

Главный редактор

Сергей Бирюков

Зам. главного редактора

Сергей Кузнецов

Редакционная коллегия

Павел Асташкевич
Александр Фрунзе
Виктор Иовчик

Дизайн и верстка

Ирина Чикина

Отдел распространения

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

Отдел рекламы

Юлия Суханова

Адрес редакции:

Москва, Ленинградское ш., д. 18, оф. 342
Для писем: 127015 Москва,
ул. Бутырская, д. 41/47 «ИД Скимен»
тел./факс: (495) 775-16-76
www.dian.ru
e-mail: editor@dian.ru
editordian@mail.ru

Издатель и учредитель ООО «ИД Скимен»

Отпечатано в ОАО Ордена Трудового
Красного Знамени «Чеховский
полиграфический комбинат»
142300 г. Чехов Московской области
Т/ф (501)443-92-17, т/ф (272)6-25-36
E-mail: marketing@chpk.ru

Тираж 5 200 экз.
Заказ № 2414.

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

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

Редакция не несет ответственности
за информацию, приведенную
в рекламных материалах

За содержание статьи
и ее оригинальность несет
ответственность автор

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

Информацию о подписке
см. на последней странице журнала

Содержание

КОМПОНЕНТЫ

- С. Бирюков.** Микросхемы для активных корректоров коэффициента мощности NCP1653 и NCP1653A 2
- В. Олейник.** Низковольтные аналоговые интегральные микросхемы компании Maxim/Dallas 6

ИСКУССТВО СХЕМОТЕХНИКИ

- В. Дьяконов.** Функциональные генераторы 10
- В. Баранов.** Работа с микроконтроллерами Atmel 12
- А. Фрунзе, А. Фрунзе.** Микроконтроллеры? Это же просто! 15
- А. Фрунзе.** Последовательная передача данных 18
- Б. Шевкопляс.** Вероятностная синхронизация в телекоммуникационных системах 20
- Г. Аглодин.** Фильтры на переключаемых конденсаторах 23
- Г. Прищепов.** Линейные широкополосные TND-усилители и повторители 25
- В. Сапельников.** Счетчик Сапельникова-Муфтахова 28

СОФТ

- О. Вальпа.** Среда разработки VisualDSP++ 30
- О. Петраков.** Аналитические расчёты в электронике 34

ПРАКТИКА

- Е. Тришечкин.** Измеритель-регулятор температуры на основе микроконтроллера PIC16F877A фирмы Microchip 37
- А. Поликарпов.** Модуль для изучения основ цифровой обработки сигналов 40
- В. Сербин.** Мощный двухканальный термостабилизатор 42
- А. Маврычев.** Схемотехника трехфазных многотарифных электронных счетчиков 44
- А. Сергеев.** Помехоустойчивое устройство автомобильной сигнализации 47
- В. Жук.** Делитель частоты на диапазон 5...13 ГГц 49
- Л. Грязин.** Синтезатор частоты на микросхеме AD9954 фирмы Analog Devices 51
- И. Безверхний.** Прием каналов SECAM телевизорами системы PAL без применения транскодеров 53

CD-ROM с журналами «Схемотехника» 2000—2003 г. (3-я стр. обложки)

Новые книги. А. Фрунзе. «Микроконтроллеры фирмы Philips семейства x51» (с. 9). Подписка-2007 (с. 56).

Микросхемы для активных корректоров коэффициента мощности NCP1653 и NCP1653A

Микросхемы семейства NCP1653 [1] предназначены для построения активных корректоров коэффициента мощности. Эти микросхемы являются типовыми приборами фирмы ON Semiconductor. На сайте фирмы можно найти не только справочные данные на них, но и примеры построения конкретных устройств, порядок их аналитического расчета и программу-таблицу на Excel'e, существенно упрощающую определение индуктивности дросселя корректора и параметров всех его остальных элементов.

Внастоящее время импульсные источники питания занимают преобладающие позиции как в бытовой аппаратуре, так и в различных устройствах для промышленного применения. Большинство из них содержат на входе фильтр, уменьшающий проникновение помех от преобразователя в сеть, а также воздействие импульсных помех из сети на преобразователь, мостовой выпрямитель и сглаживающий конденсатор емкостью от единиц до сотен микрофард и, далее, собственно однотактный или двухтактный преобразователь, работающий на частоте от нескольких десятков до сотен килогерц (см., например, [2—4]).

Ток, потребляемый таким устройством от сети, имеет явно выраженный импульсный характер, его пики приходятся на максимумы напряжения сети. Амплитуда третьей гармоники может достигать до 80 % от первой, велики также уровни и всех последующих нечетных гармоник. В результате потери мощности в подводящих проводах, в том числе и в сети до счетчика (они им не учитываются), существенно возрастают. Искажается форма напряжения в сети — его вершины уплощаются, что приводит к изменению соотношения эффективного напряжения сети и его амплитудного значения. Это приводит к неверным показаниям большинства используемых вольтметров. Возрастает

уровень помех от таких источников.

Для исключения указанных явлений европейские и отечественные стандарты требуют улучшения формы кривой потребляемого тока, ее максимального приближения к синусоиде. Устройства, позволяющие заряжать входной конденсатор преобразователя от сети током синусоидальной формы, называются активными корректорами коэффициента мощности [5]. Для их построения выпускаются специальные микросхемы, типичными представителями которых являются рассматриваемые в статье NCP1653 и NCP1653A.

Отметим, что схемы активных корректоров мощности (АККМ) и импульсных однотактных повышающих стабилизаторов очень похожи. Если отвлечься от структуры узла управления (УУ) силовым ключом VT1 и номинала конденсатора $C_{ВХ}$, то схема на рис. 1 может относиться как к одному, так и к другому из упомянутых выше устройств. Отличительной особенностью АККМ является подача входного напряжения на УУ через делитель напряжения ДН1.

Так же, как и импульсные однотактные повышающие стабилизаторы, АККМ могут работать в нескольких режимах — с непрерывным током накопительного дросселя, с прерывистым током и в граничном режиме.

Преимущества и недостатки этих режимов такие же, как и для обратных стабилизаторов и преобразователей. При непрерывном токе дросселя ток через него меняется мало, что уменьшает омические потери в силовом ключе, позволяет использовать для него транзистор с меньшим допустимым током. Форма потребляемого от сети тока становится более гладкой, что упрощает построение входного фильтра. При прерывистом токе дросселя амплитуда тока через него и силовой ключ значительно больше, при том же активном сопротивлении ключа омические потери в нем также больше, требуется транзистор VT1 и диод VD1 на больший пиковый ток. Однако у варианта с прерывистым режимом есть важное преимущество — включение транзистора VT1 происходит при нулевом токе через дроссель L1 и диод VD1, это означает минимум потерь при его включении. В то же время, для режима с непрерывным током транзистор включается при токе через диод, близком к мгновенному значению выходного тока АККМ. Потери на закрывающемся диоде и открывающемся транзисторе в этом случае играют заметную роль в их общем балансе. В последние годы появилась возможность существенного снижения этих потерь в результате разработки высоковольтных диодов Шоттки на основе карбида кремния.

Микросхемы NCP1653 и NCP1653A предназначены для построения АККМ, работающих в режиме непрерывного тока дросселя. Рабочая частота этих микросхем фиксирована — 67 кГц для NCP1653A и 100 кГц для NCP1653. Работа на фиксированной частоте облегчает построение фильтров и борьбу с излучающимися корректором помехами.

Микросхемы выпускаются в миниатюрных корпусах PDIP-8 и SO-8 (рис. 2), разводка выводов показана на рис. 3.

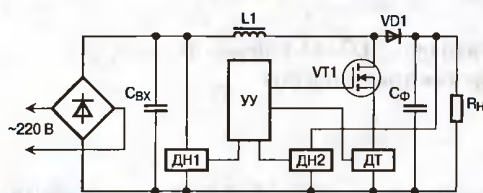


Рис. 1

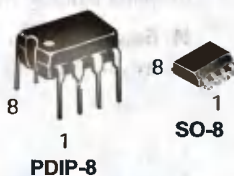


Рис. 2

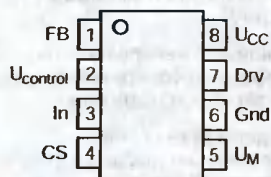


Рис. 3

Микросхемы требуют для своего функционирования минимума внешних компонентов, что уменьшает стоимость АККМ с их использованием и облегчает процесс проектирования устройств. Выходной каскад рассматриваемых микросхем допускает выходной ток до $\pm 1,5$ А для непосредственного управления мощным полевым транзистором выходного ключа.

Корректоры мощности на рассматриваемых микросхемах в зависимости от построения цепи обратной связи могут работать как в режиме стабильного выходного напряжения, так и без его стабилизации. В последнем случае (такую работу называют режимом повторителя) изменение входного переменного напряжения АККМ приводит к пропорциональному изменению постоянного выходного, выходное напряжение также зависит от нагрузки АККМ. Работа в режиме повторителя удешевляет устройство

за счет уменьшения габаритов и массы дросселя и снижения требований к силовому ключу.

Микросхемы NCP1653 и NCP1653A во многих отношениях оптимально подходят для построения высокоэффективных активных корректоров мощности, для которых важны соотношение цена-качество, надежность и высокая выходная мощность. В этих микросхемах сконцентрированы все свойства, необходимые для таких устройств:

1. Защита от превышения выходным напряжением заданного уровня автоматически включается, когда оно превышает 107 % своего номинального значения. При уменьшении выходным напряжением указанной величины АККМ возобновляет свою работу.

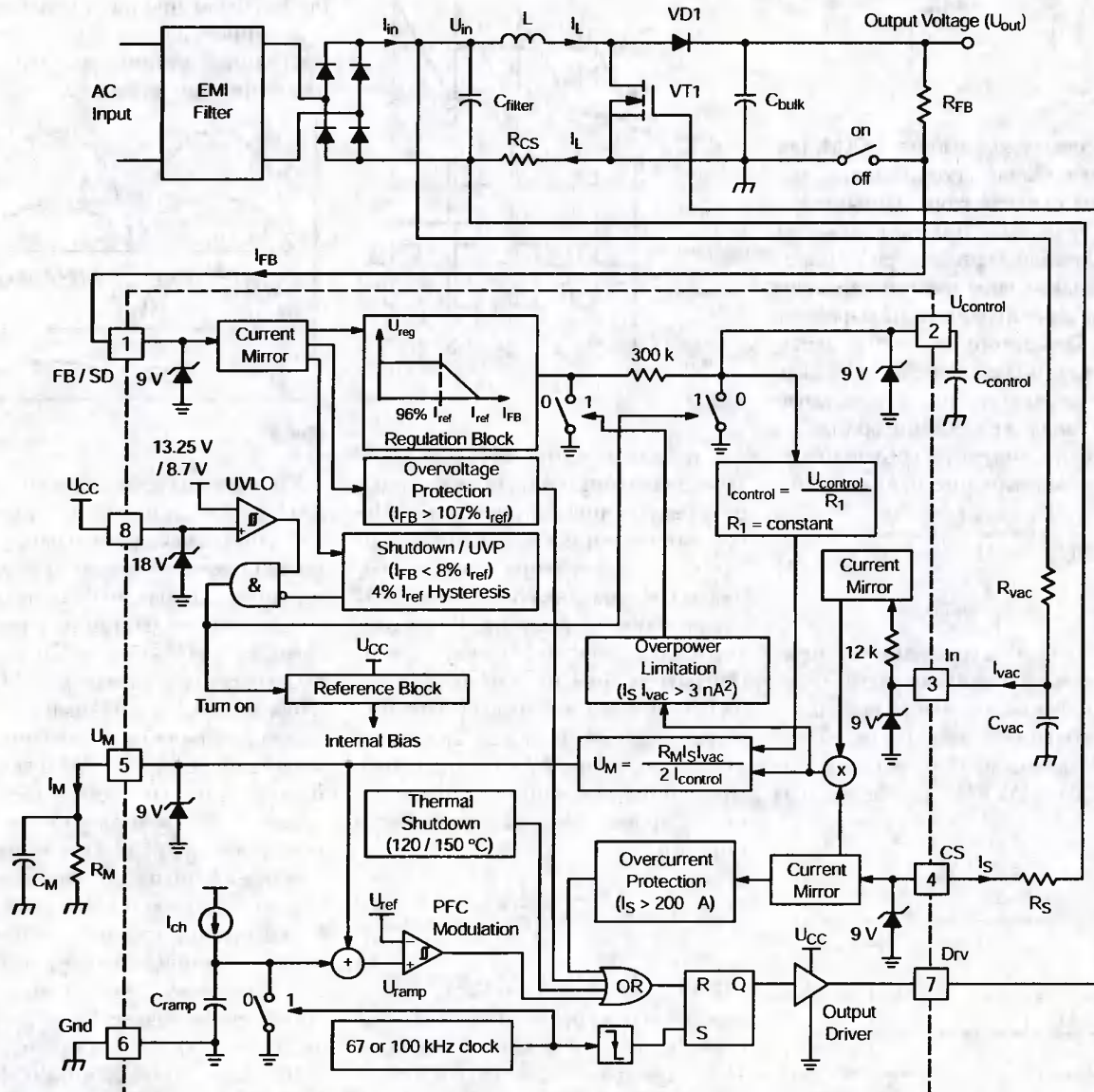
2. Защита от падения выходного напряжения срабатывает, когда это напряжение снижается до 8 % от

номинального значения. Работа устройства восстанавливается при его повышении до 12 % от номинала. Это свойство защищает АККМ от обрыва петли обратной связи и позволяет выключать его внешним сигналом.

3. Защита от превышения мощности включается и коэффициент заполнения импульсов, управляющих силовым ключом, уменьшается, когда вычисленная входная мощность превышает допустимый уровень. Нормальная работа восстанавливается при снижении потребляемой мощности до порогового уровня.

4. Защита от превышения тока дросселя (и, в результате, силового ключа и диода) срабатывает, когда ток стока транзистора превышает допустимую величину, при восстановлении нормального значения тока возобновляется и работа АККМ.

5. Защита от перегрева выключает АККМ, когда температура кристал-



ла микросхемы превысит 150 °C, она возобновляется при падении температуры примерно на 30 °C от указанной величины.

Функциональная схема микросхем NCP1653 и NCP1653A и типовая схема их включения в активном корректоре мощности приведена на рис. 4.

Рассмотрим работу микросхем и АККМ на их основе.

Основные элементы АККМ без цепей управления показаны на рис. 5. На вход корректора поступает сетевое напряжение после его выпрямления двухполупериодным мостовым выпрямителем. Конденсатор C_{filter} из-за своей малой емкости не влияет на форму этого напряжения, он уменьшает выходное сопротивление выпрямителя на рабочей частоте АККМ.

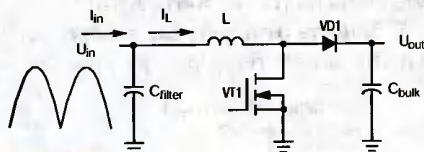


Рис. 5

При нормальной работе АККМ, так же, как и в обычном повышающем импульсном стабилизаторе напряжения, часть t_1 периода T работы устройства при включенном транзисторе VT1 происходит накопление энергии в дросселе LI и ток через него линейно нарастает (рис. 6). После этого транзистор закрывается, и дроссель начинает отдавать накопленную энергию в выходную цепь — заряжает конденсатор C_{bulk} .

Нетрудно получить соотношение выходного и входного напряжений:

$$\frac{U_{OUT}}{U_{IN}} = \frac{t_1 + t_2}{t_2} = \frac{T}{T - t_1}, \quad (1)$$

$$U_{IN} = \frac{T - t_1}{T} U_{OUT}.$$

Эти выражения соответствуют и работе обычного повышающего импульсного стабилизатора напряжения.

Потребляемый из сети ток будет синусоидальным, если входное сопротивление АККМ R_{IN} для частоты

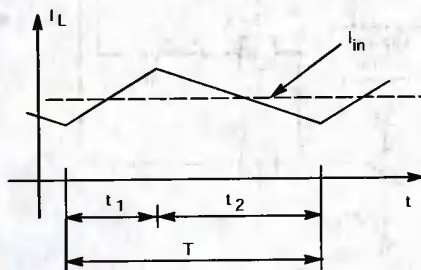


Рис. 6

50 Гц будет практически активным и не будет зависеть от входного напряжения. Высокочастотную составляющую тока дросселя замыкает на себя конденсатор C_{filter} , низкочастотная часть этого тока имеет вид полупериодов синусоиды, обозначим ее индексом 50 — I_{L50} (от 50 Гц).

Входное сопротивление R_{IN} составит:

$$R_{IN} = \frac{U_{IN}}{I_{IN50}} = \frac{T - t_1}{T} \times \frac{U_{OUT}}{I_{L50}}. \quad (2)$$

Фрагмент схемы, рис. 4, соответствующий модулятору длительности импульсов рассматриваемых микросхем, и временная диаграмма работы модулятора приведены на рис. 7.

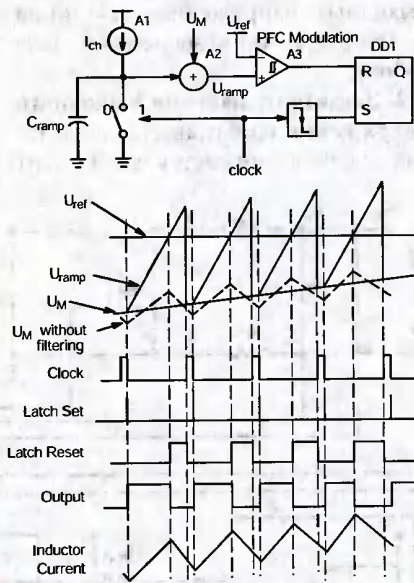


Рис. 7

В начале каждого периода работы модулятора конденсатор C_{RAMP} разряжается под действием импульсов, поступающих по цепи clock от тактового генератора. Эти же импульсы устанавливают триггер DD1 в единичное состояние. Конденсатор C_{RAMP} начинает заряжаться от генератора тока A1, что формирует на нем линейно нарастающее напряжение. Это напряжение складывается в сумматоре A2 с относительно медленно меняющимся напряжением U_M , формируемым специальным образом:

$$U_{RAMP} = U_M + \frac{I_{CH} t_1}{C_{RAMP}}. \quad (3)$$

В моменты времени, когда напряжение U_{RAMP} достигает уровня U_{REF} , срабатывает компаратор A3, триггер DD1 переходит в нулевое состояние, силовой ключ АККМ (VT1 на рис. 5)

закрывается. Для этого момента времени $U_{RAMP} = U_{REF}$, откуда:

$$U_{RAMP} = U_M + \frac{I_{CH} t_1}{C_{RAMP}} = U_{REF}. \quad (4)$$

Генератор тока I_{CH} выполнен так, что выполняется равенство:

$$I_{CH} = \frac{C_{RAMP} U_{REF}}{T}. \quad (5)$$

Отсюда нетрудно получить:

$$U_M = U_{REF} - \frac{t_1}{C_{RAMP}} \times \frac{C_{RAMP} U_{REF}}{T} = U_{REF} \frac{T - t_1}{T}. \quad (6)$$

Подставляя результат в ранее полученную формулу для R_{IN} , имеем:

$$R_{IN} = \frac{U_M U_{OUT}}{U_{REF} I_{L50}}. \quad (7)$$

Поскольку U_{REF} и U_{OUT} — постоянные величины, если сделать так, чтобы U_M было пропорционально току I_{L50} , сопротивление R_{IN} также будет постоянной величиной. Это проиллюстрировано на рис. 8.

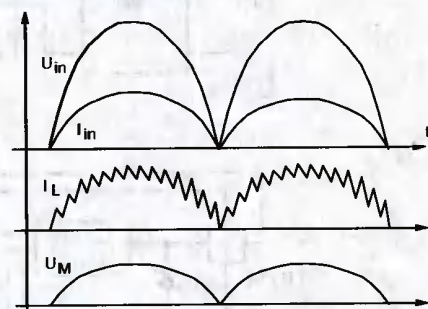


Рис. 8

Как видно из временной диаграммы для U_M , показанной на рис. 7 штриховой линией, исходно это напряжение, пропорциональное току дросселя, содержит высокочастотные пульсации с частотой коммутации ключевого транзистора (U_M without filtering). При подаче на вход сумматора A2 (рис. 7) напряжения U_M с такими пульсациями длительность включения силового транзистора АККМ будет лишь приблизительно соответствовать необходимой для точной работы АККМ величине, такой режим называется «работа по пиковому току».

Если к выводу 5 микросхемы подключить конденсатор C_M соответствующей величины (рис. 9), то пульсации напряжения U_M сгладятся, работа АККМ станет точнее. Такой режим называется «работа по среднему току».

Для адекватной работы АККМ напряжение U_M формируется умножи-

телем-делителем в соответствии со следующей формулой:

$$U_M = \frac{R_M I_{VAC} I_S}{2 I_{CONTROL}} \quad (8)$$

В этой формуле R_M — сопротивление резистора, подключенного к выводу 5 микросхемы параллельно конденсатору C_M (рис. 9), I_{VAC} — ток, текущий в вывод 3 микросхемы и пропорциональный мгновенному значению напряжения питающей сети, он вычисляется по формуле:

$$I_{VAC} = \frac{U_{AC} \sqrt{2} - 4V}{(R_{VAC} + 12 \text{ кОм})} \approx \frac{U_{AC}}{R'_{VAC}} \quad (9)$$

Ток I_S пропорционален току через дроссель I_L . Напряжение, пропорциональное мгновенному току через дроссель, снимается с резистора R_{CS} (рис. 4) и через резистор R_S и вывод 4 микросхемы подается на ее умножитель, обозначенный на рис. 4 знаком $\times$. Коэффициент пропорциональности токов I_S и I_L определяется соотношением сопротивлений резисторов R_{CS} и R_S (рис. 4):

$$I_S = \frac{R_{CS}}{R_S} I_L \quad (10)$$

Ток $I_{CONTROL}$ — постоянный ток, пропорциональный выходному напряжению АККМ и определяемый резистором R_{FB} , подключенным к выводу 1 микросхемы (рис. 4). Частотный спектр этого тока может быть ограничен сверху за счет подключения конденсатора $C_{CONTROL}$ между выводом 2 микросхемы и общим проводом. Для устойчивой работы АККМ рекомендуется ограничить этот спектр частотой 20 Гц, типовая емкость конденсатора $C_{CONTROL}$ составляет 0,1...0,33 мкФ.

ЛИТЕРАТУРА:

1. NCP1653, NCP1653A. Compact, Fixed-Frequency, Continuous Conduction Mode PFC Controller. <http://onsemi.com>.
2. С. Бирюков. Сетевые обратноходовые источники питания на микросхемах TOP22x. — Схемотехника, 2002, № 6, с. 7—10, №7, с. 7—9, № 8, с. 7—8.

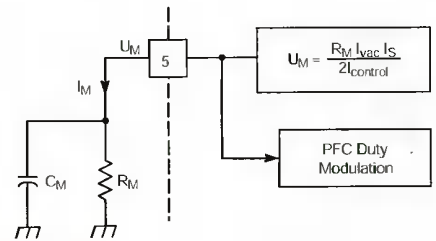


Рис. 9

3. С. Бирюков. Сетевые обратноходовые источники питания на микросхемах TOPSwitch-FX. — Схемотехника, 2002, № 10, с. 14—17, № 11, с. 9—11.

4. С. Бирюков. Сетевые обратноходовые источники питания на микросхемах TOPSwitch-GX. — Схемотехника, 2003, № 1, с. 6—11, № 2, с. 6—8.

5. А. Ремнев, В. Смердов. Активная коррекция коэффициента мощности в импульсных источниках питания. — Схемотехника, 2003, № 6, с. 6—11.

Продолжение следует

Сергей Бирюков,
г. Москва



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

ON Semiconductor®

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

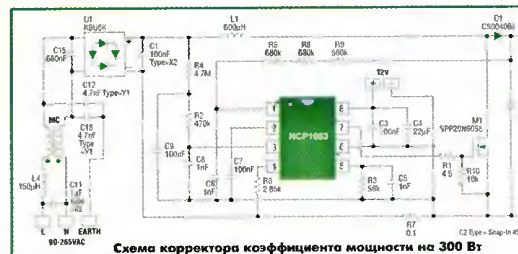


Схема корректора коэффициента мощности на 300 Вт



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

¹ Режим непрерывного тока

² Режим прерывистого тока

³ Режим критической проводимости

⁴ Защита от превышения напряжения

⁵ Защита от понижения напряжения

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

Низковольтные аналоговые интегральные микросхемы компании Maxim/Dallas

Статья посвящена использованию различных типов низковольтных ИМС — регуляторов напряжения, ОУ, компараторов, мониторов питания, источников опорного напряжения (ИОН), аналоговых ключей и ИМС стандартных интерфейсов [1]. В статье также представлена информация о снижении потребляемой мощности при построении устройств с использованием низковольтных компонентов.

Низкие напряжения питания предпочтительно использовать в системах, где высоки требования к габаритам, массе, а также потребляемой мощности. К таким устройствам можно отнести карманные персональные компьютеры (КПК), сотовые телефоны, а также другие виды портативных изделий, имеющих батарейное питание. Низкие напряжения питания предпочтительны и при построении устройств, питающихся от сети переменного тока, так как снижение потребляемой мощности ведет к снижению требований к источникам питания (ИП), исключению громоздких теплоотводов и вентиляторов.

Низковольтные ИМС представлены практически во всех семействах производства компании Maxim/Dallas — ОУ, компараторах, мониторах питания, интерфейсах, конверторах данных, аналоговых ключах и мультиплексорах, ИОН, преобразователях постоянного напряжения, цифровых потенциометрах, а также в часах реального времени.

В статье рассмотрены категории аналоговых микросхем, перечисленных выше, а также кратко освещены вопросы их использования в низковольтных электронных устройствах. Кроме того, часть статьи посвящена вопросам получения низких напряжений из стандартного напряжения питания +5 В. В табл. 1 представлены типовые ИМС различных семейств, имеющих пониженное напряжение питания — 1,8; 2,5; 3,0; 3,3 В.

СНИЖЕНИЕ ПОТРЕБЛЯЕМОЙ МОЩНОСТИ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ НИЗКОВОЛЬТНЫХ КОМПОНЕНТОВ

При переходе с напряжения 5 В

на более низкое появляется возможность экономии значительной части энергии автономного источника. Для резистивных и емкостных нагрузок экономия энергии пропорциональна квадрату напряжения, для работающих при постоянном токе (например, ОУ или ИОН), — прямо пропорциональна снижению напряжения питания. Для нагрузок, потребляемая

мощность которых постоянна во времени (например, жесткие диски компьютера), экономии мощности не происходит. Тем не менее, подобные устройства становятся совместимыми по входам и выходам с другими устройствами, работающими при пониженном напряжении. Табл. 2 дает представление о мощности, потребляемой различными видами нагрузки при питании от 5 В и от более низковольтных источников напряжением 1,8; 2,5; 3,0 и 3,3 В.

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НАПЯЖЕНИЯ

Компания Maxim/Dallas выпускает большое число ИМС для получения низкого напряжения питания или преобразования низких напряжений питания в более высокие. К указанным преобразователям могут быть отнесены линейные регуляторы (ЛРН) с низким падением напряжения, преобразователи на переключаемых конденсаторах, а также преоб-

Таблица 1

Категория	1,8 В	2,5 В	3,0 В	3,3 В
Мониторы питания	MAX6326	MAX6742	MAX6745	MAX6745
АЦП	MAX1122	MAX1462	MAX1115	MAX1144
Аналоговые ключи	MAX4695	MAX4644	MAX4653	MAX4592
Преобразователи напряжения на переключаемых конденсаторах	—	MAX619	MAX1673	MAX1730
Импульсные повышающие преобразователи напряжения с использованием индуктивных элементов	MAX1687	MAX1706	MAX1678	MAX1709
Импульсные понижающие преобразователи напряжения с использованием индуктивных элементов	MAX1928	MAX1928	MAX1921	MAX1921
Быстродействующие компараторы	LMX331	MAX997	MAX997	MAX997
Микромощные компараторы	MAX9020	MAX9020	MAX9020	MAX9020
Компараторы с низким напряжением смещения	MAX966	MAX997	MAX997	MAX997
ЦАП	MAX5522	MAX5523	MAX5811	MAX5355
Цифровые потенциометры	—	DS4301	MAX5408	MAX5408
Линейные регуляторы напряжения	MAX1589	MAX1818	MAX1589	MAX1818
Мультиплексоры	MAX4638	MAX4638	MAX4639	MAX4701
Быстродействующие ОУ	MAX4291	MAX410	MAX4489	MAX4489
Микромощные ОУ	MAX4036	MAX4036	MAX4036	MAX4036
ОУ с низким напряжением смещения	MAX480	MAX4236A	MAX4238	MAX4238
Часы реального времени	DS1375	DS1375	DS1375	DS1375
ИОН	MAX6018A	MAX6029	MAX6029	MAX6029
Преобразователи интерфейса RS-232	MAX218	MAX3381E	MAX3322E	MAX3232E
Преобразователи интерфейса RS-485	—	MAX3471	MAX3471	MAX3076E
Преобразователи интерфейса USB	MAX3453	MAX3453	MAX3453	MAX3453

Таблица 2

Тип нагрузки	Формула для вычисления снижения потребляемой мощности, %	Снижение потребляемой мощности по сравнению с ИП 5 В, %			
		1,8 В	2,5 В	3,0 В	3,3 В
Резистивная	$[1 - (U/5)^2] \times 100$	87	75	64	56
Емкостная	$[1 - (U/5)^2] \times 100$	87	75	64	56
Нагрузка с постоянным током потребления	$(U/5) \times 100$	64	50	40	34

зователи напряжения, использующие индуктивные элементы.

ЛРН с низким падением напряжения (LDO — Low Dropout) просты в использовании, требуют минимального превышения входного напряжения над выходным и могут выдавать в нагрузку ток до 4 А. ЛРН более дешевы и менее «шумны», чем импульсные регуляторы, но при росте входного напряжения их КПД уменьшается и на них рассеивается большая мощность. Тем не менее, эффективность данного типа регуляторов напряжения достаточно высока при малой разнице между входным и выходным напряжениями, т. е. их эффективность пропорциональна отношению U_{OUT}/U_{IN} .

С помощью преобразователей напряжения на переключаемых конденсаторах можно получить выходное напряжение, превышающее входное или имеющее полярность, противоположную входному напряжению. Для накопления энергии используются конденсаторы, что позволяет получить устройства небольшой стоимости и габаритов. Следует, однако, отметить, что выходной ток таких преобразователей ограничен значением 0,75 А, что ограничивает их применение.

Преобразователи напряжения, использующие индуктивные элементы, позволяют работать как со слаботочными, так и силовыми нагрузками. При этом имеется возможность получения выходного напряжения как выше, так и ниже входного. Компания Maxim/Dallas изготавливает повышающие преобразователи напряжения на выходные токи до 4 А и понижающие на токи до 60 А.

Линейные регуляторы напряжения с низким падением напряжения

ЛРН требуют превышения входного напряжения над выходным. Минимальная разница между двумя напряжениями называется падением напряжения на регуляторе. У современных ЛРН этот параметр значительно ниже, чем у ранних экземпляров (например, 7805). Компания Maxim/Dallas выпускает широкий спектр ЛРН с низким падением напряжения, которые могут иметь достаточно низкое фиксированное выходное напряжение (до 0,75 В) или регулируемое (до 0,5 В). Имеются ЛРН с низким падением напряжения и отрицательными выходными напряжениями -2,5...-5 В.

ЛРН с низким падением напряжения дешевы и просты в использовании. Например, семейство ЛРН с низким падением напряжения MAX1589 (рис. 1) имеет фиксированные выходные напряжения 0,75...3,0 В и обеспечивает падение напряжения не выше 0,175 В.

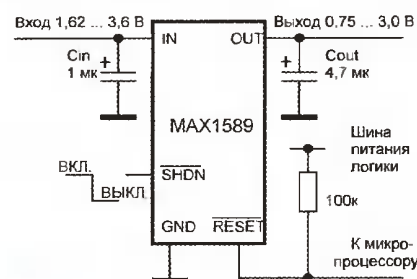


Рис. 1

Семейство ИМС MAX1818 имеет как фиксированные выходные напряжения 0,75...3,0 В, так и возможность регулировки выходного напряжения до 1,25 В (рис. 2), обеспечивая в нагрузке ток до 500 мА при падении 0,12 В.

Семейство ЛРН с малым падением напряжения MAX8510 обладает рядом особенностей, делающих его незаменимым при построении источников питания портативных устройств — малые габариты (корпус

DECA SwitchLab **ПЛАТАН** www.platan.ru

ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ ОТ ВЕДУЩИХ ПРОИЗВОДИТЕЛЕЙ

♦ Индикаторные лампы

Кнопки экстренного выключения ♦

ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛИ

♦ Селекторные переключатели

Кнопки со звуковым сигналом ♦

♦ Поворотные переключатели запираемые замком

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

velleman **ПЛАТАН** www.platan.ru

ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ ОТ ВЕДУЩИХ ПРОИЗВОДИТЕЛЕЙ

USB ДВУХКАНАЛЬНЫЙ ЗАПОМИНАЮЩИЙ ОСЦИЛЛОГРАФ

PCSU1000

- Полоса пропускания 0...60 МГц
- Источник сигнала: канал 1 или 2, триггер, свободный запуск
- Врем. Развертка 20 нс - 100 мс/дел
- Входная чувствительность 5 мВ - 2 В/дел.
- Размер экрана 950x510 пикселей
- Длина записи 4096 выб./канал
- Режим самописца с длиной записи более года
- Спектроанализатор: БПФ, 25 МГц
- Измерения dBm, dBV, True AC, True AC+DC, DC, AC+DC, max/min/peak
- Матерные измерения

Москва, ул. Ивана Франко, д. 40, стр. 2 Тел./факс: (095) 97-000-99 Почта: 121351, Москва, в/я 100 E-mail: platan@aha.ru

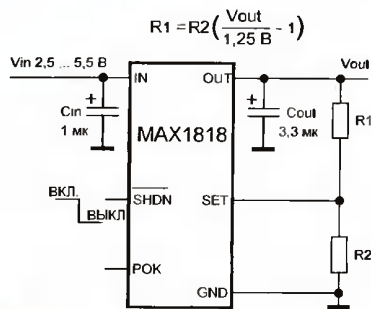


Рис. 2

SC70), низкое падение напряжения (120 мВ при токе 120 мА), низкий ток потребления (≤ 90 мкА). ИМС семейства MAX8510/MAX8511 имеют ряд фиксированных выходных напряжений 1,5...4,5 В, а выходное напряжение ЛРН MAX8512 может быть задано с помощью выходного резистивного делителя.

Преобразователи напряжения на переключаемых конденсаторах

Для слаботочной нагрузки простейшим решением повышения входного напряжения 3 В до 5 В является преобразователь напряжения на переключаемых конденсаторах. Стандартный промышленный преобразователь 7660 и большинство подобных ИМС не обеспечивают регулирования выходного напряжения, в то время как преобразователь MAX619 имеет встроенный ИОН и усилитель ошибки, выход которого управляет внутренними ключами, соединенными с внешними накопительными конденсаторами (рис. 3). Данная ИМС обеспечивает выходной ток 20 мА при выходном напряжении $5 \text{ В} \pm 4\%$ для входных напряжений 2...3,6 В, а при входном напряжении 3,0...3,6 В допустимый выходной ток возрастает до 50 мА. Для диапазона входных напряжений 3,0...3,6 В внутренние цепи управления обеспечивают работу ИМС в качестве удвоителя входного напряжения, для 2,0...2,5 В — в качестве утроителя. При 2,5...3,0 В цепи управления производят переключение между этими

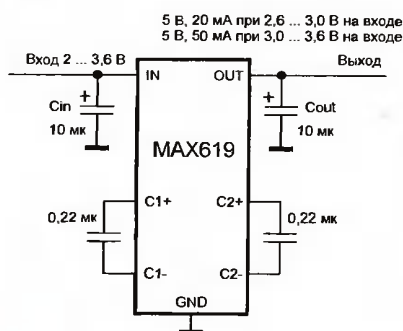


Рис. 3

двумя режимами, обеспечивая коэффициент умножения, равный приблизительно 2,5. Площадь печатной платы, занимаемой MAX619, составляет менее 65 мм².

Типовые выходные характеристики преобразователя приведены на рис. 4.

Преобразователь напряжения на переключаемых конденсаторах для интерфейса USB на основе ИМС MAX5008 обеспечивает выходное

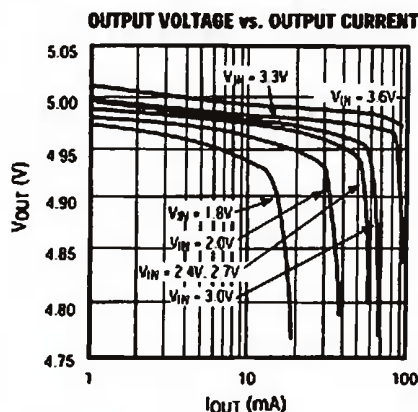


Рис. 4

напряжение +5 В и ток нагрузки до 125 мА при напряжениях питания 2,9...5,5 В, что позволяет использовать его в устройствах с шиной USB при питании от 3 В или 3,3 В.

Устройства, обрабатывающие bipolarные сигналы, обычно требуют наличия отрицательного напряжения, которое может быть получено локально. Простейшим решением является использование преобразователя напряжения на переключаемых конденсаторах, например, MAX889.

Преобразователи напряжения с использованием индуктивных элементов

Преобразователи напряжения могут обеспечивать одно или несколько выходных напряжений. В зависимости от мощности, передаваемой в нагрузку того или иного выхода, эти устройства имеют частотную модуляцию сигнала (PFM — Pulse-Frequency Modulation), широтно-импульсную модуляцию (PWM — Pulse-Width Modulation) или смешанный вариант управления. Преобразователи, использующие ЧМ, позволяют обеспечить высокое значение КПД при малых токах нагрузки. Собственный ток потребления этих устройств может снижаться до 10 мкА. Мощность, потребляемая преобразователями на основе ШИМ, значительно больше, но фиксированная частота работы

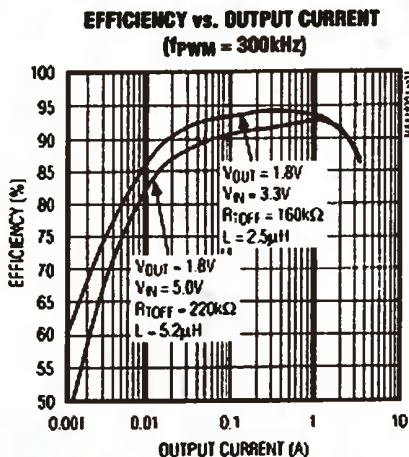
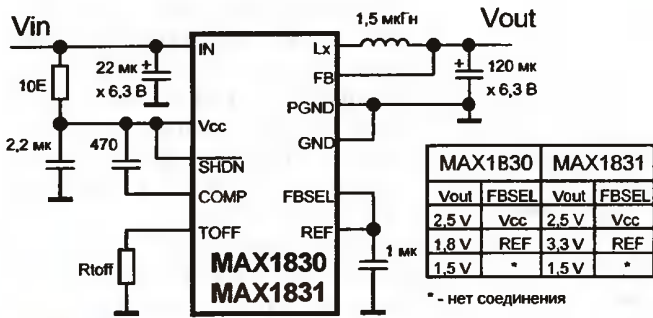
позволяет более эффективно обеспечить защиту от шумов и электромагнитного излучения простыми средствами. Некоторые преобразователи работают, переключаясь между двумя указанными режимами управления в зависимости от сигналов управления или от тока потребления нагрузки.

В то время, как ЛРН с низким падением напряжения эффективны при малой разнице между входным и выходным напряжениями, во многих случаях требуется построение источника, у которого входное напряжение значительно превышает выходное. В этом случае для получения высокого КПД устройства целесообразно использовать понижающий преобразователь напряжения. Подобные преобразователи могут быть очень просто встроены в высокочастотные устройства, а также в сотовые телефоны. Следует принимать меры для защиты чувствительных к наводкам узлов от влияния шумов элементов переключения.

