

Главный редактор

Сергей Бирюков

Зам. главного редактора

Сергей Кузнецов

Редакционная коллегия

Павел Асташкевич
Александр Фрунзе
Виктор Иовчик
Юлия Герасимова

Дизайн и верстка

Ирина Галкина
Ирина Чикина

Отдел распространения

(095) 777-12-15
e-mail: sales@dian.ru
Марина Трофимова
Юрий Царев
Сергей Лукин

Отдел рекламы

Юлия Суханова

Адрес редакции:

127015 Москва, ул. Бутырская, д. 41/47
«ИД Скимен»
тел./факс: (095) 777-12-15
www.dian.ru
e-mail: editor@dian.ru

Издатель и учредитель ООО «ИД Скимен»

Отпечатано в ЦАП «Чеховский
полиграфический комбинат»

Тираж 5 300 экз.
Заказ № 2 2 9 7.

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

Редакция не несет ответственности
за информацию, приведенную
в рекламных материалах

За содержание статьи
и ее оригинальность несет
ответственность автор

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

Информацию о подписке
см. на последней странице журнала

Содержание

КОМПОНЕНТЫ

С. Бирюков. Сетевые источники питания на микросхемах LinkSwitch-TN	2
В. Зотов. Выбор ПЛИС фирмы Xilinx для замены микросхем дискретной логики	6
О. Николайчук. Анализ SFR-совместимости микроконтроллеров фирмы Silabs	10
Ю. Давиденко. Инфракрасный порт IrDA для компьютера	14
А. Юдинцев. Микросхема UC3875 в мостовом инверторе с фазовой широтно-импульсной модуляцией	16
О. Вальпа. Цифровые сигнальные процессоры	20

ИСКУССТВО СХЕМОТЕХНИКИ

А. Фрунзе, А. Фрунзе. Микроконтроллеры? Это же просто!	24
С. Лозицкий. Методы анализа операционных схем в частотной области	26
Б. Шевкопляс. Скремблирование передаваемых данных	29
Г. Волович. Полупроводниковые датчики температуры	32
А. Карпенко. Расчет трансформатора однотактного обратногоходового источника питания	35

СОФТ

Г. Кардашев. Компьютерное схемотехническое моделирование электронных устройств	38
О. Вальпа. Borland C++ Builder 6 для начинающих	40

ПРАКТИКА

В. Ефремов. Активный направленный ответвитель сигналов метрового диапазона	44
И. Новоселов. Быстрый способ поиска места обрыва кабеля	46
Ю. Виноградов. Пирозлектрический датчик в охранной сигнализации	47
А. Шитков. Измерение эффективных значений токовыми клещами M266	49
А. Бутов. Устройство автоматического отключения телефонного аппарата	50
Г. Свиридов. Переходник для AT89C2051	52
О. Федоров. Будильник «Слава» — хронометр	53
А. Сергеев. Генератор звуковой частоты	55

CD-ROM с журналами «Схемотехника» (3-я стр. обложки)

Новости от «Аргуссофт Компани» (с. 12). Наш анонс (с. 23).
Вниманию читателей (с. 37). Подписка-2005 (с. 56).

Билет
КАН 346
КК.1 30.06.05

Сетевые источники питания на микросхемах LinkSwitch-TN

В нашем журнале были описаны микросхемы серий TOPSwitch-II, TOPSwitch-FX, TOPSwitch-GX, TinySwitch-II, LinkSwitch и DPA-Switch фирмы Power Integrations [1—6], приведен расчет источников питания на этих микросхемах и примеры практических устройств на них. В предлагаемой статье рассказано о микросхемах серии LinkSwitch-TN этой же фирмы, предназначенных для построения относительно маломощных сетевых источников питания для применений, в которых не требуется гальванической развязки выхода источника от сети.

Микросхемы LinkSwitch-TN [7] напоминают аналогичные приборы серии TinySwitch-II [4], но оптимизированы для применения в источниках питания без гальванической развязки. В микросхемы введены усовершенствования, позволяющие повысить надежность работы преобразователей, уменьшить габариты применяемых индуктивных элементов и повысить КПД. Эти приборы разработаны для замены маломощных линейных стабилизаторов напряжения с сетевым входом и сетевых блоков питания с емкостным балластом.

Особенности микросхем этой серии:

- низкая цена и малое число внешних компонентов для построения преобразователей;
- «мягкий» запуск, уменьшающий перегрузки и облегчающий режим работы микросхемы и других элементов преобразователя (кроме LNK302);
- работа на частоте 66 кГц;
- встроенная модуляция частоты генерации, уменьшающая уровень помех;
- точное ограничение выходного тока;
- малый разброс параметров и их низкий температурный дрейф;
- малое собственное потребление;
- возможность работы без нагрузки;
- тепловая защита с гистерезисом по температуре при выключении и включении.

Микросхемы серии LinkSwitch-TN выпускаются в корпусах двух типов — DIP-8 и SMD-8 (рис. 1). Для увеличения электрической прочности у корпусов использовано по семь выводов, вывод 6 исключен.

Примерные значения максимального выходного тока преобразователей напряжения на рассматриваемых микросхемах приведены в табл. 1

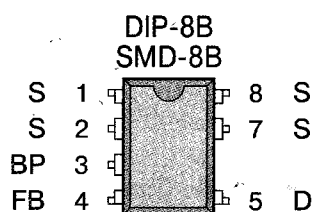


Рис. 1

Таблица 1

Микросхема	Максимальный выходной ток, мА, при напряжении сети, В			
	230±15 %			
	Прерывистый режим	Непрерывный режим	Прерывистый режим	Непрерывный режим
LNK302P LNK302G	63	80	63	80
LNK304P LNK304G	120	170	120	170
LNK305P LNK305G	175	280	175	280
LNK306P LNK306G	225	360	225	360

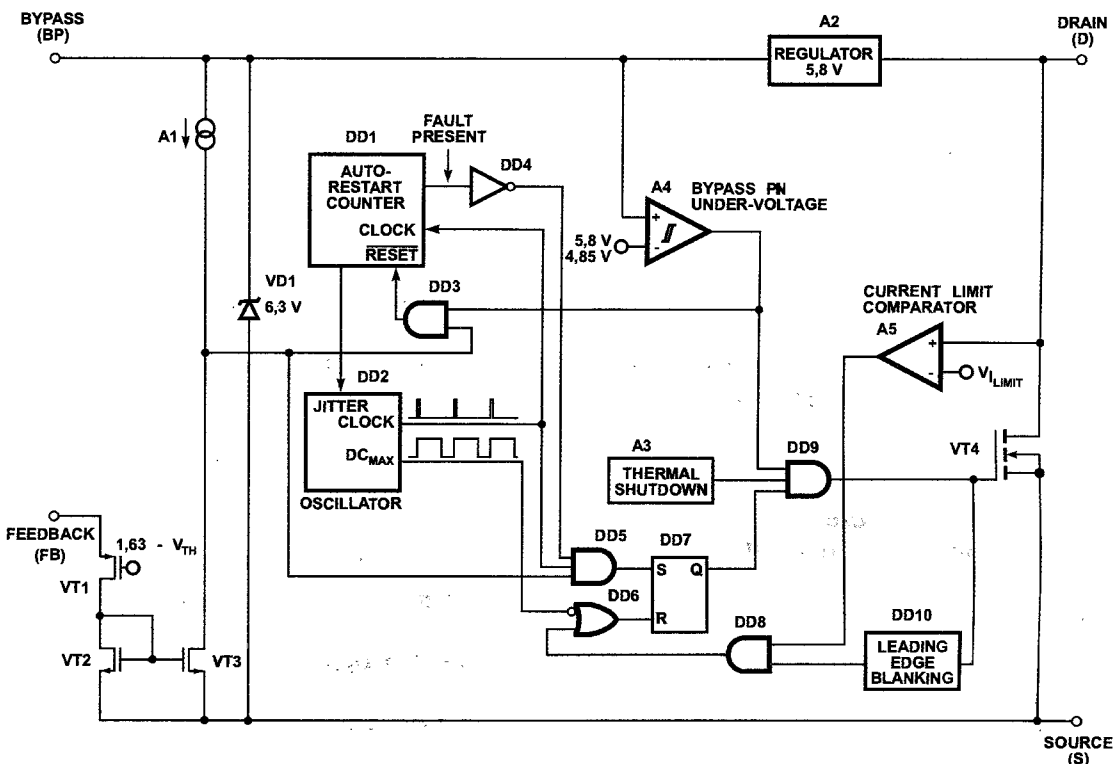


Рис. 2

(суффикс P в обозначении соответствует корпусу DIP-8, G — SMD-8). Максимальные значения тока приведены для двух режимов работы — с прерывистым током дросселя и непрерывным.

Структура микросхем серии LinkSwitch-TN приведена на рис. 2. Как и описанные ранее приборы фирмы Power Integrations, они содержат высоковольтный n-канальный МОП-транзистор VT4 и контроллер управления этим транзистором. В отличие от других микросхем Power Integrations вместо широтно-импульсной модуляции для стабилизации выходного напряжения (тока) используется включение и выключение преобразователя. Контроллер микросхемы LinkSwitch-TN содержит генератор DD2, цепь обратной связи A1, VT1—VT3, стабилизатор напряжения 5,8 В A2, стабилитрон VD1 на напряжение 6,3 В, подключенный к выводу BYPASS (BP), узел защиты от перегрева A3, цепь, обеспечивающую качание частоты генератора

(джиттер), входящую в состав DD2, компаратор ограничения выходного тока A5, а также цепь автозапуска DD1 (кроме LNK302).

Типовая частота работы генератора составляет 66 кГц. В течение каждого периода работы он обеспечивает на своих выходах два сигнала: первый, определяющий максимальный коэффициент заполнения DC_{MAX} , и второй — короткий импульс включения выходного транзистора. Генератор содержит узел качания частоты в пределах примерно ± 2 кГц относительно среднего значения. Это минимизирует уровень излучаемых помех. Частота качания составляет примерно 1 кГц. Эффект качания частоты можно увидеть на осциллограмме, приведенной на рис. 3, он заметен как размытость момента начала очередного включения транзистора микросхемы.

Цепь обратной связи представляет собой полевой р-канальный транзистор VT1, включенный по схеме с

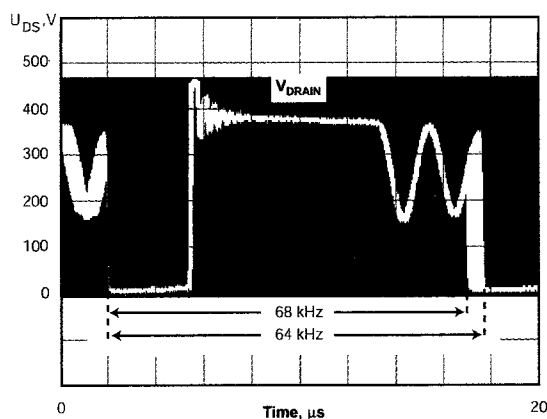


Рис. 3

общим затвором, и токовое зеркало на п-канальных транзисторах VT2, VT3, нагруженное на генератор тока A1. Пока в исток транзистора VT1, подключенный к выводу FEEDBACK (FB), втекает ток менее 49 мкА, на стоке транзистора VT3 будет высокий логический уровень, разрешающий прохождение импульсов с выхода генератора DD2 через элемент DD5 на вход установки триггера DD7. Этот триггер через элемент DD9 открывает ключевой транзистор VT4. Триггер

DD7 сбрасывается по спаду импульса со второго выхода генератора DD2, определяющего коэффициент заполнения импульсов. Если ток входа FB превышает 49 мкА, подача импульсов с генератора на транзистор VT4 прекращается.

Стабилизатор напряжения A2 заряжает конденсатор, подключенный между выводами BYPASS и SOURCE (S) в те моменты, когда транзистор VT4 закрыт. Питание всех узлов микросхемы при открытом транзисторе VT4 осуществляется от этого конденсатора. Искключительно малое потребление тока внутренними узлами микросхемы позволяет ей работать от заряда конденсатора достаточно большое время. Типовая емкость внешнего конденсатора — 0,1 мкФ.

Стабилитрон VD1 ограничивает напряжение на выводе BP на уровне 6,3 В при питании микросхемы через вывод BP от дополнительной обмотки трансформатора преобразовате-

Таблица 2

Параметр	Обозначение	Микросхема	Значение параметра		
			Мин.	Тип.	Макс.
Рабочая частота, кГц	f	—	62	66	70
Модуляция частоты, кГц	Δf	—	—	± 2	—
Максимальный коэффициент заполнения, %	DC_{MAX}	—	66	69	72
Пороговый ток по входу FB, мкА	I_{FB}	—	30	49	68
Напряжение на входе FB при втекающем токе 49 мкА, В	V_{FB}	—	1,54	1,65	1,76
Ток питания по выводу D, мкА	I_{S1}	—	—	160	220
Ток зарядки конденсатора по выводу BP при $V_{BP} = 0$ В, мА	I_{CH1}	LNK302/304	5,5	3,3	1,8
Ток зарядки конденсатора по выводу BP при $V_{BP} = 4$ В, мА	I_{CH2}	LNK305/306	7,5	4,6	2,5
		LNK302/304	3,8	2,3	1
		LNK305/306	4,5	3,3	1,5
Напряжение на выводе BP, В	V_{BP}	—	5,55	5,8	6,1
Гистерезис включения по напряжению на выводе BP, В Ток ограничения, мА	V_{BPH} I_{LIMIT}	—	0,8	0,95	1,2
		LNK302 при $di/dt = 55$ мА/мкс	126	136	146
		LNK302 при $di/dt = 250$ мА/мкс	145	165	185
		LNK304 при $di/dt = 65$ мА/мкс	240	257	275
		LNK304 при $di/dt = 415$ мА/мкс	271	308	345
		LNK305 при $di/dt = 75$ мА/мкс	350	375	401
		LNK305 при $di/dt = 500$ мА/мкс	396	450	504
		LNK306 при $di/dt = 95$ мА/мкс	450	482	515
Минимальное время включенного состояния транзистора, нс	$T_{ON(MIN)}$	LNK306 при $di/dt = 610$ мА/мкс	508	578	647
		LNK302/304	280	360	475
		LNK305	360	460	610
		LNK306	400	500	675
Время запрета ограничения тока при открывании ключевого транзистора, нс	t_{LEB}	—	170	215	—
Порог выключения по температуре кристалла, °C	T_{SD}	—	135	142	150
Гистерезис T_{OFF} °C Сопротивление сток-исток во включенном состоянии, Ом	T_{SHD} $R_{DS(ON)}$ $T = 25$ °C	—	—	75	—
		LNK302	—	48	55,2
		LNK304	—	24	27,6
		LNK305	—	12	13,8
	$R_{DS(ON)}$ $T = 100$ °C	LNK306	—	19	22,1
		LNK302	—	76	88,4
		LNK304	—	38	44,2
		LNK305	—	19	22,1
Пробивное напряжение сток-исток, В		LNK306	—	11	12,9
Время нарастания, нс	t_R	—	—	50	—
Время спада, нс	t_F	—	—	50	—

ля, при этом стабилизатор напряжения А2 выключается. Такой режим обеспечивает исключительно низкое собственное потребление микросхемы LinkSwitch-TN.

