бытовых системах заряда, например, для аккумуляторов типоразмера AAA или AA, контроль ведется только за изменением напряжения на элементах с ограничением времени заряда. Достижения современной электроники позволили создать микросхемы, включающие в себя все вышеперечисленные функции. Они получили названия контроллеров управления зарядом аккумуляторов и широко применяются в бытовой и промышленной технике.

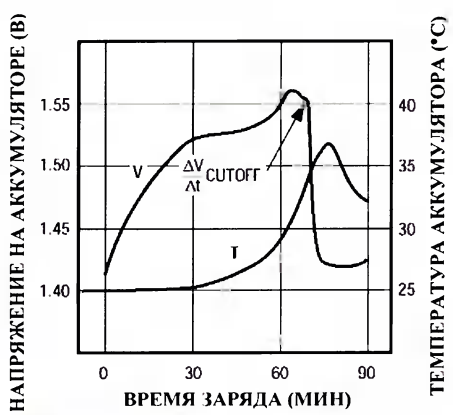



**Рис. 1**

Перед специалистами отдела «Мастер КИТ» была поставлена и успешно решена задача по разработке полноценного устройства для быстрого заряда вторичных ХИТ, обладающего максимальной функциональностью и минимальными габаритами, что является существенным при применении устройства в быту. Использование современной элементной базы и применение контроллера быстрого заряда MAX713 в ка-

честве управляющего звена позволило обеспечить максимальное качество контроля состояния заряжаемых аккумуляторных батарей и снизить до минимума вероятность выхода их из строя.

**Технические характеристики**

Напряжение питания (2 аккумулятора, ток заряда 1 А) — 10...12 В

Ток потребления (2 аккумулятора, ток заряда 1 А) — 1,1 А

Максимальный ток заряда (определяется VT3, VD2 и R9) — 8 А

Число заряжаемых аккумуляторов — 1...16 шт.

Таймер отключения быстрого заряда — 45, 66, 90, 132, 180, 264 мин

Размеры печатной платы — 61×42 мм.

## Описание работы модуля

Принципиальная электрическая схема зарядного устройства показана на рис. 2. Перечень элементов приведен в табл. 1.

Зарядное устройство выполнено на основе контроллера быстрого заряда аккумуляторов MAX713 (DA2). Микросхема MAX713 позволяет осуществлять быстрый заряд 1...16 аккумуляторов постоянным током от 0,25 до 4С и прекращать его в соответствии с ΔV–методом (по уменьшению напряжения на аккумуляторе в конце процесса заряда) с последующим переходом в режим зарядки малым током С/16 или менее (так называемый "капельный" заряд). Данная микросхема реализует также методы, обеспечивающие дополнительную безопасность заряда за счет его прекращения через определенное время (8 дискретных значений установки таймера соответствуют 22...264 мин, в данном устройстве реализовано 6 установок — 45...264 мин) или при достижении порогового значения температуры (в данном устройстве не реализовано). Все эти параметры устанавливаются соответствующими перемычками.

На таймере DA1 (NE555) собран генератор прямоугольных импульсов, осуществляющий попеременное включение/выключение светодиода окончания процесса заряда HL1. На стабилитроне VD1 и транзисторе VT1 реализован компаратор, запускающий генератор.

Светодиод HL1 (красный) индицирует процесс заряда аккумуляторов. Он не светится, если аккумуляторы не подключены к устройству. Пока идет процесс быстрого заряда, HL1 горит непрерывно. После окончания быстрого заряда и перехода устройства в режим "капельного" заряда светодиод HL1 начинает мигать с частотой 3 Гц. Светодиод HL2 (зеленый) предназначен для индикации работы всего устройства.

Блоки контактов XP1 и XP2 предназначены для программирования числа заряжаемых аккумуляторов и таймера отключения быстрого заряда на заданное время.

Напряжение питания подается на контакты X1 и X6, аккумулятор подключается к контактам X3 и X4. Для подключения вентилятора охлаждения транзистора VT3 предусмотрены контакты X2 и X5.

Стандартный набор включает электронные компоненты для сборки варианта, работающего с двумя аккумуляторами и током заряда 1 А. Таким током Ni–Cd/Ni–MH аккумуляторы емкостью 800...1100 мА·ч безопасно заряжаются в течение 50...70 мин. Необходимые изменения параметров устройства предлагается производить самостоятельно согласно нижеприведенным расчетам.

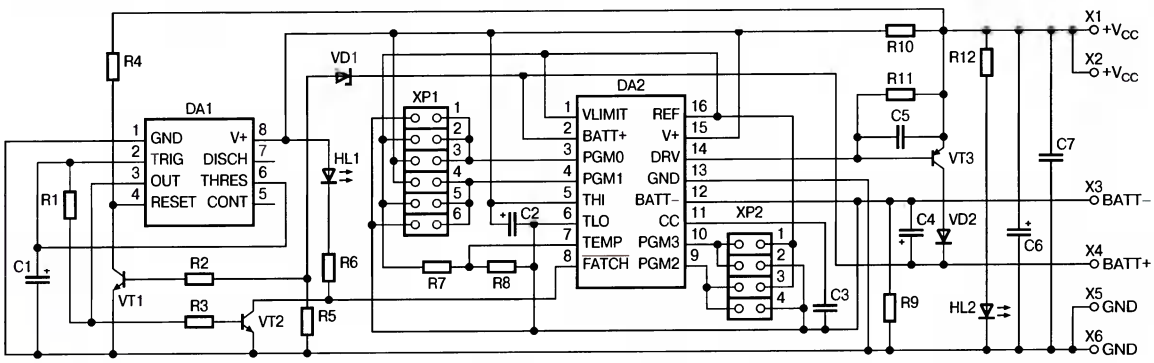



**Рис. 2**

Таблица1

| Позиция | Номинал | Кол. |
|---|---|---|
| C1, C2 | 1 мкФ, 25 В | 2 |
| C3, C5 | 0,01 мкФ | 2 |
| C4 | 10 мкФ, 25 В | 1 |
| C6 | 47 мкФ, 50 В | 1 |
| C7 | 0,22 мкФ | 1 |
| DA1 | NE555N | 1 |
| DA2 | MAX713CPE | 1 |
| HL1 | Светодиод ∅3мм, красный | 1 |
| HL2 | Светодиод ∅3мм, зеленый | 1 |
| R1 | 200 кОм | 1 |
| R2, R3 | 10 кОм | 2 |
| R4 | 100 кОм | 1 |
| R5, R11 | 150 Ом | 2 |
| R6, R12 | 2,2 кОм | 2 |
| R7 | 68 кОм | 1 |
| R8 | 22 кОм | 1 |
| R9 | 0,25 Ом | 1 |
| R10 | 360 Ом | 1 |
| VD1 | Стабилитрон на 3,3 В | 1 |
| VD2 | 1N4002 | 1 |
| VT1, VT2 | BC548 | 2 |
| VT3 | КТ853А | 1 |

## Расчет и методика настройки зарядного устройства на заданное число аккумуляторов и необходимый зарядный ток

Сначала необходимо узнать характеристики используемых аккумуляторов, а именно: рекомендуемый заводом–изготовителем ток и время быстрого заряда. Основываясь именно на этой информации, нужно производить конфигурирование системы.

Необходимо рассчитать ток быстрого заряда $I_{fast}$ согласно формуле

$$I_{fast} = \frac{\text{Емкость батареи [м·Ач]}}{\text{Время заряда [ч]}}.$$

На практике время заряда следует выбирать в диапазоне 1...3 часа.

Далее следует выбрать число заряжаемых аккумуляторов с помощью установки перемычек в блоке контактов XP1 согласно рис. 3.

Выберите напряжение и ток источника питания. Оно должно быть всегда выше 6 В и на 2 В выше напряжения, рассчитанного по формуле:

$$U_{in} = 2\ В \times N_{акк},$$

где $N_{акк}$ — число заряжаемых аккумуляторов. Ток источника питания выбирается на 0,1...0,2 А больше значения $I_{fast}$.