Идеальным решением для высокочастотных применений является ИМС MAX1684. Этот понижающий преобразователь обеспечивает в нагрузке ток 1 А при выходном напряжении 3,3 В и входных напряжениях 4...12 В с КПД до 97 %, оснащен внутренним генератором с частотой 300 кГц и имеет встроенный МОП-транзистор, что обеспечивает простоту и удобство его использования.

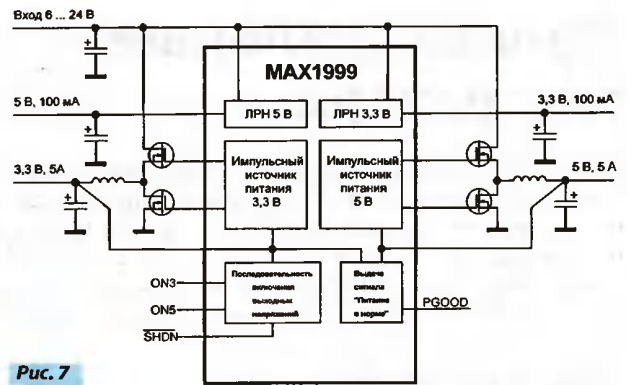
Эффективный понижающий преобразователь напряжения с индуктивными элементами является хорошим решением при необходимости перевода существующего оборудования на более низкие напряжения питания. Обычно данное оборудование имеет напряжение питания 3,3 В, но если требуется его понизить, например, до 1,8 В, ЛРН очень просто справится с этой задачей, но при больших токах нагрузки потери мощности в ЛРН будут значительными. Например, при токах нагрузки 2 А ЛРН будет бесполезно рассеивать 3 Вт, что потребует применения теплоотвода. Тем не менее, высокоэффективные понижающие преобразователи напряжения MAX1830/MAX1831 могут питать нагрузку током 0,02...2 А (максимальное значение выходного тока — 3 А) с КПД, превышающим 90 % при фиксированных выходных напряжениях 1,5; 1,8; 2,5 В (MAX1830) и 1,5; 2,5; 3,3 В (MAX1831) или регулируемом выходном напряжении от 1,1 В практически до входного.

Кроме того, указанные ИМС имеют встроенный ключевой МОП-транзис-



тор (сопротивление в открытом состоянии 45 и 55 мОм для МАХ1830 и МАХ1831 соответственно) и диод Шоттки, имеют встроенную термозащиту, защиту от короткого замыкания в нагрузке.

Преобразователи MAX1830/MAX1831 изготавливается в малогабаритном 16-выводном корпусе QSOP, при этом входные напряжения могут лежать в



диапазоне 3...5 В. В рабочем режиме и режиме ожидания собственное потребление преобразователя составляет 325 мкА и 0,2 мкА соответственно. Высокая рабочая частота (до 1 МГц) позволяет использовать дешевые и малогабаритные внешние компоненты для поверхностного монтажа.

На рис. 5 представлена стандартная схема включения ИМС MAX1830/MAX1831, на рис. 6 — типовая зависимость КПД преобразователя от выходного тока.

Преобразователи напряжения с несколькими выходами предназначены для работы в системах, где используются несколько напряжений питания. Например, в ноутбуках может с успехом использоваться преобразователь MAX1999, обеспечивающий четыре регулируемые напряжения питания (рис. 7).

Данная микросхема имеет в своем составе два мощных импульсных понижающих преобразователя напряжения с высоким КПД и два ЛРН, рассчитанных на небольшие токи. Кроме того, MAX1999 позволяет за-

давать последовательность включения выходных напряжений, может выключаться внешним сигналом, имеет возможность ограничения тока нагрузки, а также обеспечивает выдачу сигнала «Питание в норме» (PGOOD). Высокая частота работы внутренних импульсных преобразователей 3,3 В и 5 В (задается пользователем в диапазоне 200...500 кГц) позволяет использовать в выходных цепях конденсаторы малой емкости (до 10 мкФ) и не требует использования токоизмерительных резисторов.

ЛИТЕРАТУРА:

1. Application Note 3741. Analog ICs for Low Voltage Systems. <http://www.maxim-ic.com/an3741>.

Продолжение следует

Перевод
Владимира Олейника
г. Королев Московской обл.

Новые книги

А. В. Фрунзе

МИКРОКОНТРОЛЛЕРЫ ФИРМЫ PHILIPS СЕМЕЙСТВА x51

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

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

Книга формата А4 имеет мягкую обложку и содержит 336 с.

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



Функциональные генераторы

В статье описаны принципы построения и схемотехника функциональных генераторов, обеспечивающих формирование одновременно нескольких сигналов различной формы. Подробно описана микросхема функционального генератора MAX038 и ее технические характеристики, приведены данные функциональных генераторов ряда зарубежных фирм, представленных на нашем рынке.

Функциональными генераторами принято называть генераторы нескольких функциональных зависимостей (сигналов), например, прямоугольных, треугольных и синусоидальных [1—3]. Это расширяет сферы применения таких генераторов и позволяет использовать их для тестирования, отладки и исследования самой разнообразной электронной аппаратуры. Функциональные генераторы часто встраивают в современные электронные осциллографы [4], которые превращаются в универсальные комплексы для исследования самых разнообразных устройств.

Широкое распространение функциональные генераторы получили после разработки высококачественных интегральных операционных усилителей и источников тока, на которых стало возможно построение прецизионных интеграторов. Эти приборы и составляют основу таких генераторов. Типичная схема функционального генератора на основе интегратора представлена на рис. 1.

Функциональный генератор содержит триггер A1, A2 с двумя симметричными относительно нуля порогами и интегратор A3. Триггер управляет направлением интегрирования интегратора. Если сигнал на выходе интегратора растет, при достижении верхнего порога триггера он переключается и направление интегрирования меняется — напряжение на его выходе начинает линейно падать, пока не достигнет нижнего порога интегрирования. При этом триггер вновь переключается и направление интегрирования меняется и т. д.

На выходе триггера формируются прямоугольные импульсы, на выходе интегратора — треугольные со стабильной амплитудой. Для получения близкого к синусоидальному сигналу используется преобразователь треугольного напряжения в синусоидальное на ОУ A4. Неплохие результаты дает

Формирователь синусоидального напряжения может быть одноквадрантным, поскольку должен воспроизводить четверть периода синусоидальной функции (остальные четверти можно получить из первой с помощью несложных схемных цепей). Было показано [1, 2], что для этого вполне подходят диодные четырех-пяти уровневые ограничители напряжения, которые широко использовались еще в старых аналоговых

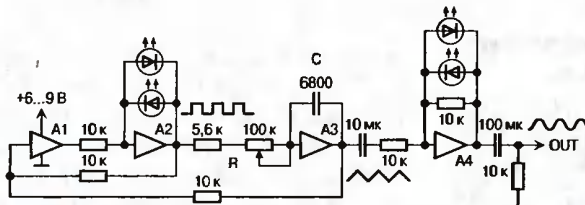


Рис. 1

давно известная схема простого преобразователя треугольного напряжения в синусоидальное на основе полевого транзистора, показанная на рис. 2.

Используется то обстоятельство, что начальный участок выходной ВАХ полевого транзистора VT1 похож на синусоидальную кривую в первом и третьем квадрантах. Однако и в этом преобразовании выходной сигнал не точно синусоидален и коэффициент гармоник доходит до нескольких процентов. Обычно выбирают $R1 = R2$ порядка нескольких килоом и $R3 = R4$ порядка сотен ом. Диоды VD1 и VD2 — кремниевые. Эта схема нашла применение в ряде серийно выпускаемых функциональных генераторов [1].

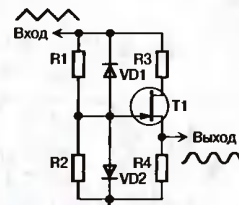


Рис. 2

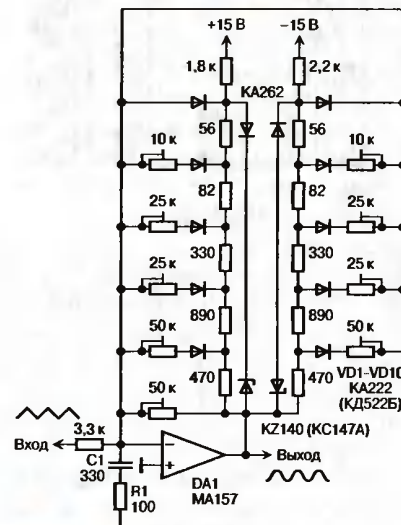


Рис. 3

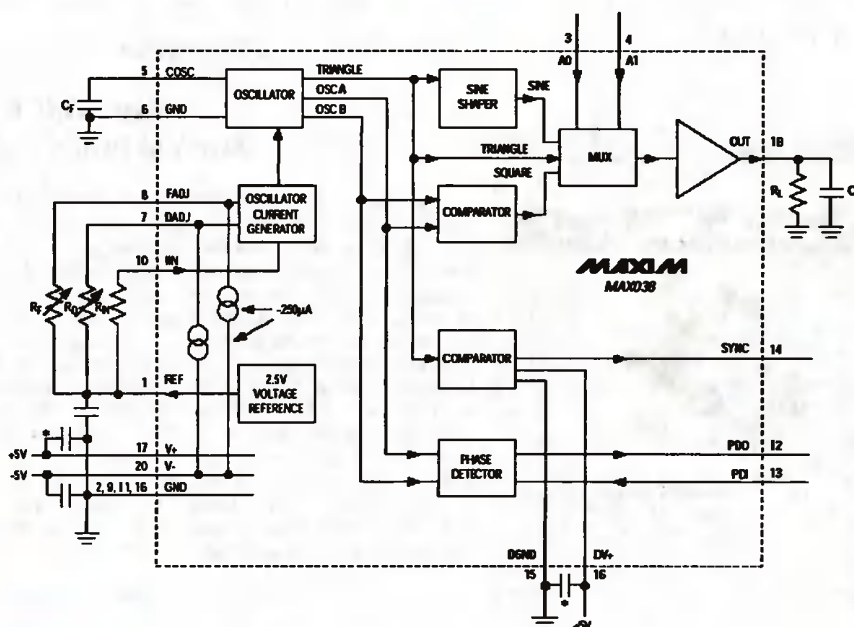


Рис. 4

ЭВМ. На рис. 3 показана схема пяти-уровневого ограничителя треугольного сигнала, которая при тщательном подборе компонентов может обеспечить значения K_f намного меньше 1 %, вполне сравнимые с присущими RC-генераторам с инерционной обратной связью.

Подробное описание функциональных преобразователей и их проектирования можно найти в [1, 2].

Широкому распространению функциональных генераторов способствовала разработка специализированных больших интегральных микросхем (БИС). Их применение не только удешевляет эти полезные приборы, но и позволяет достигнуть при их построении высоких технических характеристик, в частности, благодаря хорошо согласованным свойствам входящих в их состав полупроводниковых приборов и операционных усилителей. Подобные микросхемы — подлинная находка для радиолюбителей, увлекающихся построением различных измерительных и иных устройств.

Примером высококачественной микросхемы функционального генератора является MAX038 фирмы Maxim [3]. Микросхема выполнена в корпусе с 20-тью выводами и содержит все блоки типичного функционального генератора, включая преобразователь треугольного сигнала в синусоидальный.

Функциональная схема микросхемы MAX038 показана на рис. 4.

Центральное место занимает собственно генератор Oscillator, работа которого основана на зарядке и разрядке внешнего конденсатора C_F источником тока, управляемым напряжением. Такое решение обеспечивает возможность соединения с общим проводом одной из обкладок обычно переключаемого конденсатора и позволяет менять частоту генератора изменением внешнего напряжения. Кроме того, при этом обеспечена простая возможность регулировки симметрии (скважности) импульсов и манипуляции и удастся получить более четкие вершины треугольных импульсов.

Для получения синусоидального напряжения применен преобразователь Sine shaper, а для получения прямоугольного — дополнительный компаратор Comparator. Коммутатор Mux служит для выбора формы сигнала (синусоидального, треугольного или прямоугольного), а буферный усили-

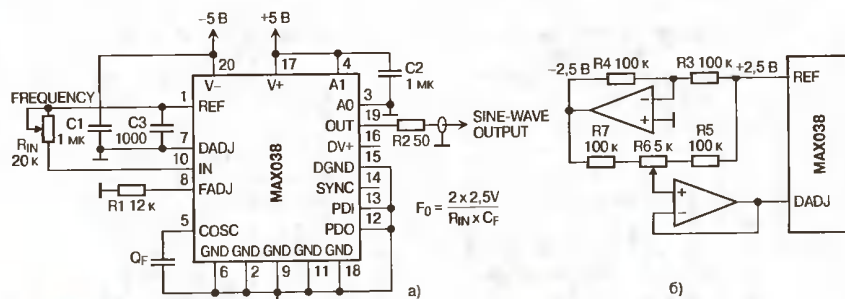
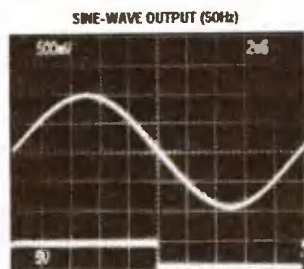
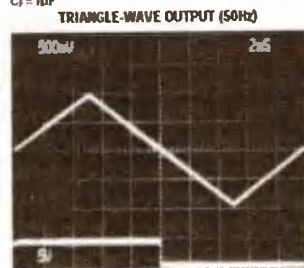


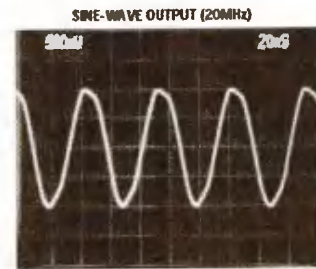
Рис. 5



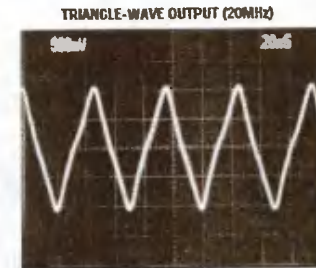
TOP: OUTPUT 50Hz = F_0
BOTTOM: SYNC
 $I_H = 50\mu A$
 $C_F = 1\mu F$



TOP: OUTPUT 50Hz = F_0
BOTTOM: SYNC
 $I_H = 50\mu A$
 $C_F = 1\mu F$

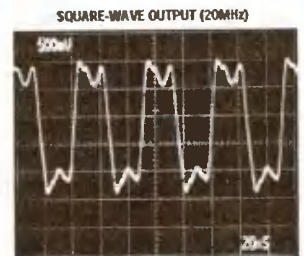


$I_H = 400\mu A$
 $C_F = 20pF$

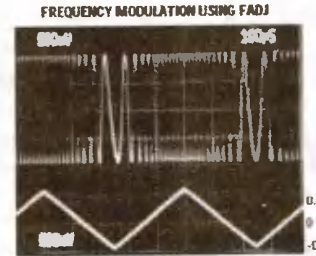


$I_H = 400\mu A$
 $C_F = 20pF$

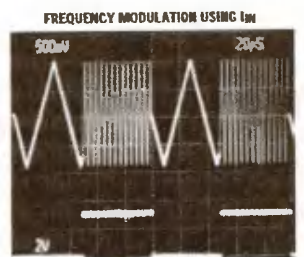
Рис. 6



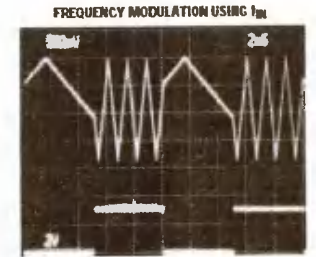
$I_H = 400\mu A$
 $C_F = 20pF$



TOP: OUTPUT
BOTTOM: FADJ



TOP: OUTPUT
BOTTOM: I_H



TOP: OUTPUT
BOTTOM: I_H

Рис. 7

тель — для его передачи на нагрузку $R_L C_L$. Второй компаратор и фазовый детектор Phase detector служат для создания сигналов синхронизации, которые используются осциллогра-

фом при работе с функциональным генератором.

На рис. 5 представлены рекомендованные типовые схемы включения этой микросхемы, 5, а — стандарт-

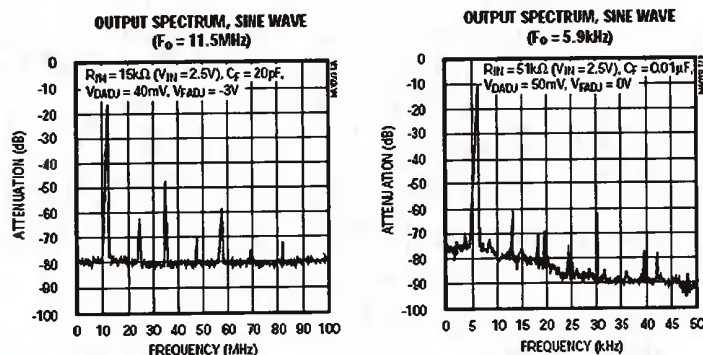


Рис. 8

ный вариант и 5, 6 — с возможностью подстройки минимума нелинейных искажений синусоидального сигнала резистором R6.

На рис. 6 представлены снятые широкополосным осциллографом осциллограммы сигналов функционального генератора на данной микросхеме — слева на частоте 50 Гц, а справа — на предельной 20 МГц.

Нетрудно заметить, что на низкой частоте форма сигналов безупречна, а вот на 20 МГц искажения сигнала заметны даже на глаз. Тут, однако, уместно отметить, что функциональ-

ные генераторы со столь высокой частотой — довольно редкие приборы, поэтому микросхема MAX038 пригодна практически для всех массовых моделей функциональных генераторов.

Осциллограммы на рис. 7 дают представление и о других возможностях микросхемы, в частности, приведена форма выходных прямоугольных импульсов на частоте 20 МГц и проиллюстрирована возможность частотной модуляции выходного сигнала.

Специалистам о качестве сигналов генераторов лучше всего говорят

спектрограммы сигналов. Функции анализаторов спектра сейчас присущи практически всем цифровым осциллографам [4]. На рис. 8 представлены спектрограммы двух синусоидальных сигналов — с частотой 11,5 МГц (слева) и 5,9 кГц (справа).

Из правой осциллограммы видно, что уровень второй гармоники синусоидального сигнала с частотой 5,9 кГц на 50 дБ (почти в 300 раз) ниже уровня первой.

ЛИТЕРАТУРА:

1. М. Р. Ноткин. Функциональные генераторы и их применение. — М.: Энергия, 1981.
2. Б. Г. Келехсаев. Нелинейные преобразователи и их применение. Справочник. — М.: Солон-Р, 1999.
3. <http://www.platan.ru>.
4. В. П. Дьяконов. Современная осциллография и осциллографы. — М.: Солон-Пресс, 2005.

Окончание следует

Владимир Дьяконов,
г. Смоленск

Продолжение. Начало — № 8/2006

Работа с микроконтроллерами Atmel

РАБОТА С AVR STUDIO

Установка AVR Studio обычно проходит гладко. Для начала ее следует производить, просто соглашаясь со всеми появляющимися предложениями инсталлятора. По умолчанию AVR Studio находится в папке D:\Program Files\Atmel\AVR Tools. Если был предложен другой путь для установки, вносите соответствующие изменения в листинги программ, рассматриваемых ниже.

Создание первой программы на Ассемблере

При установке программы AVR Studio 4 в папке D:\Program Files\Atmel\AVR Tools\AvrAssembler2\Appnotes размещаются файлы *def.inc, в которых хранятся предопределенные имена регистров и констант микроконтроллеров AVR. Это имя папки для файлов *def.inc будет использоваться в примерах программ, приводимых далее. Именно эти файлы совместимы с Assembler Version 2, который рекомендован для новых проектов и будет использоваться для ассемблирования программы. Выбор версии ассемблера будет рассмотрен ниже.

Файлы *def.inc с такими же именами, но иным содержанием, хранятся и в папке D:\Program Files\Atmel\AVR Tools\AvrAssembler\Appnotes. Эти файлы *def.inc нужно использовать с Assembler Version 1, сам ассемблер версии 1 предназначен для обеспечения совместимости со старыми проектами.

Запустите AVR Studio, автоматически появившееся окно Project Wizard предоставляет возможность открыть

существующий или создать новый проект. Если флажок Show this dialog on open, расположенный в левом нижнем углу, оставить установленным, окно будет появляться при каждом запуске программы. Так как в течение одного сеанса может понадобиться работать с разными проектами, закроем это окно, щелкнув по кнопке Cancel, а затем создадим новый проект, пользуясь меню AVR Studio. В оставшемся на экране окне AVR Studio в первой строке находятся заголовки меню File, Project, View, Tools, Debug и Help. Для ознакомления с возможностями AVR Studio откройте меню Help/AVR Studio User Guide.

Не пренебрегайте меню Help, обращайтесь к нему при любой возможности. Многие осваивают лишь некий набор возможностей используемой ими среды разработки, позволяющий выполнять текущие задачи. Это касается использования любого программного пакета. Периодический просмотр тем из меню Help, которым раньше не уделялось внимание, поможет существенно повысить уровень знаний, облегчить и ускорить работу.

Создание проекта

Наш проект назовем Alarm, программу на ассемблере — alarm.asm. Откройте меню Project/New Project. На экране появится окно Create new project (рис. 2).

Введите имя проекта Alarm в строку ввода Project name, это же имя автоматически копируется в окошко Initial file — по умолчанию имя будет присвоено и файлу, который будет содержать программу на Ассемблере (Alarm.asm).

Для определения папки, в которой будет находиться проект, щелкните по кнопке, находящейся справа от окошка Location, в открывшемся окне Select folder (рис. 3) перейдите в окошко Current Folder и введите имя папки, в которой разместится проект — c:\avr\Alarm, после щелчка по кнопке Select подтвердите создание новой папки, нажав кнопку «Да» в появившемся окне, затем произойдет возврат в окно Create new project, а в окошке Location появится имя папки, в которой будут храниться файлы нашего проекта.

В окошке Project type выберите тип проекта Atmel AVR Assembler, щелкните мышью по кнопке Next. В открывшемся окне Select debug platform and device (рис. 4) выберите в окошке Debug Platform строку AVR Simulator, затем в окошке Device строку ATtiny2313 — микроконтроллер, на котором выполнено наше устройство.

Теперь на экране активно окно C:\AVR\Alarm\Alarm.asm, в нем набираете и редактируете текст программы на Ассемблере.

Ввод программы

Ввод программы производите в окне Alarm.asm. Можно загрузить файл Alarm.asm, так же как и файлы, используемые в последующих проектах, с сайта журнала или загрузить архив со всеми описываемыми проектами, находящихся по адресу http://bvn123.narod.ru/avr_prj.rar. Не опускайте символ точки и символ точки с запятой в начале строк — символом точки начинаются директивы ассемблера, символом точки с запятой начинаются комментарии.

Если комментарий не уместится на одной строке, его продолжение на следующей строке надо начинать символом точки с запятой.

Для работы с программой комментарии (строки с символом точки с запятой в начале) набирать не обязательно.

На рис. 5 показано как выглядит окно программы при отладке.

Желтая стрелка слева от текста — это указатель отладчика, голубой прямоугольник — маркер, он устанавливается и убирается при нажатии Ctrl+F2. После расстановки таких маркеров можно быстро отыскивать маркированные команды, нажимая клавишу F2. Наберите представленную ниже программу. Для удобства ее дальнейшего редактирования рекомендуется форматировать текст программы, пользуясь клавишей табуляции для отделения меток, команд с операндами и комментариев.

```

;Программа контроллера сигнализации
;=====
.include "D:\Program Files\Atmel\AVR Tools\AvrAssembler2\
Appnotes\tn2313def.inc"
.def tmp= r16
.equ door = PORTD2
.equ code = PORTD3
.equ open = PORTD4

.equ lock = PORTB2
.equ alarm = PORTB1
.equ hl = PORTB0

.cseg
.org 0
    rjmp RESET ;Reset Handler
    nop;rjmp INTO ;External Interrupt0
    nop;rjmp INT1 ;External Interrupt1

```



Рис. 2

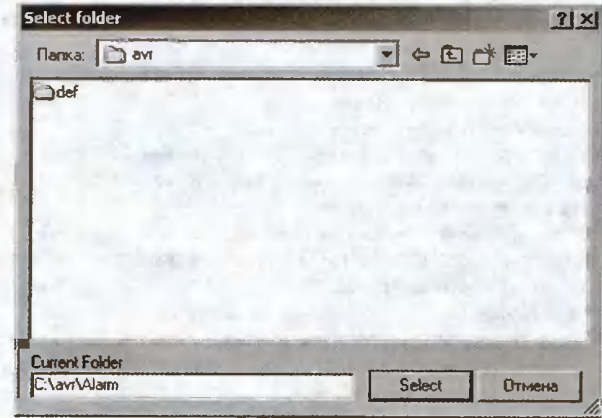


Рис. 3

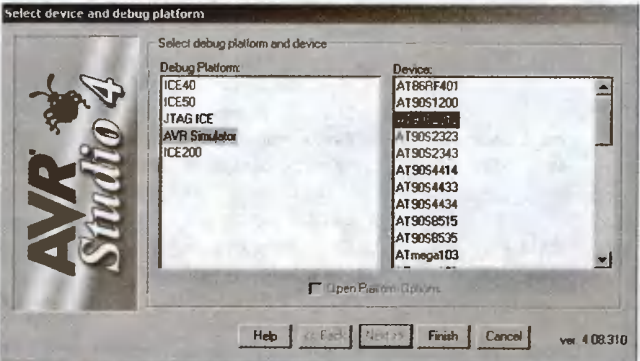


Рис. 4

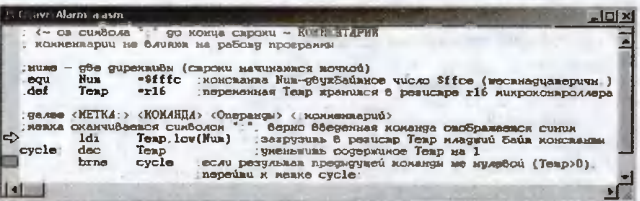


Рис. 5

```

nop;rjmp ICP1 ;Input capture interrupt 1
nop;rjmp OC1A ;Timer/Counter1 Compare Match A
nop;rjmp OVFI ;Overflow1 Interrupt
nop;rjmp OVFO ;Overflow0 Interrupt
nop;rjmp URXC0 ;USART0 RX Complete Interrupt
nop;rjmp UDRE0 ;USART0 Data Register Empty Interrupt
nop;rjmp UTXC0 ;USART0 TX Complete Interrupt
nop;rjmp ACI ;Analog Comparator Interrupt
nop;rjmp PCINT ;Pin Change Interrupt
nop;rjmp OC1B ;Timer/Counter1 Compare Match B

```



```

nop;rjmp OCOA ;Timer/Counter0 Compare Match A
nop;rjmp OCOB ;Timer/Counter0 Compare Match B
nop;rjmp USI_START ;USI start interrupt
nop;rjmp USI_OVF ;USI overflow interrupt
nop;rjmp ERDY ;EEPROM write complete
nop;rjmp WDT ;Watchdog Timer Interrupt

RESET:ldi tmp,low(RAMEND) ;Определение начала
outSPL,tmp ;стека в ОЗУ
clr tmp ;Очистить регистр tmp (= 0)
outDDRD,tmp ;Линии порта D – входы
outPORTB,tmp ;На всех линиях порта B
;установить НИЗКИЕ уровни
ser tmp ;Установить tmp (= $ff)
outPORTD,tmp ;Установить на всех линиях
;порта D ВЫСОКИЕ уровни
outDDRB,tmp ;Линии порта B – выходы
outPIND,tmp ;Эта операция только для отладчика AVR
; Studio.

;На входных контактах порта D установить ВЫСОКИЕ уровни.
;Если не вставить эту команду,
;то при каждой новой отладке
;придется вручную устанавливать PIND в окне New IO View.
;Если PIND не установить, отладчик будет воспринимать
;состояние линий порта D таким,
;как при одновременном нажатии трех кнопок:
;«ДВЕРЬ», «КОДОВОЕ УСТРОЙСТВО» и «ОТПИРАНИЕ ИЗНУТРИ»
ldi tmp,(1<<WDCE)|(1<<WDE)
outWDTCSR,tmp ;Инициализация сторожевого таймера
ldi tmp,(1<<WDE)|(1<<WDP2)|(1<<WDP1)|(1<<WDP0)
outWDTCSR,tmp ;при отсутствии команды сброса (wdr) в
; течение 2 с
; произойдет переход на прерывание
; RESET
cli ;Очистка T-флага регистра флагов
main: wdr ;Сброс сторожевого таймера
sbis PIND,code ;Пропуск следующей команды,
;если на линии code (PD3)
;ВЫСОКИЙ уровень
rcall OpenLock ;Вызов подпрограммы OpenLock
sbis PIND,open ;Пропуск следующей команды,
;если на линии open (PD4)
;ВЫСОКИЙ уровень
rcall OpenLock ;Вызов подпрограммы OpenLock
sbis PIND,door ;Пропуск следующей команды,
;если на линии door (PD2)
;ВЫСОКИЙ уровень
rcall DoorIsOpen ;Вызов подпрограммы DoorIsOpen
cli ;Очистка T-флага регистра флагов
rjmp main ;Возврат к команде с меткой main:

;Подпрограмма управления замком:
;=====
OpenLock:
sbis PORTB,lock ;Установка ВЫСОКОГО уровня
;на линии lock порта B
rcall d500ms ;Четыре вызова подпрограммы
rcall d500ms ;задержки на 500 мс каждая
rcall d500ms
rcall d500ms
cbi PORTB,lock ;Установка НИЗКОГО уровня
;на линии lock (PB2)
ldi tmp,10 ;Загрузка в tmp константы 10
more: rcall d500ms ;Вызов подпрограммы
;задержки на 500 мс
dec tmp ;Уменьшение содержимого tmp на 1
brne more ;Если флаг Z в регистре
; флагов не равен 1 (содержимое tmp не
; стало равным нулю),
; перейти на метку more:
set ;Установить флаг T в регистре флагов

```

```

ret ;Возврат из подпрограммы

;Подпрограмма управления сиреной и светодиодом:
;=====
DoorIsOpen:
brts NoClose ;Если в регистре флагов флаг T
;установлен, то перейти
;на метку NoClose:
sbis PORTB,h1 ;Установить ВЫСОКИЙ уровень
;на линии h1 (PB0)
ldi XL,low(500) ;Загрузить в пару регистров
ldi XH,high(500) ;XH:XL константу 500
;в XL загрузить младший
;байт числа 500,
;в XH – старший байт числа 500)
NewPls: wdr ;Сбросить сторожевой таймер
sbis PORTB,alarm ;Установка ВЫСОКОГО уровня
;на линии alarm (PB1)
rcall d05ms ;Вызов подпрограммы задержки
;на 0,5 мс
cbi PORTB,alarm ;Установка НИЗКОГО уровня
;на линии alarm (PB1)
rcall d05ms ;Вызов подпрограммы
;задержки на 0,5 мс
sbis XL,1 ;Вычитание единицы из
;двухбайтного слова,
;хранящегося в регистрах XH:XL
brne NewPls ;Если флаг Z регистра флагов
;не равен
;нулю (содержимое XH:XL
;не равно нулю), перейти
;на метку NewPls:
rcall d500ms ;Вызов подпрограммы задержки
;на 0,5 мс
rjmp DoorIsOpen ;Возврат на метку DoorIsOpen
NoClose:
sbis PIND,door ;Пропустить следующую команду,
;если на линии door (PD2)
;ВЫСОКИЙ уровень
rjmp NoClose ;Переход на метку NoClose
ret ;Возврат из подпрограммы

;Подпрограмма задержки на 0,5 мс:
;=====
d05ms:wdr ;Сброс сторожевого таймера
ldi YL,low(497) ;Загрузка в YH:YL константы 497
ldi YH,high(497)
d05_1: sbis YL,1 ;Вычитание из содержимого YH:YL единицы
brne d05_1 ;Если флаг Z<>0 (результат
;выполнения предыдущей команды
;не равен нулю), перейти
;на метку d05_1:
ret ;Возврат из подпрограммы

;Подпрограмма задержки на 500 мс:
;=====
d500ms: ldi XL,low(1000) ;Загрузка в XH:XL
ldi XH,high(1000) ;константы 1000
d500_1: rcall d05ms ;Вызов подпрограммы задержки
;на 0,5 мс
sbis XL,1 ;Вычитание единицы
;из содержимого XH:XL
brne d500_1 ;Если результат не равен нулю,
;перейти на метку d500_1:
ret ;Возврат из подпрограммы

```

Продолжение следует

Вадим Баранов,
г. Харьков, Украина

Микроконтроллеры? Это же просто!

В заключительной части публикации глав третьего тома книги с одноименным названием мы изложим краткие выводы.

Итак, мы завершили знакомство с беззнаковой и знаковой двоичной целочисленной арифметикой. Напомню, что во многих практических случаях оказывается гораздо удобнее оперировать со знаковыми числами, чем с беззнаковыми с постоянным анализом, какие величины нужно суммировать, а какие вычитать.

Очень часто целочисленная знаковая двоичная арифметика используется при разработке и создании регулирующих устройств, поскольку регулируемый параметр может быть как больше, так и меньше некоторого заданного значения. Примеров таких регуляторов не счесть — регуляторы освещенности, мощности, скорости вращения, температуры, давления и т. д., если начать перечислять все возможные применения регулирующих устройств в современной технике, потребуется не менее десятка страниц.

Определив отклонение регулируемой величины от заданного значения как разность между заданным и текущим значением регулируемого параметра, мы фактически определяем отклонение как знаковую величину, которая может быть как положительной, так и отрицательной. Используя подпрограммы знаковой арифметики, мы можем предельно упростить алгоритм работы подобного устройства, ибо в этом случае он потребует выполнения одной и той же последовательности операций как при превышении регулируемым параметром заданной величины, так и при меньшем его значении, и не нужно в каждом конкретном случае анализировать, какая из величин больше, а какая меньше, и что из чего нужно вычитать. Преимущества, которые мы при этом получаем, очевидны — более короткая программа, меньшие затраты на ее разработку и отладку. Поэтому арифметика знаковых чисел востребована и имеет право на существование.

В алгебре десятичных чисел, которую все мы изучали в школе, знаковые числа представлялись единственным образом. Они состояли из знаковой и цифровой части. Знаковая часть — это знак (плюс или минус), записывавшийся в начале числа. Затем шла его цифровая часть или модуль, который состоял из десятичных цифр. Цифры эти формировали (с учетом своих весовых коэффициентов) значение модуля. Например, рассмотрим отрицательное число -343 : отрицательное оно потому, что перед цифрами стоит знак минус, являющийся знаковой частью числа; модуль же его равен тремстам сорока трем. Перед положительным числом знак плюс обычно опускают, и модуль его равен самому числу: 343 — это положительное число, модуль которого равен тремстам сорока трем.

В двоичной системе счисления знаковые числа представляются несколько иначе. Если в представлении отрицательных десятичных чисел мы фактически использовали уже не десять, а одиннадцать цифр (ведь минус в начале записи отрицательного числа играет роль дополнительной цифры, поскольку он не совпадает ни с единицей, ни с двойкой, ни с тройкой и т. д.), то в рамках двоичной системы ввести дополнительную, третью цифру мы не можем — логические микросхемы оперируют только с единицей (высоким уровнем) и нулем (низким), промежу-

точные состояния запрещены. Следовательно, знаковую часть отрицательного числа нам приходится кодировать либо единицей, либо нулем, третьего не дано.

Так сложилось, что изображение знака «+» в знаковом разряде числа принято кодировать для двоичных чисел цифрой 0, а знака «-» — цифрой 1. Знаковым разрядом выбирают самый старший (крайний слева) бит числа. Остальные разряды составляют цифровую часть числа, т. е. несут информацию о его модуле.

Возможны, по меньшей мере, три различных варианта разумного представления цифровой части знакового двоичного числа. Первый вариант идентичен рассмотренному выше представлению десятичных чисел. Он предполагает, что цифровая часть как положительного, так и отрицательного числа всегда содержит абсолютную величину этого числа. Например, $+8_{10} = 01000_2$, $-8_{10} = 11000_2$. Двоичное представление плюс восьми и минус восьми отличаются лишь самым старшим, знаковым битом — в первом случае он равен 0, во втором 1. Цифровая же часть в обоих случаях одинакова и равна 1000_2 . Такой способ представления знаковых чисел, естественный и наиболее приемлемый на первый взгляд, называют **прямым кодом**.

Прямой код не получил широкого распространения в реализуемой микроконтроллерами и иными цифровыми вычислительными устройствами двоичной арифметике. Причин этому несколько. Во-первых, обработка чисел, представленных в прямом коде, требует отдельных операций над цифровой и знаковой частями, а также альтернативного выполнения операций сложения и вычитания. Во-вторых, появляются два различных представления числа 0: $+0$ и -0 . Например, для дробных чисел $+0_{10} = 0,00...00_2$, $-0_{10} = 1,00...00_2$. Указанные недостатки сдерживают применение прямого кода в микроконтроллерной и микропроцессорной технике, и он используется преимущественно в операциях ввода/вывода данных.

Второй вариант — так называемый **инверсный код**. Представление положительного числа в инверсном коде идентично таковому в прямом коде — знаковый разряд равен 0, а цифровая часть представляет из себя стандартную двоичную форму записи модуля числа. Так, $+8_{10} = 01000_2$, $+48_{10} = 0110000_2$ и т. д. (не забудьте, крайний слева нуль — это знаковый бит). Различие же между прямым и инверсным кодом проявляются при записи отрицательных чисел. Все биты двоичного отрицательного числа являются результатом инверсии соответствующих битов (включая знаковый) положительного числа с тем же модулем. Например, $+8_{10} = 01000_2$, $-8_{10} = 10111_2$, $+48_{10} = 0110000_2$, $-48_{10} = 1001111_2$.

Инверсный код еще называют дополнением до 1, поскольку n -разрядное отрицательное двоичное число K получают вычитанием эквивалентного положительного числа P из $(2^n - 1)$: $K = (2^n - 1) - P$. В самом деле, $-8_{10} = 11111_2 - 01000_2 = 10111_2$, $-48_{10} = 1111111_2 - 0110000_2 = 1001111_2$.

Представление положительного числа в **дополнительном коде** идентично таковому в прямом коде — знаковый разряд равен 0, а цифровая часть представляет собой

стандартную двоичную форму записи модуля числа. Так, в дополнительном коде по-прежнему $+8_{10} = 01000_2$, $+48_{10} = 0110000_2$ и т. д. В то же время n -разрядное отрицательное двоичное число L получают вычитанием эквивалентного положительного числа P из 2^n — $L = 2^n - P$. Т. е., в дополнительном коде $-8_{10} = 100000_2 - 01000_2 = 11000_2$, $-48_{10} = 1000000_2 - 0110000_2 = 1010000_2$.

Еще раз отметим, что самый простой способ получить запись отрицательного числа в дополнительном коде — это проинвертировать все биты (включая знаковый 0) равного ему по модулю положительного числа (т. е. представить отрицательное число в инверсном коде), после чего прибавить к последнему 1. В самом деле, в инверсном коде $-8_{10} = 10111_2$; прибавим к этому результату единицу — $10111_2 + 1_2 = 11000_2$. А как мы отмечали в предыдущем абзаце, в дополнительном коде $-8_{10} = 100000_2 - 01000_2 = 11000_2$. Еще пример — в инверсном коде $-48_{10} = 1001111_2$; прибавим к этому результату единицу — $1001111_2 + 1_2 = 1010000_2$. А как мы отмечали в предыдущем абзаце, в дополнительном коде $-48_{10} = 1000000_2 - 0110000_2 = 1010000_2$. Все сошлось?