Узел А4 разрешает работу ключевого транзистора VT4 при зарядке конденсатора, подключенного к выводу BP, до напряжения 5,8 В, если же он разрядится до 4,85 В, включение этого транзистора запрещается.

Узел А3 запрещает работу микросхемы при ее нагреве до 142 °С. Повторное включение микросхемы разрешается при ее остывании на 75°С от указанной температуры. Такая защита обладает высоким быстродействием, весьма эффективна и практически нереализуема в преобразователях, собранных на дискретных компонентах.

Микросхемы LinkSwitch-TN содержат цепь ограничения выходного тока. Если ток через транзистор VT4 превысит допустимое значение, падение напряжения на нем станет больше порога переключения компаратора А5 и он выключит триггер DD7, что приведет к закрыванию транзистора до окончания цикла. Элементы DD8 и DD10 запрещают выключение триггера в течение короткого времени в момент отпираания транзистора VT4. Это необходимо, поскольку в этот момент ток транзистора VT4 должен разрядить емкость элементов, подключенных к его стоку, а также закрыть выпрямительный диод вторичной цепи, вследствие чего этот ток имеет значительный выброс.

Основные параметры микросхем LinkSwitch-TN приведены в табл. 2.

Для первичного ознакомления с работой преобразователей на микросхемах серии LinkSwitch-TN фирма Power Integrations выпускает набор Design Acceleration Kit (DAK-48A), в который входят готовый преобразователь 12 В, 120 мА; печатная плата для такого преобразователя; по две микросхемы каждого типа в корпусе DIP-8; описание преобразователя, документация [7—9], CD-ROM с программой PI Expert для расчета преобразователей напряжения на микросхемах фирмы Power Integrations.

Схема преобразователя приведена на рис. 4, его параметры — в табл. 3. Нетрудно видеть, что преобразователь собран по схеме импульсного понижающего стабилизатора, роль ключа в котором выполняет микросхема LNK304. Такой преобразователь может применяться, например, для пи-

тания контроллеров бытовых машин, светодиодных устройств, жидкокристаллических индикаторов, счетчиков электрической энергии и для других применений, где не требуется гальванической изоляции от сети.

Входная цепь преобразователя содержит резистор RF1, выпрямительные диоды D3 и D4, конденсаторы C4 и C5 и дроссель L2. Резистор RF1 —

зависит от индуктивности дросселя L1, входного напряжения преобразователя и значения тока ограничения используемой микросхемы.

Напряжение обратной связи снимается с дросселя L1, выпрямляется диодом D2, сглаживается конденсатором C3 и через делитель R1R3 подается на вывод FB микросхемы U1. Напряжение на нагрузке соответству-

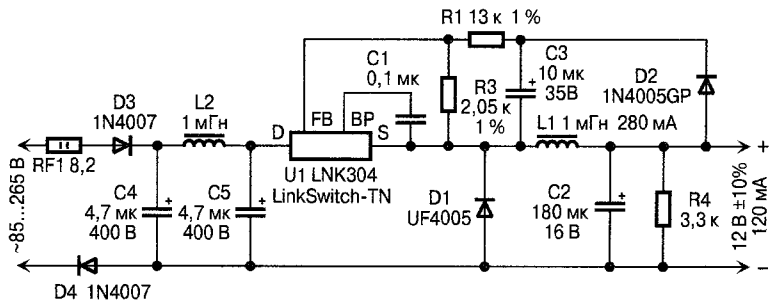


Рис. 4

Таблица 3

Параметр	Мин.	Тип.	Максим.
Входное напряжение, В	85	115/230	265
Частота входного напряжения, Гц	47	50/60	64
Потребляемая мощность без нагрузки при напряжении сети 115 В	—	—	125
Потребляемая мощность без нагрузки при напряжении сети 230 В, мВт	—	—	300
Выходное напряжение, В	10,8	12	13,2
Пульсации выходного напряжения, мВ, от пика до пика	—	—	120
Выходной ток, А	0	—	0,12
Температура окружающей среды при свободной конвекции, °С	-20	—	85
Коэффициент полезного действия, %	70	—	—

невозгораемый проволочный плавящийся и выполняет роль ограничителя зарядного тока конденсаторов C4 и C5 и предохранителя. Установка на его место металлопленочных резисторов не рекомендуется. Дроссель L2 совместно с конденсаторами C4 и C5, а также диод D4 уменьшают проникновение высокочастотных помех от преобразователя в питающую сеть. Эффективность установки дополнительного диода D4 объясняется тем, что он открывается только одновременно с D3, большую часть времени закрыт и в это время не пропускает через себя высокочастотные помехи.

Собственно преобразователь содержит ключ на микросхеме LNK304, диод обратного хода D1, дроссель L1 и выходной сглаживающий конденсатор C2. Выбор индуктивности дросселя, равной 1 мГн, обеспечивает преимущественно непрерывный режим работы преобразователя, при котором в течение каждого периода работы ток через дроссель не прерывается. Максимальное значение тока через дроссель определяется внутренним компаратором микросхемы (А5 на рис. 2), а длительность включенного состояния транзистора VT4

зависит от индуктивности дросселя L1 во время обратного хода преобразователя (при закрытом ключевом транзисторе микросхемы) с точностью до падения напряжения на диоде D1. Напряжение, формируемое на конденсаторе C3, также соответствует напряжению на L1 с точностью до падения на диоде D2. В результате при равенстве падений напряжения на диодах D1 и D2 оно с большой точностью соответствует выходному и стабильность выходного напряжения может быть очень высокой. Делитель напряжения R1R3 должен рассчитываться так, чтобы при номинальном выходном напряжении на вывод FB подавалось 1,65 В при токе потребления по этому выводу 49 мкА. Это напряжение входит в специфицируемые параметры микросхемы с допуском ±7 % в полном диапазоне рабочих температур, что позволяет при использовании точных резисторов делителя собирать преобразователи с допуском на выходное напряжение ±10 % без дополнительной подстройки.

Как уже указывалось выше, стабилизация выходного напряжения осуществляется за счет запрещения включения транзистора микросхемы на некоторое

время, т. е. осуществляется пропуск одного или нескольких циклов работы преобразователя. В этом существенное отличие преобразователей на микросхемах LinkSwitch-TN от аналогичных устройств, использующих широтно-импульсную модуляцию.

Отметим, что в отличие от микросхем TinySwitch в описываемых микросхемах ток управления по входу FB имеет противоположный знак — в TinySwitch он вытекающий, в LinkSwitch-TN — втекающий. Это позволяет максимально упростить подачу сигнала обратной связи на вход FB в понижающих стабилизаторах, как это показано на рис. 4.

При различных аварийных ситуациях, таких, как перегрузка, замыкание выхода, обрыв цепи обратной связи, микросхема LinkSwitch-TN переходит в режим автозапуска. Если ток обратной связи имеет величину менее 49 мкА в течение 50 мс, то на 800 мс прекращается работа преобразователя, после чего производится повторный автозапуск, и так до тех пор, пока не появится нормальное напряжение обратной связи.

Преобразователь работает как обычный импульсный понижающий стабилизатор напряжения — при открытом ключевом транзисторе микросхемы диод D1 закрыт, происходит накопление энергии в дросселе L1 и передача энергии в нагрузку из сети. При закрытом транзисторе отпирается диод D1 и в нагрузку передается энергия, накопленная в дросселе. Конденсатор C2 сглаживает пульсации выходного напряжения, резистор R4 служит начальной нагрузкой преобразователя. Диод D1 должен иметь очень высокое быстродействие, при прерывистом режиме работы преобразователя время восстановления его обратного сопротивления должно быть не более 50 нс, при непрерывном режиме, когда транзистор микросхемы включается при открытом диоде D1 — не более 35 нс. Конденсатор C2 следует выбирать в соответствии с пульсациями тока через него, предпочтительнее использовать конденсатор с низким последовательным сопротивлением (low ESR).

Если необходима работа без нагрузки и выходное напряжение не должно выходить за пределы $\pm 10\%$ от номинального значения, сопротивление резистора R4 следует уменьшить до величины, обеспечивающей ток 5 мА.

Как указано в табл. 2, преобразователь может работать в диапазоне переменного входного напряжения

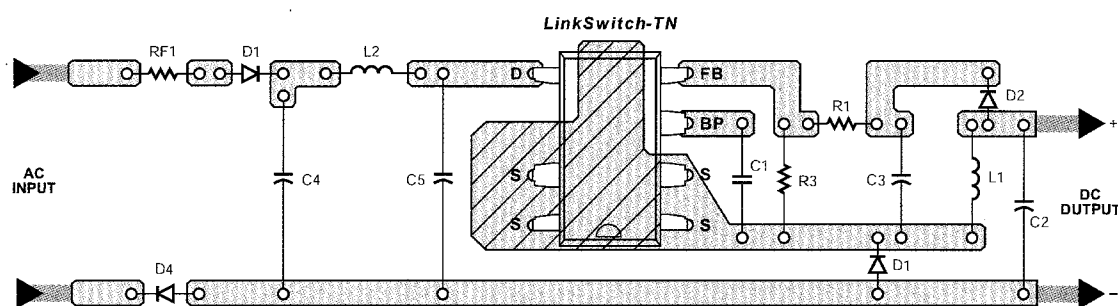


Рис. 5

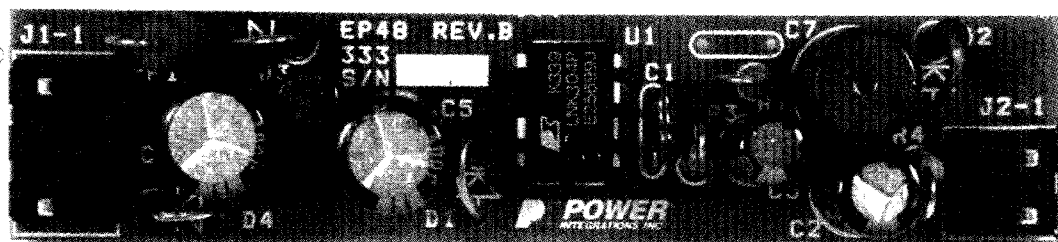


Рис. 6

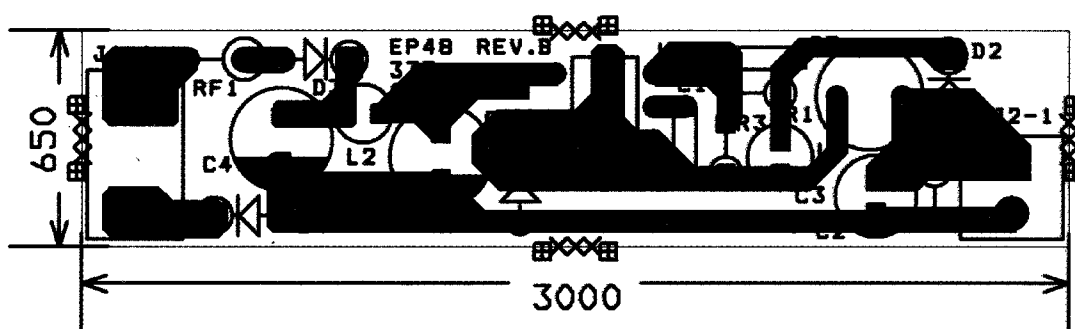


Рис. 7

85...265 В. Если в каких-либо условиях возможно снижение входного выпрямленного напряжения до 30 В, то при очень малой нагрузке (менее 5 мА) возможно увеличение выходного напряжения за допустимые пределы. Для того, чтобы избежать такой ситуации, следует обеспечить минимальную нагрузку 5 мА или установить параллельно выходу преобразователя стабилитрон на напряжение 13...15 В и мощность 1,3 Вт.

На рис. 5 приведено рекомендуемое расположение элементов на плате преобразователя, на рис. 6 — внешний вид собранного устройства, на рис. 5 — печатная плата размерами 76,2×16,5 мм (на рисунке размеры указаны в тысячных долях дюйма).

ЛИТЕРАТУРА:

1. С. Бирюков. Сетевые обратноходовые источники питания на микросхемах серии TOP22х. — Схемотехника, 2002, № 7, с. 6—10, № 8, с. 7—9, № 9, с. 7, 8.
2. С. Бирюков. Сетевые обратноходовые источники питания на микросхемах TOPSwitch-FX. — Схемотехника, 2002, № 10, с. 14—17, № 11, с. 9—11.
3. С. Бирюков. Сетевые обратноходовые источники питания на микросхемах TOPSwitch-GX. — Схе-

механика, 2003, № 1, с. 6—11, № 2, с. 6—8.