Следующим шагом необходимо рассчитать мощность, рассеиваемую на транзисторе VT3, по формуле

$$P_{VT3} = (U_{in} - U_{bat}) \times I_{fast}$$

и обеспечить необходимый отвод выделяемого тепла. На диоде VD2 рассеивается мощность

$$P_{VD2} = 0,6...0,7 \times I_{fast}.$$

Необходимо выбрать номинал сопротивления R9 по формуле:

$$R9 = 0,25\ В / I_{fast}$$

с мощностью рассеяния

$$P_{R9} = I_{fast}^2 \times R9.$$

Запрограммируйте таймер окончания быстрого заряда с помощью установки перемычек в блоке контактов XP2 согласно рис. 3. Время быстрого заряда в силу дискретности установок таймера стоит округлять в большую сторону.

Ток в режиме "капельного" заряда зависит от установки перемычек в XP2 согласно рис. 3.

Выберите примерный номинал стабилитрона VD1 по табл. 2. Более точный выбор следует производить опытным путем. В процессе конфигурации системы, возможно, понадобится замена VT3, VD2, R9 и VD1. Выбор необходимых элементов с требуемыми характеристиками предлагается произвести радиолюбителю самостоятельно.

## Конструкция зарядного устройства

Внешний вид зарядного устройства показан на рис. 5, печатная плата — на рис. 6, расположение элементов — на рис. 7.

Зарядное устройство выполнено на печатной плате из фольгированного стекло-

| Расположение перемычек | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Число аккумуляторов | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 |
| Расположение перемычек | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 |
| Число аккумуляторов | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 | 14 | 15 | 16 |

Рис. 3

| Расположение перемычек | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 |
|---|---|---|---|---|---|---|
| T мин | 45 | 66 | 90 | 132 | 180 | 264 |
| $I_{tric}$ | $I_{fast}$/ 32 | $I_{fast}$/ 32 | $I_{fast}$/ 16 | $I_{fast}$/ 16 | $I_{fast}$/ 8 | $I_{fast}$/ 8 |

Рис. 4

Рис. 5

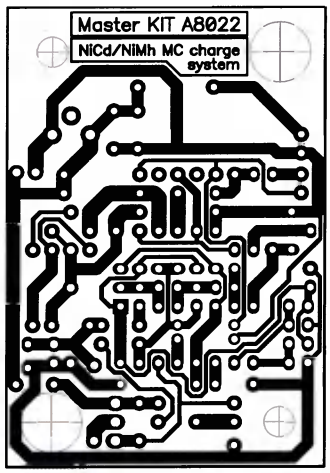



Рис. 6

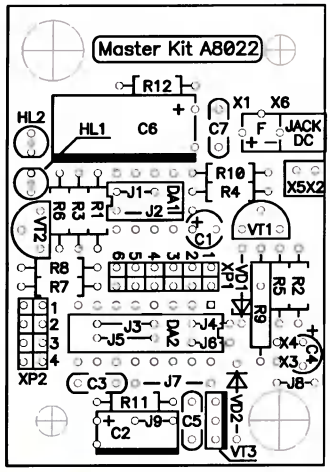



Рис. 7

текстолита. Конструкция предусматривает установку платы в стандартный корпус BOX-Z24A, для этого по краям платы зарезервированы монтажные отверстия диаметром 4 и 8 мм. Плата в корпусе крепится двумя саморезами.

Светодиоды индикации работы устройства HL1 и HL2 впаивают со стороны печатных проводников.

питания диаметром 3 мм.

При необходимости установки транзистора VT3 на теплоотвод (согласно рассчитанной $P_{VT3}$, в комплект набор не входит) рекомендуется использовать радиатор от процессора семейства Pentium с вентилятором принудительного охлаждения. Радиатор следует прикрепить к нижней крышке корпуса на стойках высотой 5 мм.

К верхней крышке корпуса необходимо прикрепить отсек для двух аккумуляторов размера AA с помощью двух винтов диаметром 3 мм.

Таблица 2

| Число аккумуляторов, шт | 2 | 4 | 6 | 8 | 10 | 12 | 14 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Напряжение VD1, В | 3,3 | 6,8 | 10 | 15 | 18 | 20 | 24 |

**Григорий Ганичев**
ganichev@masterkit.ru

Перед установкой платы в корпус BOX-Z24A необходимо сначала наметить (через предусмотренные реперные отверстия), а затем просверлить в верхней крышке отверстия диаметром 3...4 мм под HL1 и HL2. Так же необходимо просверлить отверстие под разъем

«Мастер КИТ» подготовил набор **NM8022**, из которого можно собрать многофункциональное зарядное устройство Ni-Cd/Ni-MH аккумуляторов. Набор состоит из печатной платы, пластмассового корпуса BOX-Z24A, всех необходимых компонентов и руководства по сборке и настройке.

Наборы «Мастер КИТ» для самостоятельной сборки и популярные схемотехнические журналы спрашивайте в магазинах радиодеталей вашего города.

На сайте «Мастер КИТ» ( **http://www.masterkit.ru** ) приведены полный список адресов магазинов, перечень и подробные характеристики наборов и модулей, работает «Конференция», где обсуждаются самые разнообразные технические вопросы, в разделе «КИТы в журналах» размещены технические статьи, а в «Полезные ссылках» — ответы на различные вопросы по монтажу устройств, организована подписка на электронные новости от «Мастер КИТ».

www.platan.ru
ПЛАТАН
ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ ОТ ВЕДУЩИХ ПРОИЗВОДИТЕЛЕЙ

ЦЕНТРОБЕЖНЫЕ ВЕНТИЛЯТОРЫ

- Рабочее напряжение 12, 24 В пост. тока, 220 В перем. тока
- Высокая производительность по сравнению с осевыми вентиляторами
- Низкий уровень шума
- Виброустойчивость
- Низкая мощность потребления
- Корпус из PBT термопластика
- Диапазон рабочих температур: -10°C...+75°C

International IOR Rectifier
EPCOS
MITSUBISHI ELECTRIC
intersil
Infineon technologies
MOTOROLA
BOURNS
Honeywell
muRata
AMP
CRYDOM
DATA VISION
Kingbright

Сертификат ISO 9002:94 № РОСС RU. ИС46.К00014

Москва, ул. Ивана Франко, д. 40, стр. 2
Тел./факс: (095) 73-75-999
Почта: 121351, Москва, а/я 100
E-mail: platan@aha.ru

# Содержание журнала «Схемотехника» за 2000 и 2001 гг.


## Автоматика

| | | | | |
|---|---|---|---|---|
| **Л. Ридико** | Алгоритм Брезенхема в тиристорных регуляторах мощности | 2000 | 2 | 2 |
| | | 2001 | 1 | 6 |
| **А. Фрунзе** | Практика создания ПИ-регуляторов | 2001 | 1 | 4 |
| **И. Ефремов** | Регулятор мощности широкого применения | 2001 | 2 | 5 |
| **А. Фрунзе** | Пи-регулятор: практика создания | 2001 | 2 | 6 |
| **О. Сергеев** | Стабилизатор частоты вращения коллекторного двигателя | 2001 | 4 | 2 |
| **А. Тишкунов** | Терморегулятор для инкубатора | 2001 | 8 | 2 |
| **О. Николайчук** | Прецизионный аналоговый терморегулятор | 2001 | 8 | 6 |
| **О. Николайчук** | Что такое «малая автоматизация» или чем увлекаются сегодня западные радиолюбители | 2001 | 10 | 3 |
| **Д. Барановский, Е. Корнеев, Р. Ветохин** | Анализ тепловых режимов работы оптоэлектронных коммутаторов серии К294КП | 2001 | 10 | 6 |
| **А. Тишкунов** | Регулятор мощности электронагревательных приборов | 2001 | 11 | 2 |
| **О. Николайчук** | Регулятор мощности, управляемый по сети RS-485 для систем «малой автоматизации» | 2001 | 11 | 5 |
| **О. Николайчук** | Контроллеры технологических клавиатур | 2001 | 12 | 2 |