Еще один способ получения записи отрицательного числа в дополнительном коде заключается в следующем. Возьмем двоичную запись положительного числа с тем же модулем (она одинакова что в прямом, что в инверсном, что в дополнительном коде) и проанализируем ее побитно справа налево в поисках самой правой из входящих в число единиц. Эту единицу и стоящие правее нее нули (если таковые имеются) оставим без изменений, а все цифры, стоящие левее этой оставшейся неизменной единицы, проинвертируем. Таким образом получим запись отрицательного числа в дополнительном коде. Например, для уже многократно рассмотренного -48_{10} процедура записи его в дополнительном коде выглядит так: $+48_{10} = 0110000_2$; крайняя справа единица стоит в четвертом справа разряде. Ее и четыре расположенных правее ее нуля оставляем неизменными, а единицу в пятом справа разряде и нуль в шестом проинвертируем. Получаем $-48_{10} = 1010000_2$.

Алгоритм обратного перевода — дополнительного кода отрицательного числа в прямой код — точно такой же: нужно провести ту же самую поразрядную операцию дополнения каждой цифры числа до старшей цифры системы счисления и просуммировать полученный результат с единицей. Подобное преобразование (дополнительного кода отрицательного числа в прямой код) необходимо для нахождения модуля отрицательного числа.

Помимо рассмотренных, дополнительный код обладает следующими свойствами. Во-первых, в дополнительном коде у нас всего один нуль (а не два, как в случае с представлением знаковых чисел в прямом коде). Кстати, если вы попытаетесь получить дополнение до двух числа 0 (то есть, как-бы минус 0), вы получите все тот же нуль.

Помимо нуля, у нас есть еще одно число, которое после операции дополнения до двух переходит само в себя — это 1000_2 . В самом деле, инвертируем все его биты, и получим 0111_2 . Прибавим к полученному единицу, и как в руках у фокусника увидим не изменившееся после описанной процедуры 1000_2 .

Последний факт означает, что в представлении в дополнительном коде самому маленькому числу (наибольшему по модулю отрицательному) нельзя подобрать равное ему по модулю положительное число. Всем остальным числам можно, а ему — нельзя, нет такого среди чисел заданной разрядности. Подтверждение тому — диапазон представ-

ления однобайтных чисел (от -128 до $+127$) и двухбайтных (от -32768 до $+32767$). Как видите, в первом случае действительно нет числа $+128$, а во втором — $+32768$. Так же и для чисел большей разрядности — самое малое n -разрядное знаковое число равно -2^{n-1} , а самое большое $2^{n-1}-1$, т. е. его модуль на 1 меньше, чем модуль самого малого.

Сложение знаковых чисел в прямом коде требует предварительного анализа модулей слагаемых, и, в зависимости от соотношения между ними сумма определяется по тому или иному алгоритму, причем непросто, требующему различных действий над знаковыми частями слагаемых и над цифровыми. Сложение знаковых чисел, представленных в инверсном коде, осуществляется намного проще, также, как мы складываем обычные беззнаковые двоичные числа, но результат сложения требует относительно непростой корректировки (и предварительного выяснения, нужна ли она, или сумма верна). И только сложение знаковых чисел, представленных в дополнительном коде, не только автоматически без каких-либо коррекций дает правильный результат, но и осуществляется предельно просто — вне зависимости от соотношения модулей и знаков слагаемых они складываются точно также, как мы складываем обычные беззнаковые целые числа.

Иными словами, применение дополнительного кода, как было показано в настоящей главе, позволяет производить сложение и вычитание знаковых чисел по одному и тому же алгоритму, при этом вычитание заменяется сложением уменьшаемого с отрицательным числом, равным по модулю вычитаемому. И, главное, при использовании дополнительного кода обработка при сложении знаковой и цифровой частей чисел производится по одним и тем же правилам, причем правильный знак результата формируется автоматически. Увы, ни прямой, ни обратный коды такими свойствами не обладают.

Как было отмечено, сложение знаковых чисел, представленных в дополнительном коде, осуществляется совершенно аналогично тому, как мы складывали целые беззнаковые числа, причем знаковые разряды складываются не отдельно от цифровой части, а в том же цикле сложения, и при этом мы автоматически, без необходимости что-то корректировать, получаем правильное значение как цифровой части суммы, так и ее знака.

Выше говорилось о том, что вычитание может быть заменено сложением, в котором у второго слагаемого должен быть инвертирован знак. Т. е., при замене вычитания сложением положительное вычитаемое должно быть заменено отрицательным вторым слагаемым (с тем же модулем), а отрицательное вычитаемое — положительным вторым слагаемым.

Таким образом, если мы умеем легко превращать положительное число в равное ему по модулю отрицательное, и наоборот, мы можем вообще обойтись без команд вычитания, сведя их к сложению! (Напомним, что наиболее простой способ найти модуль отрицательного двоичного числа, равно как и само это число по его модулю — это инвертировать все биты числа (модуля), после чего прибавить к результату инверсии 1). Именно благодаря этому в ряде микроконтроллеров (в частности, в очень популярных некогда МК семейства x48) команды вычитания напрочь отсутствовали. И это не мешало разработчикам реализовывать на подобных МК довольно сложные вычислительные алгоритмы. Следует заметить, что прогресс микроэлектроники привел к тому, что «безвычитательные» МК практически исчезли из обращения. Но наличие команд вычитания не упростило

арифметику знаковых чисел — по-прежнему при работе с ними часто оказывается гораздо удобнее изменить знак у числа, чем менять весь алгоритм, вставляя в него команды и подпрограммы вычитания вместо сложения.

Что касается **умножения**, то нами были рассмотрены три различные вычислительные схемы, реализующие умножение знаковых чисел в дополнительном коде.

Первая — самая очевидная. Чтобы организовать умножение знаковых двоичных чисел, нужно перемножить модули сомножителей, оставив произведение положительным, если знаки сомножителей совпадают, и преобразовав произведение в отрицательное число (с тем же модулем), если знаки сомножителей разные.

Рассмотренный алгоритм умножения, основанный на умножении модулей сомножителей, очевиден и работоспособен, но вряд ли может быть назван оптимальным. В самом деле, при умножении нам приходится хранить знаковые биты, выделять модули отрицательных чисел, преобразовывать при необходимости произведение в отрицательное число, а это требует затрат времени. Как правило, более быстрыми оказываются подпрограммы с корректирующим вычитанием.

Суть их состоит в том, что чтобы найти произведение, нужно вначале умножить друг на друга оба сомножителя при помощи соответствующей подпрограммы целочисленного беззнакового умножения, приведенной в начале данной публикации. Далее нужно проанализировать знаковый бит первого сомножителя и, если он равен 1, вычесть из произведения сдвинутый на n разрядов влево второй сомножитель. Естественно, если этот бит равен 0, ничего вычитать не надо. После этого необходимо проанализировать знаковый бит второго сомножителя и, если он равен 1, вычесть из произведения сдвинутый на n разрядов влево первый сомножитель. Естественно, ничего вычитать не надо, если знаковый бит второго сомножителя равен 0. И все. Т. е., вы используете рассмотренные ранее подпрограммы беззнакового умножения с последующей достаточно простой корректировкой полученного результата.

Еще более интересный алгоритм умножения знаковых чисел — алгоритм Бута. Как было показано, в соответствии с ним для определения произведения знаковых двоичных целых чисел нам нужно вначале обнулить накапливаемый результат, а затем последовательно или прибавлять к накапливаемой сумме сдвигаемый влево сомножитель Y , если $i-1$ -й разряд X равен 1, а i -й разряд равен 0, или вычитать его из накапливаемой суммы, если $i-1$ -й разряд X равен 0, а i -й разряд равен 1. При равенстве i -го и $i-1$ -го разрядов X никаких действий по суммированию или вычитанию Y производить не надо.

Что касается **деления**, то здесь, увы, особого разнообразия алгоритмов нет. Первый, единственный и самый простой способ деления знаковых чисел друг на друга заключается в делении друг на друга их модулей с последующим преобразованием полученного частного в отрицательное число с тем же модулем, если знак делимого отличался от знака делителя, и сохранением частного как положительного знакового числа, если знаки делимого и делителя совпадали. Именно так работают приводившиеся в настоящей публикации подпрограммы деления двухбайтных и многобайтных чисел.

При этом нужно обратить внимание на следующую особенность деления знаковых чисел. Она связана с тем, что диапазон представления n -разрядных знаковых чисел — от -2^{n-1} до $2^{n-1}-1$. В частности, для двухбайтовых

чисел это -32768_{10} и $+32767_{10}$. Обратите внимание на то, что максимально допустимое положительное знаковое число вдвое меньше максимально допустимого беззнакового числа той же разрядности. Например, максимально допустимое двухбайтовое беззнаковое число — это 65535_{10} , а знаковое — соответственно 32767_{10} .

Это является возможным источником переполнения частного, когда в результате беззнакового деления старший бит полученного положительного частного оказывается равным 1. Подобное переполнение нужно выявлять и блокировать дальнейшие вычисления, ибо они содержат ошибку. С этой целью рассмотренные подпрограммы осуществляют подобную проверку на переполнение, и при обнаружении переполнения устанавливают в 1 флаг переноса.

В начале публикации мы рассмотрели различные варианты частных случаев умножения и деления числа на степени двойки, позволяющие заметно сократить время этих операций в этих случаях. К сожалению, для знаковых чисел все гораздо сложнее.

При умножении на 2 надо сдвинуть влево на один разряд все биты знакового числа за исключением старшего (знакового), который должен остаться неизменным. Если при этом старшая среди цифровых разрядов единица попадет в результате сдвига в знаковый разряд, это значит, что произошло переполнение формата, и он должен быть увеличен с n разрядов до $n+1$.

С делением на 2 еще хуже. Во-первых, при сдвиге, как было отмечено в предыдущем абзаце, должен сохраняться знак числа. А во-вторых, просто сдвиг с сохранением знакового бита дает неверный результат для нечетных чисел (проверьте, из -3 вы после сдвига с сохранением знака вы получите не -1 , а -2 , а из -1 после сдвига вправо с сохранением знака вообще останется ... -1). Поэтому подобную быструю операцию имеет смысл делать только для четных чисел.

Мы познакомились с тем, как в микроконтроллерах могут быть организованы подпрограммы целочисленной знаковой и беззнаковой арифметики. Конечно, читатели могут задать вопрос: «Почему вы, авторы, говорите о написании программ именно на ассемблере, а не на языке высокого уровня?»

Ответ на этот вопрос достаточно прост. Во-первых, выбор этого языка позволяет наиболее детально, почти на аппаратном уровне раскрыть механизм решения и реализовать его эффективно, с максимальным быстродействием.

Во-вторых, трудоемкость написания арифметических программ на ассемблере весьма велика, и доступность программ-прототипов в данной публикации является неоценимым подспорьем для разработчика.

В третьих, ассемблер в силу его близости к структуре микроконтроллера позволяет наиболее просто перейти от схемотехники к программированию.

И, наконец, в четвертых, правильно написанные и хорошо документированные тексты ассемблерных программ для одного из микропроцессоров легко переводятся на ассемблер любого другого процессора или контроллера.

Авторы надеются, что данная публикация значительно облегчит начинающим программистам в освоении нелегкого искусства программирования.

Александр Фрунзе,
Алексей Фрунзе,
г. Москва

Последовательная передача данных

АППАРАТНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ КАНАЛА СВЯЗИ ДЛЯ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЙ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

В предыдущих частях публикации мы рассмотрели процесс формирования информационного потока — как байтовая структура данных преобразуется в битовую, какими служебными битами она дополняется, в какой последовательности и на каких частотах осуществляется передача (прием) данных, каковы уровни сигналов, стандартная раскладка разъемов, и т. д. Настала пора ознакомиться с тем, как реально логические сигналы преобразуются в сигналы, передаваемые по линиям связи. Ну и, естественно, как они, принятые, вновь восстанавливаются в логические нули и единицы.

В начале нашего повествования мы вкратце сказали и некотором разнообразии физических реализаций канала последовательной передачи данных. Теперь ознакомимся более подробно с различными вариантами этой реализации.

Токовая петля

Токовая петля, как уже упоминалась, исторически была первой из физических реализаций канала последовательной передачи данных. Она, предложенная еще чуть ли не полвека назад, по-прежнему часто реализуема. Процесс передачи состоит в переключении с выбранной скоростью тока величиной 20 мА (иногда этот ток увеличивают до 60 мА). Иными словами, лог. 1 соответствует протеканию по цепи тока 20 мА, лог. 0 — практически полное его отсутствие (во всяком случае, он не должен быть более 1 мА).

Токовая петля — идеальное решение для случая, когда надо передавать информацию на расстояние, большее нескольких метров. При скоростях обмена до 19200 бод предельное расстояние между приемником и передатчиком информации может достигать километра, а зачастую и заметно больше. Помехозащищенность линии связи на основе токовой петли просто фантастическая. Я до сих пор плохо понимаю, почему передача уровнями напряжения вытеснила токовую петлю. Ведь и в том, и в другом случае логические сигналы требуют перед посылкой

некоторого преобразования, а после приема — восстановления в исходный вид. Так вот, как мы убедимся чуть позже, преобразование в токовый сигнал с последующим восстановлением проще и дешевле, чем преобразование (опять же с последующим восстановлением) в сигналы с биполярными уровнями.

Ну да ладно, оставим логичность этих решений на совести специалистов и экспертов американской ассоциации электронной промышленности (EIA). Тем более, что принятие стандарта — объективный факт, на который никак не скажется ни наше негодование по его поводу, ни его радостная поддержка с нашей стороны. Что свершилось, то свершилось, и нам лишь остается с этим согласиться. Справедливости ради, правда, замечу, что любой стандарт лучше хаоса.

Идем дальше. Схемы узлов формирования выходного сигнала токовой петли приведены на рис. 19.

Рис. 19, а соответствует случаю, когда ток 20 мА должно выработать устройство, питающееся от напряжения +5 В (например, обычный микроконтроллер с встроенным передатчиком типа x51, AVR и т. д.). На рис. 19, б приведен вариант, в котором токовый сигнал должен сформировать компьютер, на выходе COM-порта которого лог. 0 имеет уровень +8...10 В, а лог. 1 представлена напряжением -8...10 В.

Работа этих узлов предельно проста. Уровень лог. 1 на входе первого из

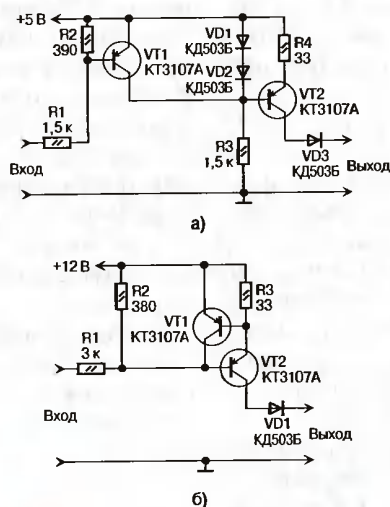


Рис. 19

этих устройств (резисторе R1) закрывает транзистор VT1, благодаря чему на базе VT2 устанавливается напряжение, примерно на 1,2 В ниже напряжения питания. Устройство при этом представляет собой генератор тока, сила которого определяется номиналом резистора R4 — $I_{\text{вых}} = 0,6 \text{ В}/R4$.

При подаче лог. 0 на вход этого устройства открывается транзистор VT1, который, в свою очередь, шунтирует включенные в прямом направлении диоды VD1, VD2. В связи с этим на базе VT2 устанавливается напряжение, близкое к напряжению питания. Транзистор VT2 закрывается, и ток на выход не поступает.

Уровень лог. 1 (-8...10 В) на входе второго устройства открывает транзистор VT2, транзистор VT1, открываясь, фиксирует выходной ток на величине $I_{\text{вых}} = 0,6 \text{ В}/R3$. Соответственно, лог. 0 (+8...10 В) на входе закрывает VT2, и ток на выход не поступит.

Схема узла преобразования токового сигнала в сигнал стандартного логического уровня приведена на рис. 20.

Она не сложнее приведенных на предыдущем рисунке. Токовый сигнал, проходя через резистор R1, создает падение напряжения, открывающее транзистор VT1. Соединенный с коллектором этого транзистора триггер Шмитта (DD1.1) улучшает форму принятого импульса.

Как видите, для создания устройств, преобразующих логические уровни в сигнал токовой петли и восстанавливающих эти уровни из токового сигнала, нужно иметь несколько обычных резисторов, диодов и транзисторов и одну микросхему малой степени интеграции. Правильно собранные из исправных деталей эти узлы не требуют наладки. Вообще, даже если требуется передача информации не на километры, а на метры, подобная схемотехника (изрядно отдающая не то что вчерашним, позавчерашним состоянием микропроцессорной техники!) имеет право на существование. Элементы, примененные в этих цепях, есть в любой лаборатории и у любого электронщика со стажем, так что если нужно собрать одно или несколько подобных устройств, не нужно делать

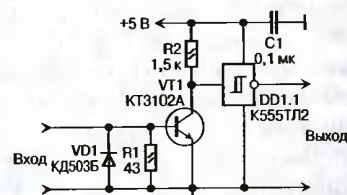


Рис. 20

новых покупок. Ну, а если речь идет о выпуске изделий с тиражом хотя бы несколько тысяч в год, применение подобной схемотехники (со стоимостью меньше трети доллара на комплект по оптовым ценам) сэкономит вам за год по крайней мере половину от этих нескольких тысяч, но в долларовом эквиваленте. И это только за счет того, что микросхемы преобразователей уровней TTL—RS-232 стоят доллар и более за штуку.

Схемы с оптронной развязкой

Такие схемы чрезвычайно востребованы при осуществлении связи между устройствами, находящимися даже в соседних помещениях на расстоянии несколько десятков метров друг от друга. На шинах, соединяющих общие провода этих устройств, могут возникать наводки с такими амплитудами, которые губительно сказываются на соединяемых устройствах. Поэтому заметно разнесенные в пространстве приемник и передатчик, обменивающиеся по последовательному каналу, лучше гальванически изолировать друг от друга.

Еще один случай, когда гальваническая развязка крайне желательна — связь между устройствами, предусматривающая соединение и рассоединение без выключения устройств. Несмотря на довольно высокую защищенность по входам современных микросхем, соединение одного устройства с другим без отключения питания на обоих зачастую приводит к необратимым для этих микросхем последствиям. Я помню два или три случая, когда подсоединение к работающему компьютеру мышки выводило мультикарту или микросхему порта на материнской плате из строя. Конечно, такое происходит не при каждом подключении, но что будет, если ваша система выйдет из строя в момент сдачи заказчику только потому, что вы в волнении сначала включили устройства, а затем соединили их кабелем!

Для осуществления гальванической развязки проще всего воспользоваться оптронами. Низкая стоимость и отсутствие проблем с поставками делают их использование чрезвычайно привлекательным. Для приема сигнала токовой петли можно воспользоваться узлом по схеме рис. 21.

Приемный узел очень схож с тем, который приведен на рис. 20, только

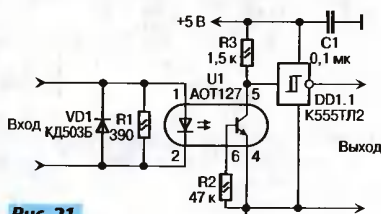


Рис. 21

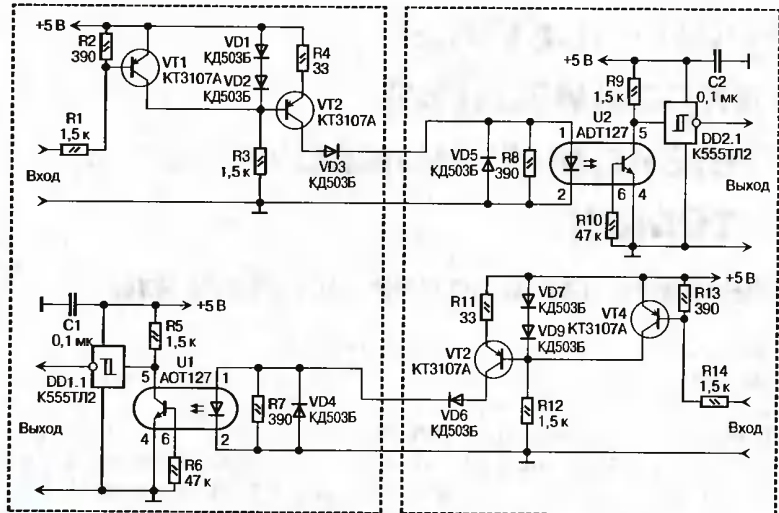


Рис. 22

открывается транзистор оптрона не током через переход база-эмиттер, а светом от оптронного светодиода при прохождении через него тока от передающего узла.

Если устройство полудуплексное, т. е. осуществляющее передачу информации только в одну сторону, достаточно одной пары преобразователей (рис. 19 + рис. 20 или рис. 21). Если же «говорить» предоставляется право одновременно и одному, и другому, нужно воспользоваться двумя парами таких преобразователей, как это показано на рис. 22.

Еще одна пара гальванически развязанных устройств изображена на рис. 23.

Ее особенностью является то, что одним из устройств является компьютер (А3), выходные сигналы последовательного порта которого имеют биполярный уровень (–8...10 В — лог. 1, +8...10 В — лог. 0). Второе устройство — микроконтроллер А1 с напряжением питания 5 В. Между ними включен адаптер А2, внутри которого установлены три оптрона U1—U3, обеспечивающие как гальваническую развязку, так и требуемое преобразование уровней сигнала.

Передача информации от компьютера к контроллеру осуществляется с выхода TxD компьютера через резистор R6 и светодиод оптрона U1. Лог. 0 (+8...10 В) с этого TxD обеспечивает протекание тока через светодиод оптрона, что приводит к открыванию транзистора оптрона. В результате на его коллекторе (входе RxD микроконтроллера) формируется сигнал лог. 0. При передаче лог. 1 с TxD компьютера ток протекает

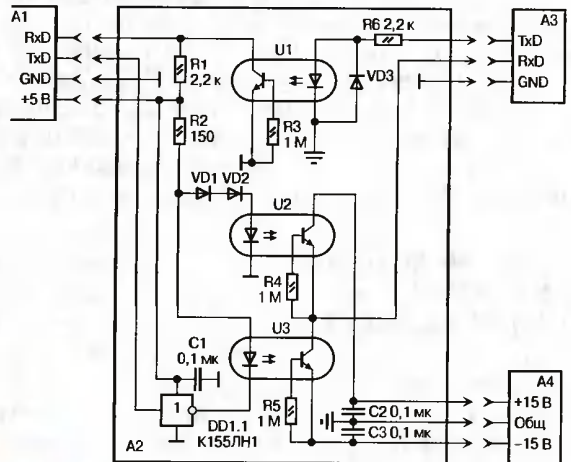


Рис. 23

через диод VD3, светодиод оптрона и транзистор оптрона закрыты, и на RxD микроконтроллера — лог. 1.

Лог. 1 с выхода TxD контроллера (+3...5 В), открывает DD1.1, напряжение на катоде светодиода оптрона U3 близко к нулю. Излучение этого светодиода открывает транзистор оптрона. Светодиод оптрона U3 шунтирует цепь светодиода оптрона U2 и включенных последовательно с ним диодов VD1, VD2, вследствие чего транзистор оптрона U2 закрыт. Благодаря этому в точке, соединенной с входом RxD компьютера, появляется напряжение, примерно равное –15 В, что соответствует лог. 1 в уровнях интерфейса RS-232.

Лог. 0, передаваемый с выхода TxD контроллера, закрывает DD1.1, светодиод оптрона U3 закрывается, закрыт и транзистор оптрона U3. Ток через светодиод оптрона U2 открывает его транзистор, и напряжение на входе RxD компьютера становится примерно равным +15 В, что является лог. 0 в уровнях интерфейса RS-232.

Продолжение следует

Александр Фрунзе,
г. Москва

Вероятностная синхронизация в телекоммуникационных системах

Измерение параметров канала связи

Для выбора оптимальных маршрутов передачи пакетов данных по компьютерной сети и управления информационными потоками необходимы сведения о ее топологии и параметрах каналов связи между узлами. Эти сведения непрерывно отслеживаются и используются маршрутизаторами или иными устройствами. К параметрам каналов связи между каждой парой соседних узлов могут, в частности, относиться задержка распространения сигнала и уровень потерь пакетов, передаваемых в каждом направлении. В существующих сетях для контроля этих параметров используются специальные измерительные пакеты [1, 2]. Можно ли обойтись без столь громоздких средств измерения? В этой статье дан положительный ответ на этот вопрос, а именно, предложены способы измерений и схемные решения, уменьшающие вводимую в поток данных избыточность и основанные на вероятностной синхронизации [3].

ИЗМЕРЕНИЕ ЗАДЕРЖКИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ СИГНАЛА В ЛИНИИ СВЯЗИ

Измерение обычно протекает по сценарию, сходному с отправкой письма по обычной почте и получением уведомления о его вручении. Даты отправки письма и получения уведомления известны отправителю; дата получения письма адресатом и дата отправки уведомления о вручении содержатся в уведомлении. Эти сведения позволяют отправителю подсчитать время задержки корреспонденции в транспортной системе.

В существующих компьютерных сетях в качестве письма и уведомления о его вручении используют измерительные пакеты [1], что связано с пересылкой по линиям связи относительно большого объема служебной информации в ущерб полезной. Предлагаемый способ измерения задержки позволяет уменьшить этот объем благодаря применению вероятностной синхронизации.

Предлагаемая система передачи данных (рис. 1) содержит встроенный измеритель задержки распространения сигнала по линии связи.

Так же как и в известной системе, используется не только отправка «письма с уведомлением о вручении», но и письмо, и уведомление представлены короткими командными словами (командами), а не громоздкими измерительными пакетами. Передача

команд от устройства А к устройству В и обратно осуществляется скрытно на аппаратном уровне на фоне передачи полезных данных и не требует поддержки со стороны протоколов высоких уровней.

Система содержит два канала. Первый предназначен для передачи данных TxD1 с входа устройства А через линию связи на выход устройства В (данные RxD1). По второму каналу данные передаются в обратном направлении — TxD2 → RxD2. Входные и выходные данные первого и второго каналов сопровождаются сигналами встречной и попутной синхронизации [4] — TxC1 и RxC1; TxC2 и RxC2.

Прежде чем перейти к описанию общей идеи построения системы, рассмотрим ее составные части.

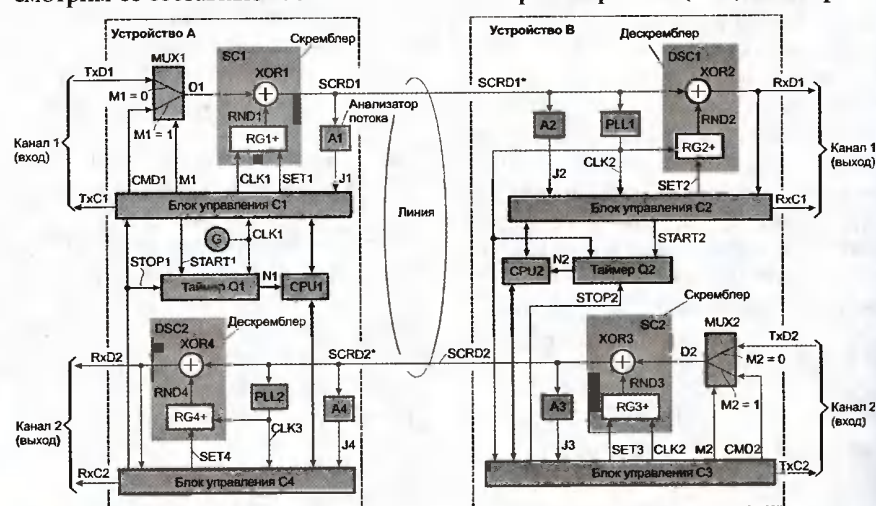


Рис. 1

Устройство А содержит генератор G синхросигнала, мультиплексор MUX1, скремблер SC1, дескремблер DSC2, анализаторы A1 и A4 битовых потоков, таймер Q1, процессор CPU1, генератор PLL2 с фазовой автоподстройкой частоты, блоки управления C1 и C4. Устройство В построено с использованием аналогичных элементов (исключая генератор G).

Генератор G формирует непрерывную последовательность тактовых импульсов CLK1, определяющую скорость передачи данных по линии. Частота сигнала CLK1 определяет точность измерения задержки распространения сигнала по линии связи.

Мультиплексор MUX1 в зависимости от значения управляющего сигнала M1 передает на выход сигнал с верхнего или нижнего входа — при M1 = 0 D1 = TxD1, на выход мультиплексора передается основной поток битов данных; при M1 = 1 D1 = CMD1, на выход мультиплексора пересылается командная вставка из нескольких битов.

Скремблер SC1 предназначен для преобразования данных D1 к виду, при котором их можно рассматривать как случайные. Это означает, что вероятности появления в каждом такте скремблированных битов SCRD1 = 0 и SCRD1 = 1 одинаковы и не зависят от предыстории. Скремблирование достигается сложением по модулю 2 сигнала D1 с сигналом RND1 — последний формируется изолированным генератором псевдослучайной последовательности битов на основе регистра RG1+. Суммарный сигнал скремблированных данных SCRD1 передается в линию связи. Детальное описание примененных в системе скремблера SC1 (SC2) и дескрем-

блера DSC1 (DSC2), выполняющего операцию восстановления исходных данных, приведено в [4, 5].

Линия связи может быть выполнена в виде одной или двух витых пар проводов, оптических волокон либо реализована с использованием иных сред передачи сигналов. Линия может содержать ряд ретрансляторов, поэтому задержка распространения сигнала между устройствами А и В может быть значительной и составлять десятки миллисекунд или более.

Генератор псевдослучайной последовательности битов выполнен на основе кольцевого сдвигового регистра RG1+ с элементом ИЛИ в цепи обратной связи (этот элемент на рисунке не показан, подробности структуры генератора описаны в [5]). Сигнал SET1 устанавливает генератор скремблера SC1 в некоторое заранее известное начальное состояние. Синхронизация этого генератора осуществляется сигналом CLK1 от тактового генератора G. В каждом такте работы системы на выходе регистра RG1+ формируется очередной псевдослучайный бит RND1.

Скремблированный поток данных SCRD1 просматривается анализатором A1 потока (последовательности битов) с целью отыскания в нем некоторого заранее заданного кода Z. Если разрядность этого кода равна M, то он обнаруживается в случайном потоке битов в среднем один раз в каждой цепи длиной 2^M бит. Например, при $M = 30$ длина цепи примерно равна 10^9 бит; при скорости передачи данных по линии, равной 1 Гбит/с (когда применен оптоволоконный кабель), средняя частота сигнала J1 обнаружения кода Z на выходе анализатора A1 составляет примерно 1 Гц. Структура анализатора описана в [4, 5].

Таймер Q1 регистрирует интервал времени между моментом выдачи устройством А команды начала измерения задержки и моментом получения ответной команды от устройства В. Таймер работает с частотой сигнала CLK1 синхронизации. Пуск таймера осуществляется сигналом START1, а его остановка — сигналом STOP1. Код N1 с выходов таймера Q1 после остановки его работы считывается процессором CPU1.

Таймер Q2 в устройстве В регистрирует интервал времени между моментом получения устройством В от устройства А команды начала измерения и моментом отправки ответной команды в устройство А.

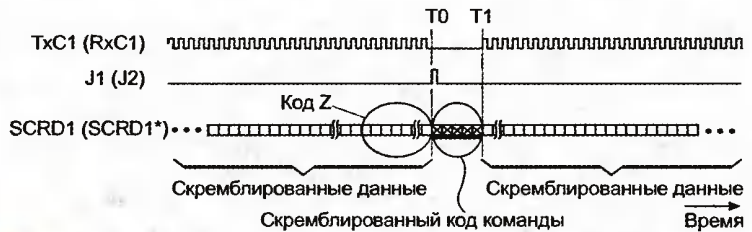


Рис. 2

Таймер работает с частотой сигнала синхронизации CLK2. Пуск таймера осуществляется сигналом START2, а его остановка — сигналом STOP2. Код N2 с выходов таймера Q2 после остановки его работы считывается процессором CPU2 и затем пересылается в устройство А.

Генератор PLL2 с фазовой автоподстройкой частоты предназначен для формирования высокостабильного синхросигнала CLK3 на основе непрерывного слежения за входным сигналом скремблированных данных SCRD2, поступающим из линии. Этот сигнал в данном примере представлен кодом NRZ [4]. Благодаря достаточной инерционности генератора сигнал CLK3 практически нечувствителен к «дрожанию фазы» сигнала SCRD2 и иным его кратковременным искажениям, вызванным помехами в линии связи. Некоторые схемные решения таких генераторов приведены в [4].

Процессор CPU1 и блоки управления C1 и C4 координируют действия, выполняемые при измерении задержки распространения сигнала по линии.

Соответствующие составные части устройства В функционируют аналогично.

Рассмотрим два режима работы системы.

Передача данных без измерения задержки

Под управлением синхросигнала Tx C1 на вход устройства А поступает поток битов TxD1. Точнее, по фронту каждого импульса Tx C1 на вход устройства А поступает очередной бит TxD1 и остается стабильным до следующего фронта. Сигнал Tx C1 при обнаружении кода Z анализатором A1 фиксируется в состоянии лог. 0 на несколько тактов (интервал T0 — T1 на временной диаграмме, представленной на рис. 2).

При этом поток данных TxD1 кратковременно прерывается и вместо него на выход мультиплексора MUX1 передается команда CMD1, состоящая из нескольких битов. Управление

мультиплексором, как отмечалось, осуществляется сигналом M1 из блока управления C1. В данном режиме, когда задержка не измеряется, прерывание потока данных TxD1 сопровождается передачей однобитовой команды «нет операции» либо иной команды из нескольких битов, не относящейся к процессу измерения задержки, если в такой передаче есть необходимость.

В устройстве В генератор PLL1 с фазовой автоподстройкой частоты формирует синхросигнал CLK2, частота которого в точности совпадает с частотой синхросигнала CLK1. Анализатор A2 аналогичен анализатору A1, поэтому сигнал J2 распознавания кода Z формируется одновременно с сигналом J1 с точностью до задержки линии. Сигнал J2 устанавливает генератор псевдослучайной последовательности битов дескремблера DSC1 в то же начальное состояние, в которое установлен генератор скремблера SC1. Поэтому существует гарантия того, что дескремблирующая последовательность битов RND2 совпадает со скремблирующей RND1 после первого же обнаружения кода Z в линии связи. Это обеспечивает самосинхронизацию системы «скремблер — дескремблер» в каждом канале [3, 5].

Сигнал Rx C1 повторяет сигнал Tx C1 с точностью до задержки передачи и сопровождает выходные данные RxD1. Сигнал Rx C1, так же как и сигнал Tx C1, в периоды передачи команды CMD1 фиксируется в состоянии лог. 0, поэтому введенные в поток данных команды не воспринимаются внешним абонентом, подключенным к выходу канала 1 системы.

Передача данных и команд в обратном направлении происходит аналогично.

Передача данных с измерением задержки

Инициатором измерения задержки является процессор CPU1. Последовательность событий такова.

1. Процессор CPU1 настраивает блок управления C1 на выдачу в линию ко-

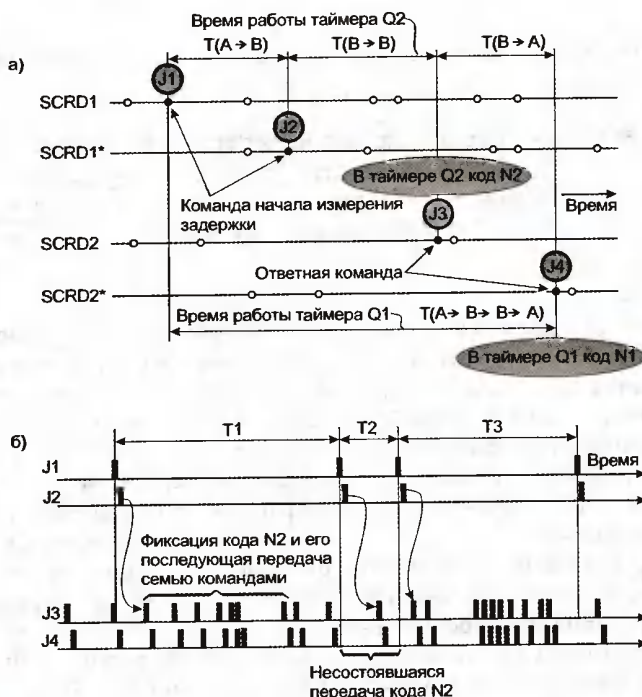


Рис. 3

манды начала измерения задержки. Эта команда выдается в линию по сигналу J1 обнаружения анализатором A1 очередного кода Z. Команда помечена на диаграмме сигнала SCRD1 (рис. 3, а) черной точкой.

Одновременно с ее выдачей формируется сигнал START1 пуска таймера Q1. Команды, не имеющие отношения к измерению задержки, обозначены на диаграмме сигнала SCRD1 белыми точками.

2. По истечении интервала времени $T(A \rightarrow B)$, равного задержке распространения сигнала по линии связи, анализатор A2 обнаруживает в потоке скремблированных данных SCRD1* код Z, к которому «прикреплена» команда начала измерения (помечена на диаграмме сигнала SCRD1* черной точкой).

3. После дешифрации команды блок управления C2 формирует сигнал START2, по которому включается таймер Q2. Этот таймер регистрирует время $T(B \rightarrow B)$ задержки ответа на полученную команду начала измерения. Ответ также представлен в виде некоторой команды.

4. Ответная команда выдается в линию по сигналу J3 обнаружения анализатором A3 очередного кода Z во втором канале (эти коды не коррелированы с кодами Z в первом канале). Ответная команда помечена на диаграмме сигнала SCRD2 черной точкой. В момент ее выдачи блок управления C3 формирует сигнал STOP2, который приостанавливает работу

таймера Q2. В нем фиксируется код N2, соответствующий интервалу времени $T(B \rightarrow B)$. Как и ранее, команды, не имеющие отношения к измерению задержки, обозначены на диаграмме сигнала SCRD2 белыми точками.

5. По истечении интервала времени $T(B \rightarrow A)$, равного задержке распространения сигнала по линии связи, анализатор A4 обнаруживает в потоке скремблированных данных SCRD2* код Z, к которому прикреплена ответная команда (помечена на диаграмме сигнала SCRD2* черной точкой).

6. После дешифрации команды блок управления C4 формирует сигнал STOP1, по которому таймер Q1 прекращает работу. В нем фиксируется код N1, соответствующий интервалу времени $T(A \rightarrow B \rightarrow B \rightarrow A)$.

7. Код N2 пересылается из устройства B в устройство A. Пересылка может осуществляться поэтапно (например, по одному биту кода N2 в каждой команде) с использованием командных вставок в данные второго канала по мере обнаружения в нем кодов Z.

8. Процессор CPU1, зная коды N1 и N2, вычисляет код $(N1 - N2)/2$, который соответствует искомой задержке $T(A \rightarrow B) = T(B \rightarrow A)$ распространения сигнала по линии связи. При вычислениях учитываются поправки, которые определяют задержками сигналов в блоках управления C1—C4. Эти задержки зависят от выбранных схемных ре-

шений блоков управления. Примеры построения подобных блоков приведены в [3].

Итак, предлагаемый способ измерения задержки распространения сигнала по линии связи позволяет уменьшить объем передаваемой служебной информации благодаря следующим факторам.

Во-первых, исключается необходимость формирования относительно громоздких измерительных пакетов (например пакетов длиной 53 байта, принятых в технологии асинхронной передачи АТМ). Вместо них на фоне передачи полезных данных пересылается серия команд малой разрядности в виде отдельных групп битов.

Во-вторых, управление передачей команд осуществляется аппаратно, без поддержки со стороны протоколов высокого уровня.

В третьих, распознавание команд на удаленной стороне линии не требует введения каких-либо флаговых кодов благодаря использованию принципа вероятностной синхронизации.