4. С. Бирюков. Сетевые обратнoхoдoвыe иcтoчннкк питаник на микрoсхемкх TinySwitch-II. — Схемoтeхникк, 2002, № 12, с. 8—12.
5. С. Бирюков. Сетевые обратнoхoдoвыe иcтoчннкк питаник на микрoсхемкх LinkSwitch. — Схемoтeхникк, 2003, № 11, с. 6—9.
6. С. Бирюков. Преoбразoватeлк пoстoяннoгo нaпряжeник на микрoсхемкх DPA-Switch. — Схемoтeхникк, 2004, № 4—12.
7. LNK302/304-306. LinkSwitch-TN Family. Lowest Component Count, Energy Efficient Off-Line Switcher IC. <www.powerint.com>.
8. LinkSwitch-TN. Design Guide. Application Note AN-37. <www.powerint.com>.
9. Engineering Prototype Report for EP48 — 1.4 W Non-Isolated Buck Converter Using LNK304P (LinkSwitch-TN). <www.powerint.com>.

Продолжение следует

Сергей Бирюков,
г. Москва

Выбор ПЛИС фирмы Xilinx для замены микросхем дискретной логики

Постоянное совершенствование технологии производства программируемых логических интегральных схем (ПЛИС) привело к значительному снижению их стоимости. Данное обстоятельство существенно расширяет сферу применения ПЛИС для реализации цифровых устройств, которые ранее выполнялись на основе микросхем дискретной логики. При этом на этапе выбора элементной базы разработчик должен не только учитывать технические характеристики микросхем, но и сопоставлять сумму материальных затрат для каждого варианта. В данной статье приводятся рекомендации по применению программных средств Logic Consolidator фирмы Xilinx при выборе ПЛИС для замены микросхем дискретной логики.

Фирма Xilinx®, являясь ведущим мировым производителем ПЛИС, предоставляет разработчикам не только широкий спектр микросхем с различной технологией производства, степенью интеграции, архитектурой, быстродействием, потребляемой мощностью и напряжением питания, но и программные средства, которые позволяют заранее оценить эффективность применения ПЛИС с архитектурой CPLD (Complex Programmable Logic Device) при замене микросхем дискретной логики.

ПРЕИМУЩЕСТВА ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ПЛИС СЕМЕЙСТВ CPLD ПО СРАВНЕНИЮ С МИКРОСХЕМАМИ ДИСКРЕТНОЙ ЛОГИКИ

Современные ПЛИС семейств CPLD, выпускаемые фирмой Xilinx, отличаются более высоким быстродействием по сравнению с микросхемами дискретной логики. В результате при использовании этих ПЛИС появляется возможность значительного повышения производительности разрабатываемых цифровых устройств.

Высокая степень интеграции ПЛИС позволяет полностью реализовать разрабатываемое цифровое устройство в одной микросхеме, и, тем самым, сократить время и затраты на трассировку и производство печатной платы. При этом также достигается существенное снижение габаритных размеров устройства за счет уменьшения общего числа используемых элементов и применения ПЛИС в миниатюрных корпусах. Например, микросхемы семейств CoolRunner-II и 9500XL выпускаются в корпусах

различного типа, в том числе Chip Scale Package (CSP), которые отличаются минимальными размерами.

Замена нескольких микросхем дискретной логики одной ПЛИС позволяет снизить уровень электромагнитных помех, излучаемых устройством. Уменьшение этого показателя является, в основном, следствием того, что внутренние соединения между компонентами устройства осуществляются не на уровне печатной платы, а внутри кристалла.

Возможность многократного перепрограммирования ПЛИС, осуществляемого непосредственно в системе, позволяет вносить изменения в алгоритм функционирования разрабатываемого устройства, не затрагивая разводки печатной платы и не требуя демонтажа микросхемы. Это свойство позволяет быстро выполнять процесс отладки совершенно новых устройств без модификации аппаратной части.

Применение ПЛИС создает объективные предпосылки сокращения общего времени цикла разработки и производства устройства. В зарубежной литературе часто употребляется параметр, обозначаемый термином time-to-market, который характеризует суммарную длительность процесса разработки и промышленного внедрения устройства. Снижение этого показателя является одним из главных факторов, определяющих экономическую эффективность проекта. Сокращению длительности разработки и производства устройства способствует наличие мощных инструментов САПР, позволяющих устранить возможные ошибки в процессе проектирования устройства на

ранних этапах. Современные средства проектирования делают возможным выполнение всего цикла разработки устройства непосредственно на рабочем столе пользователя. В частности, программные средства серии Xilinx ISE™ представляют собой систему сквозного проектирования, которая реализует все этапы создания цифрового устройства на базе ПЛИС, включая программирование микросхемы, — разработку проекта, синтез, моделирование, трассировку и загрузку в кристалл. Все семейства ПЛИС с архитектурой CPLD поддерживаются свободно распространяемой (бесплатной) версией САПР — пакетом WebPACK™ [5], поэтому при использовании этих микросхем отсутствуют затраты на приобретение средств проектирования, моделирования и конфигурирования. Для программирования микросхем семейств CPLD и обратного считывания конфигурационных данных достаточно загрузочного кабеля, который подключается к параллельному порту (LPT) персонального компьютера и порту JTAG интерфейса ПЛИС. Такой кабель может быть изготовлен разработчиком самостоятельно, учитывая рекомендации, приведенные в [4].

Современные семейства ПЛИС обладают возможностью установки защиты конфигурационных данных проектируемого устройства от копирования. Использование этой функции позволяет обеспечить охрану прав интеллектуальной собственности разработчика без каких-либо дополнительных затрат. Эта задача является в настоящее время весьма актуальной.

Применение ПЛИС семейств CPLD позволяет добиться существенного снижения потребляемой мощности проектируемого устройства. Этому способствуют два фактора:

- уменьшается общее число компонентов, используемых в устройстве;
- ряд семейств ПЛИС отличается уникальным микромощным потреблением.

В качестве примера можно привести перспективное семейство ПЛИС CoolRunner-II, архитектура, характеристики и особенности применения которых подробно представлены в [1—3].

Одним из важнейших свойств современных ПЛИС является поддержка

различных стандартов уровней цифровых сигналов. В настоящее время широко применяются микросхемы дискретной логики с различными напряжениями питания и уровнями входных и выходных сигналов. При использовании ПЛИС разработчику предоставляется возможность раздельного конфигурирования в рамках одной микросхемы блоков ввода/вывода в соответствии с различными сигнальными стандартами.

Принимая во внимание все перечисленные выше преимущества программируемой логики необходимо также сравнить стоимость ПЛИС и микросхем дискретной логики, используемых для реализации разрабатываемого устройства. Фирмой Xilinx предлагаются программные средства Logic Consolidator, которые позволяют получить предварительную оценку эффективности применения ПЛИС для замены микросхем дискретной логики.

СИСТЕМНЫЕ ТРЕБОВАНИЯ И КРАТКАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ПРОГРАММНЫХ СРЕДСТВ LOGIC CONSOLIDATOR

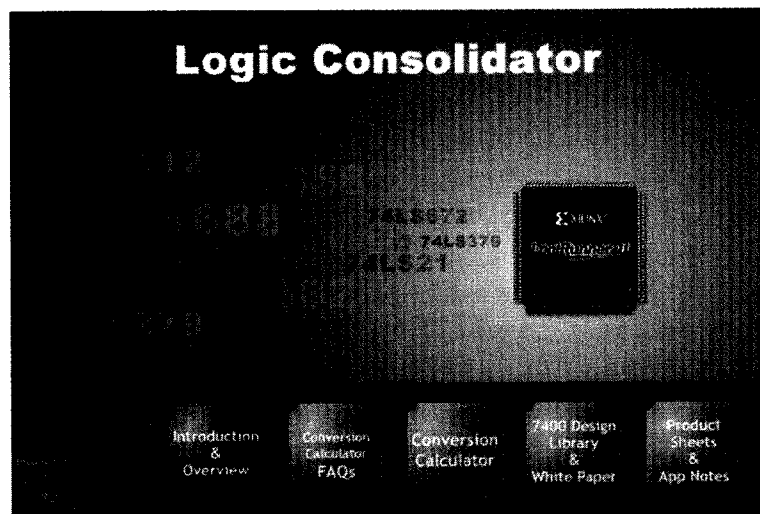
Программные средства Logic Consolidator включают в себя управляющую оболочку LogiCon.exe, информационные материалы, справочные

Рис. 1

данные ПЛИС с архитектурой CPLD, описание примеров и особенностей применения ПЛИС семейств CPLD и калькулятор 7400 Conversion Calculator. Управляющая оболочка предоставляет быстрый доступ ко всем перечисленным выше компонентам средств Logic Consolidator. В информационных материалах отражены тенденции развития микросхем серии 7400 и ПЛИС семейств CPLD, выпускаемых фирмой Xilinx. В разделе справочных данных приведены характеристики ПЛИС семейств CoolRunner-II и 9500XL, а также примеры их использования для реализации устройств различного назначения. Калькулятор 7400 Conversion Calculator предназначен для определе-

ния типа ПЛИС, которая может заменить микросхемы дискретной логики, используемые в разрабатываемом устройстве, а также для оценки стоимости каждого варианта его реализации.

Так как справочные данные и описания примеров применения ПЛИС представлены в формате PDF (Portable Document Format), для их чтения на компьютере должна быть установлена программа Acrobat Reader фирмы Adobe Systems Incorporated. Калькулятор 7400 Conversion Calculator выполнен в виде макроса, предназначенного для системы электронных таблиц Microsoft Excel. Поэтому чтобы воспользоваться утилитой 7400 Conversion Calculator, необходимо прежде всего установить



XILINX®

The Programmable Logic CompanySM

Программируемые
логические интегральные
схемы с архитектурой FPGA

Программируемые
логические интегральные
схемы с архитектурой CPLD

САПР и средства отладки
цифровых систем на базе
ПЛИС

*** Бесплатное программное обеспечение ISI WebPACK ***

INLINEGROUP

Официальный дистрибьютор фирмы XILINX в России, Беларуси и Украине:
123007, Москва, Хорошевское шоссе, д.38, корп.1, 4 этаж,
тел.: (095) 787-59-40, факс: (095) 787-59-35
email: xilinx@inlinegroup.ru, http://www.plls.ru

www.platan.ru

Lumileds

ОПТИЧЕСКИЕ КОМПОНЕНТЫ ОТ ВЕДУЩИХ ПРОИЗВОДИТЕЛЕЙ

Сверхяркие светодиоды LXHL - лучшая замена ламп накаливания!

Honeywell

MAXIM DALLAS

EPCOS

ICOR

MITSUBISHI ELECTRIC

ROHM

PHILIPS

ANALOG DEVICES

muRata

VISHAY

CRYDOM

AMP

DATA VISION

Kingbright

- технология Luxeon V Emitter
- яркость свечения до 120 люмен
- мощность излучения 20 лм/Вт
- глубокая передача цвета по сравнению с цветными фильтрами ламп
- цвет свечения: синий, бирюзовый, зеленый
- срок службы в 100 раз превышает показатели ламп накаливания
- после 50000 часов работы интенсивность свечения сохраняется не менее 70%

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

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

В ячейках таблицы, относящихся к столбцу Total, указывается число экземпляров микросхем выбранного типа, используемое в составе разрабатываемого устройства. Ввод соот-

ветствующего значения осуществляется с помощью клавиатуры после активизации ячейки и завершается нажатием клавиши Enter.

Колонка Cost \$ содержит ячейки, в которых отображается общая стоимость микросхем выбранного типа, применяемых в составе проектируемого устройства. Стоимость вычисляется автоматически после выбора типа микросхемы и указания числа экземпляров данных микросхем. Следует учитывать, что все расчеты выполняются на основании информации о ценах микросхем, характерных для европейского региона. Реальная стоимость выбранных микросхем может отличаться от тех значений, которые заложены в формулы вычислений. В этом случае значение, соответствующее реальной стоимости микросхем, может быть введено пользователем с клавиатуры.

Ячейки, составляющие колонку CoolRunner, предназначены для отображения информации о числе макроячеек ПЛИС семейства CoolRunner-II, необходимых для замены микросхем выбранного типа в составе разрабатываемого устройства. Содержимое этих ячеек обновляется автоматически после ввода информации о типе используемых микросхем и их количестве.

В ячейках, которые входят в состав колонки 9500, представлена информация о числе макроячеек ПЛИС семейства 9500XL, которое требуется для замены микросхем дискретной логики выбранного типа.

Последняя строка таблицы (Totals) содержит итоговые значения параметров, рассмотренных выше, для одного экземпляра проектируемого устройства. Эти значения вычисляются автоматически после ввода исходных данных. В ячейке Total отображается общее число микросхем дискретной логики, используемых в составе разрабатываемого устройства. Ячейка Cost \$ представляет суммарное значение стоимости этих микросхем. В ячейках CoolRunner и 9500 отображается число макроячеек ПЛИС соответствующего семейства, требуемое для реализации проектируемого устройства.

Ниже рассмотренной таблицы в рабочем окне калькулятора 7400 Conversion Calculator (рис. 2) расположен раздел Conversion Analysis, в котором приведены сводные итоги проведенного анализа. В строке Target CPLD отображаются условные обозначения ПЛИС семейств CoolRunner-II и 9500XL, которые предлагаются для замены микросхем дискретной логики в

процессе реализации проектируемого устройства. Строка Xilinx CPLD Cost содержит информацию о стоимости ПЛИС, предлагаемых для замены дискретной логики. Приведенные в этой строке цифры соответствуют европейскому региону. Для получения более точной информации следует обратиться на web-страницу www.plis.ru. В строке Discrete TTL Cost приведена общая стоимость микросхем дискретной логики, используемых в схеме разрабатываемого устройства. Строка Total Cost Savings /per board содержит информацию о величине сокращения материальных затрат на приобретение элементной базы для одного экземпляра проектируемого устройства. В строке Area Summary указывается общее число макроячеек ПЛИС каждого типа, которые предлагаются для замены дискретной логики. Параметр % CPLD Utilization информирует об объеме логических ресурсов ПЛИС, используемых для реализации проектируемого устройства, выраженном в процентах. В строке Additional Logic Capability % приведена информация о процентном соотношении свободных логических ресурсов ПЛИС, остающихся после реализации разрабатываемого устройства. Строка Next Smaller Device* информирует о ближайшем типе ПЛИС соответствующих семейств, обладающих меньшим объемом логических ресурсов.