## Автоэлектроника

| | | | | |
|---|---|---|---|---|
| **В. Кисилев** | Простая противоугонная система | 2000 | 1 | 2 |
| **С. Сорокин** | Автомобильный маршрутный компьютер | 2000 | 1 | 4 |
| **А. Колпаков** | Система электронного зажигания на IGBT транзисторах | 2000 | 2 | 5 |
| **В. Губенко** | Нетрадиционная противоугонная система для автомобиля | 2000 | 2 | 9 |
| **П. Загорелов** | Замедленное отключение освещения в салоне автомобиля | 2000 | 2 | 10 |
| **В. Зимин** | Автосигнализация с управлением на ИК-лучах | 2001 | 1 | 2 |
| **В. Зимин** | Датчики движения и удара для автомобильной сигнализации | 2001 | 2 | 8 |
| **В. Ковашенков** | Регулятор стеклоочистителя для автомобиля | 2001 | 2 | 9 |
| **Д. Хрусталев** | Контроллер в бесконтактных системах зажигания | 2001 | 3 | 2 |
| **Л. Ридико** | Автомобильные часы-термометр-вольтметр | 2001 | 3 | 4 |
| **В. Зимин** | Применение акселерометров в автомобильной сигнализации | 2001 | 3 | 8 |
| **И. Кольцов** | Индикатор перегрева двигателя автомобиля | 2001 | 7 | 2 |
| **С. Христофоров** | Автомобильный тахометр на К1003ПП1 | 2001 | 10 | 8 |
| **С. Христофоров** | Автомобильный термометр на К1003ПП1 | 2001 | 11 | 10 |

## Аудиотехника

| | | | | |
|---|---|---|---|---|
| **Л. Ридико** | Предварительный усилитель с микроконтроллерной системой управления | 2000 | 1 | 6 |
| | | 2000 | 2 | 12 |
| | | 2001 | 1 | 9 |
| **Е. Ходырев** | Сабвуфер для музыкального центра | 2000 | 2 | 11 |
| **А. Колпаков, В. Лебедев** | Еще раз об усилителях мощности | 2001 | 2 | 2 |
| | | 2001 | 3 | 11 |
| | | 2001 | 1 | 7 |
| **А. Воробьев** | Сустейн и овердрайв эффекты для электрогитары | 2001 | 3 | 9 |
| **Л. Ридико** | Усилитель мощности с микроконтроллерной системой управления | 2001 | 4 | 3 |
| | | 2001 | 5 | 2 |
| **А. Пузанов** | Аппаратура уличного музыканта | 2001 | 4 | 7 |
| **Р. Паршин** | Микшерные и разветвляющие каскады | 2001 | 6 | 2 |
| **Р. Паршин** | Схемотехника радиомикрофонов | 2001 | 8 | 8 |

## Измерительная техника

| | | | | |
|---|---|---|---|---|
| **За рубежом** | Калибратор для осциллографа | 2000 | 1 | 12 |
| **В. Уголев** | Применение ЖК-модулей MT10T7 в измерительных приборах | 2000 | 2 | 16 |
| **Л. Ридико** | Цифровой термометр с датчиками фирмы Daiias Semiconductor | 2000 | 2 | 18 |
| **В. Дерябин** | Выбор элементной базы для систем ввода/вывода аналоговых сигналов | 2000 | 2 | 20 |
| **Л. Ридико** | Низкочастотный генератор синусоидального сигнала с шагом сетки 0,01 Гц | 2001 | 2 | 10 |
| **А. Волович** | Генератор сигналов произвольной формы | 2001 | 3 | 12 |
| **В. Цибин** | Двухобъектный цифровой термометр | 2001 | 5 | 9 |
| **А. Потенко** | LCF-метр | 2001 | 5 | 10 |
| **А. Воробьев** | Измеритель емкости с расширенным диапазоном измерения | 2001 | 6 | 4 |
| **В. Епинин** | Входной усилитель-формирователь частотомера | 2001 | 6 | 5 |
| **В. Цибин** | Цифровой измеритель процентных отклонений | 2001 | 6 | 7 |
| **В. Заикин** | Цифровой термометр на микроконтроллере VSP430P325 | 2001 | 7 | 3 |
| **О. Николайчук** | Прецизионный аналоговый терморегулятор | 2001 | 7 | 6 |
| **В. Кулагов** | Бесконтактное измерение температуры пирометром спектрального отношения | 2001 | 8 | 10 |
| **М. Соколов, П. Михеев, В. Руденко** | Резервированный кварцевый генератор | 2001 | 8 | 12 |
| **Х. Казимота** | Шумовой мост для высокочастотных измерений | 2001 | 9 | 23 |
| **Д. Онышко, А. Журченко** | Программируемый генератор высокочастотных колебаний | 2001 | 12 | 7 |
| **А. Фрунзе** | Простой термометр на основе резистивного термодатчика | 2001 | 12 | 12 |

## Источники питания

| | | | | |
|---|---|---|---|---|
| **А. Сигаев** | Зарядное устройство с голосовой индикацией | 2000 | 1 | 27 |
| | | 2000 | 2 | 50 |
| **Е. Кнышев** | Обзор системы сквозного проектирования электронных устройств Veribest | 2000 | 1 | 28 |
| **А. Кузнецов** | Трансформаторы и дроссели для импульсных источников питания | 2000 | 1 | 30 |
| | | 2000 | 2 | 48 |
| | | 2001 | 1 | 32 |
| **За рубежом** | Источник бесперебойного питания с микроконтроллерным управлением | 2000 | 2 | 42 |
| **И. Ефремов** | Экономичный стабилизатор | 2000 | 2 | 45 |
| **А. Фрунзе** | Источник питания плюс тестер | 2000 | 2 | 46 |
| **За рубежом** | Обеспечение бесперебойного питания электронных схем | 2001 | 2 | 34 |
| **Д. Садченков** | Применение микросхемы BQ2004 в зарядных устройствах | 2001 | 4 | 25 |
| **И. Кольцов** | Простой источник питания | 2001 | 5 | 12 |
| **М. Соколов, П. Михеев, А. Квакина, А. Ремнев, В. Смердов** | Силовой ключ на МДП-транзисторе | 2001 | 5 | 14 |
| | Анализ силовых ключей импульсных источников питания | 2001 | 6 | 8 |
| **О. Николайчук** | Простой импульсный источник питания | 2001 | 7 | 8 |
| **С. Заболотский, Ю. Владимиров** | Использование микроконтроллеров фирмы Microchip в импульсных источниках питания | 2001 | 7 | 12 |
| **Д. Потанов** | Общие проблемы коммутационных потерь в инверторах напряжения | 2001 | 7 | 17 |
| **Ю. Семенов** | Схемотехника обратноходовых DC/DC преобразователей на основе КР1156ЕУ5 | 2001 | 9 | 2 |
| **О. Николайчук** | Мощный импульсный стабилизатор напряжения понижающего типа с общим плюсом | 2001 | 9 | 6 |
| **О. Николайчук** | Повышающе-понижающий импульсный стабилизатор напряжения | 2001 | 10 | 9 |
| **А. Фролов, С. Лузанов, А. Рыбак, Н. Снетков** | Однокаскадный корректор коэффициента мощности | 2001 | 10 | 12 |
| **М. Пушкарев** | Стабилизатор напряжения LDO | 2001 | 11 | 12 |
| **Г. Волович** | Устойчивость линейных интегральных стабилизаторов напряжения | 2001 | 11 | 14 |
| **А. Фрунзе** | Блок питания для наладки аналого-цифровых устройств | 2001 | 12 | 14 |
| **Г. Волович** | Устойчивость импульсных стабилизаторов напряжения | 2001 | 12 | 16 |