Предложенную систему передачи данных можно усовершенствовать. Например, можно принять условие, что все команды первого канала используются только как признаки начала измерения задержки (рис. 3, б). Тогда их можно не пересылать, т. е. не вставлять в передаваемые данные. Перезапуск таймера Q2 при этом осуществляется всякий раз при обнаружении сигнала J2. В этом случае средняя частота сигнала J1 (J2) выбирается, например, на порядок более низкой, чем частота сигнала J3 (J4), чтобы серия ответных команд успела проследовать в устройство A до начала очередного импульса J1 (J2). Так как надежной гарантии этого нет (используются вероятностные процессы), процессор устройства A должен отслеживать временные соотношения между импульсами J1 и J4 и в некоторых ситуациях не принимать во внимание поступающую (неполную) информацию о результатах измерений.

Поясним сказанное. Предположим, что для передачи кода N2 нужны семь команд. В интервале T1 их девять, две последние команды пустые. В интервале T2 нет полноценных «транспортных средств» для последовательной передачи фрагментов кода N2 — из требуемых семи есть только одна команда, поэтому начатая передача срывается. В интервале T3 пересылается очередной код N2 и т. д.

ЛИТЕРАТУРА:

1. Патентная заявка США US 2005/0123003. <http://www.uspto.gov>.
2. Пат. США № 7.016.309 В1 <http://www.uspto.gov>.
3. Б. В. Шевкопляс. Вероятностная синхронизация в телекоммуникационных системах: вставка команд в поток данных без использования избыточных битов. — Схемотехника, 2005, № 5, с. 23—25, № 6, с. 23—26.

Электронная версия статьи: http://lit.lib.ru/s/shewkopljass_b_w/.

4. С. М. Сухман, А. В. Бернов, Б. В. Шевкопляс. Синхронизация в телекоммуникационных системах. Анализ инженерных решений. — М.: Экотрендз, 2003. Электронная версия книги: http://lit.lib.ru/s/shewkopljass_b_w/.
5. Б. В. Шевкопляс. Скремблирование передаваемых данных. — Схемотехника, 2004, № 12, с. 24—27, 2005, № 1, с. 29—32, 2005, № 2, с. 32—35, 2005,

№ 3, с. 30—33. Электронная версия статьи: http://lit.lib.ru/s/shewkopljass_b_w/.

Окончание следует

Борис Шевкопляс,
г. Москва

Фильтры на переключаемых конденсаторах

В статье сделан обзор фильтров на переключаемых конденсаторах и рассмотрены вопросы создания смесительного детектора на этих элементах.

Широкое распространение импортных микросхем способствует радиолюбительскому творчеству и позволяет создавать устройства с малыми габаритами и хорошими параметрами. Применение линейных микросхем (с аналоговой обработкой сигнала) — ОУ, компараторов, фильтров на ОУ Саллена-Кея или Рауха (с многопетлевыми обратными связями), УВЧ и многих других микросхем особых проблем не вызывает, т. к. физика их работы достаточно подробно изложена, просто на смену старым радиокомпонентам приходят все более новые.

В связи с успехами интегральной технологии сейчас стали доступны устройства, которые работают на несколько иных физических принципах, например с дискретной обработкой сигнала [1, 2] (не путать с цифровой обработкой сигнала, которая имеет как дискретизацию по времени, так и квантование по уровню сигнала, и является, по сути, более высокой стадией обработки). Здесь необходимо иметь некоторую осторожность и внимательно читать справочные данные (datasheet) или другие сопутствующие документы.

В последнее время в журналах публикуются схемы фильтров на переключаемых конденсаторах (далее ФПК). ФПК выпускают многие фирмы, но наиболее популярными являются семейства MAX291—MAX297, MAX74xxx фирмы Maxim, LTC1064—х и LTC1069—х Linear Technology. Входящие в эти семейства ФПК имеют различные виды аппроксимации —

Гаусса, Баттерворта, Чебышева и эллиптические (Кауэра), обладают большой степенью затухания в полосе задержания — до -80 дБ, неравномерность в полосе пропускания не более $\pm 0,25$ дБ. Как правило, частота среза для ФНЧ на ФПК равна $1/100$, реже $1/50$ от частоты дискретизации. В семействе LTC1064 и LTC1164 имеются микросхемы, на которых при помощи внешних резисторов и комбинации их включения можно реализовать ФНЧ, ФВЧ, полосовой и режекторные фильтры.

Преимуществом ФПК является практически мгновенная перестройка центральной частоты полосового фильтра или граничной частоты для ФНЧ изменением только значения частоты дискретизации. Это объясняется тем, что характеристическая частота ФПК, построенного на основе метода переменных состояний, пропорциональна коэффициенту передачи интегратора или, что то же самое, обратно пропорциональна постоянной времени интегрирования. Это позволяет выпускать ФПК восьмого порядка в маленьком корпусе SOIC8 без внешних времязадающих элементов и с хорошей повторяемостью характеристик, т. к. все элементы выполнены в одном технологическом цикле с минимальными отклонениями. Фильтры, построенные на основе аналоговых RC-интеграторов, требуют подключения значительного числа элементов. Например, MAX274 имеет 24 вывода, и его типовая схема включения содержит до 15-ти элементов с точностью $\pm 0,5$ %.

Но в природе нет идеальных устройств. Фильтры на ФПК имеют два неприятных свойства.

Первая, основополагающая проблема связана с наложением спектров входного сигнала, она обусловлена временной дискретизацией и является общим принципом работы всех дискретных систем в соответствии с теоремой отсчетов Котельникова-Найквиста.

На рис.1, а, б показан процесс наложения спектров во временной и в частотной области соответственно.

Допустим, что на вход дискретной системы подается сигнал, с частотой f_0 , которая чуть меньше частоты дискретизации (рис. 1, а). Получающаяся в результате дискретная выборка соответствует совсем другому сигналу, его частота равна разности частоты дискретизации и частоты исходного сигнала $f_a = f_d - f_0$, то же самое будет происходить с частотами $f_0'(f_0' - f_d = f_a)$, $f_0''(2 \times f_d - f_0'' = f_a)$ и т. д. Отсюда следует, что в общем случае в системе с дискретной обработкой невозможно однозначно восстановить сигнал по его дискретным значениям. Такое поведение дискретных систем подобно работе смесительного детектора, при-

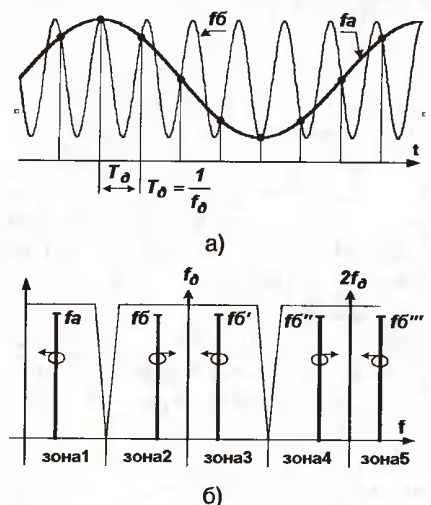


Рис. 1

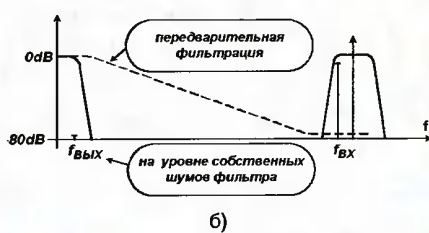
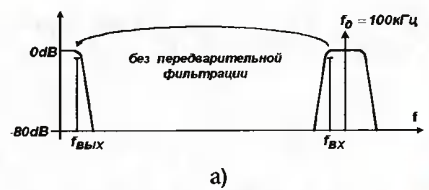


Рис. 2

емника прямого преобразования, а также присуща и супергетеродинным устройствам, которые имеют зеркальный канал приема.

В документе [3] Linear Technology этой проблеме уделено особое внимание, в документации фирмы Maxim говорится примерно то же самое.

При использовании LTC1069-1 или любого другого ФПК с частотой дискретизации 100 кГц и, соответственно, с полосой пропускания 1 кГц все спектральные составляющие, лежащие в диапазоне частот 99...101 кГц, за счет биений входного сигнала с частотой дискретизации будут перенесены в диапазон частот от постоянного тока до 1 кГц, как показано на рис. 2, отсюда следует парадоксальный вывод, что на вход ФПК необходимо подавать отфильтрованный сигнал.

В зарубежной литературе такой «предфильтр» (преселектор) называют antialiasing — фильтр, стоящий на входе любой дискретной системы и устраняющий эффект наложения спектров. Для предварительной фильтрации перед ФПК обычно рекомендуют использовать аналоговый фильтр первого, чаще второго порядка.

Вторая проблема — наличие на выходе ФПК остаточного уровня сигнала с частотой дискретизации, причем уровень остатка сигнала дискретизации не зависит от уровня входного сигнала на входе ФПК. Чаще всего это не имеет столь существенного значения, поскольку спектр остатка сигнала с частотой дискретизации значительно удален (в 100 или в 50 раз) от полосы полезного. Для его подавления рекомендуется использовать аналоговый фильтр первого порядка (RC-цепь).

На рис. 3 и 4 приведены фрагменты узлов без предварительной фильтрации и с фильтрацией соответственно.

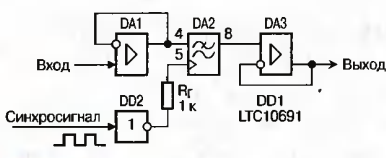


Рис. 3

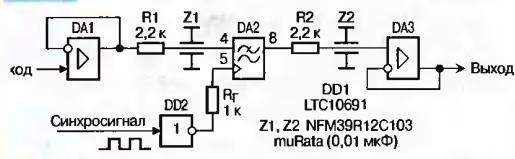


Рис. 4

Узлы работали в одинаковых условиях, в окружении быстродействующих цифровых устройств, которые создают значительный уровень помех в широкой полосе частот, распространяющихся как по электромагнитному полю, так и по шинам питания. Полоса ФПК составляла 3400 Гц, частота дискретизации — 340 кГц. При этом устройство по рис. 3 имело на выходе в полосе частот 0...3400 Гц спектральные составляющие помех, отсутствующие во входном сигнале и с уровнем на 12...18 дБ выше собственного уровня шума фильтра. Уровень шума ФПК составлял -72 ± 3 дБ. При доработке (рис. 4) были добавлены элементы предварительной фильтрации R1, Z1 и элементы R2, Z2, уменьшающие остаточный уровень частоты дискретизации. В результате доработки на выходе узла рис. 5 спектральные составляющие помех отсутствовали, на анализаторе спектра наблюдался основной сигнал и дорожка шума с уровнем -90 ± 3 дБ. Обычно для предварительной фильтрации рекомендуют использовать аналоговые фильтры второго порядка, но в данном случае было достаточно применить цепь первого порядка R1Z1. Для того, чтобы завал АЧХ от элементов R1, Z1 и R2, Z2 не оказывал существенного влияния на АЧХ ФПК, частоту среза R1Z1 и R2Z2 выбирают равную $(2...2,5) \times F_{\text{среза.ФПК}}$ (в данном случае ≈ 7200 Гц). Номинал резистора R1 должен быть по возможности меньше, но не менее паспортного значения нагрузки для данного ОУ. Входное сопротивление DA2 находится в пределах 40...50 кОм, R1 с входным сопротивлением фильтра образует делитель напряжения. Чтобы свести к минимуму потери сигнала, необходимо придерживаться условия $R1 < 0,1 R_{\text{вх.ФПК}}$. Кроме того, по рекомендации фирмы Linear Technology для уменьшения остатка синхросигнала на выходе фильтра источник синхросигнала должен быть оснащен резистором R_г, который с емкостью

монтажа и входной емкостью микросхемы DA2 образует «легкий» интегратор. Этим обеспечивается сглаживание фронтов и спадов синхросигнала. В качестве Z1 и Z2 можно применить обычные конденсаторы для поверх-

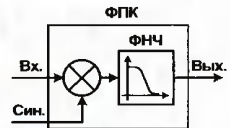


Рис. 5

ностного монтажа К10-17в, К10-47в с емкостью 0,01 мкФ, но проходные SMD конденсаторы фирмы muRata для этих целей наиболее оптимальны. Элементы R1 и Z1 должны располагаться как можно ближе к выводу 4 DA2 — это уменьшит длину печатных проводников и соответственно уменьшится напряжение помех, наведенных по полю. В качестве экрана желательно использовать двухстороннюю печатную плату, используя верхний и нижний слой как сплошной общий проводник, а элементы и печатные сигнальные проводники располагать в окошках сплошного общего проводника. При более жестком требовании к ЭМС необходимо использовать внешнее экранирование.

Человек всегда ищет пути, как использовать «темные силы природы» в свою пользу. С некоторыми допущениями функциональную схему ФПК рис. 5 можно представить следующим образом.

Это очень похоже на смеситель + фильтр. Дискретизация выше первой зоны Найквиста стала популярной задачей, связанной с телекоммуникациями, поскольку этот процесс эквивалентен аналоговой демодуляции.

Дискретизация сигналов ПЧ с последующим использованием цифровых методов обработки обеспечивает устранение потребности в аналоговом демодуляторе ПЧ, эту возможность широко используют в цифровых приемниках фирма Analog Devices и ряд других фирм.

Это дает возможность использовать ФПК нестандартным образом — в качестве смесительного детектора, (потери сигнала составляют всего $-0,2$ дБ) и возникает идея опробовать схему на рис. 6.

ФПК имеет частоту дискретизации 500 кГц, следовательно, полоса пропускания фильтра в НЧ области составит 5 кГц, а в ВЧ области полоса будет удвоена и расположена симмет-

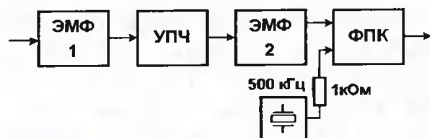


Рис. 6

рично относительно частоте дискретизации в диапазоне 495...505 кГц, как показано на рис. 7.

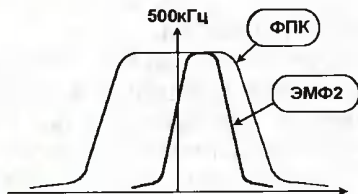


Рис. 7

ЭМФ1 обеспечивает основную селекцию, ЭМФ2 выполняет две функции — уменьшает внеполосный шум УПЧ и одновременно выполняет функцию преселектора для ФПК.

На первый взгляд, может показаться странным присутствие такого числа фильтрующих устройств, но как говорилось ранее, ЭМФ2 необходим для устранения наложения спектров,

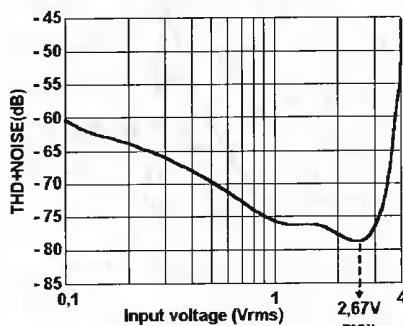


Рис. 8

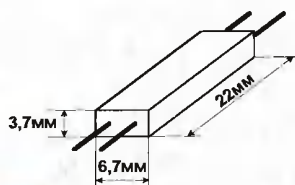


Рис. 9

а ФПК работает в качестве смесительного детектора и его фильтрующие свойства используются в минимальном объеме. Более того, ФПК имеют малые нелинейные искажения -60...80 дБ (0,1...0,01 %), что является существенным основанием применения его в качестве детекторного смесителя. Типовая характеристика КНИ для LTC1069-1 приведена на рис. 8 [3].

В качестве ЭМФ1 и ЭМФ2 желательно использовать фильтры ФЭМ4-031 и ФЭМ4-14 [4, 5], это термокомпенсированные торсионные фильтры Колинза с пьезоэлектрическими преобразователями. Их внешний вид приведен на рис. 9, они имеют малые размеры по сравнению с фильтрами старых образцов ЭМФДП, ФЭМ2-18, ФЭМ-035, ФЭМ2-045.

Фильтры ФЭМ4-031 и ФЭМ4-14 имеют простую схему согласования, показанную на рис. 10, и малые потери — 2...4 дБ, согласование фильтров старых образцов ЭМФДП, ФЭМ2-18, ФЭМ-035, ФЭМ2-045 представляло некоторую проблему [6], а потери достигали 10...15 дБ.

Фрагмент схемы включения ЭМФ2 и ФПК приведен на рис. 11, резистор 3,6 кОм корректирует входное сопротивление ФПК до 3,3 кОм, что и требуется для согласования.

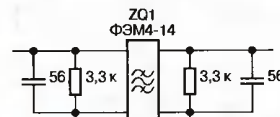


Рис. 10



Рис. 11

Автор надеется, что изложенная идея будет востребована на практике и позволит улучшить качественные показатели такого ответственного узла, как смесительный детектор.

ЛИТЕРАТУРА:

1. Ф. Аллен, Э. Санчес-Синенсio. *Электронные схемы с переключаемыми конденсаторами*. Пер. с англ. под ред. В. И. Капустяна. — М.: Радио и связь, 1989.
2. Я. Мулявка. *Схемы на операционных усилителях с переключаемыми конденсаторами*. — М.: Мур, 1992.
3. <http://www.linaer-tech.com/LTC1069-1> Low power 8th order progressive elliptic lowpass filter. Datasheet, Linear Technology Corporation.
4. ФЭМ4-031. аЦ0.206.070 ТУ.
5. ФЭМ4-14. аЦ0.206.110 ТУ.
6. Г. А. Аглодин. *Согласование ЭМФ с нестандартными нагрузками*. — Радиолюбитель, 1994, № 2.

Геннадий Аглодин,
г. Тамбов

Линейные широкополосные TND-усилители и повторители

Исследуется мгновенная ошибка воспроизведения сигнала при его усилении транзисторным каскадом. Искажения, вносимые переходом база-эмиттер, можно скомпенсировать установившая в цепи коллектора в качестве нагрузки цепочку из последовательно соединенных диодов, их вольтамперные характеристики (ВАХ) должны быть идентичны ВАХ база-эмиттер используемого транзистора. Аналогично можно построить неискажающий повторитель напряжения. Ячейки повторитель+усилитель работают до частоты $0,5 f_{\alpha}$ транзисторов.

Микроэлектронная технология гарантирует близость параметров элементов, выполненных на кристалле полупроводника, с ошибкой не более долей процента. В схемотехнике широко используются

одинаковые элементы при построении токовых зеркал, дифференциальных усилителей, логарифмических преобразователей.

В настоящей работе идентичность ВАХ р-п переходов транзисторов и

диодов использована для построения неискажающих широкополосных усилителей — TND-усилителей. Усилители с линейной амплитудной характеристикой необходимы для измерительной техники, аналого-цифровых преобразователей, аппаратуры звуковоспроизведения высокого класса (High-End).

Упрощенный анализ. На рис. 1, а показан функциональный минимум TND-усилителя — транзистор с диодом в качестве нагрузки в цепи коллектора.

Схема изображена условно, по переменному току, без источника питания и вспомогательных элементов. Буквами отмечены варианты:

- а) нагрузка каскада — диод;
- б) в цепь эмиттера включен резистор, коллекторная нагрузка — резистор и диод;

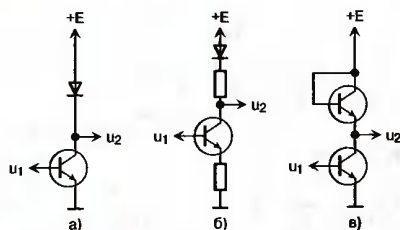


Рис. 1

в) нагрузка — транзистор в диодном включении.

Обозначим входной сигнал (пилообразное напряжение) — U_1 , приращение напряжения на диоде-нагрузке — U_2 . Если $\alpha = \Delta I_k / \Delta I_e = 1$, приращения токов эмиттера, коллектора, диода составят:

$$\Delta I_e = \Delta I_k = \Delta I_d = i,$$

Пусть вольтамперные характеристики перехода база-эмиттер и диода-нагрузки одинаковы:

$$i = a(e^{bU} - 1), \quad (1)$$

где a — ток насыщения перехода, b — показатель степени экспоненты. Связь между напряжением диода и его током описывается функцией логарифма:

$$U_2 = 1/b \ln(1+i/a) \quad (2)$$

Если ток i вызван напряжением U_1 (рис. 1, а), возникает напряжение U_2 на диоде-нагрузке:

$$U_2 = U_1, \quad (3)$$

при одинаковых ВАХ транзистора и диода U_2 точно повторяет U_1 , нелинейные искажения, вносимые транзистором и диодом, компенсируются.

Графически компенсация нелинейных искажений подтверждается с помощью рис. 2.

Здесь 1 — испытательный входной сигнал U_1 , 2 — ВАХ перехода база-эмиттер, 3 — ВАХ диода коллекторной нагрузки, 4 — выходное напряжение U_2 , полученное методом проекций, 5 — семейство выходных ВАХ транзистора. По оси OE — напряжение питания каскада. Числа 1, 2, 3, 4 отражают последовательность проекций. График 3 — зеркальная копия графика 2 относительно оси ординат. Отметим, что искажения компенсируются в режиме большого сигнала по всей ВАХ нелинейного элемента.

Обобщение 1. Если множители в показателях экспонент для перехода

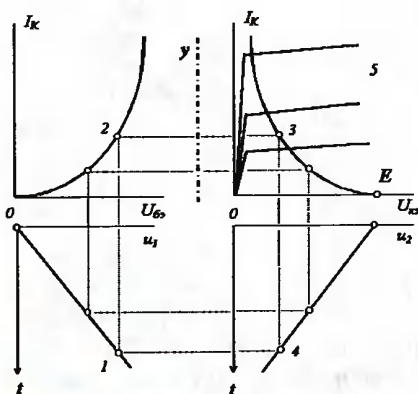


Рис. 2

база-эмиттер b_1 и для диода-нагрузки b_2 разные, например, $b_1/b_2 = N$, компенсация нелинейных искажений сопровождается усилением напряжения в N раз.

Такой же эффект получается при включении в коллектор N транзисторов-диодов. Поэтому каскад на рис. 1 логично назвать TND-усилителем [1].

Обобщение 2. Если известна ВАХ нагрузки, для компенсации нелинейных искажений следует выбрать усилительный элемент с ВАХ, подобной вольтамперной характеристике нагрузки. Например, нагрузкой кремниевого транзистора может быть германиевый диод — обе ВАХ — экспоненты.

Отметим, что в неискажающих усилителях на электронных лампах анодной нагрузкой служит обмотка трансформатора. Вольтамперная характеристика такой нагрузки определяется кривой намагничивания электротехнической стали [2]. Нелинейность ВАХ электронных ламп определяется изменением шага сетки-спирали вдоль длины стержня-катода. Классический пример — варимю-пентод 6К4, сделанный для радиоприемников с автоматической регулировкой усиления [3].

Разработчики High-End усилителей случайно или в порядке «ноу-хау» пользуются компенсацией нелинейных искажений (обобщением 2). Они подбирают такой тип электронной лампы, чтобы ее ВАХ соответствовала нелинейности характеристики анодного трансформатора. Обобщение 2 они называют звуковым равновесием. Однако компенсацию искажений удастся осуществить только для начального участка кривой намагничивания [2], поэтому приходится делать запас усиления по мощности, но не использовать ее целиком.

Обобщение 3. Для компенсации нелинейных искажений усилительного

каскада с резистором R в цепи эмиттера (рис. 1, б) потребуется $N(R+D)$ элементов в коллекторной нагрузке. Если диоды имеют ВАХ, совпадающие с ВАХ перехода база-эмиттер, коэффициент усиления напряжения TND-каскада равен N и не зависит от дестабилизирующих факторов.

Обобщение 3 легче всего проверить с помощью программ анализа электронных схем на ЭВМ [3], когда можно задавать любые ВАХ нелинейных элементов. Если в цепи коллектора и эмиттера транзистора на рис. 1, б изменить отношение сопротивлений резисторов в коллекторе и эмиттере, можно регулировать искажения сигнала.

Оценка нелинейных искажений. При настройке усилителей используем метод сравнения форм входного и выходного сигналов, выявление МОВ — мгновенной ошибки воспроизведения сигнала по схеме на рис. 3.

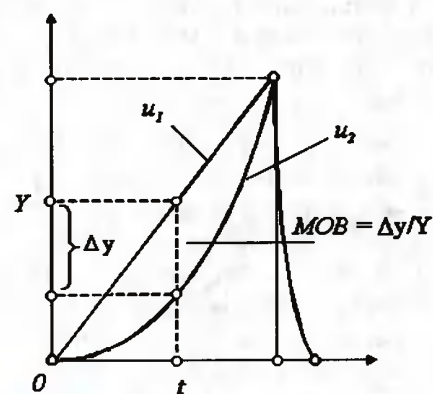


Рис. 3

Испытательный сигнал U_1 — пилообразное напряжение. С помощью аттенюатора и фазовращателя на экране двухканального осциллографа совмещаются входной U_1 и выходной U_2 сигналы. Результат измерений: Δy — отличие выходного сигнала от входного; $\Delta y/Y = \text{МОВ}$ сигнала. Измерение мгновенной ошибки воспроизведения сигнала можно произвести в любой момент времени t , при любом мгновенном значении сигнала Y . За период сигнала МОВ может быть положительной, отрицательной, равной нулю. Стандартные измерители нелинейных искажений этой информации не дают.

На рис. 4 приведена схема моделирования такого усилителя.

Для оценки искажений используется сравнение выходного и входного сигналов. Сигнал, противофазный

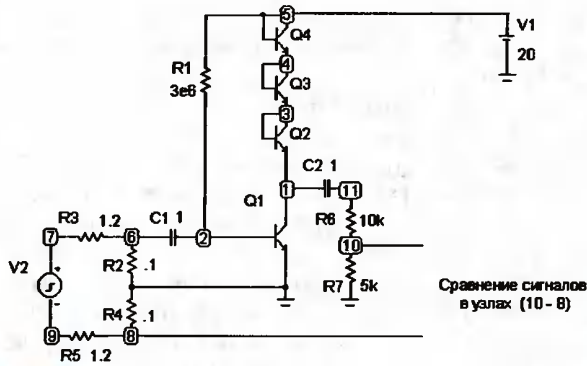


Рис. 4

входному, формируется цепью $R5R4$ ($R4 = 0,1 \text{ Ом}$, $R5 = 1,2 \text{ Ом}$).

$V2$ — источник пилообразного напряжения (10 В, 20 Гц). Резистор $R1$ и источник $V1$ устанавливают рабочую точку транзистора $Q1$ на начало вольт-амперной характеристики. Нагрузка TND-усилителя — транзисторы в диодном включении $Q2, Q3, Q4$. Конденсаторы $C1, C2$ выбираются большой емкости, поскольку нелинейные искажения, вносимые RC-цепями, тем меньше, чем больше отношение τ/T ($\tau = RC$, T — период повторения сигнала) [4].

Рис. 4 выполнен средствами программы анализа электронных схем MICROCAP-6 [3]. Номинал резистора на $R1$ — 3 Мом. Чтобы избежать нелинейных искажений переходных процессов [4], емкость конденсаторов $C1 = C2$ выбрана равной 1 Ф. На рис. 5 временная диаграмма *а* получена при точной настройке аттенюатора — напряжения $v8$ и $v10$ совпадают, диаграмма *б* — при расстроенном аттенюаторе: $v8 < v10$.

Широкополосность TND-усилителя. Эквивалентная схема рис. 6, *а* составлена для анализа каскада по переменному току.

Кроме выводов Э, Б, К обозначен внутренний узел транзистора Б'. Элемент $r_3 \approx \varphi_T/I_3$ — дифференциальное сопротивление перехода эмиттер-база, r_6 — сопротивление базы, r_k — дифференциальное сопротивление перехода коллектор-база, $\alpha = i_k/i_3$ — коэффициент усиления тока, C_k, C_3 — емкости переходов коллектор-база и база-эмиттер, I_3 или i_3 — постоянный или переменный ток эмиттера и т. д.

Можно указать три причины снижения усиления в области высоких частот:

- 1 — зависимость α от частоты;
- 2 — инерционность входной цепи $\tau_{вх} = (R_C + r_6)C_{вх}$;
- 3 — инерционность цепи нагрузки $\tau_H = R_H C_H$.

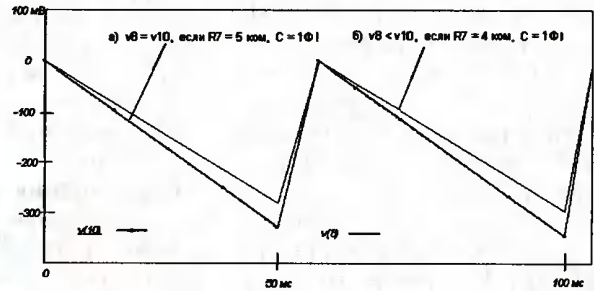


Рис. 5

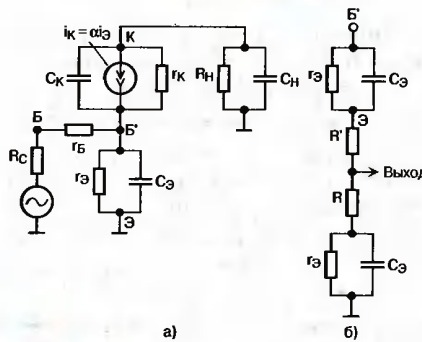


Рис. 6

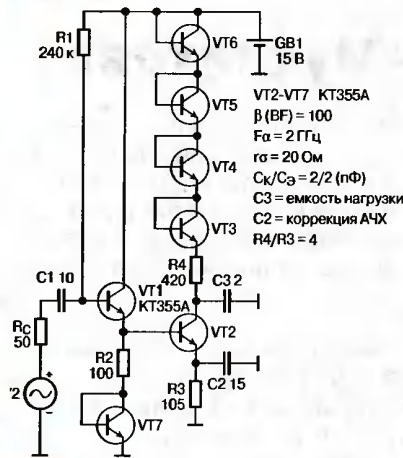


Рис. 7

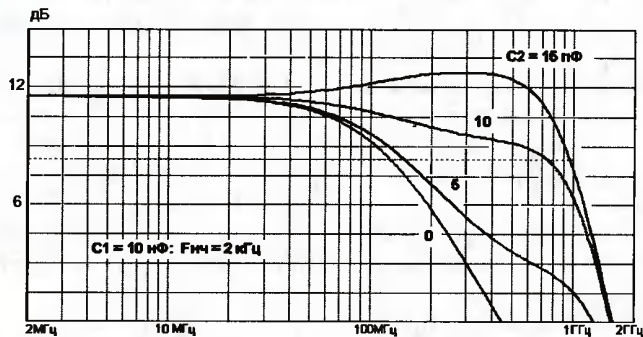


Рис. 8

Если обеспечить $R_C + r_6 = 0$; $\alpha(f) = 1 = \text{const}$, коэффициент передачи напряжения K определится комплексными сопротивлениями в коллекторной Z_K и в эмиттерной $Z_Э$ цепях: $K = Z_K/Z_Э$. Импедансы Z_K ,

$Z_Э$ — параллельное включение элементов, $Z_K = R_H$ и C_H и $Z_Э = r_3$ и C_3 . В результате можно сделать K независимым от частоты, выполнив условие: $\tau_H = R_H C_H = \tau_3 = r_3 C_3 = \tau$. Баланс $R_H C_H = r_3 C_3$ — специфика TND-усилителя, он сохраняется при выполнении Z_K из N последовательно соединенных диодов, при этом активная составляющая сопротивления Z_K увеличивается в N раз, а эквивалентная емкость во столько же раз уменьшается. Такой эффект автокоррекции высокочастотной области TND-усилителя особенно заметен при сумме $R_C + r_6$, стремящейся к нулю, и при малой емкости $C_{вх}$ следующего каскада, поэтому в многокаскадных неискажающих усилителях выгодно применять ячейки «эмиттерный повторитель + TND-каскад» (рис. 7, 8).

Линейный эмиттерный повторитель. Его можно построить, используя эквивалентную схему рис. 6, *б*. В обычном повторителе эмиттерная нагрузка — резистор R . Если $R_C + r_6 = 0$, входной сигнал U_1 , приложенный к узлу Б', уравновешен напряжениями $i_3 r_3$ и $i_3 R$. Выходное напряжение $U_2 = U_1 - i_3 r_3$, его нелинейная компо-

нента — $i_3 r_3$. Для компенсации искажений, внесенных в U_2 составляющей $i_3 r_3$, надо добавить $i_3 r_3$, т. е. надо последовательно с нагрузкой R установить транзистор в диодном включении.

Поскольку выходное напряжение повторителя теперь снимается с цепи $R + i_{гэ}$, для равномерной АЧХ коэффициента передачи напряжения из узла Б' в узел «выход» следует ввести резистор $R' = R$. Так образуется широкополосный неискажающий делитель рис. 6, б с коэффициентом передачи напряжения 0,5.

В итоге имеем три варианта «повторителей»: 1 — обычный с резистором R в цепи эмиттера; 2 — частично компенсированный, с элементами $R + D$; 3 — хорошо компенсированный, с элементами $R' = R$, R и $R + D$ — рис. 6, б.

Возможность нелинейных преобразований сигналов. TND-усилитель — парадоксальное устройство. Экспоненциальные токи эмиттера и коллектора, вызванные входным напряжением U_1 , естественно, содержит гармоники сигналов. Следовательно, относительно токов воз-

можна модуляция, детектирование, преобразование частоты и т. д, но выходное напряжение TND-усилителя не содержит гармоник. При воздействии на вход TND-усилителя суммы двух сигналов на выходе получаем их простую сумму, умноженную на N .

Стабилизация коэффициента усиления переменного напряжения при изменении температуры для TND-усилителя не требуется (обобщение 1). Постоянное напряжение на диодах-нагрузках уменьшается с ростом температуры. Типовой дрейф постоянного напряжения для кремниевых р-п переходов равен примерно $-2 \text{ мВ/}^\circ\text{C}$, поэтому для стабилизации постоянного напряжения на выходе TND-усилителя следует применить источник питания с температурным дрейфом напряжения $-2N \text{ мВ/}^\circ\text{C}$. Таким образом можно стабилизировать и коэффициент усиления, и

постоянное напряжение на выходе усилителя одновременно.

ЛИТЕРАТУРА:

1. Г. Ф. Прищепов, Т. М. Прищепова. Многокаскадный усилитель. Патент РФ № 2183380. Оpubл. 10.06.2002, бюлл. № 16.
2. Электротехнический справочник Том 1. Общие вопросы. Электротехнические материалы. Под. ред. В. Г. Герасимова. М.: Энергия, 1980.
3. В. Ф. Власов. Электронные и ионные приборы. — М.: 1960.
4. В. Д. Разевиз. Система схемотехнического моделирования Micro-CAP 6. — М.: Горячая линия-Телеком, 2001.
5. Н. В. Зернов, В. Г. Карнов. Теория радиотехнических цепей. — Л.: Энергия, 1972.

Геннадий Прищепов,
г. Таганрог

Счетчик Сапельникова—Муфтахова

Описываемый в статье счетчик можно считать реверсивным вариантом счетчика Джонсона. Он реализует линейную нарастающе-убывающую кодовую последовательность — код Сапельникова-Муфтахова. Этот счетчик легко реализуется на JK-триггерах и может использоваться для получения квазигармонических колебаний с применением цифроаналоговых преобразователей.

Счетчики относятся к классу последовательностных логических схем (sequential logic circuits). На их долю приходится значительная часть базовых элементов цифровой и вычислительной техники.

На выходах счетчика формируется заданная повторяющаяся последовательность состояний, определяемая кодом, в котором работает счетчик. Примером может служить код Либбау-Крейга, в котором работает счетчик Джонсона [1].

Предлагаемый счетчик реализует нарастающе-убывающую кодовую последовательность, которая в первой половине воспроизводит волну единиц (повторяет код Либбау-Крейга), во второй половине — волну нулей (табл. 1), но, в отличие от кода Либбау-Крейга, волна нулей идет справа налево.

Счетчик (рис. 1) состоит из JK-триггеров DD2, DD4, DD6, DD8 (число триггеров соответствует необходимому числу

разрядов), логических элементов DD1, DD3, DD5, DD7, формирующих сигналы для входов J и K триггеров, и триггера DD9, вырабатывающего на своих выходах управляющий сигнал $\bar{I}$, определяющий направление распространения информационного сигнала [2].

В исходном положении все триггеры DD2, DD4, DD6, DD8 находятся в состоянии 0 (табл. 1). Управляющий RS-триггер DD9 находится в состоянии 1, при этом на его прямом выходе присутствует 1, на инверсном — 0. Эти сигналы определяют работу ло-

гических элементов DD1, DD3, DD5 и DD7.

Через верхнюю половину логического элемента DD1 лог. 1 с прямого выхода DD9 поступает на вход J триггера DD2 и подготавливает его к переходу в состояние 1. Верхние половины остальных логических элементов DD3, DD5, DD7 имеют на одном из входов лог. 1 и подготовлены по этому входу к переходу в состояние лог. 1.

С инверсного выхода триггера DD9 лог. 0 поступает на нижние половины логических элементов DD1, DD3, DD5, DD7 и удерживает их выходы в состоянии лог. 0. Этот же уровень лог. 0 присутствует на К-входах всех JK-триггеров счетчика DD2, DD4, DD6, DD8.

С приходом первого синхронизирующего импульса (вход С) триггер DD2 переходит в состояние 1 в соответствии с табл. 1. Этот уровень переводит в лог. 1 выход верхней половины DD3 и подготавливает триггер DD4 к переходу в состояние 1. Одновременно с переходом триггера DD2 в

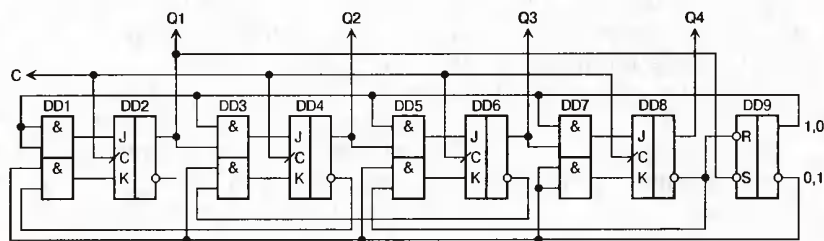


Рис. 1

Таблица 1

С	Q1	Q2	Q3	Q4
0	0	0	0	0
1	1	0	0	0
2	1	1	0	0
3	1	1	1	0
4	1	1	1	1
5	1	1	1	0
6	1	1	0	0
7	1	0	0	0
8	0	0	0	0

состояние 1 лог. 1 с прямого выхода DD2 поступает на вход $\bar{S}$ триггера DD9 и переводит его в режим хранения ($\bar{S}=1$ и $\bar{R}=1$). Это состояние управляющего триггера сохраняется до тех пор, пока не произойдет изменения состояния четвертого (последнего) JK-триггера DD8.

С приходом второго синхронизирующего импульса в состояние 1 переходит триггер DD4, что также соответствует табл. 1. Это переводит

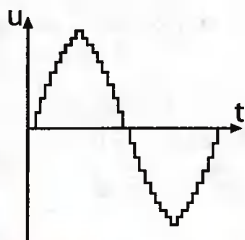


Рис. 2

Таблица 2

С	Выходы								
	Q1	Q2	Q3	Q4	Q5	Q6	Q7	Q8	Q9
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	0	0	0	0	0	0
2	1	1	0	0	0	0	0	0	0
3	1	1	1	0	0	0	0	0	0
4	1	1	1	1	0	0	0	0	0
5	1	1	1	1	1	0	0	0	0
6	1	1	1	1	1	1	0	0	0
7	1	1	1	1	1	1	1	0	0
8	1	1	1	1	1	1	1	1	0
9	1	1	1	1	1	1	1	1	1
10	1	1	1	1	1	1	1	1	0
11	1	1	1	1	1	1	1	0	0
12	1	1	1	1	1	1	0	0	0
13	1	1	1	1	1	0	0	0	0
14	1	1	1	1	0	0	0	0	0
15	1	1	1	0	0	0	0	0	0
16	1	1	0	0	0	0	0	0	0
17	1	0	0	0	0	0	0	0	0
18	0	0	0	0	0	0	0	0	0

в лог. 1 верхний выход DD5 и подготавливает триггер DD6 к переходу в состояние 1.