Чтобы оценить возможность и эффективность применения ПЛИС вместо микросхем дискретной логики для реализации проектируемого устройства, достаточно занести в таблицу сведения о типах и числе микросхем серии 7400 (или их аналогов), используемых в схеме. Вначале в первой свободной строке таблицы следует выбрать категорию микросхем в ячейке Category, а затем в ячейке Device — тип микросхемы. Если имеются затруднения с определением функциональной группы, к которой относится используемая микросхема, то в выпадающем списке возможных вариантов категорий нужно выбрать строку All_Devices. В этом случае при выборе типа микросхемы выпадающий список будет содержать обозначения всех ИС серии 7400. Далее в ячейке Total необходимо указать число микросхем выбранного типа, которое планируется использовать в составе разрабатываемого устройства. Затем в ячейке Cost \$ можно скорректировать значение стоимости микросхем указанного типа. Все перечислен-

ные операции необходимо повторить для каждого типа используемых микросхем. Результаты вычислений обновляются автоматически сразу после ввода в таблицу каждого нового значения. Для того чтобы сохранить все введенные исходные данные и полученные итоговые значения в виде файла на жестком диске, следует выполнить команду Сохранить как... (Save As...), которая расположена во всплывающем меню Файл (File) главного окна системы управления электронными таблицами Microsoft Excel. Затем в появившейся стандартной диалоговой панели сохранения файла нужно выбрать диск, раздел и указать название создаваемого файла.

Анализируя полученные результаты следует учитывать, что некоторые из них, например, число используемых макроячеек ПЛИС для выполнения функций микросхем дискретной логики, носят оценочный характер. Точные значения показателей, характеризующих объем используемых ресурсов ПЛИС, могут быть получены только после выполнения процесса размещения и трассировки проекта средствами САПР серии ISE [5]. Несмотря на это, предварительные оценки, полученные с помощью калькулятора 7400 Conversion Calculator, позволяют сделать вывод о целесообразности применения ПЛИС вместо микросхем дискретной логики.

ЛИТЕРАТУРА:

1. В. Зотов CoolRunner-II — новое поколение высокопроизводительных ПЛИС CPLD фирмы Xilinx с мощным потреблением. — Схемотехника, 2003, № 5—12, 2004, № 1—4.
2. В. Зотов. Организация питания ПЛИС семейства CoolRunner-II фирмы Xilinx. — Схемотехника, 2004, № 5—11.
3. В. Зотов. Инструментальный комплект CoolRunner-II Design Kit для практического освоения методов программирования ПЛИС семейств CPLD фирмы Xilinx. — Компоненты и технологии, 2003, № 2.
4. В. Зотов. Средства программирования ПЛИС семейства CoolRunner-II фирмы Xilinx. — Схемотехника, 2004, № 12, с. 2—4.
5. В. Зотов. Проектирование цифровых устройств на основе ПЛИС фирмы Xilinx в САПР Web Pack ISE. — М.: Горячая линия—Телеком, 2003.

Валерий Зотов,
г. Москва

Анализ SFR-совместимости микроконтроллеров фирмы Silabs

В рамках настоящей статьи цикла произведен системный анализ совместимости подсистемы интерфейса SMBus, описаны управляющие регистры, отмечены некоторые особенности.

Практически все микроконтроллеры фирмы Silicon Laboratories (SiLabs) [1], кроме семейства F2xx, оснащаются интерфейсом системной шины управления (SMBus — System Management Bus), известной также под названием I²C.

Подсистема интерфейса SMBus содержит следующие SFR регистры:

- SMB0ADR — регистр адреса интерфейса SMBus;
- SMB0CN — регистр управления интерфейса;
- SMB0CR — регистр управления скоростью интерфейса;
- SMB0DAT — регистр данных;
- SMB0STA — регистр состояния интерфейса SMBus.

Следует отметить, что все полноформатные семейства (F00x, F01x, F02x, F04x, F06x, F12x и F13x) оснащены полным интерфейсом SMBus, содержащим все пять SFR регистров, а все малоформатные семейства микроконтроллеров (F30x, F31x, F32x, F33x и F35x) — упрощенным интерфейсом, содержащим только два основных SFR регистра — данных SMB0DAT и управления SMB0CN. Важно также отметить, что для всех полноформатных семейств микроконтроллеров SFR регистры интерфейса SMBus полностью совместимы. Кроме того, на уровне упрощенного интерфейса совместимы по адресам все семейства микроконтроллеров.

Регистры SFR интерфейса SMBus приведены в табл. 1.

Прежде, чем приступить к рассмотрению вопроса о SFR-совместимости различных семейств микроконтроллеров в отношении интерфейса SMBus, приведем краткое описание этого интерфейса.

Этот интерфейс представляет собой двухпроводную двунаправленную последовательную шину. Чтение и запись информации производится байтами под автономным управлением встроенного контроллера последовательной передачи данных. Данные могут передаваться с максимальной скоростью, соответствующей 1/178 системной частоты. Например, при установленном кварцевом резонаторе с частотой 22,1184 МГц максимально возможная скорость передачи соответствует 124 кГц. При этом скорость передачи может быть выше, чем предусмотрено спецификацией. Реальная скорость передачи зависит от типов устройств, подключенных к шине (точнее от их предельного быстродействия), и может быть намного меньшей.

В описываемом интерфейсе различают два типа передачи данных — передача данных от главного ведущего (Master) источника к адресуемому подчиненному ведомому (Slave) приемнику и передача данных от адресуемого ведомого (Slave) источника к главному ведущему (Master) приемнику. Инициатором обоих типов передач данных всегда является Master интерфейс (узел), он передает в шину тактовую последовательность импульсов. Интерфейс SMBus может работать в качестве главного (ведущего) и подчиненного (ведомого) узла. Описываемый интерфейс поддерживает также работу шины с несколькими главными узлами. При этом при одновременной попытке двух или более узлов иницировать обмен в режиме Master используется схема арбитража.

Интерфейс SMBus может работать с напряжениями в диапазоне 3...5 В. К

одной шине могут быть подключены приборы, работающие с различными напряжениями. Интерфейс включает две линии: SCL — линию тактовых импульсов и SDA — линию передачи данных, обе двунаправленные и выполнены с выходами типа «открытый сток», что предполагает наличие подтягивающих резисторов к плюсу источника питания. Из этого следует, что пассивные линии имеют высокий логический уровень. Число узлов на шине SMBus ограничено форматом адреса (127 адресов), длительностью фронта (перепада от низкого логического уровня к высокому), который должен быть не более 300 нс, и спада (перепада от высокого логического уровня к низкому) — не более 1000 нс.

Типовой цикл обмена данных в шине SMBus состоит из:

- состояния старта (Start);
- байта адреса;
- одного или нескольких байтов данных;
- состояния останова (Stop).

Передача байта адреса и каждого из байтов данных сопровождаются подтверждающим (Acknowledge) битом от приемника. Байт адреса состоит из семи битов адреса (т. е. максимально возможное число устройств — 127) и бита направления R/W (1 — чтение, 0 — запись). Операции с адресом 0x00 означают, что узел Master производит передачу всем узлам Slave одновременно. Как уже указывалось выше, все операции производятся под управлением узла Master. Он генерирует состояние старта, далее передает адрес с битом направления (операции R/W). Если производится операция записи (R/W = 0) от главного узла к подчиненному, то главный узел побайтно передает данные и ожидает от подчиненного бита подтверждения после каждого переданного байта данных. Если производится операция чтения (R/W = 1), то подчиненный узел передает побайтно данные и ожидает бит подтверждения от главного после каждого переданного байта. После завершения передачи данных главный узел формирует состояние останова (Stop) и освобождает шину.

Итак, интерфейс может находиться в одном из четырех режимов:

Таблица 1

Название регистра	Назначение	Адрес SFR регистра												
		F00x	F01x	F02x	F04x	F06x	F12x	F13x	F2xx	F30x	F31x	F32x	F33x	F35x
SMB0ADR	Адреса SMBus	0xC3	0xC3	0xC3	0xC3/0	0xC3/0	0xC3/0	0xC3/0	—	—	—	—	—	—
SMB0CN	Управление SMBus	0xC0	0xC0	0xC0	0xC0/0	0xC0/0	0xC0/0	0xC0/0	—	0xC0	0xC0	0xC0	0xC0	0xC0
SMB0CR	Управление скоростью SMBus	0xCF	0xCF	0xCF	0xCF/0	0xCF/0	0xCF/0	0xCF/0	—	—	—	—	—	—
SMB0DAT	Данные SMBus	0xC2	0xC2	0xC2	0xC2/0	0xC2/0	0xC2/0	0xC2/0	—	0xC2	0xC2	0xC2	0xC2	0xC2
SMB0STA	Состояние SMBus	0xC1	0xC1	0xC1	0xC1/0	0xC1/0	0xC1/0	0xC1/0	—	—	—	—	—	—

- главный источник (Master Transmitter Mode);
- главный приемник (Master Receiver Mode);
- ведомый (подчиненный) источник (Slave Transmitter Mode);
- ведомый (подчиненный) приемник (Slave Receiver Mode).

Главный узел может начать обмен только когда шина свободна. Состояние «свободной линии» определяется по высокому логическому уровню на обеих линиях в течение определенного времени. Два или более главных узла могут попытаться одновременно начать обмен и одновременно сгенерировать состояние Start на шине. Поскольку узел не может знать о намерении других узлов одновременно с ним начать обмен по шине, необходима схема арбитража. Это решается достаточно просто. Состояние Start заключается в переводе линии SDA в состояние логического нуля на определенное время. Несколько узлов беспрепятственно могут сделать это. Одновременно они анализируют состояние этой линии. Первый из узлов, который попытается перевести линию в высокий уровень, и захватит магистраль (выиграет арбитраж), заставляя остальные узлы освободить шину.

Шина SMBus использует механизм синхронизации, аналогичный интерфейсу I²C. Главный узел передает тактовые импульсы, а ведомый работает на предложенной главным узлом скорости, либо притормаживает работу, переводя линию SCL в низкий логический уровень через один импульс SCL, таким образом снижая скорость тактовых импульсов.

На шине SMBus возможны несколько типов состояния таймаута.

1. Таймаут тактовой линии в нуле (SCL Low Timeout). Если линия SCL переведена низкоскоростным ведомым узлом в состояние низкого логического уровня, никакая дальнейшая передача невозможна. Очевидно, что главный узел в этой ситуации ничего не может сделать. Для исключения этой ситуации предусмотрено, что каждый узел определяет длительность нахождения линии SCL в состоянии низкого уровня, и если эта длительность превышает 25 мс, состояние считается таймаутом. Каждый узел, определивший состояние таймаута на шине, обязан сбросить свой интерфейс не позднее, чем через 10 мс. Интерфейс SMBus не имеет специального узла мониторинга линии SCL,

однако любой из таймеров общего назначения в режиме шестнадцатиразрядного регистра с автозагрузкой может быть использован для этого, а таймер 3 многих микроконтроллеров специально приспособлен для таких целей.

2. Таймаут тактовой линии в единице (SCL High Timeout). Этот таймаут можно считать функционально нормальным (т. е. не ошибочным), т. к. он свидетельствует о том, что шина свободна. Таймаут определяется, если обе линии SCL и SDA находятся в состоянии логической единицы более 50 мкс. Если бит FTE в регистре SMB0CN установлен, то определить, свободна ли линия, можно по состоянию регистра SMB0CR.

Регистр данных SMB0DAT имеется во всех семействах микроконтроллеров, оснащенных интерфейсом SMBus, он расположен по SFR адресу 0xC2 и служит для ввода/вывода данных.

Регистр управления интерфейсом SMB0CN также имеется во всех семействах микроконтроллеров, он расположен по SFR адресу 0xC0. Назначение битов этого регистра приведено в табл. 2.

Таблица 2

Название регистра — SMB0CN, SMBus Control Register (Регистр управления интерфейсом SMBus)								
SFR адрес — 0xC0			Значение после сброса — 00000000b (0x00)					
Семейства	Bit 7	Bit 6	Bit 5	Bit 4	Bit 3	Bit 2	Bit 1	Bit 0
F00x	BUSY	ENSMB	STA	STO	SI	AA	FTE	TOE
F30x	MASTER	TXMODE	STA	STO	ACKRQ	ARBLOST	ACK	SI

AA (SMBus Assert Acknowledge Flag) и ACK (SMBus Acknowledge Flag) — флаг подтверждения состояния шины. Если флаг равен 0, состояние шины «Not Acknowledge», т. е. SDA = 1. Если флаг равен 1, состояние шины «Acknowledge», т. е. SDA = 0.

ACKRQ (SMBus Acknowledge Request) — бит устанавливается в 1, когда интерфейс принимает байт, и необходим для завершения бит ACK.

ARBLOST (SMBus Arbitration Lost Indicator) — бит устанавливается в 1 при передаче и отсутствии арбитража.

BUSY (Busy Status Flag) — флаг занятости интерфейса SMBus. Если интерфейс занят, бит равен 1.

ENSMB (SMBus Enable) — бит разрешения (1) интерфейса SMBus.

FTE (SMBus Free Timer Enable Bit) — бит управления «свободным таймером». Установка разрешает генерацию таймаута при нахождении

линии SCL в высоком состоянии более определенного времени, установленного в регистре SMB0CR.

MASTER (SMBus Master/Slave Indicator) — индикатор статуса интерфейса. Если индикатор равен 1, то интерфейс работает в качестве ведущего, а если 0 — в качестве ведомого.

SI (SMBus Serial Interrupt Flag) — последовательный флаг прерываний интерфейса SMBus. Этот флаг устанавливается аппаратно, если произойдет одна из 27-ми ситуаций, перечисленных в табл. 3 (кроме кода 0xF8). Если разрешены прерывания, установка этого флага вызовет соответствующее прерывание. Следует помнить, что этот флаг обнуляется только программно.

STA (SMBus Start Flag) — флаг начала передачи. Если интерфейс работает в режиме ведущего, то запуск (START) передачи начинается, если шина свободна. Если же шина занята, то передача откладывается до приема состояния STOP. Флаг STO (описан ниже) должен быть очищен до установки STA.