## Компоненты: особенности применения

| | | | | |
|---|---|---|---|---|
| **В. Уголев, А. Фрунзе** | ADuC824 — первое знакомство | 2001 | 2 | 14 |

## Конкурс идей

| | | | | |
|---|---|---|---|---|
| **А. Фрунзе** | 1001-е зарядное устройство | 2000 | 2 | 21 |

## Новости науки и техники

| | | | | |
|---|---|---|---|---|
| **За рубежом** | Наливные трансформаторы — сказка становится былью | 2001 | 6 | 12 |
| **Е. Панаев, А. Скобичевский** | Rototron и Stellar — два шага к совершенству, два полюса симметрии | 2001 | 7 | 54 |

| | | | | |
|---|---|---|---|---|
| **Е. Панаев, А. Скобичевский** | По солитоном моей памяти... | 2001 | 8 | 31 |
| **Е. Панаев, А. Скобичевский** | Фуллерены или нанотрубки | 2001 | 9 | 8 |
| **Е. Панаев, А. Скобичевский** | Магическая сила серебряной воды | 2001 | 12 | 34 |


## Основы схемотехники


| | | | | |
|---|---|---|---|---|
| **За рубежом** | Датчики температуры | 2000 | 1 | 14 |
| | | 2000 | 2 | 39 |
| | | 2001 | 1 | 29 |
| | | 2001 | 2 | 30 |
| | | 2001 | 3 | 24 |
| **Редакция** | Усилитель сигнала термопары с компенсацией напряжения на опорном спае | 2000 | 1 | 18 |
| **С. Груздев** | Емкости и конденсаторы | 2000 | 1 | 19 |
| **В. Стешенко** | Программируемые логические интегральные схемы: обзор архитектур и особенности применения | 2000 | 1 | 23 |
| | | 2001 | 1 | 22 |
| | | 2001 | 2 | 24 |
| **А. Сигаев** | Конструкторы Velleman — для начинающих и не только | 2000 | 1 | 26 |
| **В. Авербух** | Инструментальные усилители | 2000 | 2 | 24 |
| | | 2001 | 1 | 26 |
| | | 2001 | 2 | 22 |
| | | 2001 | 3 | 22 |
| | | 2001 | 4 | 21 |
| **В. Стрижов** | Генераторы прямоугольных импульсов на микросхемах КМОП | 2000 | 2 | 28 |
| | | 2001 | 1 | 25 |
| **А. Колпаков** | Особенности применения электролитических конденсаторов | 2000 | 2 | 30 |
| | | 2001 | 1 | 20 |
| | | 2001 | 2 | 27 |
| **В. Стрижов** | Поведение микросхем при пониженном напряжении питания | 2000 | 2 | 32 |
| **В. Стешенко** | ПЛИС: обзор архитектур и особенности применения | 2000 | 2 | 35 |
| **В. Стрижов** | Логические микросхемы с напряжением питания 3,3 В | 2001 | 1 | 14 |
| **И. Кольцов** | Стабилитроны и устранение их недостатков | 2001 | 1 | 15 |
| **В. Дерябин** | Электрический расчет шинных соединений | 2001 | 1 | 18 |
| **В. Стрижов** | Применение двунаправленных микросхем СВТ | 2001 | 2 | 18 |
| **В. Стрижов** | Шинные стабилизаторы для микросхем КМОП | 2001 | 2 | 20 |
| **А. Самарин** | Основы схемотехники жидкокристаллических дисплеев | 2001 | 3 | 18 |
| | | 2001 | 4 | 17 |
| | | 2001 | 5 | 23 |
| | | 2001 | 6 | 23 |
| **А. Фрунзе** | Микроконтроллеры? Это же просто! | 2001 | 4 | 12 |
| | | 2001 | 5 | 26 |
| | | 2001 | 6 | 19 |
| | | 2001 | 7 | 30 |
| | | 2001 | 8 | 28 |
| | | 2001 | 9 | 15 |
| | | 2001 | 10 | 19 |
| | | 2001 | 11 | 25 |
| | | 2001 | 12 | 26 |
| **Г. Волович** | Аналоговые коммутаторы | 2001 | 4 | 15 |
| | | 2001 | 5 | 28 |
| | | 2001 | 6 | 16 |
| | | 2001 | 3 | 14 |
| **В. Стрижов** | Подключение модулей к работающему устройству | 2001 | 5 | 15 |
| **Д. Хрусталев** | О подборе кварцевых резонаторов | 2001 | 5 | 19 |
| **За рубежом** | Резисторные и термопарные погрешности в высокоточных системах | 2001 | 5 | 21 |
| **Л. Ридико** | Раз шажок, два шажок | 2001 | 6 | 13 |
| | | 2001 | 7 | 26 |
| | | 2001 | 8 | 22 |
| | | 2001 | 9 | 18 |
| | | 2001 | 10 | 22 |
| | | 2001 | 11 | 30 |
| **А. Самарин** | Сенсорные панели — взгляд изнутри | 2001 | 7 | 20 |
| | | 2001 | 8 | 16 |
| **И. Кольцов** | О биполярном транзисторе замолвим мы слово | 2001 | 7 | 23 |
| | | 2001 | 8 | 20 |
| **Д. Онышко** | Полосовой фильтр на КМОП инверторах | 2001 | 7 | 59 |
| **Р. Паршин** | Блок питания аудиоплейера | 2001 | 8 | 13 |
| **С. Заболотский, Ю. Владимиров** | Использование микроконтроллеров фирмы Microchip в импульсных источниках питания | 2001 | 8 | 14 |
| **И. Кольцов** | Знакомьтесь: транзистор биполярный — интегральный | 2001 | 9 | 10 |
| **В. Стрижов** | Что такое метастабильное состояние и как с ним бороться? | 2001 | 9 | 13 |
| **В. Авербух** | Операционные усилители: основные технические решения | 2001 | 9 | 20 |
| **И. Кольцов** | Полевой транзистор — линейный и нелинейный резистор | 2001 | 10 | 15 |
| **В. Авербух** | Операционные усилители: архитектура и динамические характеристики | 2001 | 10 | 16 |
| **А. Самарин** | Интерфейсы с клавиатурой | 2001 | 11 | 16 |
| **А. Самарин** | Стандарты дисплейных интерфейсов | 2001 | 11 | 21 |
| **С. Христофоров** | Управление тринисторами и симисторами | 2001 | 12 | 21 |


## Просто и доступно


| | | | | |
|---|---|---|---|---|
| **В. Ясиновский** | Две простые схемы температурных регуляторов | 2000 | 1 | 34 |
| **Э. Бананов** | Второй звонок для телефона | 2000 | 1 | 35 |
| | Часы — «Пропеллер» | 2000 | 1 | 36 |
| **О. Итов** | Доработка электропаяльного набора | 2000 | 1 | 37 |
| **А. Мясников** | Простой индикатор разряда батарей | 2000 | 1 | 38 |
| **И. Кольцов** | Дверной звонок из старого телефона | 2001 | 1 | 35 |
| **П. Загорелов** | Блокиратор нелегального подключения к телефонной линии | 2001 | 1 | 36 |
| **А. Мясников** | Встраиваемый тестер источника питания на логической микросхеме | 2001 | 1 | 38 |
| **Д. Малиновский** | Схема мягкого включения ламп накаливания | 2001 | 1 | 39 |
| **И. Кольцов** | Простое автоматическое зарядное устройство | 2001 | 3 | 26 |
| **А. Федин** | Пульт управления детской железной дорогой | 2001 | 3 | 27 |
| **В. Ковашенков** | Музыкальный звонок-радиоточка | 2001 | 3 | 30 |
| **И. Кольцов** | Логический пробник со звуковой индикацией | 2001 | 3 | 31 |
| **И. Кольцов** | Простая схема двухпорогового звукового термосигнализатора | 2001 | 4 | 28 |
| **Х. Казимота** | Звуковые сигнализаторы | 2001 | 5 | 33 |
| **П. Загорелов** | Имитаторы работы охранных устройств | 2001 | 12 | 31 |
| **И. Ефремов** | Частотомер из... китайского приемника | 2001 | 12 | 32 |
| **И. Ефремов** | Простой металлодетектор | 2001 | 12 | 33 |