Третий и четвертый синхронизирующие импульсы последовательно переводят третий (DD6) и четвертый (DD8) триггеры в состояние 1.

Переход триггера DD8 в состояние 1 переводит триггер DD9 в 0. При этом происходит перестройка всех элементов счетчика. Выводы верхних половин логических элементов DD1, DD3, DD5, DD7 переводятся в 0 сигналом лог. 0 с прямого выхода DD9. В то же время нижние половины логических элементов открываются для перехода в лог. 1. На выходе нижней половины элемента DD7 появляется лог. 1 и подготавливает триггер DD8 по входу К к переходу в состояние 0.

Поступивший на вход С пятый тактовый импульс переводит триггер DD8 в 0. При этом лог. 1 с инверсного выхода триггера DD8 поступает на второй вход нижней половины логического элемента DD5, на его выходе появляется лог. 1 и подготавливает триггер DD6 к приему лог. 0.

Следующие три импульса последовательно переводят триггеры DD6, DD4 и DD2 в 0.

С переходом триггера DD2 в 0 с его прямого выхода лог. 0 поступает на инверсный вход триггера DD9 и переводит его в исходное состояние. Таким образом, заканчивается полный цикл работы счетчика и он переходит в исходное состояние.

В схемном отношении можно провести аналогию между регистром сдвига и счетчиком Джонсона с одной стороны, и реверсивным регистром и предлагаемым счетчиком — с другой.

Отличие предлагаемого счетчика от счетчика Джонсона заключается в том, что между триггерами размещаются логические элементы (по аналогии с регистром сдвига и реверсивным регистром сдвига). Дополнительно введенные логические элементы служат для задания направления распространения информационного сигнала.

Так же, как в реверсивном регистре сдвига, используется управляющий сигнал для изменения направления распространения информационного сигнала (единиц и нулей). Изменение управляющего сигнала производится в нужный момент с помощью дополнительного управляющего триггера.

Код предлагаемого счетчика (табл. 1) хорошо подходит для получения квазигармонических колебаний с использованием цифроаналоговых преобразователей [3].

Такие колебания, имеющие вид ступенчатой функции (квазисинусоидальный сигнал), можно получить с помощью достаточно простого ЦАП (рис. 2).

Если ступеньки формировать через 10° и величина ступеньки будет соответствовать точному значению синусоидальной зависимости для этого значения фазы, то первая из высших гармоник выходного сигнала будет иметь достаточно высокий порядок [4]. Ближайшая из высших гармоник будет иметь номер $k = p-1$, где p — число ступеней синусоиды за один

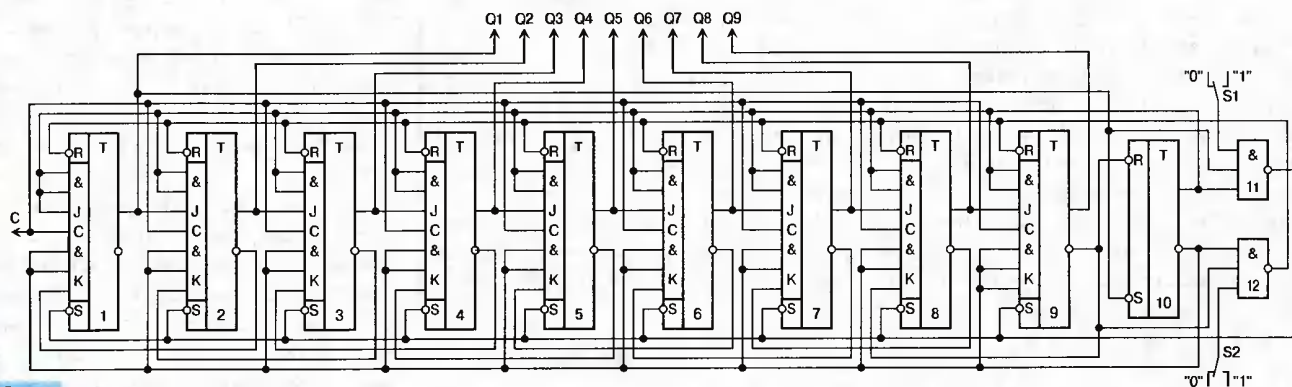


Рис. 3

период. Для нашего случая $p = 36$ и ближайшей из высших гармоник будет 35-я. Это обстоятельство облегчает выделение основной гармоник и снижает требования к фильтрам.

Для формирования ступенек через 10° счетчик должен иметь девять разрядов, порядок его переключения приведен в табл. 2, полный цикл работы составляет 18 тактов.

Счетчик (рис. 3) собран на девяти JK-триггерах (элементы 1—9) K155ТВ1, имеющих по три входа J и три входа K, объединенных по И. Триггеры имеют асинхронные установочные входы R и S. На этих триггерах собран девятиразрядный регистр сдвига. Дополнительный RS-триггер с инверсными входами (элемент 10) применяется для задания направления сдвига. С этой же целью используются еще два элемента 3И-НЕ (элементы 11 и 12). Синхронизирующие импульсы поступают на вход С.

Счетчик позволяет получать различные кодовые последовательности. Линейно нарастающую последовательность получаем при установке S1 в «0», S2 — в «1», при этом триггеры 1—9 последовательно устанавливаются в состояние 1, а затем все одновременно — в 0. Линейно убывающую кодовую последовательность получим при установке S1 в «1», S2 — в «0». Триггеры 1—9 последовательно от последнего к первому устанавливаются в состояние 0, а затем все одновременно — в 1.

Можно получить нарастающе-убывающую кодовую последовательность. Именно этой кодовой последовательности соответствует основной режим работы, используемый в генераторах квазисинусоидальных колебаний (табл. 2).

Рассмотрим этот режим работы. В исходном состоянии триггеры 1—9 находятся в состоянии 0, триггер 10 — в 1. Элементы 3И-НЕ исключаются из работы установкой переключателей S1 и S2 в положение «0». При этом на асинхронные входы R и S триггеров 1—9 поступает лог. 1.

Первый синхронизирующий импульс устанавливает триггер 1 в состояние лог. 1, не изменяя состояния других триггеров. После этого второй JK-триггер регистра сдвига готов к записи лог. 1 по третьему входу J. Второй синхронизирующий импульс устанавливает триггер 2 в состояние лог. 1, а по третьему входу J подготавливает следующий триггер к приему лог. 1. Аналогично с приходом каждого последующего синхронимпульса и в соответствии с табл. 2 происходит

переключение в 1 триггеров регистра сдвига до прихода девятого импульса. С приходом девятого синхронимпульса триггер 9 переходит в лог. 1, при этом RS-триггер устанавливается в 0. У триггера 9 на два входа J теперь поступает лог. 0, а на все три входа K поступает лог. 1. Таким образом, триггер 9 готов к приему лог. 0. Остальные восемь JK-триггеров будут последовательно готовиться к приему лог. 0 путем подачи на первые входы K недостающей лог. 1 при переходе в состояние лог. 0 находящегося справа от него JK-триггера. В этом случае на инверсном выходе JK-триггера появляется лог. 1.

Последний, девятый JK-триггер регистра сдвига переходит в состояние лог. 0 сразу после прихода десятого синхронимпульса. Состояние же других JK-триггеров не изменится. Одиннадцатый синхронимпульс устанавливает восьмой триггер регистра сдвига в состояние лог. 0. Аналогичные переключения происходят в соответствии с кодом табл. 2 до прихода семнадцатого синхронимпульса. Восемнадцатый импульс приводит регистр сдвига в исходное состояние.

С появлением лог. 0 на прямом выходе первого триггера 1 RS-триггер 10 переходит вновь в состояние 1. Ранее к переходу в состояние лог. 1 он был подготовлен по входу R после десятого синхронимпульса лог. 1 на инверсном выходе девятого JK-триггера.

Счетчик Сапельникова-Муфтахова имеет все основания занять место в ряду базовых устройств цифровой и вычислительной техники. Он легко реализуется на стандартных JK-триггерах K155ТВ1 или SN7472.

ЛИТЕРАТУРА:

1. В. Г. Гусев, В. М. Гусев. *Электроника и микропроцессорная техника. Учеб. для вузов. — 3-е изд. — М.: Высш. шк., 2004, с. 679, 680.*
2. Н. А. Ишинбаев, А. М. Муфтахов, В. М. Сапельников. А. С. СССР № 1069170, МКИЗ Н 03К 23/54. *Функциональный счетчик. Оpubл. 23.01.84, Бюлл. № 3.*
3. В. М. Сапельников, В. В. Тарасов, А. М. Муфтахов, А. Д. Максупов. *Цифровой генератор синусоидального сигнала. Приборы и техника эксперимента. — 1985, № 5, с. 93, 94.*
4. В. В. Смеляков. *Цифровая измерительная аппаратура инфранизких частот. — М.: Энергия, 1975, с. 87.*

Валерий Сапельников,
г. Уфа

СПЕКТРАЛЬНЫЙ АНАЛИЗ СИГНАЛА В СРЕДЕ VISUAL DSP++

Наиболее распространенной и актуальной задачей цифровой обработки сигналов является спектральный анализ. Полученный в результате анализа спектр позволяет найти такие важные характеристики сигнала, как частоту и амплитуду гармоник, из которых он состоит. Имея эти данные, можно проводить анализ сигнала на содержание в нем той или иной частоты с определенной амплитудой.

Одним из наиболее распространенных и известных методов получения спектра является метод дискретного преобразования Фурье (ДПФ). Этот метод активно применяется в анализаторах спектра, устройствах обработки звука и изображений, распознавания образов и т. п.

ДПФ позволяет преобразовать N отсчетов сигнала во временной области в N отсчетов спектра в частотной области. Вычисление N отсчетов спектра сигнала с помощью ДПФ производится с помощью следующей формулы:

$$X(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j2\pi nk/N} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \times [\cos(2\pi nk/N) - j \sin(2\pi nk/N)].$$

Здесь $X(k)$ являются искомыми отсчетами спектра сигнала, а $x(n)$ — исходными отсчетами сигнала во временной области. N представляет собой число отсчетов при вычислении ДПФ. В квадратных скобках уравнения присутствуют коэффициенты для действительной и мнимой части.

Рассмотрим очередной пример программы, демонстрирующей реализацию метода дискретного преобразования Фурье для получения спектра сигнала в среде Visual DSP++. Откройте в программном пакете Visual DSP++ очередной проект из каталога C:\ProgramFiles\AnalogDevices\VisualDSP\218x\Examples\Example4 и разверните в нем программу, находящуюся в файле с именем Dft.asm. В ней производится расчет спектра по N отсчетам сигнала с использованием алгоритма дискретного преобразования Фурье. Текст этой программы с переведенными автором статьи комментариями приведен в листинге 1.

Среда разработки VisualDSP++

В этой части публикации рассматривается программный метод спектрального анализа цифрового сигнала на примере программы, выполняемой в среде разработки Visual DSP++.

Листинг 1

```

/*=====
Файл: DFT.ASM Процессор: ADSP-218x Дискретное Преобразование
Фурье (ДПФ)
Эта программа выполняет ДПФ для N точек по формуле:
    N-1
    real(k)+j*imag(k) = SUM input(n)[C - j*S]; k=0 до N-1
    n=0
    где: C=cos(2*pi*k*n/N), S=sin(2*pi*k*n/N), j=sqrt(-1)
=====*/

#define N 64 /* Константа - число входных отсчетов */
#define COS 0x000C1 /* Адрес буфера временных данных COS */
#define SIN 0x000C5 /* Адрес буфера временных данных SIN */

.section/data data1;
.VAR input[N]=»test64.dat»; /* Таблица данных тестируемого
                             /* сигнала */
.VAR real[N]; /* Буфер действительных значений спектра */
.VAR imag[N]; /* Буфер мнимых значений спектра */

.section/pm pm_da;
.VAR sine[N]=»sine64.dat»; /* Таблица данных гармонического */
                             /* сигнала */

.section/pm interrupts;
__reset: JUMP start; rti; rti; rti; /* 0x0000: reset */
rti; rti; rti; rti; /* 0x0004: IRQ2 */
rti; rti; rti; rti; /* 0x0008: IRQ1 */
rti; rti; rti; rti; /* 0x000c: IRQ0 */
rti; rti; rti; rti; /* 0x0010: SPORT0 tx */
rti; rti; rti; rti; /* 0x0014: SPORT1 rx */
rti; rti; rti; rti; /* 0x0018: IRQE */
rti; rti; rti; rti; /* 0x001c: BDMA */
rti; rti; rti; rti; /* 0x0020: SPORT1 tx or IRQ1 */
rti; rti; rti; rti; /* 0x0024: SPORT1 rx or IRQ0 */
rti; rti; rti; rti; /* 0x0028: timer */
rti; rti; rti; rti; /* 0x002c: power down */

.section/pm seg_code; /* Пример установки программы ДПФ */
start:
M1=1;
M2=0;
M7=1;
M5=0;
I0=input;
L0=64; /* Входной буфер циклический */
I1=imag;
L1=0; /* Нециклический буфер Image */

I2=real;
L2=0; /* Нециклический буфер Real */

/*===== Подпрограмма ДПФ =====*/
dft:
I6=sine; /* Указатель на Sine */
L6=64; /* Для N=64 значений */
I7=sine + N/4; /* Получение косинуса из синуса */
L7=64; /* Сдвиг указателя на p1/2 */
/* и использование циклического буфера.*/

I4=COS;
L4=2;
I3=SIN;
L3=2;
I5=0;
L5=0;
CNTR=N; DO outer UNTIL CE;
M6=I5;
DM(I4,M7)=0; DM(I4,M7)=0; /* Очистка буфера временных
                             /* данных COS */
DM(I3,M1)=0; DM(I3,M1)=0; /* Очистка буфера временных
                             /* данных SIN */
CNTR=N; DO calc UNTIL CE;
MX0=DM(I0,M1), MY0=PM(I7,M6); /* Чтение input, COS */
MX1=MX0; /* Копирование input */
MY1=PM(I6,M6); /* Чтение SIN */
MR1=DM(I4,M7); /* Чтение текущего значения COS */
/* и суммирование */
MRO=DM(I4,M7);
MR=MR+MX0+MY0(SS); /* Мульти суммирование COS */
DM(I4,M7)=MR1; /* Запись нового накопленного
                  /* значения COS */
DM(I4,M7)=MRO;
MR1=DM(I3,M1); /* Чтение текущего значения SIN */
/* и суммирование */
MRO=DM(I3,M1);
MR=MR-MX1+MY1(SS); /* Мульти суммирование SIN */
DM(I3,M1)=MR1; /* Запись нового накопленного
                  /* значения SIN */
calc: DM(I3,M1)=MRO;
AR=DM(I4,M5);
DM(I2,M1)=AR; /* Запись результата действующей величины */
AR=DM(I3,M2);
DM(I1,M1)=AR; /* Запись результата мнимой величины */
outer: MODIFY(I5,M7); /* Модификация указателей циклической
                       /* таблицы */
end: IDLE;

```

Как видно из текста программы, в ней используются регистры генераторов адреса DAG для задания указателей на буфер данных тестируемого сигнала, таблицу значений гармонического сигнала, буферы результата и другие вспомогательные буферы. Вычисление значений спектра производится в двух цик-

лах, счетчики которых инициализируются числом отсчетов $N = 64$. Вся программа выполняется за $N \times N$ групп операций. Результат работы программы заносится в выходные буферы действительных значений `real` и мнимых значений `imag` спектра. Для выполнения программы выполните ее трансляцию с помощью клавиши F7, затем установите точку останова на последнем операторе программы и запустите ее с помощью клавиши F5. Через несколько секунд программа выполнит свою работу и остановится. Визуальный просмотр тестируемого сигнала, а также результатов работы программы и других вспомогательных буферов данных можно осуществлять с помощью открытия окна памяти данных процессора, используя для этого команду `Memory->Data`. Кроме того, эти данные можно просматри-

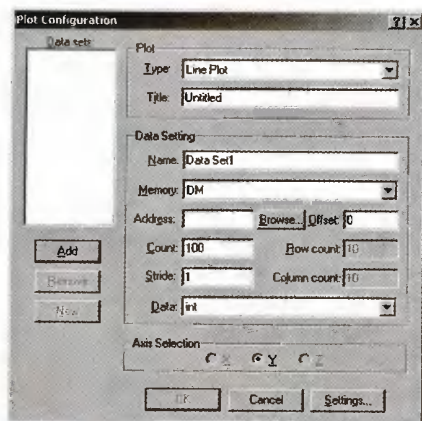


Рис. 1

вать в графическом виде. Для этого необходимо выполнить команду `View->Debug Windows->Plot->New`, при этом откроется окно конфигурации графического построителя Plot Configuration, показанное на рис. 1.

Рассмотрим работу с данным конфигуратором на примере просмотра буфера данных тестируемого сигнала. Оставьте в открывшемся окне конфигуратора без изменений строку `Line Plot` в поле `Type` группы настроек `Plot`. В поле `Title` введите имя графика `Input` или другое схожее по смыслу. В группе `Data Setting` оставьте без изменений имя `Data Set1` в поле `Name` и тип памяти `DM` в поле `Memory`. Нажмите на кнопку `Browse` в поле `Address` и выделите в открывшемся окне `Browse for Symbol` строку с именем `input` (рис. 2), после чего нажмите кнопку `OK`.

В поле смещения данных `Offset` оставьте нулевое значение, а в поле

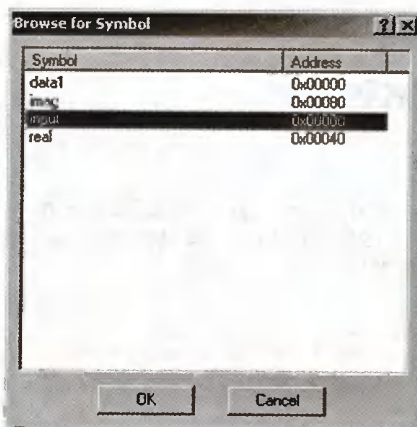


Рис. 2

счетчика `Count` замените значение 100 на 64, что соответствует числу отсчетов в программе. Оставьте шаг сетки в поле `Stride` по умолчанию равным 1, а формат данных в поле `Data` целочисленным `int`. Нажмите на кнопку `Add`, для добавления заданных установок в поле `Data sets` графического построителя. При желании в это поле можно добавить и другие данные для отображения, а затем установить или снять перед соответствующим именем графика флажок для отображения этого графика. Теперь нажмите на кнопку `OK`, после чего в правой части окна `Visual DSP++` отобразится график заданных данных (рис. 3).

Для разворачивания и сворачивания окна графика имеет кнопку

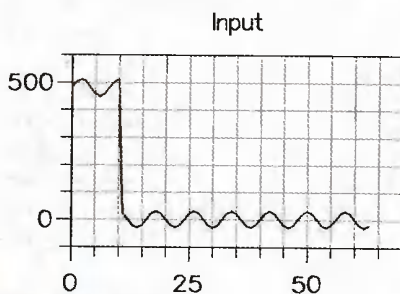


Рис. 3

в виде стрелки. Аналогично можно построить и рассмотреть график, сформированный из буфера синусоидальных значений и хранящихся после выполнения программы в области памяти программ `PM` процессора с именем `sine` (рис. 4).

Данные из буфера синусоидальных значений используются в программе в качестве табличных для гармонического сигнала для расчета коэффициентов при вычислении спектра сигнала.

После выполнения программы результат ее работы будет храниться в буферах с именами `real` и `imag` и также может быть визуально изучен.

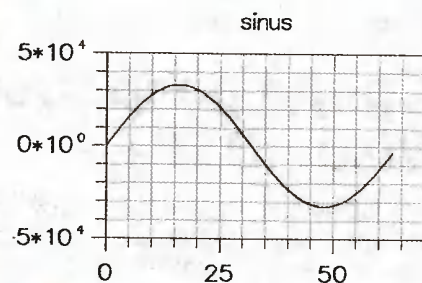


Рис. 4

Встроенный в программный пакет `Visual DSP++` графопостроитель обладает рядом дополнительных функций. Эти функции доступны с помощью контекстного меню (рис. 5), открываемого щелчком правой кнопки мыши на окне графика.

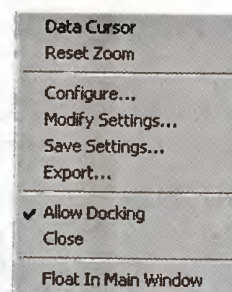


Рис. 5

Первой в этом меню присутствует команда `Data Cursor`, которая позволяет узнать координатное значение любой точки графика при щелчке по нему левой кнопкой мыши. Следующая команда `Reset Zoom` приводит вид графика в исходное состояние. Команда `Configure` вызывает окно конфигурирования графопостроителя, рассмотренное выше. Команда `Modify Setting` вызывает окно установок `Plot Setting` построителя (рис. 6).

Данное окно состоит из пяти закладок и позволяет настроить изоб-

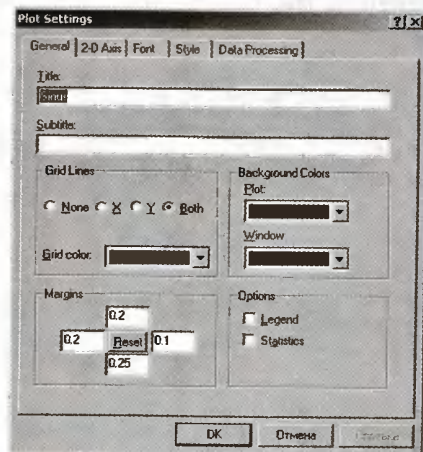


Рис. 6

ражение графопостроителя по вкусу пользователя.

Закладка General (рис. 7) позволяет задать имя Title и вспомогательное имя Subtitle для графика. В группе Grid Lines этой закладки можно задать цвет Grid color и наложение сетки графика по осям X, Y, обоим осям (Both) или их удаление (None). Группа Background Color задает цвет графика Plot и фона окна Window. Группа Margins позволяет изменить масштаб графика или произвести сброс пользовательских установок масштаба с помощью кнопки Reset. Наконец, группа Option позволяет отображать

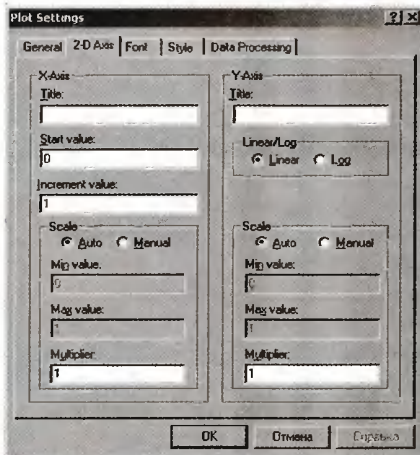


Рис. 7

рядом с графиком его имя и статистические данные с помощью флажков, устанавливаемых в поле Legend and Statistics, соответственно.

Следующая закладка 2-D Axis (рис. 8) позволяет задать имя осей X и Y графика в полях Title, а также начальное значение оси X в поле Start value и ее шаг в поле Increment value.

Для оси Y можно задать линейный или логарифмический вид представления графика с помощью поля Linear/Log. Для обеих осей имеются группы Scale для задания автоматического (Auto) или ручного (Manual) масштабирования осей, при этом параметры Min value и Max value задают соответственно минимальное и максимальное значение по осям ординат, а параметр Multiplier определяет множитель шкалы.

Закладка Font (рис. 8) позволяет задать имя (Font name) цвет (Font color) и размер (Font size) шрифта для отображения надписей на графике.

Очередная закладка Style (рис. 9) конфигурирует линии графика с помощью полей типа линии (Line type), ее ширины (Line width), цвета

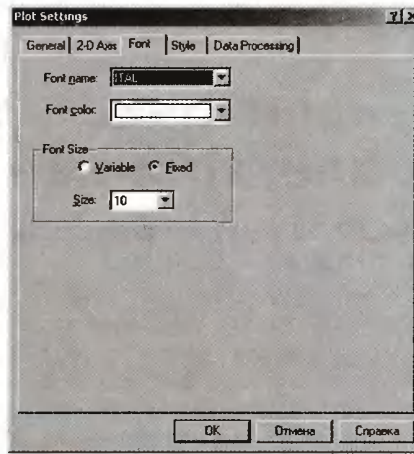


Рис. 8

(Line color) и символов (Symbol) для отображения линии с их размерами (Symbol size).

Наконец последняя закладка Data Processing (рис. 10) позволяет задать для любого графика с именем, выбранным в поле Data Sets, формат его преобразования, определяемого в поле Data Process.

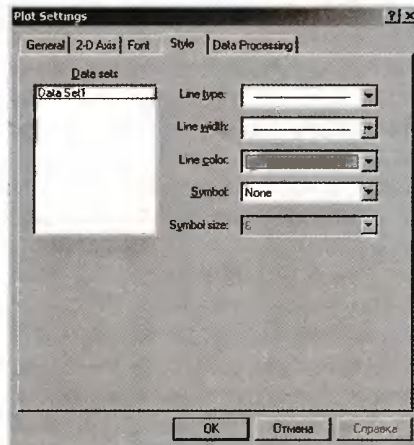


Рис. 9

Допускается отображение графика без преобразования (None), с преобразованием в шкалу децибел (Convert to dB), преобразованием Фурье (FFT Magnitude) или двумерным преобразованием Фурье (2D FFT Magnitude). Кроме того, на этой закладке можно задать частоту преобразования в поле Sample rate и сохранение следов в поле Stored traces. Поле Trigger позволяет задать нарастание (Rising), спад (Falling) и порог запуска (Threshold value) для исследуемого сигнала наподобие установок осциллографа.

Следующая команда Save Settings контекстного меню (рис. 6) позволяет сохранить заданные выше настройки Plot Setting.

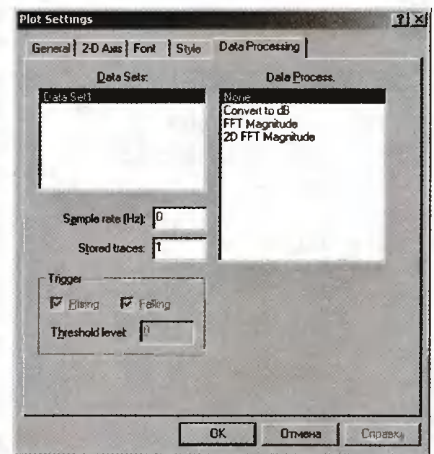


Рис. 10

Очередная команда Export этого же меню вызывает окно Export Plot (рис. 11), которое позволяет задать приемник для экспорта данных графопостроителя.

В качестве такого приемника может быть буфер обмена (Clip Board), файл (File), принтер (Printer) или звуковая карта (Sound Card). При экспорте данных в файл пользователю предоставляется возможность выбрать лю-

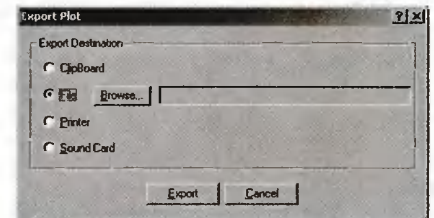


Рис. 11

бой из следующих форматов — jpg, bmp, gif, tif, eps, txt или dat.

Снятие флажка перед командой Allow Docking приводит к преобразованию окна графика в перемещаемое окно.

Щелчок левой кнопкой мыши по графику вызывает цветную рамку, задающую область графика для увеличения. Команда Close контекстного меню закрывает график. Наконец, команда Float In Main Window вызывает перемещение графика в главное окно среды Visual DSP++.

Время вычисления спектра сигнала является основной характеристикой спектрального анализатора. Чем оно меньше, тем производительнее анализатор. Поэтому для ускорения вычисления спектра используют метод быстрого преобразования Фурье (БПФ).

Фактически БПФ является модернизацией ДПФ за счет сокращения

Таблица 1

Число отсчетов N	Число умножений		Коэффициент эффективности
	ДПФ	БПФ	
2	4	1	4
4	16	4	4
8	64	12	5
16	256	32	8
32	1024	80	13
64	4096	192	21
128	16384	448	37
256	65536	1024	64
1024	1048576	5120	205
2048	4194304	11264	372
4096	16777216	24576	683

числа операций умножения и сложения. Это стало возможным благодаря использованию свойств симметрии и периодичности коэффициентов уравнения преобразования, представляющих собой базовые гармонические функции. Если для вычисления N отсчетов спектра сигнала при использовании ДПФ требуется $N \times N$ операций умножения комплексных чисел, то при использовании БПФ число операций сокращается до $(N/2) \log_2(N)$. Эффективность БПФ по сравнению с ДПФ становится существенной, когда число точек увеличивается до нескольких тысяч. В табл. 1 приведено соотношение объема вычислительных затрат при различном объеме входных данных.

При вычислении спектра сигнала методом БПФ используют различные алгоритмы. Алгоритм по основанию 2 (Radix2) разделяет полное вычисление ДПФ на комбинацию двухточечных ДПФ. Каждое двухточечное ДПФ использует базовую операцию умножения с накоплением (так называемую «бабочку»), при этом число точек в БПФ должно быть степенью числа 2. Если число точек является степенью числа 4, то можно использовать алгоритм по основанию 4 (Radix4). Эти алгоритмы хорошо реализуются в программах для сигнальных процессоров, поскольку в них имеются генераторы адреса с бит реверсивной адресацией, предназначенной как раз для реализации подобных алгоритмов.

Продолжение следует

Олег Вальпа,
г. Миасс Челябинской обл.

Продолжение. Начало — № 7/2006

Аналитические расчеты в электронике

МОДЕЛЬ ПОЛЕВОГО ТРАНЗИСТОРА В РЕЖИМЕ МАЛОГО СИГНАЛА

В табл. 2 приведена часто используемая малосигнальная модель полевого транзистора с управляющим p-n переходом, предназначенная для анализа процессов на переменном токе.

Малосигнальная схема замещения содержит семь параметров:

$GAIN = S$ — крутизна,
 R_G — сопротивление затвора,
 R_S — сопротивление истока,
 R_D — сопротивление стока,
 R_{DS} — внутреннее сопротивление транзистора,
 C_{GS} — емкость между затвором и истоком
 C_{GD} — емкость между затвором и стоком.

В примере аналитических расчетов мы будем использовать транзистор КП303В, PSpice модель которого представлена ниже.

```
.model J2P303B NJF(Vto=-0.8137
Beta=2.015m Lambda=17.89m Rs=1
Rd=1
+ Cgs=4.2p Cgd=3.8p Fc=0.5 Pb=1
Is=10f)
```

Построим для него малосигнальную схему замещения, мы также будем стремиться построить малосигналь-

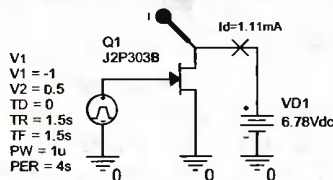


Рис. 11

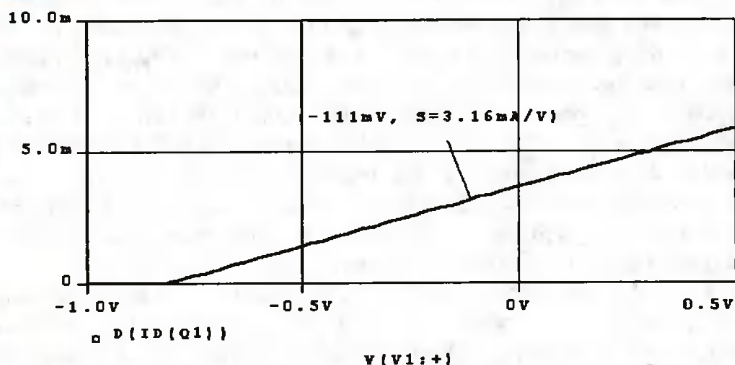


Рис. 12

ный аналог PSpice модели этого транзистора, чтобы иметь возможность проверить аналитические расчеты численным методом. Как мы уже говорили, это весьма удобно.

Найдем крутизну транзистора КП303В при токе стока 1,11 мА ($V_G = -111$ мВ). На рис. 11 показана схема измерения проходной характеристики PSpice модели транзистора КП303В.

После моделирования получим график зависимости тока стока от напряжения на затворе, т. е. проходную характеристику. Крутизна опре-

делится выражением $S = \frac{dI_C}{dV_{зи}}$ при

напряжении $V_{зи} = -111$ мВ (ток стока $I_D = 1,11$ мА). Это можно сделать средствами графического процессора с помощью функции дифференцирования графиков D().

На рис. 12 показан график зависимости крутизны транзистора от напряжения на затворе.

Средствами PSpice определим выходное сопротивление транзистора КП303В. Схема снятия выходной характеристики PSpice модели транзистора КП303В показана на рис. 13.

В результате моделирования мы получим зависимость тока стока транзистора от напряжения стока, которое изменяется в диапазоне 0...20 В. Напряжение на затворе фиксировано и равно -111 мВ, при этом ток стока составит 1,11 мА. Именно в таком режиме транзистор будет использоваться в примере. Чтобы получить график выходного сопротивления, надо средствами графического постпроцессора PSpice построить зависи-

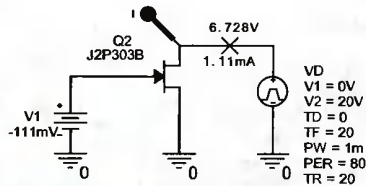


Рис. 13

мость $1/\frac{dI}{dU} = R_{dc}$. Перед запуском

моделирования надо установить время анализа 20 с, величину RELTOL = 0,00001, тогда кривая будет гладкой. По графику зависимости выходного сопротивления от напряжения на стоке, приведенном на рис. 14, видно, что в рабочей области величина R_{DS} примерно постоянна и равна 56,5 кОм.

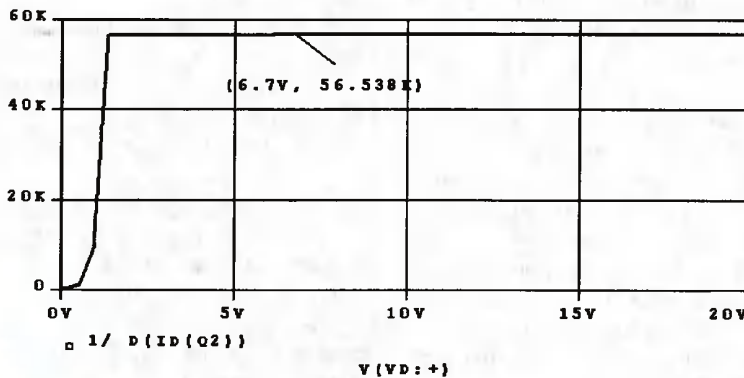


Рис. 14

В эту величину входят также сопротивление R_D и R_S , поэтому для эквивалентной схемы (табл. 2) уточним ее — $R_{DS} = (R_{DS,изм} - R_D - R_S) = 56538 - 1 - 1 = 56536$ Ом. Очевидно, что поправка ничтожна.

Итак, имеем следующий список параметров малосигнальной схемы замещения полевого транзистора КП303В:

GAIN = 0,00316 А/В — крутизна, вычислена по PSpice модели КП303В.

$R_{DS} = 56,536$ кОм — вычислено по PSpice модели КП303В.

$R_D = 1$ Ом, $R_S = 1$ Ом — взяты из описания PSpice модели КП303В.

$C_{GS} = 4$ пФ, $C_{GD} = 1,35$ пФ — средние значения, взятые из справочника.

Как и в случае с биполярным транзистором, некоторые элементы схемы замещения полевого транзистора с управляющим р-п переходом можно безболезненно исключить, например R_D и R_S (конечно, если они действительно малы). R_{DS} также можно исключить (а если чуть уменьшить крутизну, можно добиться

Упрощенные модели ТП

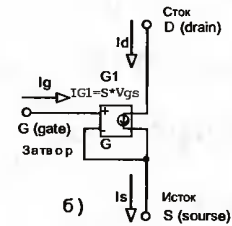
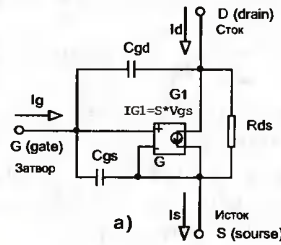


Рис. 15

ся практически полного совпадения результатов аналитического анализа с результатами анализа PSpice). Упрощенные схемы замещения полевого транзистора с управляющим р-п переходом показаны на рис. 15 (а — частотнозависимая; б — идеальная).

жим несколько частотнозависимых линейных моделей ОУ, которые вполне успешно можно использовать в качестве схемы замещения реальных приборов. Они достаточно легко рассчитываются по паспортным данным.

Первая схема замещения, использовавшаяся в ранних версиях программы схемотехнического моделирования Micro-Cap [8], представляет собой три каскадно включенных линейных зависимых источников тока, нагруженных на RC-цепи, отображающие его частотные характеристики (рис. 16).

Токи зависимых источников равны $I_1 = S_1 \times V_{INP}$, $I_2 = S_2 \times V_{R1}$, $I_3 = S_3 \times V_{R2}$, где V_{INP} — напряжение на входе ОУ, V_{R1} и V_{R2} — напряжения на резисторах R_1 и R_2 соответственно. Коэффициенты усиления по напряжению трех звеньев $A_1 = GAIN1 \times R_1$, $A_2 = GAIN2 \times R_2$, $A_3 = GAIN3 \times R_3$ полагаются равными.

Коэффициент передачи ОУ по постоянному току равен $A_0 = A_1 \times A_2 \times A_3$, а передаточная функция:

$$K(s) = \frac{A_0}{(1 + sT_1) \cdot (1 + sT_2)},$$

где $T_1 = \frac{1}{2\pi F_1}$, $T_2 = \frac{1}{2\pi F_2}$, F_1 и F_2 —

частоты первого и второго полюсов.

Внутренние параметры модели операционного усилителя определяются по справочным данным в соответствии со следующими соотношениями:

$$A_1 = A_2 = A_3 = \sqrt[3]{A_0},$$

$$GAIN1 = A_1 / R_1,$$

$$I_1 = GAIN1 \cdot V_{inp},$$

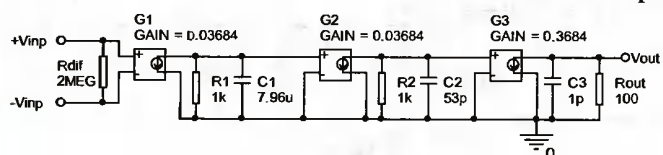


Рис. 16

$$C1 = \frac{1}{2\pi F1 \cdot R1},$$
$$GAIN2 = A2/R2,$$
$$I2 = GAIN2 \cdot Vinp,$$
$$C2 = \frac{1}{2\pi F2 \cdot R2},$$
$$R3 = Rout,$$
$$GAIN3 = A3/R3,$$
$$I3 = GAIN3 \cdot VR2.$$

Часть параметров полагается стандартными — R1 = R2 = 1 кОм, C3 = 1 пФ.

Таким образом, частотнозависимую модель ОУ можно идентифицировать, пользуясь пятью параметрами. В табл. 3 приведены справочные данные на некоторые отечественные ОУ, программа идентификации написана на Maple (листинг 1), параметризованная схема замещения ОУ К140УД6А показана на рис. 16.

Следующие две однополюсные модели (рис. 17) предназначены для изучения основных свойств НОС и ТОС ОУ.

На рис. 17, а представлена модель НОС ОУ (ОУ с обратной связью по

напряжению). Частота доминантного полюса определяется выражением

$$f_d = \frac{1}{2\pi R_c C_c}.$$

для ТОС ОУ (ОУ с обратной связью по току), показана на рис. 17, б, такой усилитель принято называть трансимпедансным. Причина этого в том, что его коэффициент передачи

$$определяется выражением K = \frac{U_{вых}}{I_{ош}}$$

и измеряется в омах [8]. Частота доминантного полюса определяется выражением

$$f_d = \frac{1}{2\pi R_T C_c}.$$

Параметры схем замещения выбраны так, чтобы примерно соответствовать реально существующим ОУ ТНС4001 (рис. 17, а) и ТНС3001 (рис. 17, б).