STO (SMBus Stop Flag) — флаг завершения передачи. Установка флага STO приводит к передаче состояния

STOP. Если состояние STOP принято, флаг STO аппаратно обнуляется.

TOE (SMBus Timeout Enable Bit) — бит разрешения таймаута. Установка разрешает таймаут при нахождении линии SCL в низком состоянии более определенного времени, заданного таймером T3.

TXMODE (SMBus Transmit Mode Indicator) — индикатор состояния линии. Состояние индикатора 1 соответствует передаче, а 0 — приему.

Возможно 28 состояний интерфейса SMBus, приведенных в табл. 3.

Код текущего состояния можно получить через регистр состояния SMB0STA. Сразу оговоримся, что этот регистр имеется только у полноформатных семейств микроконтроллеров. Он расположен по SFR адресу 0xC1. В этом регистре используются только старшие пять битов (7:3), которые и определяют код статуса (SMBus Status Code). Коды действительны только тогда, когда флаг SI установлен. Важ-

Таблица 3

Код статуса (SMB0STA)	Режимы	Описание
0x00	Все	Ошибка шины (т. е. неправильный START, неправильный STOP)
0x08	Ведущий передатчик/приемник	Передано состояние START
0x10	Ведущий передатчик/приемник	Повторена передача состояния START
0x18	Ведущий передатчик	Ведомый адрес+W передан. ACK принят
0x20	Ведущий передатчик	Ведомый адрес+W передан. NACK принят
0x28	Ведущий передатчик	Байт данных передан. ACK принят
0x30	Ведущий передатчик	Байт данных передан. NACK принят
0x38	Ведущий передатчик	Арбитраж пуст
0x40	Ведущий приемник	Ведомый адрес+R передан. ACK принят
0x48	Ведущий приемник	Ведомый адрес+R передан. NACK принят
0x50	Ведущий приемник	Байт данных принят. ACK передан
0x58	Ведущий приемник	Байт данных принят. NACK передан
0x60	Ведомый приемник	Собственный ведомый адрес+W принят. ACK передан
0x68	Ведомый приемник	Арбитраж пуст при передаче ведомого адреса+R/W в режиме мастера. Собственный ведомый адрес+W принят. ACK передан
0x70	Ведомый приемник	Общий вызов (0x00) принят. ACK возвращен
0x78	Ведомый приемник	Арбитраж пуст при передаче ведомого адреса+R/W в режиме мастера. Общий вызов (0x00) принят. ACK возвращен
0x80	Ведомый приемник	Собственный ведомый адрес+W принят. Байт данных принят. ACK передан
0x88	Ведомый приемник	Собственный ведомый адрес + W принят. Байт данных принят. NACK передан
0x90	Ведомый приемник	Общий вызов (0x00) принят. Байт данных принят. ACK передан
0x98	Ведомый приемник	Общий вызов (0x00) принят. Байт данных принят. NACK передан
0xA0	Ведомый приемник	Ситуация STOP или повторный START принят при адресации ведомого
0xA8	Ведомый передатчик	Собственный ведомый адрес+R принят. ACK передан
0xB0	Ведомый передатчик	Арбитраж пуст при передаче ведомого адреса+R/W в режиме мастера. Собственный ведомый адрес + R принят. ACK передан
0xB8	Ведомый передатчик	Байт данных передан. ACK принят
0xC0	Ведомый передатчик	Байт данных передан. NACK принят
0xC8	Ведомый передатчик	Последний байт данных передан (AA = 0). ACK принят
0xD0	Ведомый передатчик/приемник	Таймаут SCL
0xF8	Все	Режим Idle

но отметить, что любая попытка записи в этот регистр может привести к непредсказуемым последствиям. Младшие биты (2:0) всегда читаются как 000b, если флаг SI установлен.

Регистр адреса SMB0ADR также имеется только у полноформатных семейств микроконтроллеров, он расположен по SFR адресу 0xC3. В нем для формирования адреса используются

семь старших битов (7:1), определяющих SMBus Slave Address — шестибитный адрес ведомого. Эти биты устанавливаются после передачи (т. е. адрес распознается из принятой передачи), только если интерфейс работает в режиме ведомого. В режиме ведущего содержимое этого регистра игнорируется. Младший бит GC (General Call Address Enable) — бит разрешения безадресной передачи (передачи всем). Если бит GC установлен в единицу, разрешается распознавание адреса 0x00 — общей передачи (общего вызова).

Последний оставшийся SFR регистр SMB0CR — регистр установки скорости передачи. Он расположен по адресу 0xCF. Установкой битов этого регистра контролируется частота последовательной передачи SCL в режиме ведущего. Установленное значение загружается в специальный восьмибитный таймер, который наращивает содержимое и при переполнении и переходе в состояние 0x00 происходит срабатывание SCL логики. Период генерации SCL определяется следующим выражением:

$$T_H = T_L = T_{\text{SYSCLK}} \times \times [256 - \text{SMB0CR}] + 2,5] \geq 5 \text{ мкс.}$$

Используя его можно получить значение периода таймаута «свободного таймера»:

$$T_{\text{BFT}} = T_{\text{SYSCLK}} \times \times [10 \times (256 - \text{SMB0CR}) + 1] \geq 50 \text{ мкс.}$$

Следует отметить, что при задании скорости допустимы коды от 0x00 до 0xFE. Код 0xFF недопустим!

Продолжение следует

ЛИТЕРАТУРА:

1. <http://www.silabs.com>

Олег Николайчук,
г. Кишинев, Молдавия

Новости от «Аргуссофт Компани»

ДАТЧИКИ ДАВЛЕНИЯ СЕРИИ НРХ

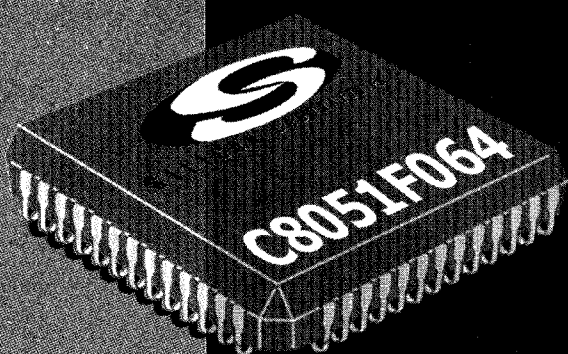
Фирма Honeywell анонсировала датчики давления новой серии. Диапазон измеряемых датчиками давлений — 0...100 psi (0...689,5 кПа), тип — относительный и абсолютный, датчики рассчитаны на автомобильный диапазон

температур. Приборы не требуют термокомпенсации и калибровки. Корпуса — DIP, SOIC. Области применения — медицинское оборудование, альтиметры и барометры, пневмооборудование, обнаружение утечек газа.



SILICON LABORATORIES

**C8051F064 - новый
производительный
16-ти разрядный АЦП
с микроконтроллерной
системой в одном
корпусе**



125315 Москва, Усиевича 24\2,
ООО Атос,
Тел./Факс: (095) 787-48-05

velleman



www.platan.ru

ПЛАТАН

Honeywell

ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ ОТ ВЕДУЩИХ ПРОИЗВОДИТЕЛЕЙ



Программатор для PIC контроллеров

- поддерживает контроллеры в 4 типах корпусов: 8, 14, 18 и 28 pin
- имеют возможность внутрисхемного программирования микроконтроллеров через IDSP интерфейс
- тестовые кнопки и светодиодная индикация для симуляции выходных сигналов
- микроконтроллер PIC16F627 позволяет проводить перепрограммирование до 1000 раз
- подключение к ПК через последовательный порт
- поддерживает микроконтроллеры:

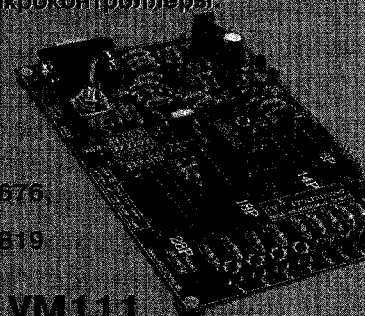
PIC12F6X

PIC16C8X, PIC16F8

PIC16F87X

PIC16F630, PIC16F676,

PIC16F818, PIC16F819



VM111



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

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

DSPA-2005

Москва
16 – 18 марта 2005 г.

7-я Международная Конференция и Выставка

Цифровая Обработка Сигналов и ее Применение

Digital Signal Processing and its Applications



Тематика выставки

- Новые компоненты различных производителей для цифровой обработки сигналов
- Отечественные и зарубежные изделия на базе DSP
- Новые технические и алгоритмические решения в области цифровой обработки сигналов
- Новые области применения приборов на базе DSP

AUTEX Ltd.

Тел.: (095) 334-7741, 334-9151

Факс: (095) 234-9991, 334-8729

e-mail: info@autex.ru http://www.autex.ru

Подробная информация:

www.autex.ru

www.dspa.ru

Тематика конференции

- Теория сигналов и систем
- Теория и методы цифровой обработки сигналов (ЦОС)
- Цифровая обработка многомерных сигналов
- Цифровая обработка речевых и звуковых сигналов
- Цифровая обработка изображений
- ЦОС в системах телекоммуникаций
- ЦОС в радиотехнических системах
- ЦОС в системах управления
- Цифровая обработка измерительной информации
- Нейрокомпьютерная обработка сигналов и изображений
- Цифровое телерадиовещание
- ЦОС в системах защиты информации
- Проектирование и техническая реализация систем ЦОС
- Проблемы подготовки специалистов в области ЦОС

РНТОРЭС им. А. С. Попова

Тел.: (095) 921-0610, 921-7108

Тел./факс: (095) 921-1639

e-mail: nto.popov@mtu-net.ru

http://www.rntores.ru

Инфракрасный порт IrDA для компьютера

Принципиальная схема ИК-модуля показана на рис. 4.

Микросхема TFDS4500 используется в типовом включении. Резистор R3 ограничивает максимальный ток через излучающий ИК-диод (его номинал выбран в соответствии с техническими параметрами микросхемы).

Элементы R1, C1—C3 образуют фильтр по питанию. Согласно рекомендациям изготовителя керамический конденсатор C3 и оксидный C2 должны быть подключены к выводам питания в непосредственной близости от микросхемы. Цепь R2HL1 предназначена для наглядного отображения излучаемых микросхемой ИК-импульсов. Если эта функция не нужна, цепь можно не устанавливать.

Печатная плата модуля (с цепочкой R2HL1) показана на рис. 5 (размер платы 30×30 мм), на рис. 6 показано расположение деталей.

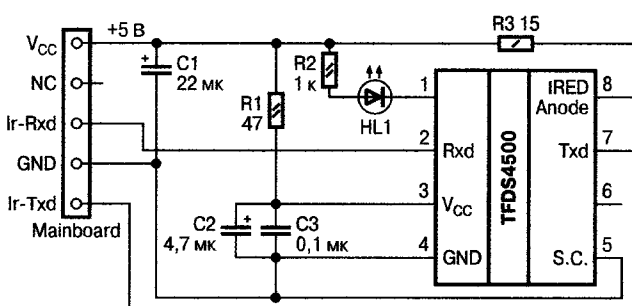


Рис. 4

На рис. 7 показан еще один вариант печатной платы (без цепочки R2VD1), размер платы 17×24 мм.

Данный ИК-модуль легко устанавливается в стандартный корпус от COM-разъема. Такие корпуса продаются отдельно от разъемов. Внешний вид открытого корпуса с установленной платой показан на рис. 8.

К материнской плате ИК-модуль подсоединен не напрямую, а для удобства использования четырехжильный провод от старой мышки, промежуточный разъем (COM-9), расположенный на скобе-заглушке задней стенке корпуса ПК, IR-разъем на материнской плате.

Печатная плата модуля (рис. 7) рассчитана на установку компонен-

тов для поверхностного монтажа. Резистор R3 — мощностью 0,25 Вт, конденсаторы C1, C2 — танталовые.

Прежде чем приступить к подключению ИК-модуля, нужно определить (по документации к материнской плате или по надписям на ней самой) разводку IR-разъема, который может именоваться как IR-Connector или IR-header.

У различных производителей разводка и конструкция разъема могут быть разными.

После правильного подключения ИК-модуля следует активировать ИК-порт через BIOS компьютера. Для этого в разделе Integrated Peripherals включить Onboard Serial Port 2 в режим IrDA, установить режим работы HPSIR. Полярность TX/RX установить в Hi/Lo. Параметр IR Function Duplex установить Full. В различных версиях BIOS аналогичные функции могут отсутствовать или отличаться по названию.

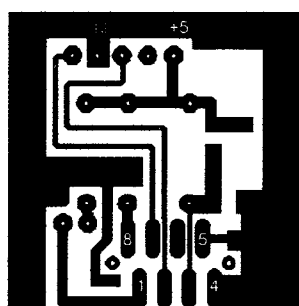


Рис. 5

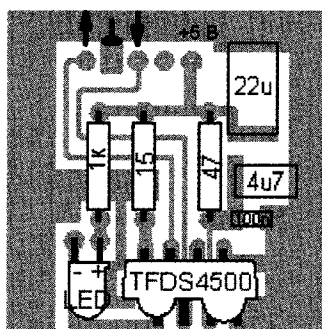


Рис. 6

При отсутствии технической документации на системную плату следует посетить в Интернете адрес <http://evm.wallst.ru/main/irda/faq.htm>, где можно найти информацию по разводке IR-разъема и настройках BIOS для системных плат различных производителей.