## Ремонт


| | | | | |
|---|---|---|---|---|
| **С. Носков** | Ремонт компьютерных мышей | 2001 | 7 | 35 |
| **А. Тишкунов** | Ремонт динамических головок | 2001 | 7 | 36 |
| **Ю. Петренкин** | Радиолюбительская технология замены микросхем | 2001 | 11 | 34 |
| **А. Столовых** | Методы восстановления кинескопов | 2001 | 11 | 35 |


## Светотехника


| | | | | |
|---|---|---|---|---|
| **Е. Горчагов** | Диммеры в светотехнике | 2000 | 2 | 56 |
| **Д. Хрусталев** | Электронные балласты для люминесцентных ламп | 2001 | 2 | 35 |


## Связь и сетевые технологии


| | | | | |
|---|---|---|---|---|
| **О. Николайчук** | Командно-информационные сети — что это такое? | 2001 | 6 | 26 |
| | | 2001 | 7 | 37 |
| **С. Гаврилюк** | Конструктор для построения 8-разрядных Ethernet приложений | 2001 | 6 | 31 |
| **О. Николайчук** | Схемотехника универсальных технологических контроллеров | 2001 | 9 | 28 |
| | | 2001 | 10 | 28 |
| | | 2001 | 11 | 39 |
| | | 2001 | 12 | 44 |
| **В. Стешенко** | Примеры проектирования цифровых устройств с использованием языков описания аппаратуры | 2001 | 9 | 31 |
| **И. Чулков, М. Бунтов** | Устройство синхронизации астрономического телескопа от приемника GPS | 2001 | 10 | 25 |
| **Д. Онышко** | Модуль передатчика на основе быстродействующих цифровых микросхем КМОП-структуры | 2001 | 11 | 36 |
| **И. Дьяков** | Конвертер RS-232C — токовая петля 20 мА» | 2001 | 11 | 38 |
| **Б. Шевкопляс, С. Сухман, А. Бернов** | Синхронизация передачи данных: способы кодирования | 2001 | 12 | 40 |


## Системы безопасности


| | | | | |
|---|---|---|---|---|
| **За рубежом** | Охранная система на пять зон слежения | 2000 | 1 | 42 |
| **За рубежом** | Сигнализатор задымления | 2000 | 1 | 42 |
| **Л. Ридико** | Имитатор электронных ключей Ibutton | 2000 | 1 | 44 |
| **В. Кулагов** | Пожарный извещатель пламени ИП332-1/2"СК» | 2001 | 3 | 32 |
| **Д. Хрусталев** | Детекторы перемещения и их практическое применение | 2001 | 3 | 34 |
| **С. Наговицын, А. Столовых** | Охранное устройство для квартиры, дома и отдельных строений | 2001 | 6 | 32 |
| **Л. Павлов** | Комплект микросхем для охранной сигнализации, персонального радиовызова и телеуправления | 2001 | 10 | 30 |
| **Л. Ридико, В. Лапицкий** | Электронный замок с ключами iButton | 2001 | 12 | 35 |

## Софт


| | | | | |
|---|---|---|---|---|
| **В. Стешенко** | Особенности национального платостроения, или от P-CAD'a до P-CAD 2000 | 2000 | 2 | 61 |
| **А. Фрунзе** | Симулятор для семейства x51 | 2001 | 1 | 41 |
| **С. Емец** | Verilog — инструмент разработки цифровых электронных схем | 2001 | 1 | 43 |
| | | 2001 | 2 | 38 |
| | | 2001 | 3 | 41 |
| | | 2001 | 4 | 30 |
| **О. Петраков** | Создание аналоговых PSPICE-моделей радиоэлементов | 2001 | 2 | 36 |
| | | 2001 | 3 | 45 |
| | | 2001 | 4 | 33 |
| | | 2001 | 5 | 38 |
| | | 2001 | 7 | 46 |
| | | 2001 | 8 | 36 |
| | | 2001 | 9 | 34 |
| | | 2001 | 10 | 35 |
| | | 2001 | 11 | 44 |
| | | 2001 | 12 | 50 |
| **В. Стешенко** | Программное обеспечение анализа тепловых режимов печатных плат BetaSoft-Board | 2001 | 3 | 37 |
| | | 2001 | 4 | 29 |
| **П. Филимонов** | Реализация целочисленного БПФ на процессорах с архитектурой ARM | 2001 | 3 | 40 |
| **В. Помелов** | QuickPicreator — графический растровый спрайт-ориентированный редактор принципиальных электрических схем | 2001 | 5 | 34 |
| **О. Петраков** | PSpice-модели цифровых устройств | 2001 | 6 | 35 |
| **В. Стешенко** | Примеры проектирования цифровых устройств с использованием языков описания аппаратуры | 2001 | 7 | 42 |
| | | 2001 | 8 | 32 |
| | | 2001 | 10 | 40 |
| | | 2001 | 11 | 46 |


## Справочный листок


| | | | | |
|---|---|---|---|---|
| **В. Авербух** | Интегральные стабилизаторы напряжения широкого применения | 2000 | 1 | 62 |
| | | 2000 | 2 | 59 |
| **Д. Барановский, Е. Корнеев, Р. Ветохин** | Фотовольтаический оптрон К294ПП1АП | 2001 | 1 | 51 |
| **В. Авербух** | Линейные стабилизаторы напряжения широкого применения | 2001 | 1 | 54 |
| | | 2001 | 2 | 53 |
| | | 2001 | 3 | 53 |
| **Е. Ридико** | Цифровые транзисторы | 2001 | 2 | 52 |
| **Д. Барановский** | Оптоэлектронные коммутаторы серии К294КП | 2001 | 3 | 51 |
| **И. Лапшин** | CAN-контроллер фирмы Microchip | 2001 | 4 | 53 |
| **Д. Барановский, Е. Корнеев, Р. Ветохин** | Основные электрические характеристики оптоэлектронных коммутаторов серии К294КП | 2001 | 5 | 53 |
| **Редакция** | Сокращения параметров полупроводниковых приборов | 2001 | 6 | 50 |
| | | 2001 | 8 | 43 |
| **И. Кольцов** | Микросхема фазового регулятора КР1182ПМ1 | 2001 | 10 | 51 |
| **С. Христофоров** | Операционные усилители серий КР1446 и КФ1446 | 2001 | 12 | 61 |


## Страницы истории


| | | | | |
|---|---|---|---|---|
| **За рубежом** | Силикобактер: как это было | 2001 | 5 | 55 |


## Технологии


| | | | | |
|---|---|---|---|---|
| **А. Сигаев** | Технологии изготовления печатных плат | 2000 | 1 | 47 |
| **Е. Краштан** | Особенности использования позитивного фоторезиста фирмы Cramolin | 2000 | 2 | 63 |
| **А. Воробьев** | Новая жизнь старых радиоламп | 2001 | 1 | 46 |
| **А. Воробьев** | Фотолитографические процессы | 2001 | 2 | 41 |
| **А. Воробьев** | Фотолитографические процессы — технология работы с фоторезисторами | 2001 | 4 | 35 |
| **А. Воробьев** | Растворители | 2001 | 4 | 37 |
| **А. Воробьев** | Полимеры (бытовые пластмассы) | 2001 | 5 | 41 |
| **А. Воробьев** | Пластификаторы и другие дополнительные исходные материалы | 2001 | 6 | 40 |
| **А. Тишкунов** | «Пломбы» для шестеренок | 2001 | 6 | 43 |
| **А. Воробьев** | Лаки и компаунды | 2001 | 7 | 55 |
| **А. Воробьев** | Лаки, компаунды и эмали в электронике и электротехнике | 2001 | 8 | 38 |
| **А. Медведев** | Ультразвуковая очистка. Теория и практика | 2001 | 9 | 36 |
| **А. Воробьев** | Исходные материалы для производства лаков и компаундов | 2001 | 9 | 40 |