Последняя схема замещения (рис. 18) соответствует точной частотнозависимой многополюсной модели ТОС ОУ ТНС3001.

Она построена на основе анализа схемотехники, лабораторных измерений и паспортных данных этого ОУ. ОУ этого типа используются в широкой полосе частот и являются быстродействующими, поэтому в уточненной модели отражены верхние частотные полюса, входной и выходной импеданс. Это самая сложная из описанных нами моделей.

Таблица 3

Обозначение	Название	K574УД2А	K140УД18А	K140УД6А
R _{INP}	Входное сопротивление	1.000E+07	1.000E+06	2.000E+06
A0	Усиление при разомкнутой обратной связи	5.000E+04	5.000E+04	5.000E+04
R _{OUT}	Выходное сопротивление	2.000E+02	1.000E+02	8.000E+01
F1	Первый полюс, Гц	2.000E+02	5.000E+01	2.000E+01
F2	Второй полюс, Гц	1.000E+07	2.500E+06	3.000E+06

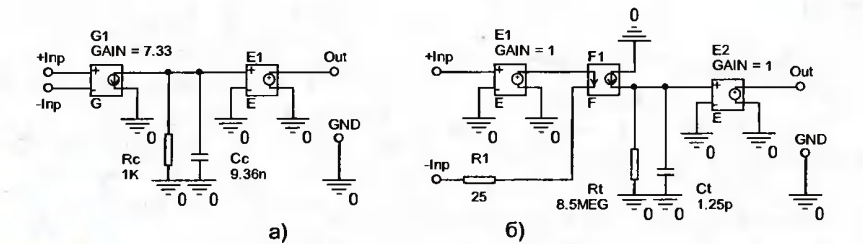


Рис. 17

Листинг 1

```
> restart:
Используя выражения () и (), запишем:
> GAIN1:=A1/R1:
> GAIN2:=A2/R2:
> GAIN3:=A3/Rout:
> C1:=1/(2*Pi*F1*R1):
> C2:=1/(2*Pi*F2*R2):
> A1:=A0^(1/3): A2:=A1: A3:=A1:
Параметры принятые постоянными:
> R1:=1e3:
> R2:=1e3:
> C3:=1e-12:
Ввод паспортных данных ОУ:
> A0:=50e3: # Коэффициент усиления ОУ
на постоянном токе
> F1:=20: # Частота первого полюса
> F2:=3e6: # Частота второго полюса
> Rinp:=2e6: # Дифференциальное входное
сопротивление
> Rout:=100: # Выходное сопротивление
Вывод результатов:
> T1:=evalf(1/(2*Pi*F1)): T2:=evalf(1/
(2*Pi*F2)):
> K(s):=evalf(A0/((1+s*T1)*(1+s*T2)));
K(s):= 50000.
(1.+0.007957747152s)(1.+0.530516476610^-7s)
>GAIN1:=GAIN1; GAIN2:=GAIN2;
GAIN3:=GAIN3; C1:=evalf(C1);
C2:=evalf(C2);
Rinp:=Rinp; Rout:=Rout;
GAIN1:=0.0368403149
GAIN2:=0.0368403149
GAIN3:=0.0368403149
C1:=0.0795775712510^-5
C2:=0.0530516476610^-10
Rinp:=0, 2107
Rout:=100
> # END
```

Основные параметры ОУ ТНС3001

Усиление по постоянному току — 138,5 дБ×Ом = 8,5 МОм.

Доминирующий полюс — около 15 кГц.

Множество верхних частотных полюсов — выше 200 МГц.

Еще раз отметим, что все описанные модели можно использовать не только для символьного, но численного анализа в PSpice. Характерно,

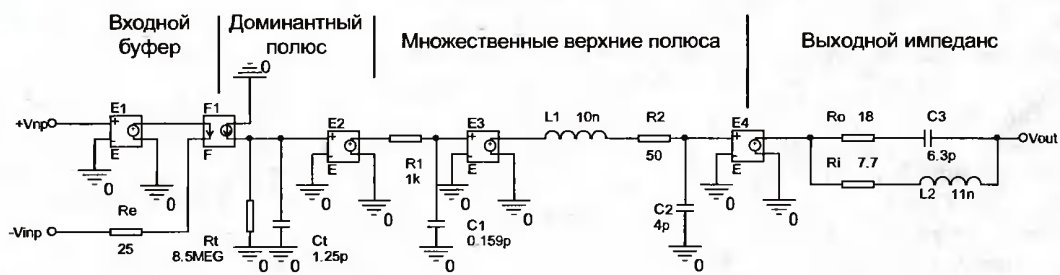


Рис. 18

что рассмотренные здесь модели транзисторов и ОУ легко рассчитываются по паспортным данным и прозрачны для понимания, в этом их достоинство. Конечно, это следствие их простоты. Их можно использовать в PSpice тогда, когда возникают трудности с идентификацией моделей активных приборов средствами PSpice. Используя эти модели для получения аналитических решений, вы имеете возможность контролировать достоверность некоторых из них с помощью PSpice, что весьма удобно. Проверять математические выкладки за машиной вручную просто нереально, но как-то надо. Опыт показывает, что точность получаемых значений в PSpice с помощью графического постпроцессора зависит от выбора параметров моделирования. Например, поиск F_{MAX} при анализе АЧХ в PSpice при разных параметрах моделирования может давать каждый раз разные значения, хотя и близкие. Maple работает гораздо точнее PSpice, поэтому полного совпадения результатов до десятого знака вы не увидите.

ЛИТЕРАТУРА:

4. И. Влах, К. Сингхал. *Машинные методы анализа и проектирования электронных схем.* — М.: Радио и связь, 1988.
5. Б. А. Калабеков, В. Ю. Липидус, В. М. Малафеев. *Методы автоматизированного проектирования электронных схем в технике связи.* — М.: Радио и связь, 1990.
6. О. Петраков. *Поведенческое моделирование в PSpice.* — Схемотехника, 2003, № 3, с. 20—23, № 4, с. 28—30.
7. О. М. Петраков. *Создание аналоговых PSpice моделей радиоэлементов.* Радиософт, 2004.
8. В. Д. Разевиг. *Моделирование аналоговых электронных устройств на персональных ЭВМ.* — М.: Изд-во МЭИ, 1993.

Продолжение следует

Олег Петраков,
г. Москва

Измеритель-регулятор температуры на основе микроконтроллера PIC16F877A фирмы Microchip

Регуляторы температуры с позиционным законом регулирования имеют широкое применение. Они используются в системах кондиционирования воздуха, для охлаждения теплоотводов силовых электронных приборов и т. д. В данной статье рассматривается одна из возможных реализаций такого устройства на однокристальном микроконтроллере фирмы Microchip.

Данное устройство предназначено для измерения и регулирования температуры различных объектов в диапазоне 0...102,4 °C с шагом 0,1 °C. Регулирование температуры осуществляется с помощью коммутации двух нагрузок постоянного или переменного тока в моменты, когда температура объекта становится выше или ниже установленной на величину заданного допустимого отклонения. Индикация измеряемой температуры осуществляется при помощи светодиодных индикаторов, которые можно отключить нажатием одной из трех многофункциональных кнопок. С помощью этих же кнопок устанавливается заданная температура и максимальное допустимое отклонение. Также предусмотрена возможность передачи данных на компьютер по последовательному интерфейсу RS-232 в асинхронном режиме, для чего используется встроенный в микроконтроллер модуль универсального синхронно-асинхронного приемопередатчика USART. Формат передачи данных — стартовый бит, 8 бит данных, один стоповый бит.

Принципиальная схема измерителя-регулятора приведена на рис. 1.

Условно ее можно разделить на несколько функциональных блоков — блок стабилизации напряжения, блок формирования опорного напряжения встроенного АЦП микроконтроллера, микроконтроллер PIC16F877A, блоки индикации и управления нагрузкой, многофункциональные кнопки и преобразователь уровней напряжения, последний необходим для формирования логических уровней RS-232.

Стабилизатор напряжения построен на интегральных микросхемах

DA1 и DA2. Первая, более мощная, служит для питания всех блоков устройства, вторая применяется только для формирования опорного напряжения АЦП. Такое построение исключает погрешности измерения температуры, которые могут возникнуть при возрастании потребляемого тока. Такая ситуация имеет место при коммутации реле.

Используемый датчик температуры ВК1 LM335A представляет собой аналог термочувствительного полупроводникового стабилитрона. Падение напряжения на нем имеет линейную зависимость от температуры и определяется по следующей формуле:

$$U = 10T \text{ мВ,}$$

где T — температура датчика в градусах Кельвина.

Таким образом, для измерения температуры в интервале 0...102,4 °C с шагом 0,1 °C необходим десятиразрядный АЦП с верхним и нижним опорными напряжениями 3,754 В и 2,73 В соответственно. Формирователь опорных напряжений построен на резистивном делителе R4R5R7R12R13. Выводы микроконтроллера RA3 и RA2 программно конфигурируются как входы опорного напряжения.

Несмотря на то, что выходы микроконтроллера достаточно мощные, чтобы напрямую управлять светодиодными индикаторами, в данном устройстве управление осуществляется с помощью специализированных микросхем DD2—DD5 типа KP514ИД2. Это защищает порты микроконтроллера и немного упрощает написание программы, так

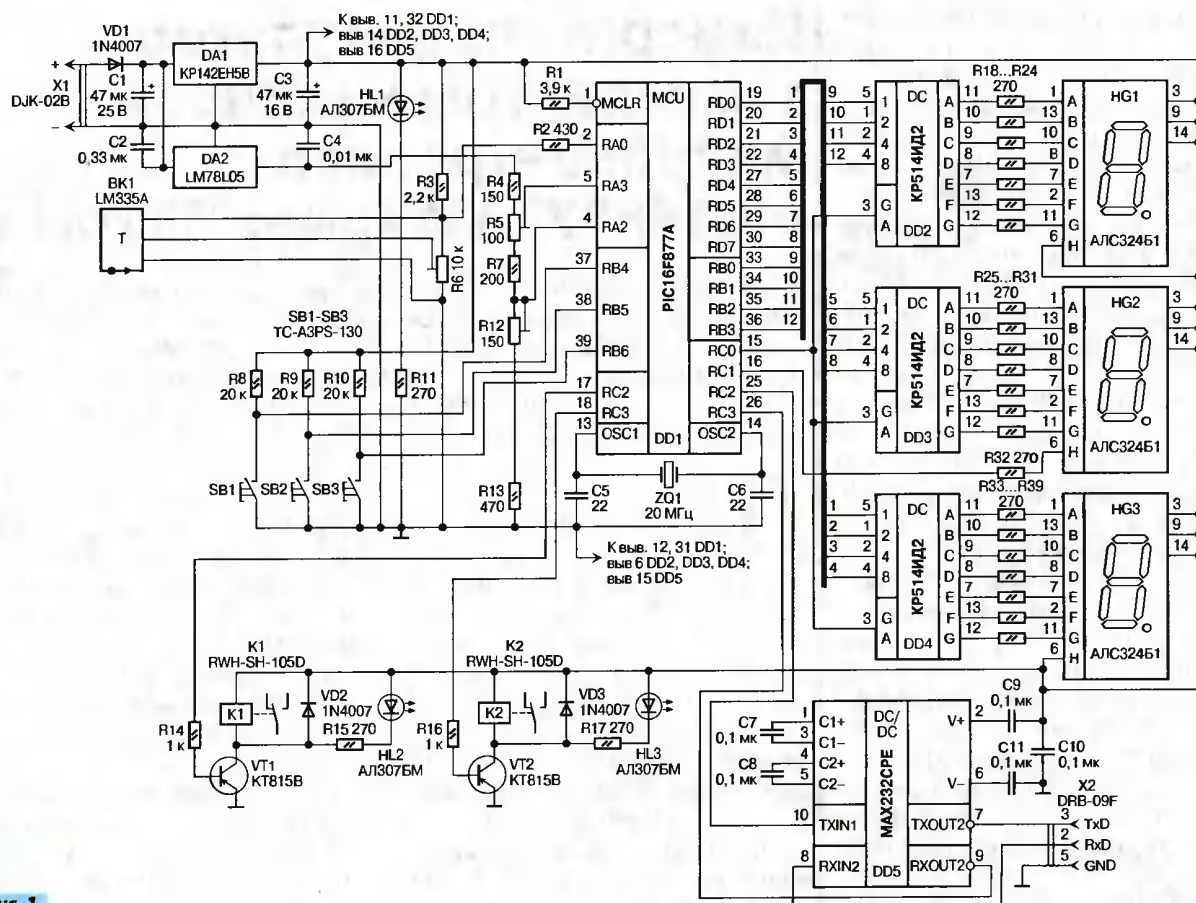


Рис. 1

как при этом не требуется перевод двоично-десятичных чисел в коды семисегментного индикатора.

Блоки управления электромагнитными реле построены по типовой схеме с защитными диодами VD2 и VD3. Светодиоды HL2 и HL3 показывают, какое реле в данный момент находится во включенном состоянии.

Управляющие кнопки SB1 — SB3 имеют следующее назначение:

- SB3 переключает режимы работы прибора — измерение-регулирование, установка заданной температуры, установка максимального допустимого отклонения температуры.
- SB2 увеличивает на 0,1 °C значение температуры в режиме установки и включает индикаторы в режиме измерения-регулирования.
- SB1 уменьшает на 0,1 °C значение температуры в режиме установки и выключает индикаторы в режиме измерения-регулирования.

Реакция на нажатие кнопки происходит на уровне аппаратных прерываний микроконтроллера, что гарантирует отработку каждого нажатия. Подобранные опытным

путем временные задержки в процедуре обработки прерываний позволяют исключить влияние дребезга контактов.

Преобразователь уровней напряжения TTL/RS-232 построен на микросхеме DD5 MAX232CPE. Номиналы конденсаторов C7—C11 выбраны в соответствии с документацией на микросхему.

Устройство собрано на печатной плате, изготовленной из двусторонне фольгированного стеклотекстолита. Чертеж печатной платы и расположение элементов на ней приведены на рис. 2 и 3 соответственно.

Все постоянные резисторы — МЛТ-0,125, подстроечные R5, R12 — СП4-1 или любые другие, R6 — СП5-14 или другой многооборотный. Конденсаторы C1, C3 — оксидные К50-35. Микросхему KP142EH5B необходимо установить на теплоотвод, в данном случае применен импортный FK301A.

Правильно собранное устройство нуждается в минимальной настройке. С помощью эталонного термометра и подстроечного резистора R6 необходимо произвести калибровку датчика, установив при 25 °C напряжение 2,98 В на его

крайних выводах. Этого можно не делать, исключив резистор R6, но при этом погрешность измерения возрастет до 1 °C на границах рабочего диапазона температур. После этого устанавливают указанные ранее опорные напряжения АЦП, измеряемые на выводах 5 и 4 микроконтроллера.

Прошивка микроконтроллера приведена в табл. 1.

Для корректной работы устройства при ее записи необходимо установить слово конфигурации микроконтроллера:

Oscillator — HS
WDT — OFF
PWRT — ON
BODEN — ON
LVP — OFF
CPD — ON
CP — ON
DEBUGGER — OFF

Программа верхнего уровня для отображения измеряемой температуры, состояния реле и параметров регулятора написана в среде Borland Delphi 6. Текст ее основного модуля можно найти на сайте журнала по адресу www.dian.ru/programs.

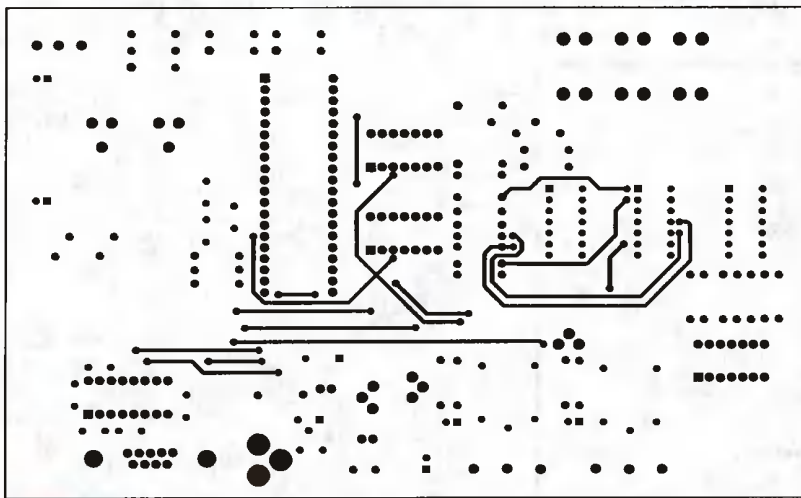
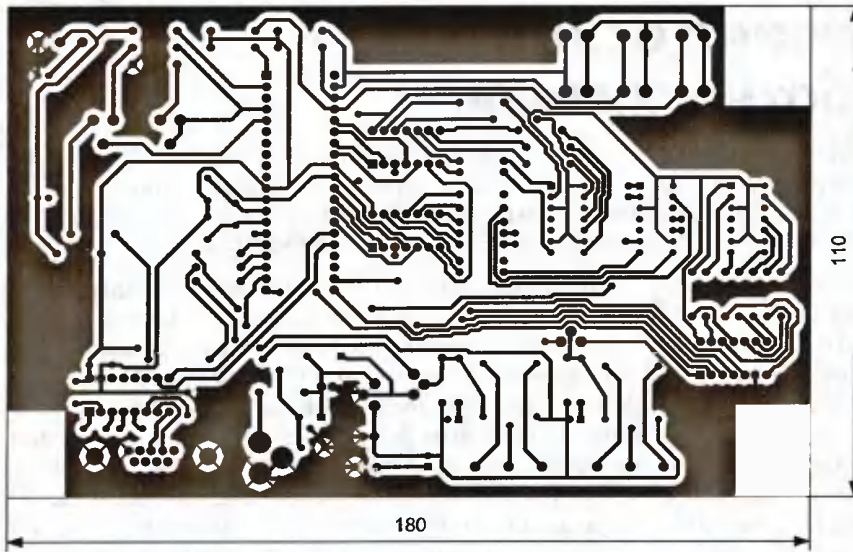


Рис. 2

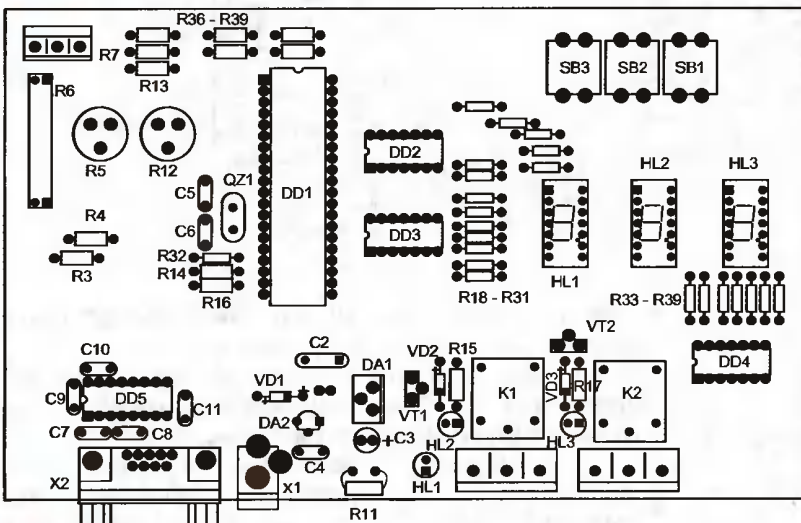


Рис. 3

ЛИТЕРАТУРА:

1. К. Тавернье. PIC-микроконтроллеры. Практика применения. Пер. с фр. — М.: ДМК Пресс, 2004.

2. <http://www.national.com/ds.cgi/LM/LM135.pdf>.

3. <http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/30292c.pdf>.

Таблица 1

```
:020000040000FA
:0400000000002329B0
:08000800F000030EF100F10EFF
:1000100831203133208C039031D1028031411285A
:1000200003100608B3000B10331F7A28831E2A28CA
:10003000331A7C28321827288218212BAD038320D0
:1000400030280A30AC02031CAB0383204C28071075
:1000500087147C2832187728B2184728AD0A8320E5
:10006000031783168C183228831202308D00031375
:100070002D0803178C0083168C130C1555308D003A
:10008000AA308D008C140C11831203137C280A30C3
:10009000AC070318AB0A8320031783168C184E286D
:1000A000831201308D0003132C0803178C00831674
:1000B0008C130C1555308D00AA308D008C140C114A
:1000C000031783168C186228831200308D000313E7
:1000D0002B0803178C0083168C130C1555308D00DC
:1000E000AA308D008C140C11831203137C28871006
:1000F00007147C28B20D7C285030FD027108830045
:10010000F00E700E090083120313AE01AF012C082C
:100110002D07AE000318AF0A2B08AF07B101B001DD
:100120002D082C02B1002B08B000031CB0030800FE
:1001300083168F309F0088018701703086008312FC
:10014000880186010130870081309F008B018B156B
:100150008C0183168C0118154030990018128312F7
:100160009817831698160317831202308D00831692
:100170008C130C1483120C080313AD0003178312A5
:100180001308D0083168C130C1483120C0803139A
:10019000AC000317831200308D0083168C130C14EF
:1001A00083120C080313AB000130AA004930B200DF
:1001B0008320090003101030A000A01A501A601AE
:1001C000A30DA20DA60DA50DA40DA00BE8280034CB
:1001D00026308400F22025308400F2202430840070
:1001E000F220E02803300007A100A1198000303080
:1001F0000007A100A11B8000003483120313A90093
:10020000A800A700A70B0229A80B0129A90B002908
:1002100008008312071187150230AA000800831214
:10022000871107150430AA0008008312031337084A
:10023000B5070318B40A3608B40708008711071178
:10024000130AA0008009820321CA0290830B8000C
:10025000B401B5010A30FD201F151F192D291E08F4
:10026000B60083161E088312B7001521B80B2A2981
:1002700003103510B5103511B40CB50CB40CB50C19
:10028000B40CB50CB8132F083402031C5129031D29
:10029000050292E083502031C5129031D50295129CC
:1002A0000921831234083002031C6129031D6029CF
:1002B000350883123102031C6129031D602961295D
:1002C0000F212B083402031C7229031D6B292C08F3
:1002D0003502031C722983122A187929AA18792950
:1002E0001E21792983122A187929AA1C79291E210D
:1002F000792983128B173408A2003508A300DA206D
:1003000026088800250886008B1383122C08990084
:100310002B080C1E892999002D080C1E8D29990087
:1003200035080C1E9129990034080C1E9529990056
:100330002A080C1E992999008B175030FD2024297A
:10034000B21CAD2983122B08A2002C08A300DA20CE
:100350002608880025088600242983122D08A3007A
:0E036000A201DA20260888002508860024293C
:00000001FF
```

Евгений Трищечкин,
г. Новочеркасск

Модуль для изучения основ цифровой обработки сигналов

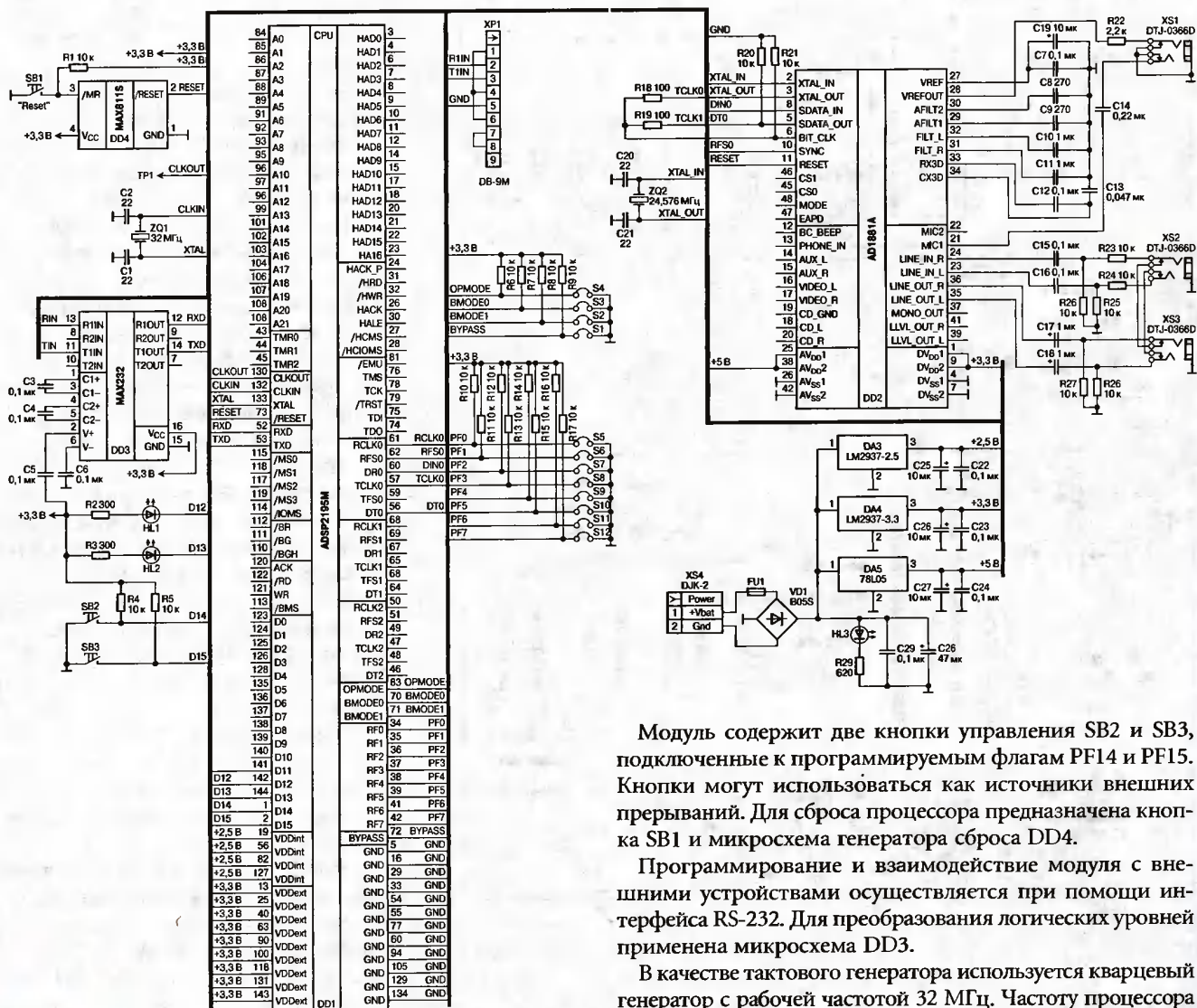
В большинстве случаев при изучении алгоритмов ЦОС используются математические пакеты. При этом обычно не учитывается быстродействие системы, объем используемой памяти, компактность кода и множество других факторов, влияющих на реальную работу. Для изучения особенностей, связанных с разработкой алгоритмов ЦОС реальной системы, предлагается использовать описываемый модуль.

Принципиальная схема модуля приведена на рис. 1. Модуль содержит следующие функциональные узлы — сигнальный процессор DD1, аудиокодек DD2, кнопки управления SB1—SB3, светодиоды HL1—HL3, преобразователь уровней RS-232 DD3, блок питания, нуль-модемный кабель.

Основу лабораторного модуля составляет сигнальный процессор ADSP-2195M [1] фирмы Analog Devices. Максимальная производительность процессора — 160 MIPS при тактовой частоте 160 МГц. Процессор содержит в своем составе память и периферийные устройства, что упрощает разработку.

Аудиокодек стандарта AC97 подключен к синхронному последовательному порту процессора. Аудиовходы и выходы кодака, а именно линейный выход, линейный вход и вход микрофона подключены к соответствующим разъемам. Если в гнезда разъемов линейного входа и выхода не вставлены штекеры, вход будет замкнут на выход. Для работы с линейным выходом необходим внешний усилитель.

К порту ввода/вывода процессора подключены две кнопки и два светодиода. Нагрузочной способности порта процессора достаточно для непосредственного управления светодиодами, оно осуществляется через программируемые флаги PF12 и PF13.



Модуль содержит две кнопки управления SB2 и SB3, подключенные к программируемым флагам PF14 и PF15. Кнопки могут использоваться как источники внешних прерываний. Для сброса процессора предназначена кнопка SB1 и микросхема генератора сброса DD4.

Программирование и взаимодействие модуля с внешними устройствами осуществляется при помощи интерфейса RS-232. Для преобразования логических уровней применена микросхема DD3.

В качестве тактового генератора используется кварцевый генератор с рабочей частотой 32 МГц. Частоту процессора можно задать при помощи набора переключателей S5—S12, а

Рис. 1

также S1. При установленной переключке S1 процессор работает на частоте, определяемой положением S5—S12, при всех снятых — на частоте кварцевого резонатора. Частоту процессора можно также изменять программно в процессе работы.

Вторичный источник питания модуля состоит из преобразователя FU1, диодного моста VD1, фильтрующих конденсаторов C22—C27 и трех линейных стабилизаторов DA3—DA5. Для того, чтобы можно было использовать блок питания с любой полярностью напряжения на разъеме, на плате установлен диодный мост VD1. Линейные стабилизаторы обеспечивают напряжения, необходимые для работы процессора, аудиокодека и преобразователя уровней RS-232, а именно — 2,5, 3,3 и 5 В.

Все узлы модуля, за исключением внешнего источника питания, размещаются на плате из стеклотекстолита, фольгированного с двух сторон. Компоненты в основном размещены с одной стороны печатной платы. Линейные стабилизаторы устанавливаются прямо на плату. Если процессор будет работать на частоте 32...40 МГц, то в качестве теплоотвода вполне достаточно использование фольгированной поверхности стеклотекстолита.

Предлагаемый модуль можно использовать для изучения как программных, используемых для разработки программ для процессора, так и аппаратных средств, входящих в состав стенда.

Модуль позволяет изучать простейшие приемы программирования, способы представления данных в памяти и алгоритмы их обработки, применять алгоритмы непосредственно к обработке звука. Кроме того, область применения стенда не ограничивается ЦОС, с его помощью можно успешно изучать микропроцессорную технику.

Теперь опишем процесс создания простой программы, позволяющей отслеживать нажатие кнопок SB2 и SB3, включать и выключать нажатием кнопок светодиод HL1, а также сообщать о проделанных действиях через последовательный порт.

Для начала установим среду разработки VisualDSP++ v3.5. Скачать пробную 30-дневную версию программы можно на сайте разработчика www.analog.com, а также на некоторых сайтах, посвященных ЦОС. Наверное, не стоит подробно описывать процесс установки (можно посмотреть статью в журнале «Схемотехника», 2006, № 6), перейдем сразу к созданию проекта и написанию программы.

Запустим среду разработки — Пуск\Программы\Analog Devices\VisualDSP++ 3.5 for 16-bit Processors\VisualDSP++ Environment.

Программа предложит создать новую сессию. Устанавливаем следующие значения полей.

Debug target — ADSP-219x Family Simulator.

Platform — ADSP-2195(Single) Simulator.

Session name — например, ADSP-2195 simulator.

Processor — ADSP-2195.

Подтверждаем, после этого откроется главное окно программы.

Создаем новый проект, пункт меню — Project/new, вводим имя проекта, например, first_project. Откроется окно свойств проекта, изменяем project/target/type на Loader File, потом переходим на вкладку Load, устанавливаем следующие значения:

Category — UART boot.

Format — BINARY.

Output file — myprog.ldr.

Значения остальных полей не изменяем. Подтверждаем изменения, закрываем окно свойств проекта. Появится окно с вопросом о поддержке VisualDSP++ kernel, отвечаем «нет».

Проект создан, теперь создадим новый файл. В меню выбираем пункт file/new, после этого file/save as, вводим имя файла first_project.c. Теперь добавим его к проекту, для этого в окне проектов нажимаем правой кнопкой мыши на Source files, выбираем Add file(s) to folder и выбираем наш first_project.c. Переходим на окно редактирования, вводим программный код. Приведем фрагмент кода, отвечающий за обработку нажатия кнопок и управление светодиодами:

```
void main(void)
{
    io_init(); // инициализация ввода/вывода (светодиодов и кнопок)
    init_uart(); // инициализация последовательного порта
    while(1) // бесконечный цикл
    {
        sysreg_write (sysreg_IOPG, General_Purpose_IO);
        // выбрать страницу памяти порта ввода/вывода
        k = io_space_read(FLAGS);
        // прочитав состояние порта ввода/вывода
        if ((k & but1) != but1) // если нажата кнопка 1
        {
            send_string("Button 1");// послать в порт строку
            led1_control(1); // зажечь светодиод
        }
        if ((k & but2) != but2) // если нажата кнопка 2
        {
            send_string("Button 2");// послать в порт строку
            led1_control(0); // погасить светодиод
        }
    }
}
```

Сохраняем файл, для компиляции проекта и генерации загрузочного файла нажимаем F7. Если все в порядке, то во вкладке output window/build будет написано «Build completed successfully».

Теперь нужно загрузить полученную программу в процессор стенда. Процессор поддерживает загрузку через последовательный порт. К сожалению, среда разработки не содержит утилиту, позволяющую загрузить процессор через последовательный порт, поэтому нужно написать свою.

Процесс загрузки можно осуществить следующим образом — сразу после сброса процессор переходит в режим определения скорости порта, ожидая начало загрузки. В этот момент утилита передает в порт символ 0xAA и ожидает ответ от процессора. Как только символ получен, процессор посылает в ответ строку «OK» и переходит в режим приема программы. Утилита побайтно отсылает программу и завершает работу. После окончания пере-сылки процессор начинает выполнять программу.

ЛИТЕРАТУРА:

1. DSP Microcomputer ADSP-2195 Preliminary Technical Data. Analog Devices 2001.

Александр Поликарпов,
г. Смоленск.

Мощный двухканальный термостабилизатор

В статье описан терморегулятор, рассчитанный на работу с нагревателями повышенной мощности для применения в промышленности.

Предлагаемый термостабилизатор (ТС) разрабатывался как регулирующее устройство для обогревательных плит вулканизационного пресса, и это обусловило ряд специфических требований к его конструкции. Во-первых, не предъявлялось высоких требований к поддержанию стабильной температуры на обогревательных плитах, т. к. технологический процесс допускает отклонение этого параметра от заданных значений в пределах $\pm 3^\circ\text{C}$. Во-вторых, из-за значительной потребляемой мощности (до 8 кВт) и большого протекающего в его цепях тока (до 20 А) особое внимание было уделено вопросам выбора коммутирующих элементов. Применяемые в стандартных прессах регулирующие устройства релейного типа характеризуются низкой долговечностью вследствие быстрого выхода из строя подвижных контактных групп, поэтому наше внимание привлек хорошо зарекомендовавший себя бесконтактный ТС на основе симистора [1], схема которого положена в основу предлагаемой конструкции. Однако рекомендуемые в этом ТС датчики на основе терморезисторов типа ММТ-4 или КМТ для рассматриваемых целей не подходят, т. к. вулканизация большинства резинотехнических изделий протекает при повышенных температурах ($140\ldots 160^\circ\text{C}$). Поэтому в нашей конструкции использовался металлический (платиновый) термодатчик ТСП с номинальным сопротивлением 50 Ом, что потребовало корректировки исходной схемы (рис. 1).

Учитывая положительный ТКС и низкое значение сопротивления этого датчика конструкция термочувствительного моста была изменена — датчик был установлен в верхнее плечо, а в нижнем плече использовался проволочный резистор ПЭВ-15 с номинальным сопротивлением 100 Ом (R_4), что позволило уменьшить влияние его саморазогрева на температурный баланс. С этой же целью в правой части моста использовались резисторы на мощность 2 Вт.

Для того, чтобы верхнее положение движка переменного резистора R_6 соответствовало минимальной температуре, а нижнее — максимальной, были определены сопротивления терморезистора при температуре 100°C (R') и 160°C (R''). Далее был найден минимальный $K_{\text{MIN}} = R'/R_4$ и максимальный $K_{\text{MAX}} = R''/R_4$ коэффициенты передачи делителя и определены значения сопротивлений резисторов R_5 и R_7 при заданном значении сопротивления переменного резистора R_6 (47 Ом).

$$R_7 = R_6(K_{\text{MIN}} + 1)/(K_{\text{MAX}} - K_{\text{MIN}});$$

$$R_5 = R_7 \cdot K_{\text{MAX}} - R_6.$$

Использование сравнительно низкоомных резисторов в левой части термочувствительного моста привело к резкому возрастанию потребляемого тока. В этой связи пришлось отказаться от маломощного источника питания на основе гасящего конденсатора [2] и использовать обычный стабилизированный блок питания на микросхеме DA1.

В подобных ТС нужную температуру выставляют чаще по специальной шкале, которую получают в процессе градуировки переменного резистора R_6 . Это достаточно длительный и трудоемкий процесс, поэтому было решено отказаться от традиционного метода и качестве контрольного прибора использовать высокочувствительный микроамперметр PA1, который вместе с переменным резистором R_{12} (рис. 2) подключается к мосту в точках с и d. За счет достаточно высокого внутреннего сопротивления микроамперметра и сопротивления добавочного резистора эта цепь практически не влияет на сопротивление низкоомного резистора R_6 . В тоже время каждому промежуточному положению движка указанного резистора соответствуют вполне определенные показания прибора PA1. В частности при верхнем положении движка, соответствующему минимальной температуре, эти показания всегда будут иметь нулевые значения, а в нижнем положении стрелка будет отклоняться на всю шкалу.

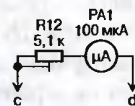


Рис. 2

Поскольку ТС должен управлять двумя нагревателями, была изменена схема подключения элементов DD1.3 и DD1.4. В предлагаемом варианте в отличие от [1] импульсы положительной полярности с цепочки C4R9 подаются одновременно на выводы 8 и 12, а сигнал с выхода ОУ DA2 также одновременно поступает на выводы 9 и 13 этих элементов. За счет этого при разбалансе термочувствительного моста будут открываться оба симистора — VS1 и VS2 и, соответственно, подключать свои нагрузки к сети. Принцип действия управляющей части ТС достаточно подробно описан в [1].

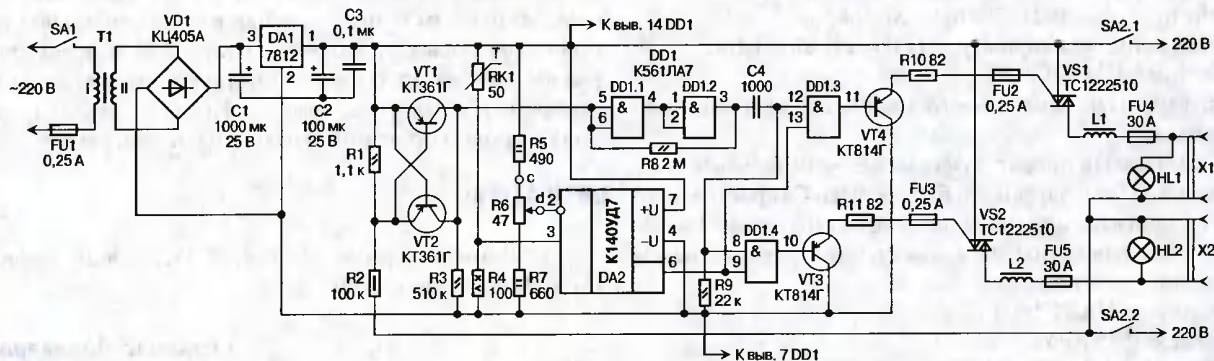


Рис. 1

Индикаторами включения нагрузок являются маломощные лампочки накаливания — HL1 и HL2. Для защиты симисторов от случайных замыканий и ошибок при монтаже в их управляющую цепь включены предохранители FU2 и FU3. Внешняя нагрузка подключена через плавкие предохранители FU4 и FU5. С целью снижения помех используются дроссели L1 и L2.