После сохранения установок в BIOS производят загрузку ПК. В процессе

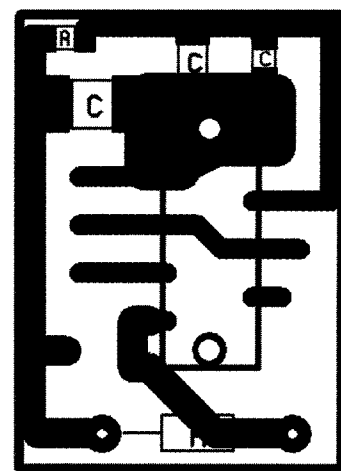


Рис. 7

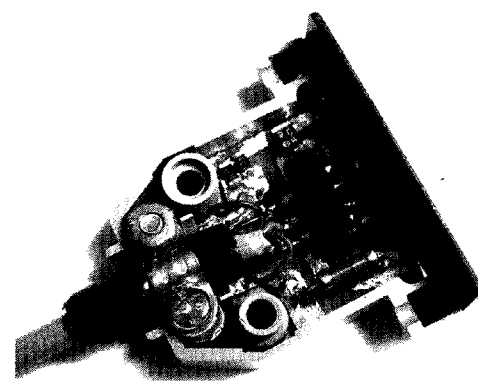


Рис. 8

инициализации устройств Plug and Play ОС обнаружит новое устройство — Serial Infrared Port, произведет установку соответствующего драйвера для него и предложит перезагрузить ПК, после чего порт готов к работе. Его дальнейшее применение зависит от взаимодействующего с ПК устройства и используемого для этого программного обеспечения.

Для корректной работы в Windows 2000 и Windows XP понадобится также драйвер виртуального COM-порта IrComm2k, позволяющий через ИК-связь эмулировать обычное проводное подключение. Скачать его можно бесплатно с сайта <http://www.ircomm2k.de/>.

Надо отметить, что IrComm2k поможет разрешить многие проблемы и конфликты, возникающие при совместной работе ИК-портов (в том числе подключаемых к USB и COM-портам) с программным обеспечением мобильных телефонов. IrComm2k выполняет свои функции под разными версиями Windows — от 98SE до 2003 Enterprise Server.

ИК-порт, подключаемый к IR-разъему системной платы, — самое доступное по цене и простое в реализации устройство, однако оно оказывается привязанным к одному конкретному компьютеру.

Во многих случаях бывает необходимо и удобно организовать ИК-связь через последовательный COM-порт RS-232 или (что гораздо удобнее) через USB. На рис. 9 показан один из вариантов внешнего вида адаптера IrDA SIR для COM-порта.

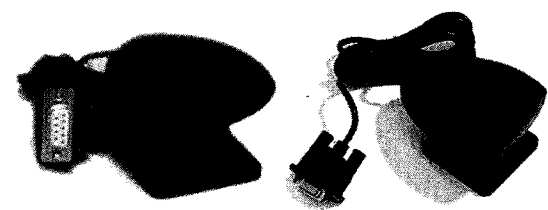


Рис. 9

Для работы модулятора-демодулятора требуется сигнал синхронизации с частотой, равной 16-кратной частоте передачи данных. Этот сигнал поступает на синхровход микросхемы UART COM-порта. Такого сигнала на выходе COM-порта нет и его приходится восстанавливать из асинхронного битового потока.

На рис. 10 показана функциональная схема построения ИК-порта с интерфейсом RS-232. Она состоит из следующих основных элементов:

- преобразователь уровней RS-232, эту роль может выполнять MAX232/3232, ADM232, ST232/3232;
- кодек (кодер/декодер) стандарта IrDA SIR;
- ИК-приемопередатчик.

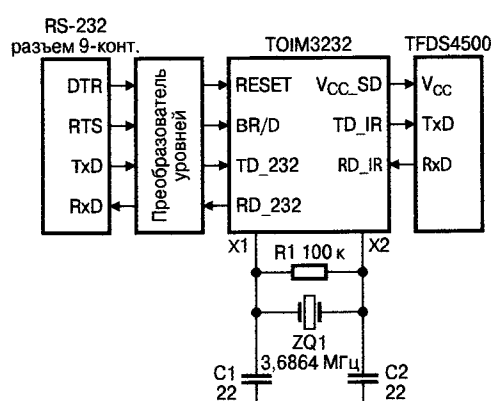


Рис. 10

В стандарте IrDA SIR используется так называемая модуляция «3/16». Принцип данного вида модуляции проиллюстрирован на рис. 11.

Длительность импульса, подаваемого на ИК-приемопередатчик TFDU4500, равна 3/16 от длительности номинального бита данных, поступающих на вход кодера IrDA SIR. Кроме того, при SIR-модуляции используется инверсия бита данных. Эти преобразования могут обеспечивать следующие специализированные микросхемы кодеков IrDA SIR:

Vishay TOIM3232, TOIM4232, IRM7001;

Agilent Technologies HSDL-7001, HSDL-7002;

Maxim MAX3131;

Microchip Technology MCP2150.

В широко распространенном инфракрасном адаптере Tekram IR-210B используется микроконтроллер фирмы Microchip PIC16C745, умеющий работать и с шиной USB.

На рис. 12 показана принципиальная схема ИК-порта с интерфейсом RS-232.

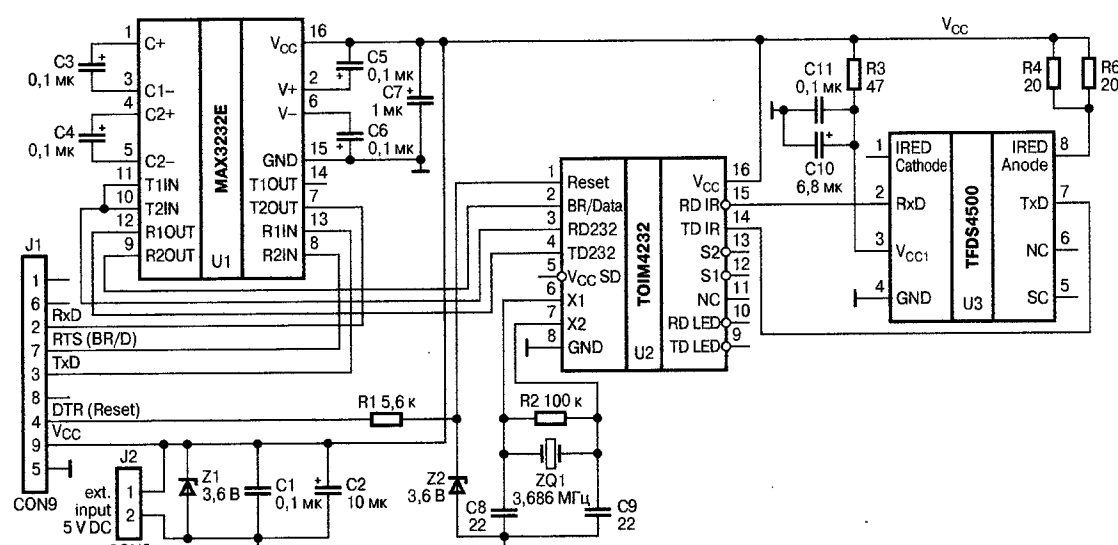


Рис. 12

Мобильность достигнута, но нет возможности «горячего» подключения. Впрочем, COM-интерфейс постепенно уступает место интерфейсу USB — более производительному, гибкому и распространенному. Современные системные платы содержат до шести разъемов USB с возможностью увеличения их числа, а разъемов COM всего один или два.

Рассмотренные выше реализации ИК-порта обеспечивают сравнительно невысокую скорость передачи данных — 115,2 Кбит/с. Для достижения скоростей 4...16 Мбит/с при

передаче больших массивов данных используют внешние ИК-адаптеры, подключаемые к интерфейсу USB 1.1 или USB 2.0.

Компания SigmaTel (www.sigmatel.com) для этих целей выпускает серию микросхем STIr4200, STIr4210, STIr4220, так называемых USB/IrDA Bridge Controller — контроллер сопряжения (моста) USB/IrDA:

STIr4200 для шины USB 1.1. Поддержка SIR, MIR, FIR до 4 Мбит/с;

STIr4210 для шины USB 2.0. Поддержка SIR, MIR, FIR до 4 Мбит/с;

STIr4220 для шины USB 2.0. Поддержка SIR, MIR, FIR и VFIR до 16 Мбит/с.

На базе этих микросхем можно реализовать миниатюрные USB ИК-адаптеры с габаритами 10×37 мм. На рис. 13 и 14 приведены фотографии таких устройств.

Функциональная блок-схема STIr4200 изображена на рис. 15.

Микросхема STIr4200 содержит на одном кристалле все необходимые элементы для организации компактного ИК-порта с интерфейсом USB.

Номинальное напряжение питания STIr4200 составляет 3,3 В, при этом

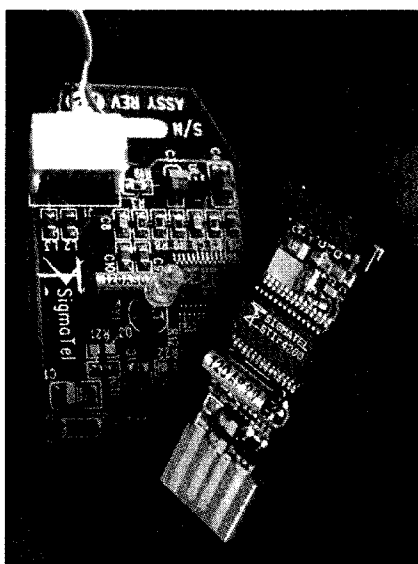


Рис. 13

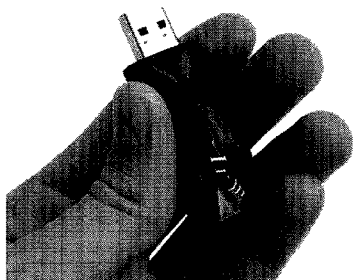


Рис. 14

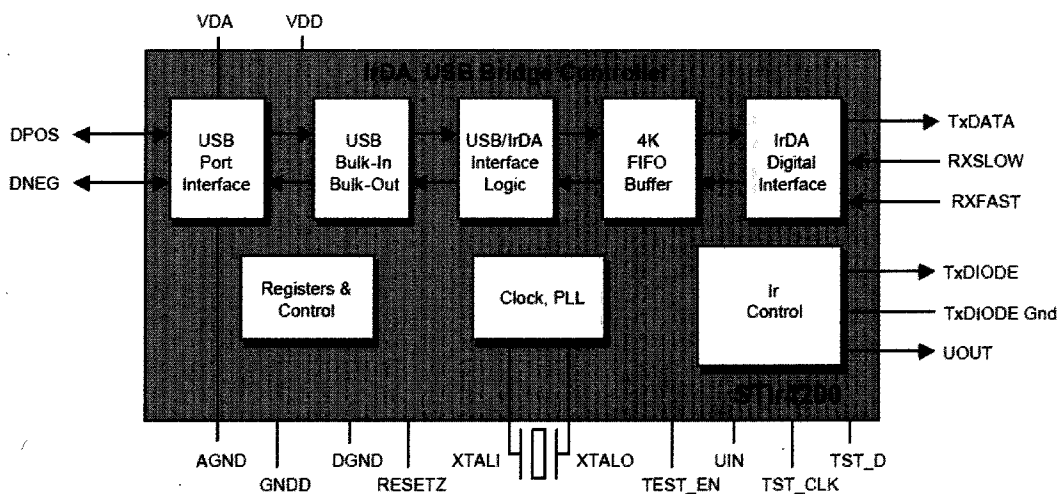


Рис. 15

потребляемый ток в активном режиме 12 мА, а в режиме малого энергопотребления — 14 мкА.

Принципиальная схема ИК-порта с использованием STIr4200 показана на рис. 16.

Драйверы и подробную техническую информацию, включая рекомен-

дации по использованию ИК-порта на STIr4200, STIr4210 и STIr4220, можно найти в Интернете по адресу: http://www.sigmatel.com/products/technical_docs.htm#4200.

Юрий Давиденко,
г. Луганск, Украина

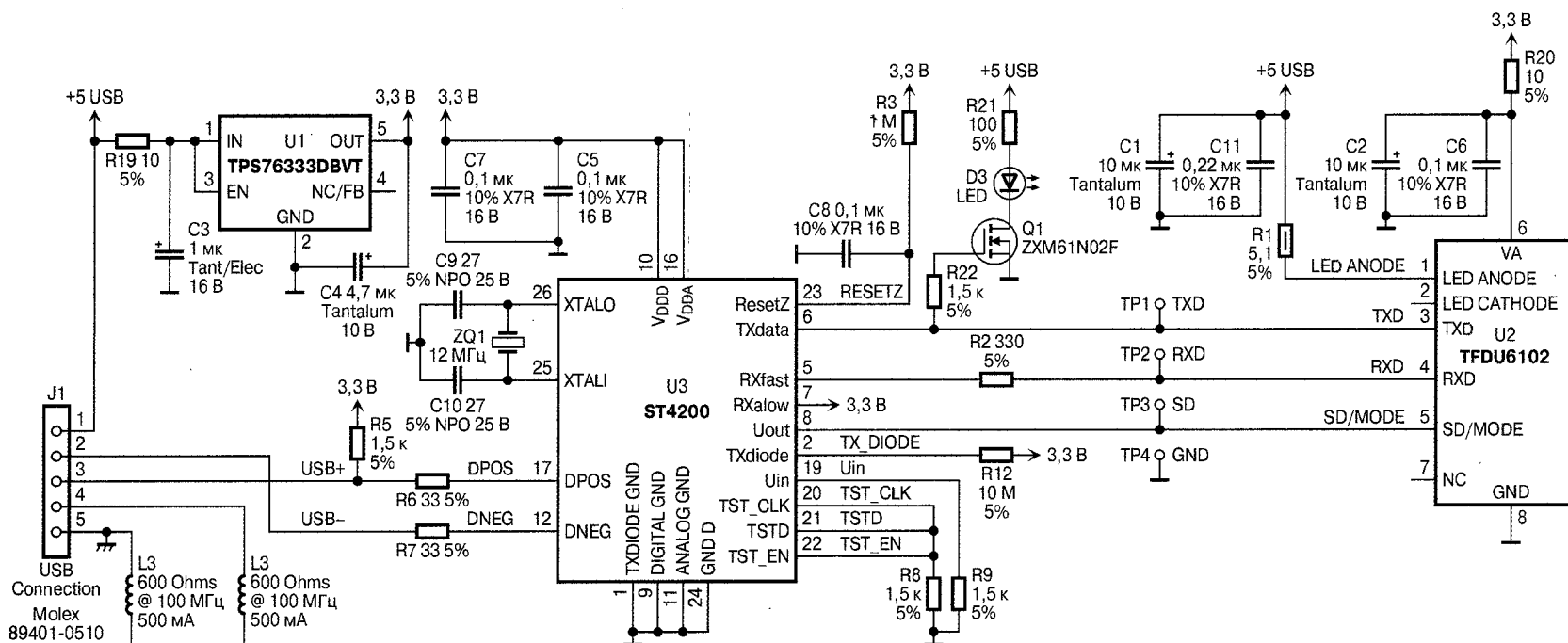


Рис. 16

Микросхема UC3875 в мостовом инверторе с фазовой широотно-импульсной модуляцией

В предлагаемой статье рассматривается работа мостового инвертора с включением силовых транзисторов при нулевом напряжении. В современной технической литературе такой режим известен как коммутация ZVS (Zero Voltage Switched). Даны рекомендации по применению данного метода в силовых источниках, а также использованию микросхемы фазового ШИМ контроллера фирмы Unitrode Products UC3875.