## Цифровая техника


| | | | | |
|---|---|---|---|---|
| **Г. Громов** | Графические технологии разработки программного обеспечения для микроконтроллеров | 2000 | 1 | 40 |
| **А. Фрунзе** | Как связать микроконтроллер и компьютер по каналу RS-232 | 2000 | 1 | 50 |
| | | 2000 | 2 | 54 |
| **А. Нечаев** | Простой конвертер RS-232 — TTL | 2000 | 1 | 53 |
| **В. Стрижов** | Самый простой интерфейс для PCI | 2000 | 1 | 55 |
| **В. Измайлов** | Средства поддержки разработки для микроконтроллеров AVR | 2000 | 1 | 58 |
| **Н. Королев, Д. Королев** | Atmel: AVR-микроконтроллеры в 2001 году | 2000 | 2 | 51 |
| **Л. Ридико** | Применение кода RC-5 | 2001 | 1 | 48 |
| | | 2001 | 2 | 48 |
| **Т. Кривченко** | Простейший последовательный программатор для микроконтроллеров семейства MC68HC908 | 2001 | 2 | 44 |
| **А. Скворцов** | Сопряжение акселерометров фирмы Analog Devices с микроконтроллерами | 2001 | 2 | 46 |
| **С. Петровский** | Простая система настройки для УКВ ЧМ приемника | 2001 | 3 | 48 |
| **Д. Панфилов, Т. Ремизевич, С. Гаврилюк** | Универсальное устройство отладки микропроцессорных систем на основе микроконтроллеров семейства HC908 фирмы Motorola | 2001 | 4 | 41 |
| **М. Голубцов** | Применение ЖК-модулей MT10T7 в измерительных приборах на основе микроконтроллеров серии AT90S8535 | 2001 | 4 | 44 |
| **А. Шипов, А. Савостьянов** | Статический светодиодный индикатор | 2001 | 4 | 47 |
| **В. Заикин** | Стационарные часы реального времени с синхронизацией по радиоканалу | 2001 | 4 | 49 |
| | | 2001 | 5 | 50 |
| **Н. Королев, Д. Королев** | AVR-контроллеры: большое в малом | 2001 | 5 | 44 |
| **А. Скворцов** | 128-канальный аналоговый коммутатор | 2001 | 5 | 47 |
| **А. Бондаренко** | Особенности перехода от микроконтроллера AT89C55 к микроконтроллеру AT89C55WD фирмы Atmel | 2001 | 6 | 44 |
| **Л. Ридико** | Микроконтроллерная система управления усилителем мощности с минимальным набором функций | 2001 | 6 | 45 |
| **М. Голубцов** | Счетчик витков для намотки катушек | 2001 | 6 | 48 |
| | | 2001 | 8 | 51 |
| **А. Скворцов** | Контроллер 128-канального аналогового коммутатора | 2001 | 6 | 49 |
| **М. Голубцов** | Программирование микроконтроллеров серии AVR | 2001 | 7 | 58 |
| **О. Николайчук** | Интеллектуальный малогабаритный фотодатчик, работающий на отражение | 2001 | 7 | 60 |
| **И. Чулков** | Повышение эффективности загрузки ПЛИС | 2001 | 8 | 41 |
| **О. Николайчук** | Программатор микроконтроллеров семейства x51 фирмы Atmel | 2001 | 8 | 44 |
| **Л. Ридико** | Эмулятор ПЗУ — отладчик для MSC-51 | 2001 | 9 | 42 |
| **М. Голубцов** | Учебный стенд для изучения цифровой электроники | 2001 | 9 | 48 |
| **Д. Тимонин** | Еще раз о конфигурировании ПЛИС Altera | 2001 | 9 | 50 |
| **К. Ануфрейчик** | Критерии выбора алгоритма получения циклического избыточного кода | 2001 | 10 | 42 |
| **А. Самарин** | Интерфейсы с клавиатурой | 2001 | 10 | 44 |
| **М. Голубцов** | Простейшие устройства для настройки цифровых схем | 2001 | 11 | 51 |
| **Д. Тимонин** | Программатор PRM10 для микросхем EEPROM фирмы Atmel | 2001 | 11 | 52 |
| **И. Каршенбойм, К. Паленов** | Встроенный логический анализатор — инструмент разработчика встроенных систем | 2001 | 12 | 53 |
| **А. Сигаев** | Универсальный кабель для внутрисхемного программирования | 2001 | 12 | 56 |


## Электроника в быту


| | | | | |
|---|---|---|---|---|
| **Х. Казимота** | Люминесцентный светильник с батарейным питанием | 2001 | 5 | 51 |
| **И. Кольцов** | Регулятор температуры с системой аварийного предупреждения | 2001 | 5 | 52 |
| **М. Майоров** | Терморегулятор для инкубатора | 2001 | 6 | 51 |
| **М. Майоров** | Универсальный регулятор уровня воды | 2001 | 6 | 53 |
| **А. Орехов** | Контроллер для управления стиральной машиной | 2001 | 6 | 54 |
| **И. Кольцов** | Сирена для личной охраны на микросхеме 1211ЕУ1 | 2001 | 8 | 53 |
| **А. Столовых** | Устройство сложения телевизионных сигналов | 2001 | 8 | 55 |
| **И. Кольцов** | Передатчик ИК сигналов на микросхеме КР1156ЕУ5 | 2001 | 9 | 53 |
| **А. Бутов** | Сенсорный регулятор освещения | 2001 | 12 | 59 |


## Элементная база


| | | | | |
|---|---|---|---|---|
| **А. Баклажанов** | Микроконтроллеры серии LPC фирмы Philips Semiconductors | 2001 | 9 | 55 |


*В третьей колонке указан год выпуска журнала, в четвертой — номер, в пятой — номер страницы.*

## УВАЖАЕМЫЕ ЧИТАТЕЛИ ЖУРНАЛА «СХЕМОТЕХНИКА»!

Издательский дом «Скимен» выпустил первый и второй тома книги Александра Фрунзе **«Микроконтроллеры? Это же просто!»**. Данное издание, в первую очередь, ориентировано на тех, кто только начинает знакомство с микроконтроллерной техникой, тех кому еще предстоит стать потребителем чипов, КИТов, программаторов и иных средств поддержки разработки. Для них — первый том, в котором последовательно и доступно для начинающих рассказано о внутреннем устройстве микроконтроллера, принципиальных схемах сопряжения его с внешними микросхемами, АЦП, ЦАП, с устройствами индикации и кнопками управления, о системе команд и о технике программирования на ассемблере.

Во втором томе приводится большое количество обзорной информации по абсолютному большинству x51–совместимых микроконтроллеров, о модернизации систем на их основе, о том, как связать микроконтроллерные системы друг с другом и с компьютером, технике использования программных симуляторов и внутрисхемных эмуляторов, а также о некоторых практических аспектах использования новейших микроконтроллеров семейств AduC, Cygnal и др. Дополнительно приведена подробная информация о таких сложных для программиста контроллерно–ориентированных микросхемах, как сигма–дельта АЦП семейства AD77xx от Analog Devices.

Третий том (его выпуск планируется в октябре 2002 г.) целиком посвящен практически не описанным в отечественной литературе принципам построения программ целочисленной многобайтовой беззнаковой и знаковой арифметики, а также арифметики с плавающей запятой. Отдельно рассмотрены специальные быстрые алгоритмы расчета различных функций, общие методы аппроксимации с заданной точностью любых разумных функциональных зависимостей, что позволяет вести быстрые расчеты даже на микроконтроллерах с производительностью в единицы MIPS.