Все элементы ТС, кроме трансформатора T1, симисторов VS1 и VS2, дросселей L1 и L2, предохранителей FU4 и FU5 и выходных гнезд X1 и X2, смонтированы на печатной плате размерами 100×60 мм из фольгированного с одной стороны стеклотекстолита. За основу которой взята плата из [1]. На плате следует убрать разводку под прежний источник питания и выполнить новую в соответствии с рис. 1. Также следует предусмотреть место под теплоотвод для микросхемы DA1 площадью не менее 10 см². На плате следует изменить соединение выводов элементов DD1.3 и DD1.4, а также разместить дополнительный транзистор VT4, резисторы R10, R11 и предохранители FU2 и FU3.

В качестве T1 можно использовать трансформатор, имеющий вторичную обмотку с выходным напряжением 12...14 В. Диодный мост VD1 можно заменить любым, обеспечивающим необходимый ток нагрузки (до 100 мА), а стабилизатор — на KP142ЕН8Б или аналогичный. Конденсаторы C1 и C2 — К50-6, остальные — КМ-5. Постоянные резисторы — МЛТ. Переменный резистор R6 — ППЗ-11, подстроечный R12 — многооборотный СП5-3В. Микросхему K561ЛА7 можно заменить на K176ЛА7 или KP1561ЛА7, а DA2 — на KP140УД7, K140УД6, KP140УД6. Транзисторы VT1 и VT2 — любые кремниевые маломощные структуры p-n-p, транзисторы VT3 и VT4 — средней или большой мощности такой же структуры с допустимым коллекторным током 150 мА.

Для установки нужной температуры использован микроамперметр M24 чувствительностью 100 мкА класса точности 1,0 с сопротивлением головки 705 Ом. Можно применить другие с длиной шкалы не менее 80 мм.

Выключатель SA1 — MT1 или любой другой. Выключатель SA2 должен быть рассчитан на коммутацию тока не менее 40 А. Как показала практика, для этих целей весьма эффективно применять мощные промышленные



Рис. 3

реле на 220 В с кнопочным управлением, контакты которых могут быть объединены в отдельные группы и коммутировать требуемый ток.

Дроссели L1 и L2 содержат 90 витков и наматываются в три слоя проводом ПЭВ-2 диаметром 2 мм на оправке диаметром 10 и длиной 65 мм, после этого витки фиксируют эпоксидным клеем. На монтажной плате дроссели следует располагать как можно дальше от управляющих цепей. Если помехи со стороны регулятора не будут оказывать влияния на окружающую аппаратуру, дроссели можно исключить. Симисторы VS1 и VS2 закреплены на индивидуальных радиаторах площадью не менее 500 см². Для уменьшения габаритов ТС и отвода излишков тепла рекомендуется использовать для обдува радиаторов вентиляторы на 12 В, питаемые в блоках питания компьютеров.

Конструктивное исполнение ТС может быть любым с учетом вкусов и возможностей изготовителя. На переднюю панель следует вынести регулирующий резистор R6, прибор PA1, выключатели SA1, SA2, индикаторы HL1 и HL2. Также следует уделить особое внимание охлаждению теплоотводов, силовым цепям и электробезопасности, поскольку элементы блока управления, симисторы и дроссели находятся под напряжением сети.

Термостабилизатор, собранный из заведомо исправных деталей, работает сразу. Необходимо лишь при заданных номиналах резисторов RK1, R4 и R6 по приведенным выше выражениям определить номиналы сопротивлений резисторов R5, R7 и подобрать их с точностью ±1 %. При включенном в сеть ТС следует перевести движок резистора R6 в нижнее по схеме положение и при помощи подстроечного резистора R12 выставить стрелку прибора PA1 на последнее деление шкалы. В этом случае

шкала прибора будет охватывать весь диапазон температур — 100...160 °С. Как показал эксперимент, в указанном интервале сопротивление терморезистора изменяется по линейному закону, и поэтому шкала прибора получается линейной, что весьма удобно при эксплуатации. Для уменьшения влияния наводок провода, соединяющие терморезистор с платой, следует поместить в экран.

При необходимости температурный диапазон может быть смещен в область как более низких, так и более высоких температур до 250 °С за счет подбора элементов моста.

Длительный опыт эксплуатации этого прибора в отмеченных выше условиях показал его высокую эффективность. Однако в процессе эксплуатации были выявлены и некоторые особенности. В частности, было установлено, что при включении ТС в сеть и разогреве вулканизационных плит вначале температура превышает установленное значение на 8...10 °С, что обусловлено тепловой инерцией вулканизационных плит и саморазогревом элементов термочувствительного моста. Однако в течение последующих 10...15 мин температура снижается до требуемого значения и ТС входит в рабочий режим. Это обстоятельство необходимо учитывать при налаживании и регулировке прибора.

На рис. 3 показана панель управления термостабилизатора.

ЛИТЕРАТУРА:

1. С. Бирюков. Симисторный термостабилизатор. — Радио, 1998, № 4, с. 50, 51.
2. С. Бирюков. Симисторные регуляторы мощности. — Радио, 1996, № 1, с. 44—46.

Виктор Сербин,
г. Ставрополь

Схемотехника трехфазных многотарифных электронных счетчиков

В последнее время в нашей стране уделяется повышенное внимание коммерческому контролю расхода энергоресурсов. Из-за постоянного повышения тарифов появляется необходимость точного измерения расхода различных видов энергоресурсов, в том числе и электроэнергии. На смену устаревшим индукционным счетчикам электрической энергии приходят электронные приборы. Даже в бытовом секторе сейчас устанавливают однофазные электронные двухтарифные счетчики. В секторе коммерческого учета электроэнергии трехфазные электронные счетчики тем более необходимы. С учетом того, что они имеют более высокую точность измерений расходуемой электроэнергии, электронные счетчики обладают целым рядом преимуществ. На их основе строятся все современные автоматизированные системы коммерческого и технического учета электроэнергии (АСКУЭ). Электросчетчики позволяют контролировать множество параметров качества электросети. Во многих случаях такая дополнительная информация необходима как предприятиям, генерирующим электроэнергию, так и ее потребителям.

Данная статья предназначена для организаций, работающих в области высоких технологий, которые хотят выйти на рынок разработки и производства собственных приборов учета электрической энергии. Рынок энергетического оборудования в России не насыщен цифровыми счетчиками, а разрабатываемая серия приборов достаточно конкурентна как на российском, так и на зарубежном рынке. Этому способствует быстрое продвижение информационных технологий в область коммерческого учета электроэнергии. Как правило, при накоплении опыта в разработке приборов контроля расхода электроэнергии, многие продолжают развивать линейку измерительных приборов для учета тепловой энергии, воды, газа и других энергоресурсов. На территории России, ближнего и дальнего зарубежья имеется большое количество потенциальных покупателей цифровых счетчиков, поскольку их применение может принести ощутимую прибыль при незначительных капиталовложениях.

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

В настоящее время поставка приборов учета электроэнергии является достаточно прибыльным и перспективным бизнесом. Стоимость качественных счетчиков отечественного производства около \$700. В нашей стране выпускается несколько марок хороших электросчетчиков, тем не менее, часто предпочитают устанавливать импортные приборы учета электроэнергии.

Они значительно дороже отечественных, но имеют большую надежность, гибкость, лучший дизайн. При увеличении конкуренции на рынке электронных счетчиков будет происходить дальнейшее повышение качества отечественных приборов.

Электронный счетчик в России довольно молод. Первый трехфазный электронный счетчик был внесен в Государственный реестр метрологических средств в 1987 году, а первый однофазный — в 1991. Но до сих пор энергетики делают много замечаний по надежности отечественных электросчетчиков. Обеспечив высокое качество разработки и производства

на основании анализа ошибок предприятий, которые занимались разработкой подобной продукции, любая фирма может стать лидером производства и продаж счетчиков высокого европейского качества.

Старые индукционные счетчики электрической энергии имели, безусловно, повышенный ресурс работы. До сих пор на многих подстанциях находятся приборы, которые верой и правдой прослужили более 30 лет. Конечно, они давно морально и физически устарели. Необходима их постепенная замена на современные приборы учета электроэнергии. Но главная причина в модернизации парка электросчетчиков — это повышение требований к точности учета электроэнергии и необходимости автоматизации учета энергопотребления. Индукционные счетчики имеют всего один накопительный механизм, который требует ручного съема показаний. Информацию о скорости изменения энергопотребления от индукционных счетчиков можно получить только контролем счетных импульсов на выходе счетчика с помощью устройства сбора передачи данных (УСПД). Подобные системы очень громоздки. На каждый измерительный импульсный выход счетчика необходимо провести провод, идущий с подстанции в помещении АСУ предприятия. Напротив, электронные счетчики можно связывать группами по 128 приборов и провести на АСУ одну бифилярную пару от каждой группы.

Основные отличия индукционных и электронных счетчиков приведены в табл. 1.

Таблица 1

Основные отличия индукционных и электронных счетчиков		
Основные параметры	Индукционные счетчики	Электронные счетчики
Надежность, ресурс работы	Очень большой ресурс	Требуется профилактики каждые 6...10 лет
Цена	Достаточно низкая	Гораздо выше, чем у индукционных
Учет активной и реактивной энергии	Отдельные счетчики активной и реактивной энергии	Учет активной и реактивной энергии в одном счетчике
Число тарифов	Один тариф	Возможно любое число тарифов. Обычно 2—8. Точность до 1 мин
Точность счетчика, %	2	1,0; 0,5; 0,2
Выходной интерфейс	Счетные импульсные выходы	RS-485, CAN, I-Red, Счетные импульсные выходы
Учет электроэнергии	УСПД	УСПД, любые АСКУЭ
Индикация величины тока, напряжения, мощности и др.	Нет	Есть
Срезы мощности	Нет	1—2 независимых массива (дискретность 1...60 мин), время хранения до 100 суток
Хранение данных	Нет	Потребленная энергия за сутки, за месяц, за год
Измеряемые величины	Нет	Мощность, ток, напряжение, частота
Использование в АСКУЭ	Нет	Любые современные АСКУЭ
Служебная информация	Нет	Есть

ИЗМЕРЯЕМЫЕ ВЕЛИЧИНЫ

Электронный счетчик, имея непосредственный доступ к исходным данным электрической сети (ток, напряжение), может вычислять множество параметров качества электроэнергии. Во внутренней памяти счетчика накапливается информация о фазных параметрах, активной и реактивной составляющей, компонентах прямого и обратного тока, срезы мощности, служебная информация. Основные параметры, которые можно считать непосредственно со счетчика или по интерфейсу с помощью ПК, приведены в табл. 2.

Исходя из требуемых параметров разработаны различные модификации электросчетчиков. Счетчики могут иметь разные классы точности — 1,0; 0,5; 0,2 [1]. По направлению учета электроэнергии они могут быть однонаправленными и двунаправленными. Приборы могут иметь различную комбинацию интерфейсов связи с ПК, различные количественные показатели по срезам накопления энергии и тарифам. Приборы могут выпускаться на разный диапазон рабочих температур, обычным является диапазон $-20^{\circ}\text{C} \dots +70^{\circ}\text{C}$, расширенный составляет $-40^{\circ}\text{C} \dots +70^{\circ}\text{C}$. Счетчики могут отслеживать время и число случаев аварийного снижения напряжения питания, другую служебную информацию.

СТРУКТУРНАЯ СХЕМА

Типичная структурная схема многофазного электросчетчика показана на рис. 1.

Измеряемый ток каждой фазы трехфазного напряжения поступает через контактную колодку счетчика на соответствующие токовые трансформаторы. Токовый трансформатор состоит из двух обмоток, намотанных на пермаллоевый кольцевой сердечник. Через первичную обмотку, которая состоит из 1...7 витков, протекает ток первичной цепи. В зависимости от модификаций электросчетчика, максимальный измеряемый ток первичной цепи может быть 1...50 А. Во вторичную обмотку ток передается с уменьшением в 500...3000 раз, уменьшение определяется коэффициентом

трансформации конкретного токового трансформатора. Одно из основных требований к токовым трансформаторам — очень высокая точность передачи тока во вторичную обмотку (не хуже 0,1 %) во всем рабочем диапазоне измеряемых токов. Вторичную обмотку трансформатора нагружают на резистор, по падению напряжения на нем судят о протекающем токе в первичной обмотке трансформатора. Сопротивление нагрузочного резистора выбирают, исходя из максимально допустимого сигнала на входе операционного усилителя или АЦП.

Параметры некоторых отечественных токовых трансформаторов можно посмотреть на сайте [2].

Вместо токового трансформатора можно использовать катушку Рогов-

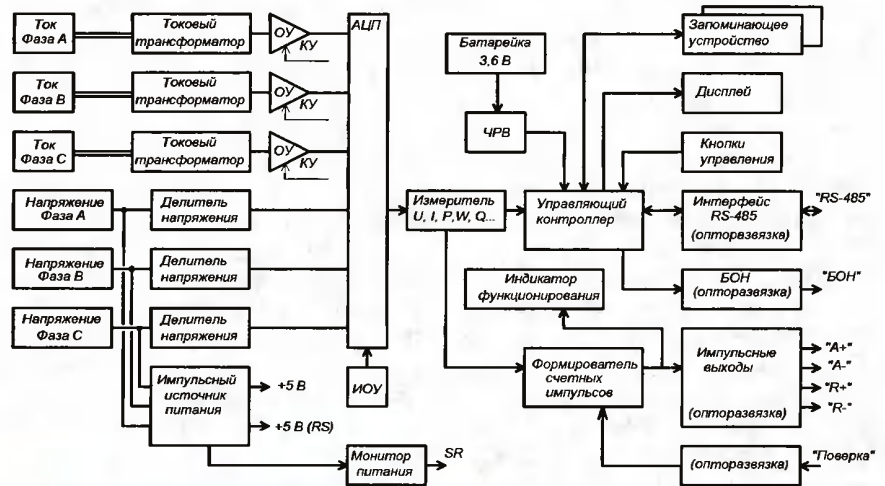


Таблица 2

Рис. 1

Параметры контролируемой сети	Обозначение	Единица измерения	Счетный механизм
Пофазное напряжение	U1, U2, U3	В	—
Пофазный ток	I1, U2, I3	А	—
Пофазная и суммарная активная мощность	P1, P2, P3, SP	Вт	—
Пофазная и суммарная реактивная мощность	Q1 Q2, Q3, SQ	Вар	—
Пофазная и суммарная полная мощность	S1, S2, S3, SS	Вар	—
Пофазная и суммарная активная накопленная энергия	EA1+, EA2+, EA3+, EA1-, EA2-, EA3-, ESA+, ESA-	кВт·ч	—
Пофазная и суммарная реактивная накопленная энергия	ER1+, ER2+, ER3+, ER1-, ER2-, ER3-, ESR+, ESR-	кВар·ч	—
Полная активная накопленная энергия	A+, A-	кВт·ч	A+, A-
Полная реактивная накопленная энергия	R+, R-	кВар·ч	R+, R-
Накопленная энергия за сутки, по тарифам (активная/реактивная)	E1+, E1-	кВт·ч/кВар·ч	—
Накопленная энергия за месяц, по тарифам (активная/реактивная)	E2+, E2-	кВт·ч/кВар·ч	—
Напряжение резервной батареи питания	UB	В	—
Частота питающей сети	FC	Гц	—
Угол сдвига фаз (фактор мощности)	.	градус (cosφ)	—
Температура внутри корпуса	T	°C	—

ского. Принцип ее работы подробно описан в соответствующей литературе. Токовые шунты, широко применяемые в однофазных счетчиках, здесь не подходят.

Операционные усилители (ОУ) необходимо устанавливать в счетчиках с большим динамическим диапазоном измерения тока. Если же диапазон измерения тока лежит в пределах 1:1000, предварительное усиление можно не применять. Достаточный динамический диапазон современных АЦП (12...16 разрядов) обеспечивает уверенное измерение токов для счетчика класса точности 0,5. В счетчиках более высокого класса дополнительное усиление сигнала с выхода токового трансформатора просто необходимо. Возможны два варианта применения предварительных операционных усилителей. В первом варианте применяют ОУ с регулируемым коэффициентом усиления (10/100 раз). Измеритель

сигнала, который непрерывно анализирует уровень входного тока, автоматически устанавливает необходимый коэффициент усиления ОУ. Другой вариант предполагает использования двух каналов АЦП для каждого токового входа. На один вход АЦП поступает сигнал непосредственно с нагрузочного резистора, на второй — усиленный в ОУ сигнал. По первому входу АЦП анализирует сигнал при больших уровнях входного тока, по второму входу — при малых.

Трехфазное напряжение поступает на соответствующий резистивный делитель напряжения, он необходим для сопряжения уровня входного измеряемого напряжения с максимальным допустимым уровнем входного сигнала АЦП.

По рабочему диапазону напряжения счетчики делятся на два вида. Счетчики непосредственного включения в электрическую сеть с напряжением 3×380 В (между фазой и нейтралью 220 В) устанавливают на бытовых сетях электрической энергии. Электросчетчики вычисляют действительные значения измеряемых параметров сети, в которую они подключены.

Трансформаторные счетчики на напряжение 3×100 В (между фазой и нейтралью напряжение 57 В) используют на крупных подстанциях распределения электрической энергии. На подстанциях напряжение 10 кВ и выше понижается с помощью измерительных трансформаторов до уровня 57 В для контроля напряжения силовой сети и учета электроэнергии. При известных понижающих коэффициентах трансформации напряжения тока и используя показания электросчетчика, вычисляют действительные значения измеряемых параметров в силовых фидерах.

Все три фазы напряжения поступают на вход источника питания. Этот источник должен сохранять работоспособность при одновременном пропадании напряжения на одной или двух фазах. Диапазон изменения питающего напряжения должен быть не менее $\pm 20\%$. Для повышения надежности прибора источник питания должен быть работоспособным при снижении напряжения питания до половины номинального. Из-за высоких требований к измерительным приборам обычно используют импульсные источники питания, они имеют малые габариты и вес, более высокий КПД, широкий диапазон входного напряжения питания. Их

удобно использовать для получения нескольких гальванически изолированных выходных напряжений.

Многофазный выпрямитель может быть собран по любой из схем, показанных на рис. 2 и 3.

Выпрямитель по рис. 2 допускает работу источника питания от любой из двух фаз или нейтрали и одной из фаз. Выпрямитель по рис. 3 может использоваться только в счетчиках непосредственного включения, где допускается питание от одной из фаз и нейтрали.

Отметим, что выпрямитель по рис. 2 может быть собран из двух однофазных диодных мостов.

Для увеличения ресурса работы счетчика в нем необходимо использовать танталовые конденсаторы. У таких конденсаторов эффективность использования объема до 18 раз лучше соответствующего показателя алюминиевых конденсаторов, танталовые конденсаторы имеют большую надежность, что связано с технологией производства, а также с практически полным отсутствием старения. При использовании алюминиевых конденсаторов потеря емкости в процессе эксплуатации может стать существенной проблемой. Так, широко распространенные конденсаторы серий K50 обычно имеют гарантированный срок наработки 5000 час. В результате их должно хватить на семь месяцев непрерывной работы прибора, при декларируемом межповерочном интервале шесть лет. Это может являться одной из причин того, что, по оценке энергетиков, средний срок работы отечественных электронных счетчиков составляет 4...5 лет.

Если не удастся избежать использования алюминиевых конденсаторов, например, высоковольтных в источнике питания, необходимо применять приборы Long life серии ВХА. Такой конденсатор будет исправно служить в течение всего срока службы счетчика — 30 лет.

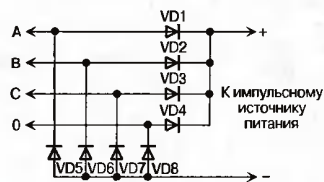


Рис. 2

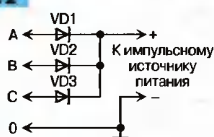


Рис. 3

Монитор питания используется для увеличения устойчивости программного обеспечения счетчика. Этот узел контролирует снижение напряжения во вторичной цепи источника, или, что еще лучше, пропадание напряжения в первичной цепи. В простейшем случае при снижении выходного напряжения до +4,75 В монитор питания подает команду управляющему контроллеру для подготовки его к переходу в спящий режим или к отключению.

Многоходовый аналого-цифровой преобразователь (АЦП) предназначен для преобразования аналоговых сигналов от датчиков тока и напряжения в цифровой. В зависимости от выбора схемы измерения тока необходимо иметь АЦП на шесть или девять каналов. На входы АЦП поступают двуполярные сигналы, что предъявляет дополнительные требования к выбору необходимой микросхемы. Как правило, в большинстве приложений достаточно 16-разрядного АЦП. АЦП с меньшим динамическим диапазоном сложно использовать при измерении малых токов. При использовании преобразователя большей разрядности младшие разряды забивает шум, который не позволяет реализовать преимущества многоразрядного АЦП.

Источник опорного уровня (ИОУ) обеспечивает повышенную температурную стабильность АЦП в счетчиках высокого класса (класс 0,5 и выше). Если в выбранном АЦП есть встроенный ИОУ, необходимо проверить документацию на АЦП и убедиться, что стабильность встроенного ИОУ не хуже 30 ppm/°C. Если ИОУ в АЦП не удовлетворяет этому требованию, необходимо применить внешний, с точностью не хуже указанной, например аналогичный стабилитрону LM285BXZ-1.2, который в диапазоне температур -40...+85 °C имеет нестабильность 30 ppm/°C.

ЛИТЕРАТУРА:

1. ГОСТ 30206-94. Счетчики электрической энергии переменного тока электронные. Общие технические условия. Класс точности 0,5 S и 0,2 S.
2. <http://www.eltranstech.ru>.
3. <http://www.energomera.ru/products/metrology>.
4. <http://www.izmerenie.ru/>.
5. <http://www.compitech.ru/>.

Окончание следует

Александр Маврычев,
г. Балахна, Нижегородская обл.

Помехоустойчивое устройство автомобильной сигнализации

В настоящее время в продаже имеются различные сигнализации для автомобилей. Несмотря на заверения рекламы, работают они не всегда надежно и стабильно. По статистике среди угнанных автомобилей значительная часть была оборудована противоугонной сигнализацией. Может быть поэтому в радиолюбительских журналах регулярно появляются описания различных противоугонных устройств. Нестандартный подход при разработке их принципов может заметно усложнить жизнь угонщику.

Надежность и стабильность сигнализации во многом зависит от работы примененных в ней датчиков. Идеальный датчик должен с вероятностью 100 % обнаружить попытку угона или разборки автомобиля и при этом не реагировать на различные помехи и посторонние случайные воздействия. Создать такой датчик трудно.

На практике в автосигнализациях широко используется несколько типов датчиков, каждый из которых имеет свои достоинства и недостатки.

- Контактные датчики с вероятностью почти 100 % срабатывают при открывании дверей, капота и т. д. Если они правильно отрегулированы (а отрегулировать их просто), то они почти не дают ложных срабатываний. Но контактные датчики не сработают, если снять с автомобиля колеса или коробку передач, выдать стекло и т. д.
- Акустические датчики реагируют на звуковые волны, распространяющиеся по кузову автомоби-

ля при различных воздействиях. При достаточной чувствительности они сработают при любой попытке угнать или разобрать автомобиль. Но акустические датчики могут срабатывать от различных посторонних шумов и вибраций, а повысить их помехоустойчивость реально можно только за счет уменьшения чувствительности.

- Инерционные датчики реагируют на изменение положения кузова автомобиля. Эти датчики сложнее, но они обладают лучшей помехоустойчивостью. Недостатком инерционных датчиков является не очень высокая чувствительность, но ее можно значительно улучшить.

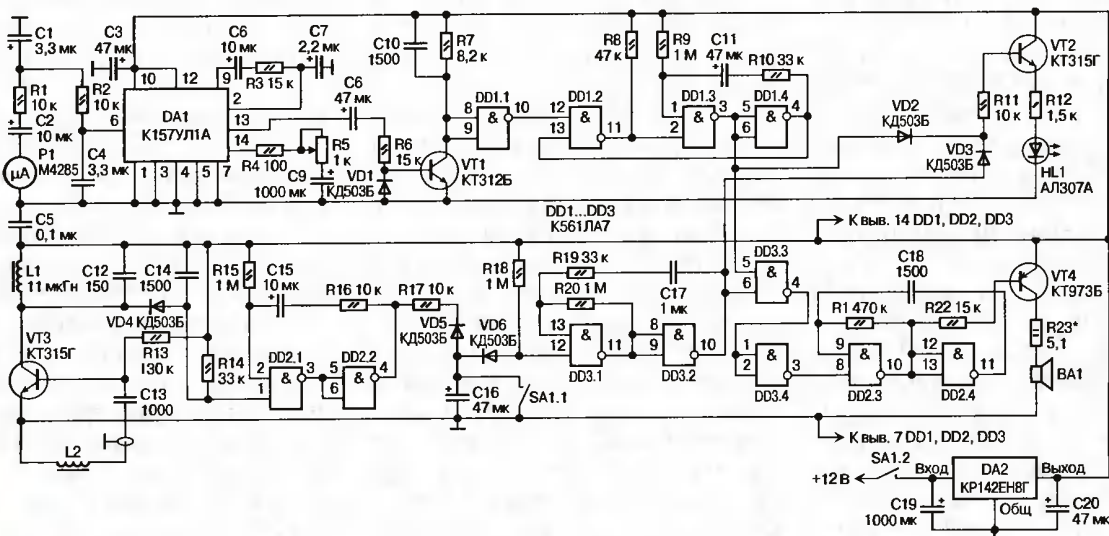
Вниманию читателей предлагается описание сигнализации, в которой используется инерционный датчик с повышенной чувствительностью. Датчик построен на основе микроамперметра, его чувствительность улучшена за счет увеличения коэффициента усиления сигнала датчика.

Схема устройства приведена на рис. 1.

В качестве инерционного датчика используется микроамперметр P1 типа M4285 от портативного магнитофона. Элементы R1, C1, R2, C4 и R3, C7 образуют фильтры нижних частот (ФНЧ). Усилитель сигнала датчика выполнен на микросхеме DA1. На диоде VD1 и транзисторе VT1 построен пиковый детектор. На элементах DD1.3, DD1.4 и DD2.1, DD2.2 собраны ждущие мультивибраторы (одновибраторы), а на элементах DD3.1, DD3.2 и DD2.3, DD2.4 — автоколебательные мультивибраторы. Элементы DD1.1, DD1.2, DD3.3, DD3.4 работают в качестве ключей. На транзисторе VT3 построен усилитель высокой частоты (УВЧ), а на транзисторе VT4 — усилитель мощности сигнала тревоги. На микросхеме DA2 собран стабилизатор напряжения. На транзисторе VT2 и светодиоде HL1 выполнен индикатор режимов работы сигнализации.

Работает устройство следующим образом. При включении питания переключателем SA1 его контакты размыкаются. На выходе микросхемы DA2 появится напряжение +9 В и конденсатор C16 начнет заряжаться через резистор R18. При этом мультивибратор DD3.1DD3.2 работать не будет, поскольку на выводе 12 DD3.1 будет напряжение ниже порогового для этого элемента, на выводе 10 DD3.2 и на выводе 3 DD3.4 тоже будет лог. 0, поэтому мультивибратор DD2.3, DD2.4 будет выключен и сигнала тревоги не будет.

Сразу же после включения питания в усилителе переменного напряжения на микросхеме DA1 начнутся переходные процессы, в результате транзистор



VT1 кратковременно откроется, сработают ключи DD1.1, DD1.2 и ждущий мультивибратор DD1.3DD1.4 на 28 с перейдет в неустойчивое состояние. На выводе 3 DD1.3 появится лог. 1, диод VD2 откроется и загорится светодиод HL1. Это же напряжение поступит на вывод 5 DD3.3, но сигнала тревоги не будет, т. к. мультивибратор DD3.1, DD3.2 в это время не работает. С вывода 4 DD1.4 лог. 0 поступит на вывод 13 DD1.2 и отключит управляющий вход мультивибратора DD1.3, DD1.4 от выхода пикового детектора VT1. Примерно через 28 с после включения питания мультивибратор DD1.3DD1.4 вернется в исходное состояние, а светодиод VD4 погаснет. Переходные процессы в усилителе DA1 к этому моменту уже закончатся.

Примерно через 37 с после включения питания конденсатор C16 зарядится, напряжение на выводе 12 DD3.1 превысит пороговое и мультивибратор DD3.1, DD3.2 начнет работать. С его выхода (вывод 10 DD3.2) импульсы с частотой 0,5 Гц будут поступать на вывод 6 DD3.3 и на диод VD3. Диод VD3 будет открываться и светодиод HL1 начнет мигать, сигнализируя о готовности сигнализации к работе (дежурный режим).

Если теперь качнуть кузов автомобиля, сработает датчик P1, переменное напряжение инфранизкой частоты с его выхода через ФНЧ R1C1R2C4 и R3C7, усилитель переменного напряжения DA1 поступит на вход пикового детектора VT1. На коллекторе VT1 появится импульс отрицательной (относительно плюса питания) полярности, что вызовет срабатывание ждущего мультивибратора DD1.3DD1.4. Откроется диод VD2, светодиод HL1 загорится на 28 с, а на выводе 5 DD3.3 появится лог. 1. Теперь импульсы с выхода мультивибратора DD3.1DD3.2 будут проходить через элементы DD3.3, DD3.4 и включать мультивибратор DD2.3DD2.4. Пачки импульсов с частотой 1 кГц с выхода этого мультивибратора (вывод 10 DD2.3) через усилитель на транзисторе VT4 будут проходить на громкоговоритель BA1 и зазвучит сигнал тревоги.

Выключить сигнализацию можно двумя способами. Во-первых, можно выключить тумблер SA1, который находится внутри салона автомобиля. Во-вторых, можно воздействовать высокочастотным электромагнитным полем на катушку индуктивности L2, которая крепится на внутренней стороне

лобового стекла автомобиля рядом со светодиодом HL1. В результате на катушке L2 образуется высокочастотное напряжение, которое через усилитель высокой частоты на транзисторе VT3 будет поступать на высокочастотный колебательный контур L1C12. Диод VD4 будет детектировать образующееся на контуре L1C12 высокочастотное напряжение и ждущий мультивибратор DD2.1DD2.2 на время около 6 с переключится в неустойчивое состояние. Конденсатор C16 за это время разрядится через диод VD5, резистор R17 и выход элемента DD2.2.

Напряжение на выводе 12 DD3.1 уменьшится и мультивибратор DD3.1DD3.2 выключится, светодиод HL1 перестанет мигать. Звуковой сигнал не зазвучит до тех пор, пока вновь не зарядится конденсатор C16, т. е. в течение примерно 37 с. Этого времени достаточно, чтобы открыть автомобиль ключом и выключить тумблер SA1.

Из сказанного выше следует, что схема рис. 1 имеет ряд существенных отличий от многих ранее опубликованных аналогичных устройств. Сигнал инерционного датчика P1 довольно слабый и узкополосный. Ширина спектра сигнала составляет несколько герц, а максимум спектральной характеристики примерно совпадает с частотой собственных колебаний рамки микроамперметра — порядка 2 Гц. Поэтому нет необходимости усиливать постоянное напряжение при помощи операционных усилителей.

В то же время, рамка микроамперметра всегда имеет небольшой люфт, поэтому микроамперметр обладает микрофонным эффектом и при вибрациях его корпуса будет реагировать на акустические волны, что может привести к ложным срабатываниям (установка датчика на резиновые амортизаторы не решает проблемы).

Для повышения чувствительности и помехоустойчивости устройства полоса пропускания усилителя сигнала инерционного датчика уменьшена до 4...5 Гц, а коэффициент усиления увеличен до 300000. В качестве усилителя используется микросхема K157УЛ1А, имеющая низкий уровень шумов и большой коэффициент усиления. Нижняя граница полосы пропускания усилителя составляет 0,3 Гц и может быть уменьшена. В результате появилась возможность отказаться от переделки микроамперметра (утяжеления стрелки) и от использования контактных и акустических датчиков.

Для выключения сигнализации используется генератор высокочастотного магнитного поля (рис. 2), который состоит из задающего кварцевого генератора на транзисторе VT1 и усилителя на транзисторе VT3.

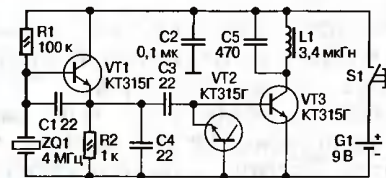


Рис. 2

Устройство питается от батареи «Крона» и включается при помощи кнопки S1. Конструктивно оно выполнено в виде брелока в пластмассовом корпусе. Для выключения сигнализации нужно нажать кнопку S1, поднести катушку L1 на расстояние 2...3 см к катушке L2 и дождаться когда перестанет вспыхивать светодиод HL1 (рис. 1).

Все элементы устройства (рис. 1) за исключением L2 и BA1 размещены в алюминиевом корпусе размерами 130×100×45 мм. Использованы резисторы МЛТ, керамические и оксидные конденсаторы. Катушка L1 намотана на сердечнике СБ-12а и содержит 20 витков провода ПЭВ-2 диаметром 0,44 мм. Катушка L2 намотана внавал на пластмассовом каркасе диаметром 8 мм длиной 12 мм и содержит 26 витков того же провода. Катушка имеет сердечник из карбонильного железа с резьбой М6. Катушка L1 брелока (рис. 2) намотана внавал на пластмассовом каркасе диаметром 8 мм и длиной 8 мм с сердечником из карбонильного железа с резьбой М6 и содержит 15 витков провода ПЭВ-2 диаметром 0,65 мм.

Налаживание устройства состоит из следующих операций. Резистором R5 (рис. 1) регулируется чувствительность сигнализации, а подборкой резистора R23 — громкость сигнала тревоги. Кроме того, колебательные контуры L1C12 (рис. 1), L1C5 (рис. 2) нужно настроить на частоту кварцевого генератора ZQ1 (рис. 2). Необходимо учесть, что резонансная частота контура L1C5 (рис. 2) изменяется при его приближении к катушке L2 (рис. 1), поэтому его нужно настраивать, ориентируясь по четкому выключению сигнализации (светодиода HL1). Микроамперметр P1 должен быть закреплен так, чтобы ось вращения рамки совпадала с продольной осью автомобиля, а его шкала была вертикальна (стрелка должна быть близка к горизонтальному положению).

При максимальной чувствительности ($R_5 = 0$) возможно самовозбуждение усилителя на микросхеме DA1, которое возникает из-за связи через источник питания. В этом случае питание одного из двух каскадов микросхемы DA1 осуществить через дополнительный стаби-

лизатор напряжения на микросхеме K142PEN8Г. Катушка L2 (рис. 1) подключается при помощи экранированного провода.

Александр Сергеев,
г. Сасово Рязанской обл.

Делитель частоты на диапазон 5...13 ГГц

В данной статье описаны два варианта делителей частоты на диапазон 5...13 ГГц до частот, на которых работают микросхемы ТТЛ.

Разработанные устройства предназначены для деления частоты синусоидальных сигналов в диапазоне 5...13 ГГц при уровнях входных сигналов 0,05...0,25 мВт.

На рис. 1 показан первый вариант устройства.

В качестве входного делителя применена микросхема μ PB1512 — делитель частоты на 8 фирмы NEC. Входной сигнал с частотой 5...13 ГГц с разьема XW1 поступает на вход фильтра ФВЧ с частотой среза около 2 ГГц, образованного элементами C1, L1, C2 и предотвращающего поступление на вход делителя сигналов с частотами ниже 2 ГГц. Согласование входа устройства и усиление сигнала осуществляется однокаскадным усилителем на транзисторе VT1 с затвором Шоттки, обеспечивающим усиление по мощности на 6...9 дБ. Согласование входа и выхода усилителя обеспечивается линиями L4 и L5, подключенными к входу и выходу усилительного каскада. С выхода усилителя сигнал поступает на неинвертирующий вход делителя DD2. Инвертирующий вход делителя DD1 через конденсатор C9 нагружен на согласованную нагрузку в виде резистора сопротивлением 51 Ом. С выхода DD2 сигнал с прямого и инвертирующего выходов (выводы 7 и 5) через разделительные конденсаторы C12—C15 поступает на прямой и инвертирующий входы микросхемы DD2 (H193ПЦ4А). Эта микросхема обеспечивает дальнейшее деление частоты сигнала на 20, что задается соответствующим включением управляющих входов V1 и V2. Питание DD2 осуществляется от источника -5 В, что позволило к его выходу подключить быстродействующий преобразователь уровней ЭСЛ—ТТЛ. Преобразователь выполнен на транзисторах VT2, VT3 и имеет

верхнюю частоту рабочего диапазона частот более 100 МГц.

После деления на $8 \times 20 = 160$ и преобразования в уровни ТТЛ входной сигнал поступает на делитель частоты на 5, выполненный на микросхеме DD3. Это — счетчик KPI554IE10, требуемый коэффициент деления обеспечивается подачей сигнала переноса с выхода P2 через инвертор DD7 на вход PE и соответствующим включением входов D1—D4. На выходе 13 счетчика DD3 присутствует сигнал с частотой меньшей входной в 800 раз. Для получения коэффициента деления 1000 сигнал с вывода 13 DD3 поступает на вход умножителя на микросхеме DD4. Микросхема DD4 состоит из четырех логических элементов «сложения по модулю два». На трех элементах обеспечивается задержка входного импульса на 9...11 нс, а четвертый элемент формирует импульс по фронту и спаду каждого поступившего импульса. Длительность каждого вновь сформированного импульса составляет 9...12 нс.

С удвоителя частоты сигнал с частотой $F_{\text{вх}}/400$ поступает на вход счетчика DD5, обеспечивающего деление частоты входной импульсной последовательности на 5, в результате чего на его выходе 13 формируется импульсная последовательность с частотой $F_{\text{вх}}/2000$. К выходу счетчика DD5 подключен еще один умножитель частоты на 2, выполненный на микросхеме KP1533ЛП5. Время задержки трех логических элементов этой микросхемы составляет 21 нс, в результате импульсы выходного сигнала $F_{\text{вх}}/1000$ могут успешно обрабатываться микросхемами серий K555, K1533.

Схема второго варианта делителя показана на рис. 2.

Он построен с применением входного делителя частоты на микросхеме

От редакции. Элементы DD1.1 и DD1.2 являются лишними, сигнал с коллектора VT1 можно подать непосредственно на вывод 2 DD1.3, исключив резистор R8. Также лишним является диод VD6.

μ PB1513 с коэффициентом деления 4. В этом случае верхнее значение частоты сигнала на выводе 7 микросхемы DD1 составляет 3,25 ГГц, что требует применения в качестве второй ступени более высокочастотного делителя SP8910 фирмы GEC-Plessey, имеющего значение граничной частоты 5 ГГц при коэффициенте деления 10.

Сигнал входной частоты, поделенной на 40, поступает на вход счетчика DD3 (KC193IE2), имеющего верхнюю рабочую частоту 500 МГц и коэффициент деления 10. С выхода преобразователя уровней (VT2, VT3) сигнал с частотой $F_{\text{вх}}/400$ поступает на вход С счетчика DD4 с коэффициентом деления 5, после него включен умножитель частоты на 2.

Оба варианта устройства собирают на плате из армированного фторопласта ФАФ-4 толщиной 1 мм, фольгированного с двух сторон. Рисунок печатной платы для устройств, описанных в данной статье можно найти на сайте журнала по адресу www.dian.ru/programs.