Одной из основных задач при проектировании силовых источников энергии является получение максимальной выходной мощности и КПД при минимальных массе, габаритах и стоимости. При ре-

шении этой задачи возникает множество проблем. Известно, что размеры дросселей и конденсаторов зависят от частоты работы инвертора. Чем выше частота, тем меньших размеров могут быть реактивные элементы. Так-

же известно, что увеличение рабочей частоты приводит к снижению КПД в силовых источниках с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) и в результате к увеличению динамических потерь.

Увеличение частоты источников, управляемых с помощью ШИМ, до недавнего времени было единственным решением задачи уменьшения габаритов реактивных элементов. При этом возникали некоторые ограничения, которые объясняются принципами работы транзистора в ключевом режиме. Во время переходных процессов выделяется большое количество тепла, которое увеличивается с ростом частоты. Таким образом, при увеличении частоты уменьшаются габариты и масса, но снижается и КПД — один из самых важных параметров для силовой аппаратуры.

Потери энергии в силовых источниках могут быть представлены в виде двух составляющих — потерь в открытом состоянии ключа и потерь на коммутацию. Во многих случаях в современных силовых преобразователях в качестве ключевого элемента используют мощные полевые транзисторы (MOSFET). Эти полупроводниковые приборы в открытом состоянии имеют конечное активное сопротивление канала, которое в литературе обозначается $R_{DS(ON)}$ [1]. Когда ток протекает по открытому каналу полевого транзистора, возникают активные потери, которые могут быть представлены выражением:

$$P_C = I_{DS(RMS)}^2 R_{DS(ON)}, \quad (1)$$

где $I_{DS(RMS)}$ — среднеквадратичное значение тока канала [1].

Потери на коммутацию можно подразделить на потери при включении, выключении и потери на разрядку емкости сток-исток. На рис. 1 упрощенно показано, как возникают потери при включении транзистора, допуская, что спад тока и нарастание напряжения линейны.

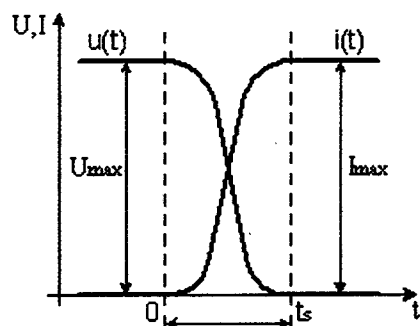


Рис. 1

Потери энергии при включении могут быть представлены интегралом произведения функций тока и напряжения на конечном интервале времени [1]:

$$W_{t_{ON}} = \int_0^{t_s} u(t)i(t)dt, \quad (2)$$

где t_s — время переключения.

Принимая линейными формы напряжения и тока выражение (2) можно представить в виде:

$$W_{t_{ON}} = \frac{1}{2} I_{MAX} U_{MAX} t_s. \quad (3)$$

Таким образом, суммарные потери энергии на выключение транзистора могут быть найдены путем умножения (3) на частоту работы транзистора:

$$P_{ON} = \frac{1}{2} I_{MAX} U_{MAX} t_s f. \quad (4)$$

Например, транзистор работает на частоте 100 кГц, коммутационный процесс длится 50 нс, при $I_{MAX} = 10$ А, $U_{MAX} = 380$ В, тогда суммарные потери коммутации составят 19 Вт, что отразится на размерах радиаторов, конструкции в целом и теплообменных процессах в силовом преобразователе.

Одним из возможных решений задачи снижения потерь при переключении являются квазирезонансные инверторы с переключением транзистора при нулевом напряжении. Практической реализацией этой идеи является автономный инвертор с фазовой широтно-импульсной модуляцией (ФШИМ). Силовая часть представляет собой обычный мостовой инвертор (рис. 2), в котором

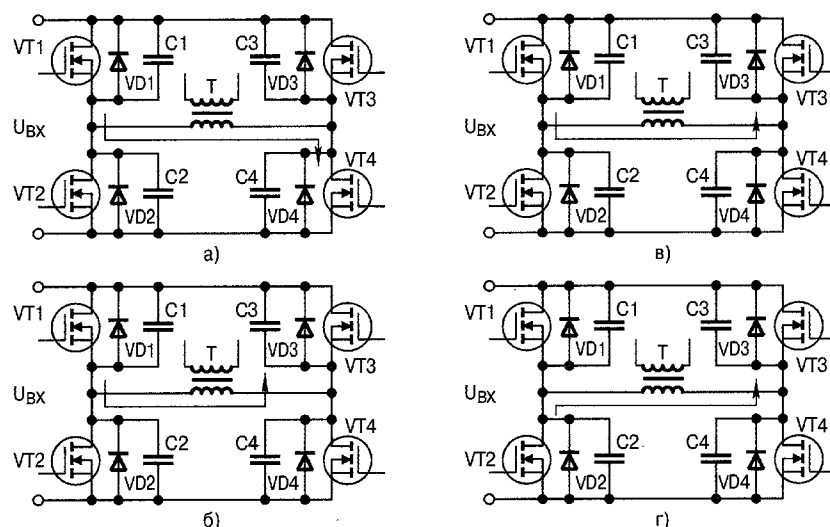


Рис. 2

VT1—VT4 — полевые транзисторы, C1—C4, VD1—VD4 — внутренние паразитные емкости и диоды транзисторов MOSFET [1].

Рассмотрим особенности работы мостового инвертора при ФШИМ управлении. В обычном ШИМ управле-

нии сигнал подается на затворы двух диагональных транзисторов одновременно, затем они остаются открытыми в течение некоторого времени, далее сигнал управления снимается, выдерживается «мертвая пауза» (примерно 200 нс для MOSFET транзисторов) и происходит включение двух других диагональных транзисторов. Для осуществления работы ФШИМ все четыре транзистора должны управляться отдельно. Также следует отметить, что в данном способе управления используются индуктивность рассеяния силового трансформатора Т и паразитные емкости сток-исток транзисторов инвертора, обратные диоды используются как ограничители нарастания напряжения.

Для лучшего представления алгоритма ФШИМ рассмотрим один цикл работы мостового инвертора, при этом будем полагать, что индуктивности рассеяния и магнитной цепи трансформатора обладают свойствами источников тока. В первый момент времени два транзистора VT1, VT4 открыты и проводят ток, при этом энергия передается через трансформатор в нагрузку (рис. 2, а). При протекании тока по первичной обмотке в магнитном поле индуктивности рассеяния трансформатора накапливается энергия, этот ток есть сумма токов магнитной цепи трансформатора и приведенного тока нагрузки. Затем система управления выключает транзистор VT4. Конденсатор C3 был

заряжен до напряжения $+U_{DC}$ через открытый транзистор VT4, с его выключением ток первичной обмотки начинает заряжать C4 и в то же время разряжать C3 (рис. 2, б). Процесс длится до тех пор, пока C3 не разрядится, затем включается диод VD3,

ограничивая напряжение на транзисторе VT3 примерно на уровне -1 В. Ток через трансформатор поддерживается в верхней половине силовой цепи, как показано на рис. 2, в. Когда напряжение на транзисторе VT3 становится равным примерно 0, система управления выдает сигнал на включение транзистора VT3. Далее ток протекает через открытые каналы транзисторов VT1, VT3. Затем транзистор VT1 выключается, ток трансформатора начинает заряжать и разряжать C1 и C2 соответственно. Требуется определенное время, чтобы напряжение на VT2 достигло 0. Когда это произойдет, производится его включение с помощью узла управления. Ток протекает через открытые ключи VT3, VT2, энергия передается в нагрузку через трансформатор, далее процесс повторяется (рис. 2, г).

Таким образом, выходное напряжение регулируется не длительностью открытого состояния транзистора, а фазой выключения одного из транзисторов в своей диагонали, в итоге изменяется суммарная длительность цикла, а длительность открытого состояния каждого ключа постоянна. Включение силовых транзисторов происходит фактически без потерь. На рис. 3 представлены диаграммы тока и напряжения транзистора при рассмотренном способе управления. Процесс выключения транзистора при данном способе происходит с некоторыми потерями, уменьшить которые можно добавлением внешних конденсаторов параллельно транзисторам, что разносит во времени фронты тока и напряжения при выключении, но при этом потребуется больший ток в первичной обмотке, чтобы обеспечить разрядку конденсаторов.

Для устройств с небольшой нагрузкой, работающих по алгоритму ZVS, должны быть соблюдены два условия, относящихся к энергии, запасенной в индуктивности рассеяния трансформатора. Первое состоит в том, что необходимо иметь достаточно много запасенной индуктивной энергии, чтобы осуществить резонансный процесс между паразитными емкостями и суммарной индуктивностью трансформатора. Второе условие — этот процесс должен происходить в пределах допустимого времени. Результатом нарушения одного или обоих условий является появление потерь переключения при ненулевом напряжении.

Энергия, запасенная в резонансной индуктивности, должна быть больше,

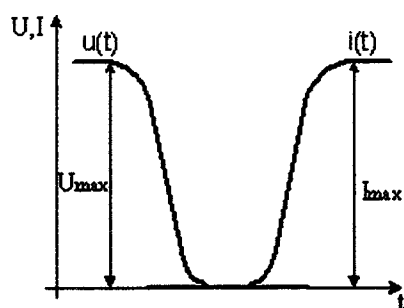


Рис. 3

чем энергия, требуемая чтобы зарядить и разрядить емкости ключей и емкость первичной обмотки трансформатора во время резонансного процесса в пределах максимальной длительности времени протекания этого процесса. Энергию, запасенную в индуктивности рассеяния, можно вычислить по формуле

$$W_L = \frac{1}{2} L_R I_1^2, \quad (5)$$

где L_R — суммарная индуктивность рассеяния, участвующая в резонансном процессе, I_1 — ток первичной обмотки.

Из этого следует, что для получения заверщенного резонансного процесса и включения транзисторов при нулевом напряжении необходимо обеспечить достаточные индуктивность рассеяния трансформатора и ток первичной обмотки. Работа инвертора на холостом ходу, когда токи трансформатора имеют малую величину, будет проходить при коммутации ключей в обычном режиме, что может привести к увеличению потерь и выходу преобразователя из строя. Поэтому применение инверторов с ФШИМ управлением рекомендовано для фиксированного диапазона нагрузок.

Управление мощным мостовым каскадом с помощью изменения момента переключения одной половины моста относительно другой осуществляет семейство фазовых ШИМ контроллеров UC3875. Микросхемы этого семейства могут применяться в узлах управления источников вторичного питания с обратной связью как по напряжению, так и по току, и имеют встроенную цепь токовой защиты. В них обеспечивается программируемая временная задержка при включении каждого выходного транзистора. Эта задержка необходима для работы в резонансном режиме и является независимо управляемой для каждой пары выходов (A—B, C—D) [3].

Схема практической реализации инвертора с обратной связью по напряжению приведена на рис. 4, его параметры:

- выходное напряжение (регулируемое), В 50...60;
- входное напряжение, В 290...310;
- рабочая частота, кГц 50;
- номинальный выходной ток, А 10;
- КПД в номинальном режиме работы $\geq 0,9$;
- пульсации выходного напряжения, мВ ≤ 40 ;
- максимальный коэффициент заполнения 0,9.

Питание силовой части необходимо осуществить от выпрямителя однофазной сети переменного тока 220 В, предусмотрев при этом сглаживающий LC-фильтр, и обеспечить «механизм» запуска сетевого выпрямителя, используя, например, терморезистор (этот вопрос требует отдельного рассмотрения, можно воспользоваться источником [1]). В устройстве используются MOSFET транзисторы SPW47N60C3 с низким сопротивлением канала, возможно использование менее мощных транзисторов, но запас по напряжению при этом должен быть двойным, т. е. последние цифры маркировки транзистора будут ...60C3 (C2, C1). Это обусловлено возможными всплесками напряжения сток-исток U_{DS} при наладке, а также в ходе работы. Конденсаторы C5, C6 необходимы для подавления колебательных процессов в ходе коммутации транзисторов, при этом желательно использовать конденсаторы фирмы EPCOS. Трансформатор TA1 необходим для ограничения тока. Сигнал с его вторичной обмотки выпрямляется мостом VD13—VD16 и подается на вход CL ФШИМ контроллера DA1. Как только напряжение на выводе CL превысит 2,5 В, устанавливается триггер ошибки, выходы переходят в выключенное состояние и включается функция «мягкий запуск».

Вторичная обмотка трансформатора T1 подключена к выпрямительному мосту через дроссель L1, ограничивающий токи при коммутации диодов VD1—VD4, при этом диоды следует выбирать наиболее быстродействующими с малым временем восстановления t_{RR} . Дроссель L2, конденсаторы C17—C20 образуют сглаживающий фильтр, конструктивно конденсаторы C17—C20 должны быть расположены на одной шине, без соединительных проводов.