Отдельно отметим, что приведенные в книге практические примеры используют, помимо микроконтроллеров, большое количество аналоговых и цифровых микросхем таких известных производителей, как Analog Devices (AD77xx, AD7894, AD855x, REF19x и ряд других), Maxim (MAX202/232, MAX680, MAX619, MAX187/189/1241,1243 и им подобные), Burr–Brown (ADS7816 и им подобные, DDC112 и т. д.).

У вас есть возможность подписаться на книгу А. Фрунзе «Микроконтроллеры? Это же просто!». Стоимость трех томов книги, включая доставку, составляет 277 руб. 20 коп. (в т. ч. НДС). Доставка книг осуществляется через почтовое отделение: тома 1 и 2 высылаются немедленно по факту оплаты, том 3 — в январе 2003 г.

Вы можете подписаться на каждый том книги А. Фрунзе «Микроконтроллеры? Это же просто!» отдельно. В этом случае стоимость одного тома, включая НДС и доставку, составит 99 рублей. Схема оплаты та же, что и за весь комплект книги.

Наше издательство выпустило также книгу Олега Николайчука **«x51–совместимые микроконтроллеры фирмы Cygnal»**. Эта книга ориентирована на широкий круг читателей, интересующихся микроконтроллерной техникой. Она призвана ознакомить читателей с самыми мощными и высокопроизводительными x51–совместимыми микроконтроллерами фирмы Cygnal. Модернизированное ядро этих микроконтроллеров, построенное по конвейерному принципу, обеспечивает достижение пиковой производительности от 25 до 100 MIPS. Для сравнения, популярный сегодня микроконтроллер AT89C52 фирмы Atmel может обеспечить пиковую производительность всего около 2 MIPS. Микроконтроллеры фирмы Cygnal оснащены широким набором аналоговой и цифровой периферии. Все микроконтроллеры совместимы по системе команд со стандартными 8051 микроконтроллерами. Управление и обмен данными в периферийными узлами осуществляется через SFR регистры. Все микроконтроллеры оснащены интерфейсом внутрисистемного программирования и отладки JTAG.

В книге приведены сравнительные характеристики 44 микроконтроллеров, выпускаемых фирмой Cygnal, описаны принципы построения основных аналоговых и цифровых узлов. Несколько глав посвящены подробному описанию семейств микроконтроллеров C8051F0xx, C8051F018, C8051F02x, C8051F04x, C8051F2xx, C8051F3xx и предварительному описанию перспективных микроконтроллеров семейства C8051F12x. Приводятся подробные сведения об особенностях применения описанных микроконтроллеров. Рассмотрено несколько эволюционных плат микроконтроллеров с принципиальными схемами этих плат и программатора JTAG. Описаны особенности программирования микропроцессоров Cygnal. Приведены принципиальные схемы с описанием несколько контроллеров различного назначения. В приложениях приведен список сокращений и оригинальной терминологии, а также сведения о корпусах, применяемых фирмой Cygnal.

Книга содержит большое количество иллюстраций, принципиальных схем и таблиц и может быть полезна для широкого круга разработчиков микроконтроллерной техники.

Подписаться на нее можно также, как и на книгу А. Фрунзе, переведя на счет редакции 178 руб. 20 коп. В эту сумму входит и стоимость доставки.

Для того чтобы подписаться через редакцию, необходимо:

- перевести сумму на наш расчетный счет по указанным реквизитам или связаться с редакцией по телефону (095) 777–1215 для выставления счета;
- копию платежного поручения с вашим почтовым адресом или квитанцию выслать по факсу (095) 777–1215, e–mail: podpiska@dian.ru, почтовый адрес: 121351, г. Москва, ул. Ивана Франко, 40, стр. 2, редакция.

**Наши реквизиты:**

ООО «ИД СКИМЕН»
ИНН 7731195492 КПП 77513100101
Р/с 40702810100000000456 в ОАО КБ «Промбанк» в г. Москва
К/с 30101810100000000554
БИК 044525554
ОКОНХ 84500 ОКПО 52744508
Юридический адрес: 121351, г. Москва, ул. Ивана Франко, 40, стр. 2, отдел распространения.

Журнал «Компоненты и технологии»
www.compitech.ru
Журнал «Схемотехника»
www.dian.ru

# ПОДПИСКА — 2003

**Журнал «Схемотехника»** www.dian.ru

Через Объединенный каталог «Пресса России» (зеленый) — индекс 41733 (для жителей России, стран Балтии и СНГ).
Через каталог Агентства «Роспечать» (красный) — индекс 80724.
Жители Украины могут подписаться через каталог агентства KSS (044-212-0050, 464-0220) — индекс 10540.

**Журнал «Компоненты и технологии»** www.compitech.ru

Через Объединенный каталог «Пресса России» (зеленый) — индекс 41734 (для жителей России, стран Балтии и СНГ).
Через каталог Агентства «Роспечать» (красный) — индекс 80743.
Жители Украины могут подписаться через каталог агентства KSS (044-212-0050, 464-0220) — индекс 10358.

Оформить подписку с последующей доставкой можно также ***в любой стране*** через фирму **МК-Periodica**. Подробную информацию можно узнать по телефону в Москве: (7+095) 2819345, 2815715, 2813322, - e-mail: info@periodicals.

**Подписка на журналы через редакцию:**

| | |
|---|---|
| Комплект журнала «**Схемотехника**» № 1—12 за 2003 г. (стоимость доставки включена) — 475 руб. 20 коп., в т. ч. НДС — 10 % (РФ); 25 у. е. (страны СНГ, Балтии) *с НДС | Комплект журнала «**Компоненты и Технологии**» № 1—9 за 2003 г. (стоимость доставки включена) — 891 руб., в т. ч. НДС — 10 % (РФ); 33 у. е. (страны СНГ, Балтии) *с НДС |
| Комплект журнала «**Схемотехника**» № 2—12 за 2002 г. (стоимость доставки включена) — 363 руб., в т. ч. НДС — 10 % (РФ); 20 у. е. (страны СНГ, Балтии) *с НДС | Комплект журнала «**Компоненты и Технологии**» № 1—9 за 2002 г. (стоимость доставки включена) — 495 руб., в т. ч. НДС — 10 % (РФ); 33 у. е. (страны СНГ, Балтии) *с НДС |
| Комплект журнала «**Схемотехника**» № 3—12 за 2001 г. (стоимость доставки включена) — 275 руб., в т. ч. НДС — 10 % (РФ); 25 у. е. (страны СНГ, Балтии) *с НДС | Вы можете выписать номера журнала «**Компоненты и Технологии**» (стоимость доставки включена) за 2000—2001 гг. — цена 55 руб., (в т. ч. НДС — 10 %) О наличии номера узнавайте в редакции по тел.: 095-777-1215 |

**Условия подписки через редакцию:**

- перечислите деньги на наш расчетный счет через Сбербанк по квитанции либо через почтовое отделение почтовым переводом:
- отправьте квитанцию об оплате (или копию) и свой точный почтовый адрес (индекс обязательно) в редакцию по почтовому адресу: 121351, г. Москва, ул. Ивана Франко, дом 40, стр. 2, отдел подписки или по факсу: (095) 777-1215, e-mail: podpiska@dian.ru;
- можно также подписаться на журнал непосредственно в редакции по адресу: г. Москва, ул. Обручева, 29, метро «Калужская», вн. тел: 3629, и на специализированных выставках.