Плату помещают в металлический корпус с крышками и припаивают по периметру к стенкам корпуса. Для обеспечения замыкания токов СВЧ и соединения выводов с общим проводом в плате в местах, указанных на рисунке печатной платы черными кружками, просверлены и металлизированы отверстия диаметром 1,5 мм. Для монтажа на полосковую печатную плату микросхем в DIP корпусах их выводы предварительно отформованы для припайки к контактным площадкам. В конструкции делителя частоты использованы SMD резисторы и конденсаторы для поверхностного монтажа. Конденсаторы C1, C2, C4, C5—C8, C11, C12, C15, C29 должны быть типа K10-42, оксидные конденсаторы — K53-19. При монтаже элементов СВЧ необходимо выполнять весь комплекс мер по защите от статического электричества. Пайку выводов следует вести низковольтным паяльником с заземленным жалом припоями марок ПОИ или ПОСК. Температура пайки

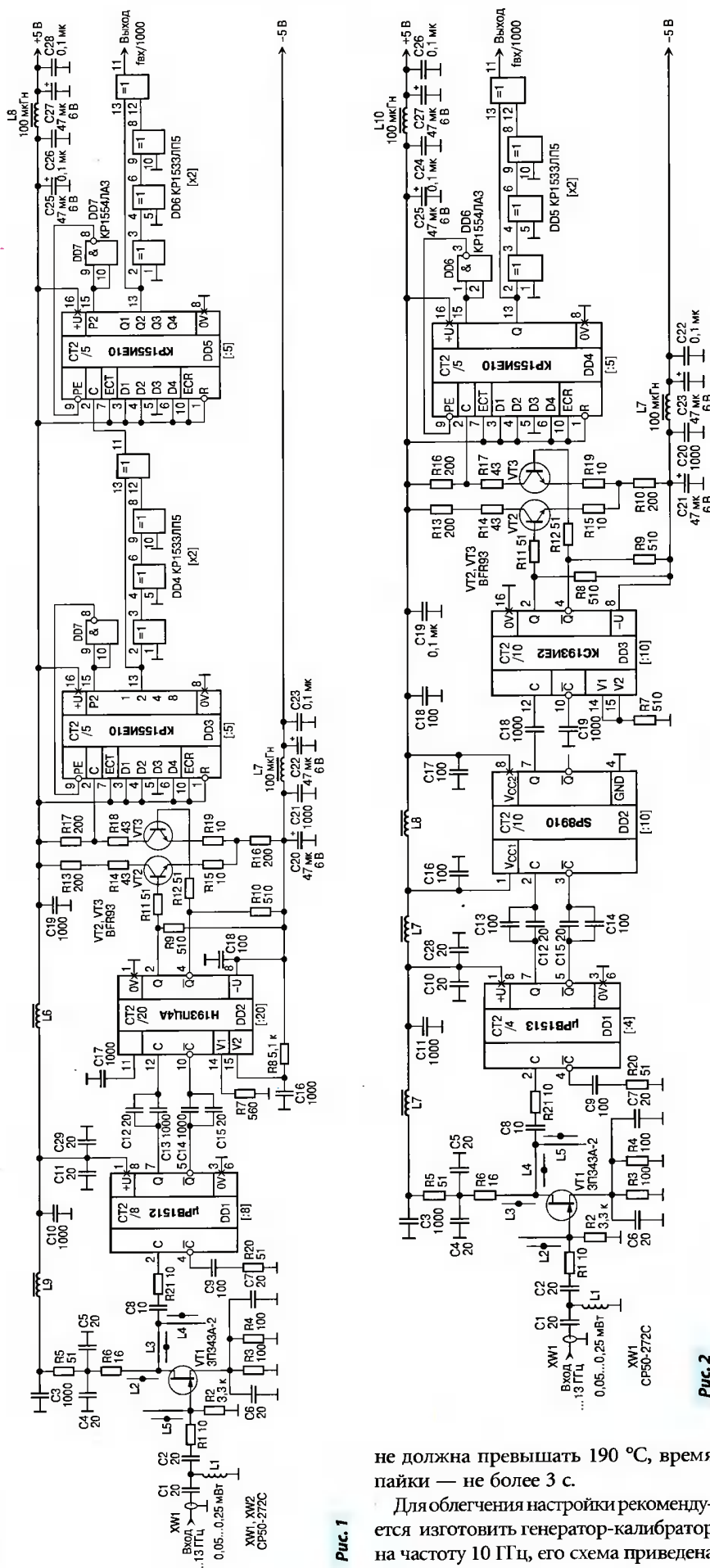


Рис. 1

не должна превышать 190 °С, время пайки — не более 3 с.

Для облегчения настройки рекомендуется изготовить генератор-калибратор на частоту 10 ГГц, его схема приведена

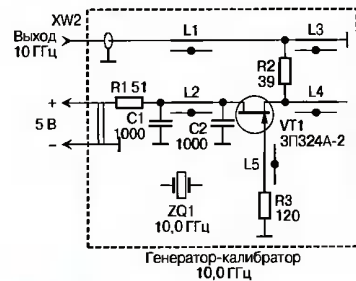


Рис. 3

на рис. 3. В качестве стабилизирующего элемента использован цилиндрический резонатор из титан-бариевой керамики от конвертора спутникового телевидения с прямоугольным волноводом. В качестве генератора-калибратора можно использовать также гетеродин от того же конвертора. Изготовленный генератор помещают в корпус из латуни или алюминия высотой 15 мм и привинчивающейся крышкой, в которую установлен регулирующий винт диаметром 8...10 мм с шагом резьбы 0,25 мм. Торец винта должен быть расположен над резонатором на высоте 1 мм над его поверхностью. При такой установке начальное значение частоты генератора после подачи на него питания может лежать в пределах 1000 ±20 МГц.

Вначале к входу делителя подключают через разъем XW1 согласованную нагрузку 50 Ом и убеждаются в отсутствии самовозбуждения выходного усилителя и микросхемы DD1. В случае возникновения генерации увеличивают номиналы резисторов R1, R2, R3, R4, R5, R6, R7, R8, R9, R10, R11, R12, R13, R14, R15, R16, R17, R18, R19, R20, R21 или подпаивают дополнительные конденсаторы параллельно C6 и C7. После этого фторопластовым кабелем с разъемами соединяют выход генератора-калибратора с входом делителя частоты, а выход делителя — с входом частотомера на 15 МГц. Наблюдая при помощи осциллографа временные диаграммы работы микросхем делителя частоты, убеждаются в его работоспособности. При неправильной работе устройства проверку производят по каскадам, начиная с последнего. Проверку работы в диапазоне частот 5...13 ГГц производят, подавая сигнал на вход делителя частоты от перестраиваемого генератора СВЧ. При возникновении сбоев в верхней части диапазона подстройку осуществляют изменением длины входных линий L1 и L4 с помощью подпайки дополнительных контактных площадок.

Владимир Жуков
г. Минск, Беларусь

Синтезатор частоты на микросхеме AD9954 фирмы Analog Devices

В статье предложена схема включения синтезатора частоты AD9954 с узлами управления на микросхеме ADuC848 и усиления на AD8369.

Синтезатор частоты AD9954 — из серии однокристалльных синтезаторов фирмы Analog Devices, выполненных по технологии прямого цифрового синтеза DDS (Direct Digital Synthesizer). Отличительной особенностью этого синтезатора является наличие внутреннего оперативного запоминающего устройства (RAM).

Синтезатор предназначен для применения в портативных устройствах, для этих целей предусмотрена развитая система программного и аппаратного управления режимами питания.

Верхняя граничная частота устройства может достигать 200 МГц (в режиме генерации синусоидального сигнала рекомендуемая максимальная частота — 160 МГц), она определяется частотой внутреннего генератора, которая не может превышать 400 МГц.

Для формирования цифровых уровней сигнала в составе синтезатора предусмотрен компаратор.

Синтезатор может синхронизироваться от внешнего генератора, имеющего дифференциальный или асимметричный выход, или внутреннего кварцевого генератора (с внешним резонатором). При работе от внут-

реннего кварцевого генератора в синтезаторе предусмотрен умножитель частоты, работающий в диапазоне кратности 4...20. Частоту резонатора рекомендуется выбрать в диапазоне 20...30 МГц. Сигнал генератора может быть выведен через буфер на вывод Crystal Out для контроля или использования в других устройствах.

Программирование всех режимов и управление работой синтезатора в основном выполняется программно, обновление данных производится установкой сигналов на соответствующих выводах синтезатора.

Синтезатор может работать в одном из трех основных режимов изменения частоты:

- линейном,
- пилообразном,
- RAM.

На рис. 1 показана предлагаемая схема включения AD9954.

Управляющие сигналы для микросхемы синтезатора DA2 формируются программно микроконвертером ADUC848 (DA1). Шина P0 микро-



www.platan.ru
ПЛАТАН

ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ ОТ ВЕДУЩИХ ПРОИЗВОДИТЕЛЕЙ

КЛЕММНИКИ

клеммные линейки

клеммники нажимные

клеммники винтовые

клеммники разъемные

клеммники барьерные

Москва, ул. Ивана Франко, д. 40, стр. 2
Тел./факс: (495) 97-000-99

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

muRata
www.platan.ru
ПЛАТАН

ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ ОТ ВЕДУЩИХ ПРОИЗВОДИТЕЛЕЙ

УЛЬТРАЗВУКОВЫЕ ДАТЧИКИ ЗАДНЕГО ХОДА И ПАРКОВКИ

Датчики имеют малые габариты и легко монтируются. Могут быть использованы в подвеске автомобиля для измерения зазоров.

Наименование	MA40MC10-1B	MA40MF14-1B
Тип	влажностоустойчивый корпус	
Функция	приемопередатчик	приемопередатчик
Диаметр	10 мм	14 мм
Рабочая частота	40 кГц	40 кГц
Чувствительность	-86 дБ	-87 дБ
Уровень звукового давления	-104 дБ	103 дБ
Угол рассеяния	100°	110x50°
Разрешение	9 мм	9 мм
Детектируемое расстояние	0.2 - 1.5 м	0.2 - 1.5 м

Москва, ул. Ивана Франко, д. 40, стр. 2
Тел./факс: (495) 97-000-99

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

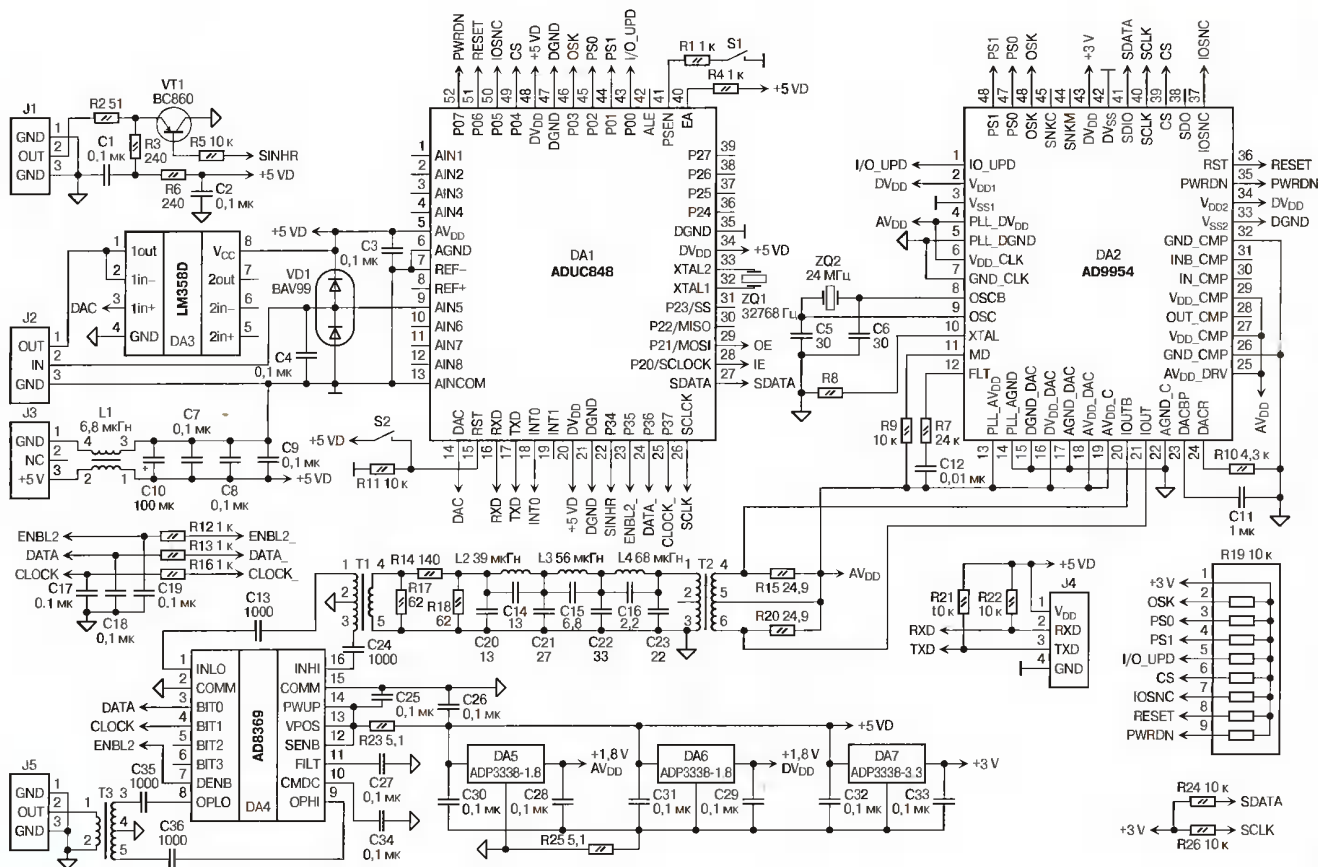


Рис. 1

конвертера не имеет подтягивающих резисторов на выходе — линии типа «открытый коллектор». Резисторы матрицы R19, а также R24 и R26 выполняют их роль и подключены к источнику питания +3 В. На микросхеме DA3 выполнен буферный повторитель сигнала ЦАП, на элементах C4 и VD1 — узел защиты входа АЦП. Вместо использованного автором микроконвертера может быть применен практически любой микроконтроллер, имеющий порты, совместимые с уровнем +3 В.

Напряжения питания для микросхемы DA2 формируются стабилизаторами DA5—DA7, напряжение питания аналоговых и цифровых цепей — 1,8 В, напряжение питания интерфейса — 3 В. Все устройство питается от источника +5 В через помехоподавляющий дроссель L1, ток потребления около 120 мА.

Сигнал с выхода синтезатора усиливается в программируемом усилителе DA4 (AD8369), двойной размах амплитуды сигнала на вторичной обмотке трансформатора T3 составляет 1 В при сопротивлении нагрузки 50 Ом. На низких частотах DA4 может войти в режим ограничения сигнала, поэтому желательно контр-

по форме синусоиды на выходе устройства.

Для удобства контроля импульсных сигналов на транзисторе VT1 реализован узел синхронизации осциллографа.

Резистор R8 устанавливать не надо, его контактные площадки используются в качестве тестовых для контроля частоты.

Трансформаторы T1—T3 — широкополосные, выполнены на трансфлюкторах ВН200. Обмотки трансформатора T1 содержат по 3 витка из четырех свитых проводов ПЭВ-0,1, T2, T3 — по 3 витка из трех таких же свитых проводов.

Внешний вид макета аналоговой части устройства показан на рис. 2.

Загрузка данных производится через последовательный порт AD9954, интерфейс которого совместим со многими стандартами. По умолчанию используется режим передачи данных — старший бит первый. Предусмотрена возможность конфигурирования интерфейса под различные стандарты, в том числе I²C, SPI. Доступ к оперативной памяти RAM осуществляется таким же образом, как и к другим регистрам.

Загрузка данных выполняется в два этапа. Вначале данные загружаются в буферные регистры, а после установ-

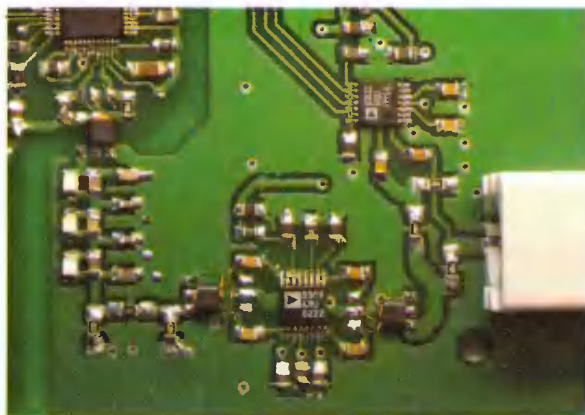


Рис. 2

ки сигнала `IO_UPDATE` эти данные переписываются из буфера в устройство. При выключении питания и сбросе все данные теряются, при включении все данные в регистрах равны нулю.

Ввод (вывод) данных в синтезатор начинается с установки на линии `CS` лог. 0 (выборка). На линию данных выставляется уровень старшего байта инструкции — признак чтения-записи, затем адрес регистра. На линии `SCLK` каждый бит синхронизируется импульсом положительной полярности. Сразу за байтом инструкции следует слово данных регистра, начиная со старшего бита. Например,

Листинг 1

```
void wr_byte_I2C(unsigned char bk){
// выводит 8 бит в AD9954
    unsigned char it=0;
                                MDE = 1;
    bit_out: if((bk&0x80)>0) MDO=1;
                                else MDO=0;
                                MCO=0;
    delay(3);
                                MCO=1;
    delay(3);
                                bk=bk<<1;
                                it++;
    if(it<8)goto bit_out;
}
```

для задания изменения частоты в линейном режиме слово содержит 4 байта (32 бита). По завершении передачи данных линия `CS` переводится в лог. 1, затем на линии `IO_UPDATE` формируется положительный импульс, по фронту которого данные будут загружены в аккумулятор частоты и, если все остальные условия выполнены, на выходе установится заданная частота.

Пример программы для загрузки одного байта из `ADUC848` в `AD9954` приведен в листинге 1.

Лев Грязин,
г. Йошкар-Ола

Окончание. Начало — № 8/2006

Прием каналов SECAM телевизорами системы PAL без применения транскодеров

ТЕЛЕВИЗОРЫ С ПРОЦЕССОРОМ UOC

При всем многообразии телевизионных приемников на так называемых процессорах UOC (Ultimate One Chip — заверченный однокристалльный телевизор), автору этих строк пришлось переделывать всего один такой аппарат для полноценного приема системы SECAM. Тем не менее, хочется поделиться некоторой информацией и соображениями.

В состав БИС UOC входят УПЧИ, видеодетектор, АРУ, АПЧГ, канал синхронизации, задающие генераторы разверток, канал звука, видеопроцессор (декодеры цветности, канал яркости, матрицы и предварительные видеоусилители RGB) и процессор управления, а в состав некоторых из них — процессор телетекста.

Основным производителем этих БИС является фирма Philips. Существует несколько семейств процессоров UOC. Наиболее распространенными из них являются семейства TDA935х, TDA936х, TDA938х, TDA955х, TDA956х и TDA958х. В табл. 7 приведены функциональные особенности UOC-процессоров TDA935х, TDA936х и TDA938х фирмы Philips, в табл. 8 — TDA955х, TDA956х и TDA958х.

Микросхемы UOC выпускаются по заказу различных фирм-производителей телевизоров для конкретных моделей аппаратов. Они несколько различаются назначением выводов,

и существенно — программным обеспечением (прошивкой ПЗУ). Маркировка прошивки осуществляется цифробуквенным кодом со слешами сразу за маркировкой типа микросхемы. Эти БИС могут иметь дополнительную маркировку в четвертой строке, принятую производителем телевизоров. Так, для фирмы Daewoo, эта маркировка начинается с букв DW, а для фирмы Samsung — с SPM. Для правильной постановки задачи при модернизации телевизора необходимо, используя табл. 7 и 8, ознакомиться с особенностями установленного в этот аппарат UOC-процессора, и ответить для себя на несколько вопросов. Имеет ли он декодер SECAM? Имеет ли он декодер телетекста? Каковы особенности канала звука этого процессора? Если декодера SECAM нет, необходимо подыскать UOC-процессор от такого же шасси, но обязательно с декодером SECAM (на радиорынках имеется некоторый выбор этих БИС). Если в приобретенном процессоре отсутствует декодер телетекста, обязательно предупредите об этом владельца, особенно в том случае, если телетекст ранее в телевизоре был. Установка UOC-процессора от другого шасси может потребовать ряд изменений в схеме, связанных с иным назначением нескольких выводов,

и, кроме того, могут понадобиться изменение прошивки памяти и замена ПДУ.

СИСТЕМА SECAM, ЗВУК И РУССКОЯЗЫЧНЫЙ ТЕЛЕТЕКСТ В ТЕЛЕВИЗОРЕ DAEWOO 20V1NT (ШАССИ CP-185) НА ПРОЦЕССОРЕ UOC TDA9360PS/N2/3I0767 (DW9360/N2/3-DE1)

В этом телевизоре изначально отсутствовал цвет SECAM, был слабый звук с сильным шумом и только на некоторых каналах, на остальных — только шипение. Кроме того, телетекст не воспроизводил кириллицу.

Из табл. 7 видно, что используемый в телевизоре Daewoo 20V1NT процессор UOC I501 TDA9360PS/N2/3I0767 не имеет декодера SECAM, поэтому его пришлось заменить. С большим трудом был найден и установлен в позицию I501 UOC-процессор TDA9361PS/N1/17350302 (DW9361/N1/3 DE1), который используется в некоторых телевизорах Daewoo на шасси CP-185, произведенных для СНГ и Восточной Европы. Этой заменой удалось добиться включения только цвета в системе SECAM. Для получения оптимального качества звука, передаваемого в стандарте DK, надо заменить фильтр ПАВ SF01 типа G1984M на K2960M или на K2954. Получить кириллицу в системе телетекст удалось только после замены микросхемы памяти I702 24C08 на новую с другой прошивкой. В сети Интернет были найдены три прошивки, две оказались неработоспособными. Затем пришлось войти в сервисный режим и произвести комплексную регулировку телевизора.

Таблица 7

Особенности процессора	UOC-процессор										
	TDA9350	TDA9351	TDA9352	TDA9353	TDA9360	TDA9361	TDA9362	TDA9363	TDA9364	TDA9365	TDA9366
Угол полного отклонения луча кинескопа	90°	90°	90°	110°	90°	90°	110°	110°	110°	110	90°
Радиоканал с совмещенным ЧМ-каналом звука	+	+	-	+	+	+	+	+	-	-	-
Радиоканал с квазипараллельным ЧМ-каналом звука, отдельный вход и АРУ	-	-	+	-	-	-	-	-	+	+	+
Коммутатор аудиосигнала	+	+	-	+	+	+	+	+	-	-	-
Автоматическая регулировка уровня звука АРУЗ (AVL)	+	+	+	-	+	+	-	-	-	-	+
АРУЗ (AVL) или возможность подключения гребенчатого фильтра	-	-	-	+	-	-	+	+	+	+	-
Упрощенный АМ-канал звукового сопровождения	-	-	-	-	-	-	-	-	-	+	-
Декодер PAL	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+
Декодер SECAM	-	+	+	+	-	+	-	+	-	+	-
Декодер NTSC	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+
Формирователь сигнала коррекции подушкообразных искажений (E-W)	-	-	-	+	-	-	+	+	+	+	-
Масштабирование по горизонтали и вертикали	-	-	-	+	-	-	+	+	+	+	-
Объем ОЗУ, кБ	32...64	32...64	32...64	32...64	64...128	64...128	64...128	64...128	64...128	64...128	64...128
Объем ПЗУ, кБ	1	1	1	1	2	2	2	2	2	2	2
Число строк телетекста	1	1	1	1	10	10	10	10	10	10	10
Функция «Субтитры» (по требованию заказчика)	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+
Процессор	TDA9367	TDA9380	TDA9381	TDA9382	TDA9383	TDA9384	TDA9385	TDA9386	TDA9387	TDA9388	TDA9389
Угол полного отклонения луча кинескопа	90°	90°	90°	90°	110°	110°	110°	110°	90°	110°	110°
Радиоканал с совмещенным ЧМ-каналом звука	-	+	+	-	+	+	-	-	+	+	-
Радиоканал с квазипараллельным ЧМ-каналом звука, отдельный вход и АРУ	+	-	-	+	-	-	+	+	-	-	+
Коммутатор аудиосигнала	-	+	+	-	+	+	-	-	+	+	-
Автоматическая регулировка уровня звука АРУЗ (AVL)	+	+	+	+	-	-	-	-	+	-	-
АРУЗ (AVL) или возможность подключения гребенчатого фильтра	-	-	-	-	+	+	+	+	-	+	+
Упрощенный АМ-канал звукового сопровождения	-	-	-	-	-	-	-	+	-	-	-
Декодер PAL	+	+	+	+	+	+	+	+	-	-	-
Декодер SECAM	+	-	+	+	+	+	+	+	-	-	-
Декодер NTSC	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+
Формирователь сигнала коррекции подушкообразных искажений (E-W)	-	-	-	-	+	+	+	+	-	+	+
Масштабирование по горизонтали и вертикали	-	-	-	-	+	+	+	+	-	+	+
Объем ОЗУ, кБ	64...128	16...64	16...64	16...64	16...64	16...64	16...64	16...64	16...64	16...64	16...64
Объем ПЗУ, кБ	2	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
Число строк телетекста	10	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
Функция «Субтитры» (по требованию заказчика)	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+

Таблица 8

Особенности процессора	УОС-процессор							
	TDA9550	TDA9551	TDA9552	TDA9560	TDA9561	TDA9562	TDA9563	TDA9565
Угол полного отклонения луча кинескопа	90°	90°	90°	90°	90°	110°	110°	110°
Радиоканал с смещенным ЧМ-каналом звука	+	+	+	+	+	+	+	+
Радиоканал с квазипараллельным ЧМ-каналом звука, отдельный вход и АРУ	-	-	+	-	-	-	-	+
Коммутатор аудиосигнала	+	+	+	+	+	+	+	+
Автоматическая регулировка уровня звука АРУЗ (AVL)	+	+	+	+	+	-	-	-
АРУЗ (AVL) или возможность подключения гребенчатого фильтра	-	-	-	-	-	+	+	+
Упрощенный АМ-канал звукового сопровождения	-	-	+	-	-	-	-	+
Декодер PAL	+	+	+	+	+	+	+	+
Декодер SECAM	-	+	+	-	+	-	+	+
Декодер NTSC	+	+	+	+	+	+	+	+
Формирователь сигнала коррекции подушкообразных искажений (E-W)	-	-	-	-	-	+	+	+
Масштабирование по горизонтали и вертикали	-	-	-	-	-	+	+	+
Объем ОЗУ, кБ	32...64	32...64	32...64	64...128	64...128	64...128	64...128	64...128
Объем ПЗУ, кБ	1	1	1	2	2	2	2	2
Число строк телетекста	1	1	1	10	10	10	10	10
Функция «Субтитры» (по требованию заказчика)	+	+	+	+	+	+	+	+
Процессор	TDA9567	TDA9580	TDA9581	TDA9582	TDA9583	TDA9584	TDA9587	TDA9588
Угол полного отклонения луча кинескопа	90°	90°	90°	90°	110°	110°	110°	110°
Радиоканал с смещенным ЧМ-каналом звука	+	+	+	+	+	+	+	+
Радиоканал с квазипараллельным ЧМ-каналом звука, отдельный вход и АРУ	+	-	-	+	-	-	-	-
Коммутатор аудиосигнала	+	+	+	+	+	+	+	+
Автоматическая регулировка уровня звука АРУЗ (AVL)	+	+	+	+	-	-	+	+
АРУЗ (AVL) или возможность подключения гребенчатого фильтра	-	-	-	-	+	+	-	-
Упрощенный АМ-канал звукового сопровождения	+	-	-	+	-	-	-	-
Декодер PAL	+	+	+	+	+	+	-	-
Декодер SECAM	+	-	+	+	-	+	-	-
Декодер NTSC	+	+	+	+	+	+	+	+
Формирователь сигнала коррекции подушкообразных искажений (E-W)	-	-	-	-	+	+	-	+
Масштабирование по горизонтали и вертикали	-	-	-	-	+	+	-	+
Объем ОЗУ, кБ	64...128	64	64	64	64	64	64	64
Объем ПЗУ, кБ	2	1	1	1	1	1	1	1
Число строк телетекста	10	-	-	-	-	-	-	-
Функция «Субтитры» (по требованию заказчика)	+	+	+	+	+	+	+	+

В статье приведены далеко не все возможные варианты и тонкости модернизации телевизоров PAL для приема сигнала SECAM. Так, например, в телевизорах Sharp 70DS-05S и 63DS-05S надо установить видеопроцессор TDA8844 вместо TDA8843. Этот телевизор имеет две микросхемы памяти, одна из них, IC105 — ПЗУ программ. Именно прошивку ПЗУ IC105 необходимо менять. В позиции IC105 установлена микросхема 27C200 для телевизоров без телетекста и 27C400 для телевизоров с этой системой. Проверенные прошивки этих микросхем найти довольно трудно, да и далеко не все программаторы, популярные среди телемастеров, позволяют работать с этими микросхемами.

Для таких случаев и для тех случаев, когда неизвестен способ входа в сервисный режим, разработаны и продаются на радиорынках Украины (по-видимому, и в России тоже) декодеры SECAM, которые рассчитаны на совместную работу с видеопроцессорами

TDA8841 и TDA8843 без замены этих микросхем. Мне известны два таких декодера от разных производителей, цена каждого из них менее \$5. Это декодеры MC-71 и SMC-43, их основой являются распространенные микросхемы TDA8395 и TDA4661.

Декодер MC-71 конструктивно выполнен так, что устанавливается над микросхемой видеопроцессора TDA8841 или TDA8843 и припаивается семью жесткими проводниками прямо к выводам этой микросхемы. Такая конструкция удобна тем, что не требует дополнительного крепления платы декодера. SMC-43 имеет несколько большие размеры. Способ его крепления надо выдумывать в процессе установки, но он содержит электронный коммутатор, который в режиме SECAM отключает выходы декодера PAL микросхемы видеопроцессора, а в режиме PAL — выходы декодера SECAM, что ослабляет взаимовлияние декодеров. С каждым днем появляются новые телевизоры, требующие переделки и новые решения возника-

ющих при этом проблем. Решать эти проблемы поможет эта публикация.

ЛИТЕРАТУРА:

1. И. Б. Безверхний. Транскодеры SECAM/PAL. — Радиоаматор, 2003, № 10, с. 13—16.
2. И. Безверхний. Школа радиоэлектроники. Занятие пятое. Переделка телевизоров стандарта PAL для приема сигнала SECAM. — Радиолюбитель, 2004, № 6, с. 41—46.
3. И. Б. Безверхний. Стандарт SECAM DK в телевизоре Crown CTV-5951. — Радиоаматор, 2005, № 3, с. 14—16.
4. И. Б. Безверхний. Прием звукового сопровождения стандарта DK в телевизорах стандарта BG и M. — Радиоаматор, 2002, № 11, с. 10, 11.
5. И. Безверхний. Система SECAM в телевизорах SHARP на базе шасси 5BSA и CA-1. — Ремонт электронной техники, 2002, № 1, с. 10, 11.
6. В. Новожилков, И. Безверхний. Переделка телевизора Telefunken PALcolor 520 под отечественный стандарт. — Радиолюбитель, 2003, № 1.

Игорь Безверхний,
г. Киев, Украина

ПОДПИСКА — 2007

Журнал «СХЕМОТЕХНИКА»

Редакционная подписка на 2007 г. — 600 рублей.

Через каталог Агентства «РОСПЕЧАТЬ» (красный)

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

Через каталог «ПОЧТА РОССИИ»

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

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

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

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

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

Для подписки через редакцию

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

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

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

CD-ROM с журналом «Схемотехника»

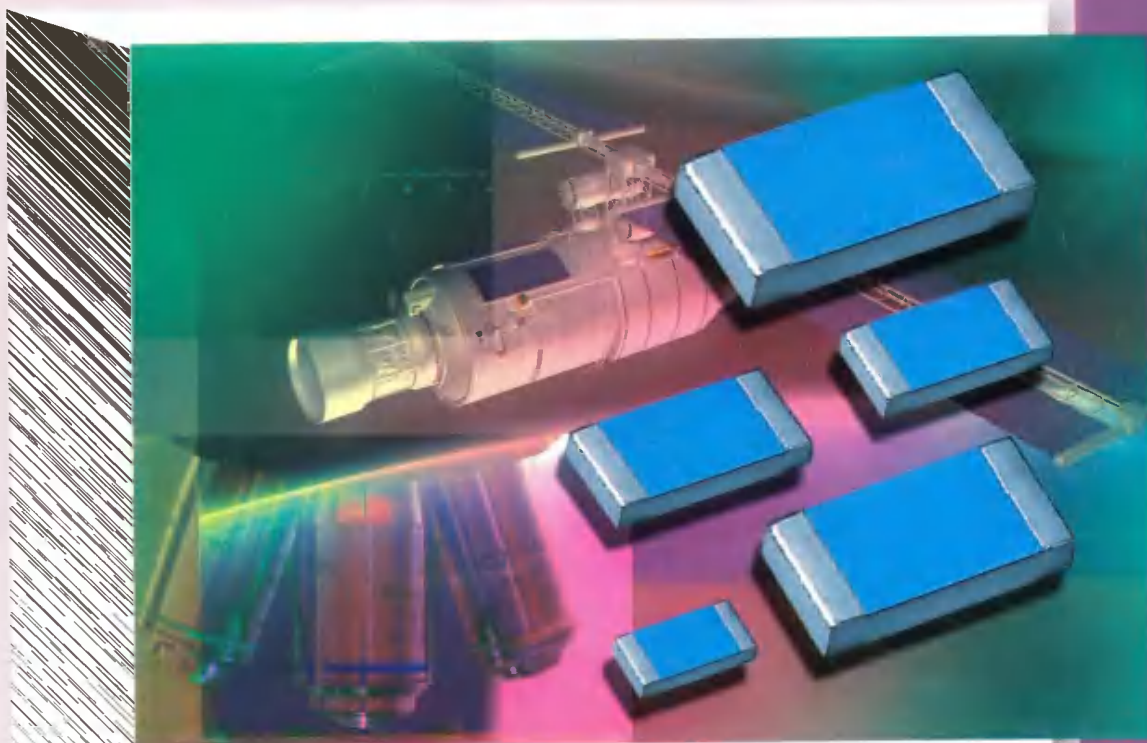
Редакция подготовила CD-ROM с полным содержанием журнала «Схемотехника» за 2000—2003 г. Кроме него диск содержит программное обеспечение к описаниям, опубликованным за все время существования журнала, и годовое содержание в формате Excel за то же время. Вы можете

2000–2003

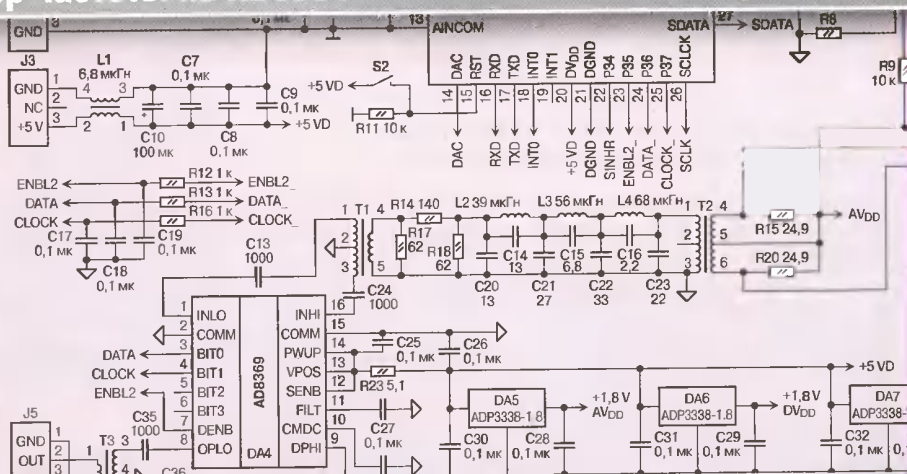
подписаться на CD-ROM, переводя на расчетный счет редакции стоимость диска с пересылкой — 150 руб. Реквизиты редакции указаны на последней странице журнала.

Не забудьте прислать нам по факсу, обычной или электронной почте копию квитанции об оплате с указанием полного адреса с индексом.





Активные корректоры коэффициента мощности ON Semiconductor
Низковольтные аналоговые микросхемы Maxim/Dallas
Фильтры на переключаемых конденсаторах
Измеритель-регулятор температуры на PIC16F877A
Модуль для изучения основ цифровой обработки сигналов
Синтезатор частоты на AD9954



ЭЛЕКТРОНИКА
КОМПОНЕНТЫ • ОБОРУДОВАНИЕ • ТЕХНОЛОГИИ

ChipEXPO

СЕНТЯБРЬ 19-21
-2006

4-Я МЕЖДУНАРОДНАЯ ВЫСТАВКА
РОССИЯ • МОСКВА • ЭКСПОЦЕНТР

ПРИ ПОДДЕРЖКЕ:

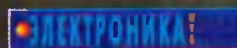


Министерство промышленности и энергетики Российской Федерации
Министерство экономического развития и торговли Российской Федерации
Федеральное агентство по промышленности
Департамент науки и промышленной политики города Москвы
Московская торгово-промышленная палата

ИНФОРМАЦИОННАЯ
ПОДДЕРЖКА



КОМПОНЕНТЫ
И ТЕХНОЛОГИИ



ОРГАНИЗАТОР ВЫСТАВКИ

ЗАО «ЧипЭкспо», Россия,
111141, Москва, ул. Перовская 19/2, стр. 3,
тел./факс: (495) 368-1039, e-mail: info@chipexpo.ru

www.chipexpo.ru

ЦИФРОВЫЕ МУЛЬТИМЕТРЫ

Мультиметры карандашного типа

серии **APPA-10**

APPA 17, APPA 17A

Базовый блок позволяет измерять переменное и постоянное напряжение, сопротивление и выполнять прозвон цепи на обрыв. Съемные блоки дают дополнительную возможность измерений тока, температуры, влажности.



Ударопрочные мультиметры

серии **APPA-70**

APPA 71, APPA 72, APPA 73

Ударопрочный корпус, выдерживающий падение с высоты 1.5 метра, расширенные функции и диапазоны измерений, увеличенный класс точности, измерения среднеквадратичных значений True RMS, RS-232 интерфейс для подключения к компьютеру.



Экономичные мультиметры в эргономичном корпусе

APPA-80

APPA-80(H), APPA-82(H), APPA-82R(H)

Предназначены для измерений, где не требуется высокая погрешность измерений, но необходим широкий набор измерительных функций при максимальном удобстве работы с прибором.



Мультиметры цифровые настольные

APPA 201, APPA 203, APPA 205, APPA 207

Предназначены для лабораторных стационарных измерений, пригодны для работы в условиях повышенной опасности, имеют переносную ручку и отсек для хранения аксессуаров, широкий набор функций и диапазонов измерений, подключение к ПК через RS-232.



ФИРМЕННЫЙ САЛОН "ПРИБОРЫ И ИНСТРУМЕНТЫ"

744 70 70

Офисы в Москве : м. Молодежная: Москва, ул.Ивана Франко, 40, стр.2, (495)97-000-99, почта: 121351, Москва, а/я 100, e-mail: platan@aha.ru м. Новослободская: Москва, 1-й Щемилевский пер., 17/19, стр.2 (495)744-70-70, platan@platan.ru

Офис в Санкт-Петербурге: ул.Зверинская, 44 (812)232-88-36, 232-23-73, platan@mail.wplus.net

Представительства: Воронеж: (0732)59-75-57 Казань: (8432)92-18-06 Киев: ул.Чистяковская, 2, (38044)494-37-92 Новосибирск: (3832)16-33-66 Омск: (3812)24-69-03 Ульяновск: (8422)37-65-67 Уфа: (3472)32-33-42

Региональные дилеры: Белгород: (0722)32-87-22 Ижевск: (3412)43-72-51 Омск: (3812)24-10-90 Ростов-на-Дону: (8632)44-34-48 Саратов: (8452)27-88-55 Самара: (8462)35-26-09 С.-Петербург: (812)327-96-92 Саратов: (8452)27-88-55 Тольятти: (8482)70-91-03 Томск: (3822)55-65-30, 51-12-25 Чебоксары: (8352)56-63-03 Йошкар-Ола: (8362) 45-17-45 Минск: (375-17) 287-28-60