**НАШИ РЕКВИЗИТЫ:**

ООО «ИД СКИМЕН» КПП513100101
ИНН 7731195492
Р/с 40702810100000000456 в ОАО КБ «Промбанк» в г. Москва
К/с 30101810100000000554
БИК 044525554
ОКОНХ 84500 ОКПО 52744508

**Информация о подписчике:**

Название организации _____ Ф.И.О. _____

Почтовый адрес, индекс _____

_____

Телефон/Факс _____ E-mail _____

Подписка на журнал _____ №№ _____ за 200___ год

**Внимание! К сведению подписчиков: отдел подписки не несет ответственности, если подписка оформлена через другие фирмы. В случае отмены заказчиком произведенной подписки деньги за подписку не возвращаются.**

## ГОЛОВНОЙ ОФИС

г. Екатеринбург,
ул. Колмогорова, д. 70
График работы:
понедельник - пятница
09.00 - 18.00 (без перерыва)
суббота
10.00 - 17.00 (без перерыва)
Справочная служба: (3432) 45-44-88
Факс: (3432) 45-33-28
Отдел продаж: (3432) 45-45-07,
45-68-20,
45-40-11
E-mail: pr@promelec.ru

Представительство
в Москве: (095) 281-66-01
2-й Волконский пер., д. 1,
метро "Цв. Бульвар"
E-mail: promtech@dol.ru

## ФИЛИАЛЫ

| | |
|---|---|
| С-ПЕТЕРБУРГ | (812) 230-08-63, 233-27-02, ул. Гатчинская, д. 12, м. "Чкаловская", promel@peterlink.ru |
| ЕКАТЕРИНБУРГ | м-н "МЭК", (3432) 50-30-89, 55-65-19, ул. Красноармейская, д. 32, alexey@trest.sky.ru |
| ВОРОНЕЖ | (0732) 51-27-41, 51-28-41, 54-30-44, Ленинский пр., д. 160, оф. 328, neon@comch.ru |
| ИЖЕВСК | (3412) 43-85-51, 45-06-38, а/я 4573, elitan@udmnet.ru |
| МИАСС | (35135) 2-90-61, 4-57-21, пр. Макеева, д. 23, оф. 62, promelectro@miass.ru |
| НОВОСИБИРСК | (3832) 66-46-89, 12-51-60, ул. Восход, д. 9, info@planar.ru |
| НОВОСИБИРСК | (3832) 22-76-20, 22-81-29, ул. Ленина, д. 12, оф. 1207, olga@sector-t.ru |
| ОМСК | (3812) 34-83-83, 69-35-07, ул. Рабиновича, д. 93, igor@omsktelecom.ru |
| ОМСК | (3812) 24-10-90, 24-68-65, ул. Карла Либкнехта, д. 26, dan@dan.omsknet.ru |
| ПЕНЗА | (8412) 52-32-66, ул. Бакунина, д. 54-94, pep@sura.com.ru |
| ПЕРМЬ | (3422) 34-94-49, 33-47-25, ул. Данщина, д. 19, оф. 68, esc@mpm.ru |
| ТОМСК | (3822) 41-55-70, 41-04-69, пр. Ленина, д. 30а, оф. 111, zarubin@mail.tomsknet.ru |
| ТЮМЕНЬ | (3452) 22-81-95, 22-96-00, ул. Республики, д. 143, radiocom@sbtx.tmn.ru |
| УФА | (3472) 51-14-56, ул. Чернышевского, д. 88, shop@ufacom.ru |
| ЧЕБОКСАРЫ | (8352) 64-99-33, 64-99-22, пр. Тракторостроителей, д. 11, torg@abc.cap.ru |
| ЧЕЛЯБИНСК | (3512) 34-77-23, Свердловский пр., д. 23а, mail@promelec74.ru |
| ЧЕЛЯБИНСК | (3512) 69-74-47, 96-35-69, пр. Победы, д. 169, pallada@fromru.com |


# ПРОМЭЛЕКТРОНИКА

ПОСТАВКИ ЭЛЕКТРОННЫХ КОМПОНЕНТОВ

# Созвездие электронных компонентов

WWW.PROMELEC.RU

## ЭКСКЛЮЗИВНОЕ ПРЕДЛОЖЕНИЕ

## ЗВУКОИЗЛУЧАТЕЛИ NINGBO EAST ELECTRONICS Ltd.

**Звукоизлучатели предназначены для применения в оборудовании для контроля, слежения, обнаружения и управления, охраной и пожарной сигнализации как средство звукового оповещения.**

- Приборы могут использоваться при относительной влажности, не более 93±3 % при 40°С
- Выдерживают вибрационные нагрузки в диапазоне частот от 10 до 55Гц с амплитудой 0,75 мм
- Диапазон рабочих температур большинства наименований — от -20 до +70°С, есть модели с расширенным диапазоном рабочих температур.
- Большое разнообразие конструктивов корпусов - горизонтального и вертикального исполнения, под печатный,поверностный и проводной монтаж.

☑ **Пьезоэлементы с внешним возбуждением (излучатели и безкорпусные )**

Создаваемое звуковое давление — до 105 Дб, диапазон рабочих частот — 300-8000 Гц. Приводятся в действие переменным напряжением (требуется внешний генератор). Характер звучания — тон с частотой приложенного напряжения. Характеризуются низким потребляемым током (от 1,5 мА) и широким диапазоном напряжения возбуждения (от 7 до 40 В).

☑ **Излучатели для работы в автоколебательном режиме:**

Приводятся в действие постоянным напряжением при включении по определенной схеме (не требуют внешнего генератора). Технические характеристики аналогичны характеристикам пьезоэлементов с внешним возбуждением.

☑ **Зуммеры пьезоэлектрические и электромагнитные:**

Создаваемое звуковое давление — до 100 Дб. Приводятся в действие постоянным напряжением (имеют встроенный генератор). Основной характер звучания — тон с частотой внутреннего резонанса (400-5000 Гц). Характеризуются низким напряжением питания (от 2 В).

☑ **Оповестители, сирены:**

Характеризуется мощной звуковой отдачей (более 100 Дб на расстоянии 1 метр от излучателя). Существуют варианты для работы от переменного и постоянного напряжения в автоколебательном режиме, с различным характером звучания (тон с частотой внутреннего резонанса, прерывистый тон, тон с частотой приложенного напряжения, 1...6-тональная сирена).

☑ **Ультразвуковые сигнализаторы:**

Создаваемое звуковое давление — 70 Дб. Приводятся в действие переменным напряжением (требуется внешний генератор). Характеризуются широким диапазоном рабочих частот (5...50 кГц) при малых напряжениях возбуждения (3...10В).

☑ **Малогабаритные громкоговорители:**

Максимальная мощность — 0,15 Вт. Создаваемое звуковое давление — до 85 Дб, диапазон рабочих частот — 700-4000 Гц. Печатное исполнение.

# Симметрон

электронные компоненты

С-Петербург: (812) 449-4000, 449-4005
Москва: (095) 748-5001
Екатеринбург: (3432) 703-384
Новосибирск: (3832) 119-081
Ростов-на-Дону: (8632) 923-273
Ставрополь: (8652) 357-775
Киев: (044) 239-2065
Харьков: (0572) 303-577
Минск: (017) 222-5959

**Минимальные сроки**

**Отлаженная схема доставки в любой регион**

**Каталог предлагаемых изделий по заявке предприятий**

EPCOS
BLUECHIP COMMUNICATION AS
ERSA
muRata
ARIES ELECTRONICS, INC.
elme
BERNSTEIN Electronic-Tools
MITSUBISHI ELECTRIC
WELLS-CTI
LUXO
International IOR Rectifier
radiel
DIMA SMT SYSTEMS

Розничная продажа в магазинах

**Микроника**
радиодетали и инструменты

Санкт-Петербург, пр. Новочеркасский, 51
(812) 444-0488 www.micronika.ru

Новосибирск, ул. Геодезическая, 2
(3832) 119-045

Киев, ул. М. Расковой, 13
(книги по электронике, инструмент)
(044) 517-7377 www.micronika.com.ua

**Огромный ассортимент отечественных и импортных электронных компонентов**

- Силовые приборы
- Трансиверы, ВЧ- и СВЧ-компоненты
- Микроконтроллеры и микросхемы памяти
- Транзисторы, тиристоры и диоды
- Лазерные приборы, светодиоды и индикаторы, ЖК-модули
- Широчайший выбор пассивных компонентов
- Реле и переключатели, разъёмы и панельки, ZIF-панельки
- Монтажный инструмент
- Паяльное и антистатическое оборудование