Система управления выполнена на базе микросхемы UC3875. Рассматриваемое устройство в целом не

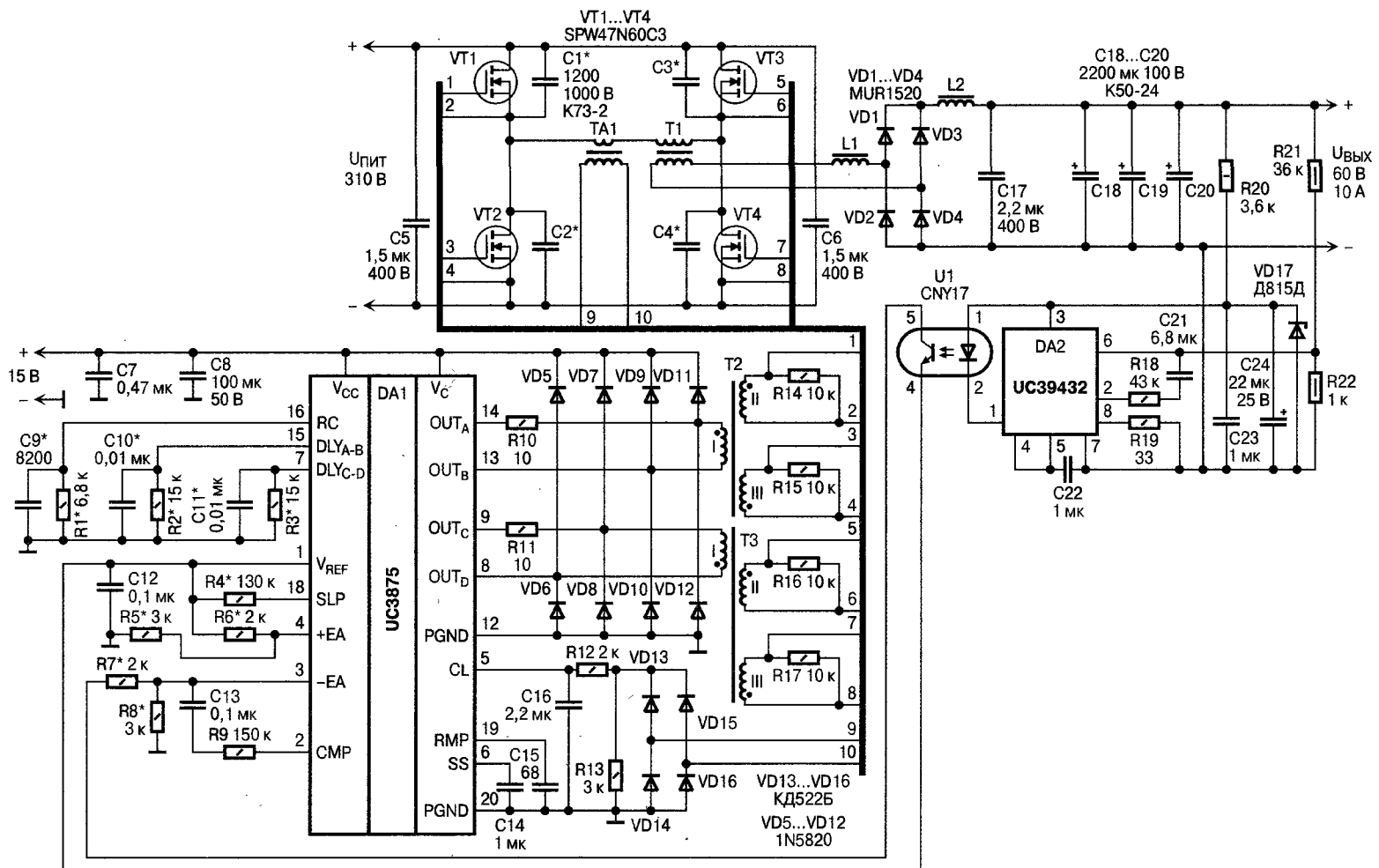


Рис. 4

относится к разряду тех, о которых говорят, что оно не требует дополнительной настройки и начинает работать сразу после сборки, это далеко не так. Частота работы контроллера устанавливается подбором RC цепи C9R1. Для расчета частоты контроллера f можно воспользоваться соотношением:

$$f = \frac{4}{C9R1} \quad (6)$$

RC-цепи R2C10, R3C11 используются для установки задержек по каждой паре A-B, C-D соответственно. Резистором R4 и конденсатором C15 подбирается наклон пилообразного напряжения ШИМ, при этом удобнее менять резистор R4, установив C15 указанной емкости. Конденсатором C14 подбирается время «мягкого за-

ны на рис. 5. Графики OUT_A — OUT_D соответствуют напряжениям на выходах DA1, U1 — форма напряжения на первичной обмотке силового трансформатора.

Основным признаком правильной работы является временной зазор между сигналом управления U_{GATE} и напряжением сток-исток U_{DS} (рис. 6).

Для получения такой диаграммы необходим двухлучевой осциллограф. Подбором индуктивности рассеяния трансформатора, тока в первичной обмотке T1, конденсаторов C1—C4 необходимо добиться подачи сигнала управления в момент, когда напряжение U_{DS} спадет до нуля за счет разряда выходной емкости сток-исток C_{OSS} током первичной обмотки. Картина коммутации транзистора при не нулевом напряжении показана на рис. 7, видно,

На первом этапе настройки конденсаторы C1—C4 можно не ставить. Вместо трансформаторов T2 и T3 возможно применение драйверов HCPLj312, но для этого необходимо иметь четыре гальванически развязанных источника питания. Выводы 2, 3, 4 DA1 являются выводами усилителя ошибки, внешние элементы для него подбираются в зависимости от необходимого выходного напряжения стабилизации. Диоды VD1—VD4 — MUR1520, либо другие с малым временем восстановления. Конденсаторы и резисторы не критичны к замене на подобные, не ухудшающие качества и надежности работы. Диоды VD13—VD16 — КД522Б, КД510, КД212, VD5—VD12 — 1N5820. Микросхема UC39432 представляет собой монитор, сравнивающий напряжение на выводе 6 с внутренним опорным на-

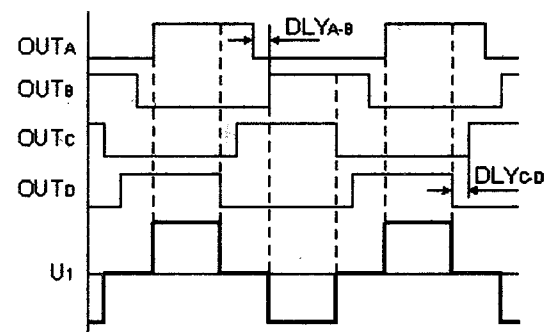


Рис. 5

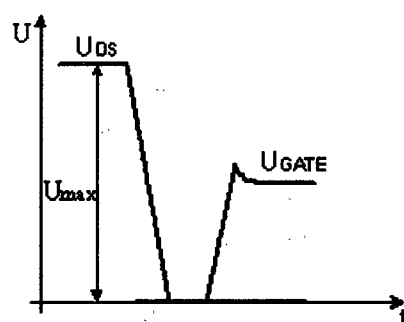


Рис. 6

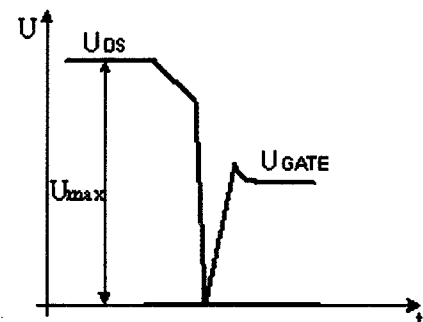


Рис. 7

пуска», т. е. плавное увеличение напряжения на первичной обмотке T1.

Временные диаграммы сигналов управления транзисторами представле-

что запасенной энергии хватило на неполный разряд выходной емкости, о чем свидетельствует начальный положительный участок спада напряжения U_{DS} .

пряжением $U_{REF} = 1,3$ В. Компоненты R18, C21 — это компенсирующая цепь, а R19 ограничивает ток через светодиод оптрона VT5.

Трансформатор Т1 использует сердечник 5Т ОЛ 32/45-12,5, контейнер К48×29×17. Первичная обмотка содержит 52 витка проводом ПЭТВ-2 диаметром 1,2 мм, вторичная обмотка — 12 витков, собирается в жгут суммарным сечением 2,86 мм². Трансформатор тока ТА1 использует сердечник М2000НМ типоразмера 18×8×5. Обмотки намотаны проводом марки ПЭТВ-2 диаметром 0,42 мм, первичная обмотка содержит один виток, вторичная — 50 витков. Трансформаторы Т2 и Т3 используют сердечники М2000НМ1 типоразмера 28×16×9, обмотки намотаны проводом марки ПЭТВ-2 диаметром 0,83 мм, первичные обмотки I содержат по 10 витков, вторичные II—III — по 14 витков. Дроссель L1 намотан на сердечнике, состоящем из двух колец КП19×11×4,8 из материала МП-60 и содержит четыре витка провода ПЭТВ-2 диаметром 1,5 мм. Дроссель L2 из материала МП-60 намотан на сердечнике состоящем из двух колец КП36×25×9,7 и содержит 50 витков из провода марки ПЭТВ-2 диаметром 1,7 мм.

Особое внимание следует уделить разводке силового и сигнального общего провода платы системы управления. Лучше всего использовать сплошную металлизацию и соединить силовой и сигнальный общий провод только в одной точке. При неправильной разводке неминуемо возникнут сбои в управлении, что может привести к нежелательным последствиям.

ЛИТЕРАТУРА:

1. Б. Ю. Семенов. *Силовая электроника для любителей и профессионалов*. — М.: Солон-Р, 2001.
2. Micro Linear. *Application Note 19. Phase Modulated PWM Topology with the ML4818*. By Mehmet K. Nalbat. June 1996.
3. В. А. Казначеев и др. *Интегральные микросхемы: микросхемы для импульсных источников питания и их применение*. Издание 2-е. — М.: ДО-ДЭКА, 2000.

Антон Юдинцев,
г. Томск

Продолжение. Начало — № 2/2004

Цифровые сигнальные процессоры

Теперь, после знакомства с портом IDMA, можно приступить к рассмотрению устройства позволяющего загружать программы и редактировать данные памяти сигнального процессора через интерфейсный порт IDMA.

Для этих целей автором был разработан небольшой адаптер LPT-IDMA, который позволяет подключить порт IDMA сигнального процессора к LPT порту персонального компьютера. Схема этого адаптера приведена на рис. 7.

index.html в архиве 2005_01_Valpa_DSP. Программирование ПЛИС осуществляется через соединитель J1 с помощью программатора, описанного в [1].

Все элементы адаптера можно установить на небольшую макетную плату или изготовить для этих целей специальную печатную плату. Адаптер подключается через разъем X1 LPT к порту LPT компьютера с помощью ленточного 25-жильного кабеля. Такой кабель должен иметь

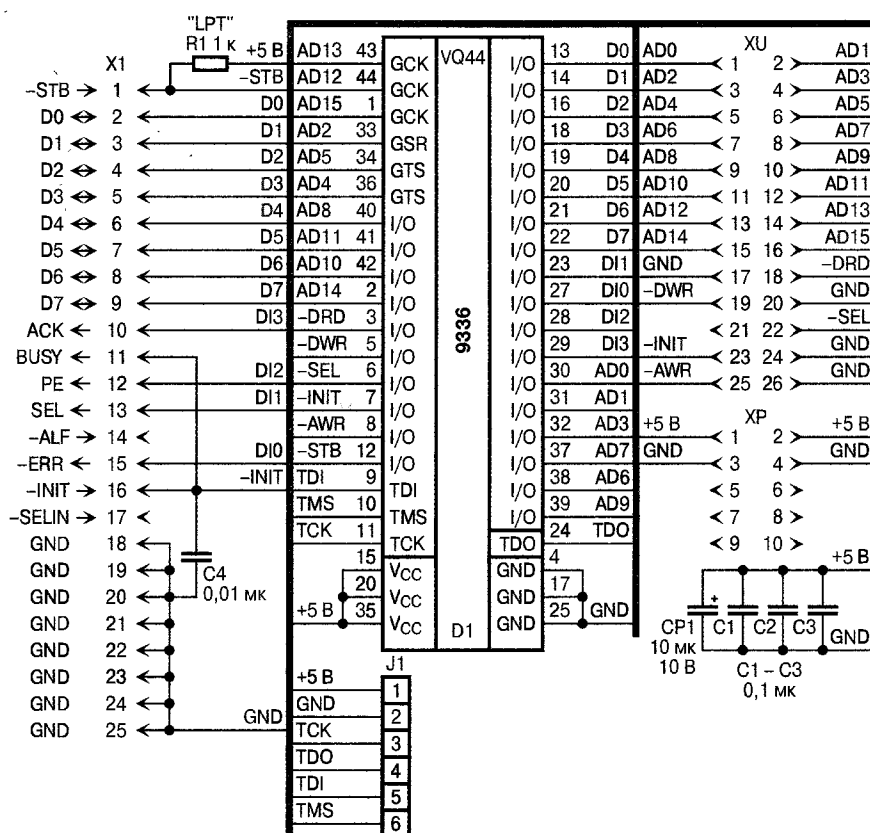


Рис. 7

Адаптер выполнен на базе одной программируемой логической микросхемы D1 типа XC9536-15VQ44C фирмы Xilinx. Внутреннее содержимое этой микросхемы представлено на рис. 8.

Данный узел обеспечивает формирование 16-разрядной шины адреса и управляющих сигналов для порта IDMA с помощью восьмиразрядной шины данных LPT. Чтение 16-разрядных данных из порта IDMA осуществляется через сигналы состояния порта LPT с использованием мультиплексоров M2_1, запрограммированных в ПЛИС.

Прошивку для программирования данной ПЛИС в виде файла `lpt_idma.jed` можно найти на сайте журнала по адресу: <http://www.dian.ru/programs/>

на концах вилку DB-25M и розетку DB-25F, одноименные контакты которых соединены. Его длина не должна превышать 1,5 м.

С помощью разъемов XU и XP адаптер подключают непосредственно к устройству с сигнальным процессором через интерфейсный порт IDMA. Питание адаптера осуществляется от источника напряжением +5 В самого устройства. В качестве такого устройства с сигнальным процессором можно использовать отладочную плату [2]. Эта плата имеет все необходимое для подключения адаптера LPT-IDMA без всяких переделок.

Для того, чтобы можно было использовать адаптер LPT-IDMA для загрузки программ и данных в сиг-

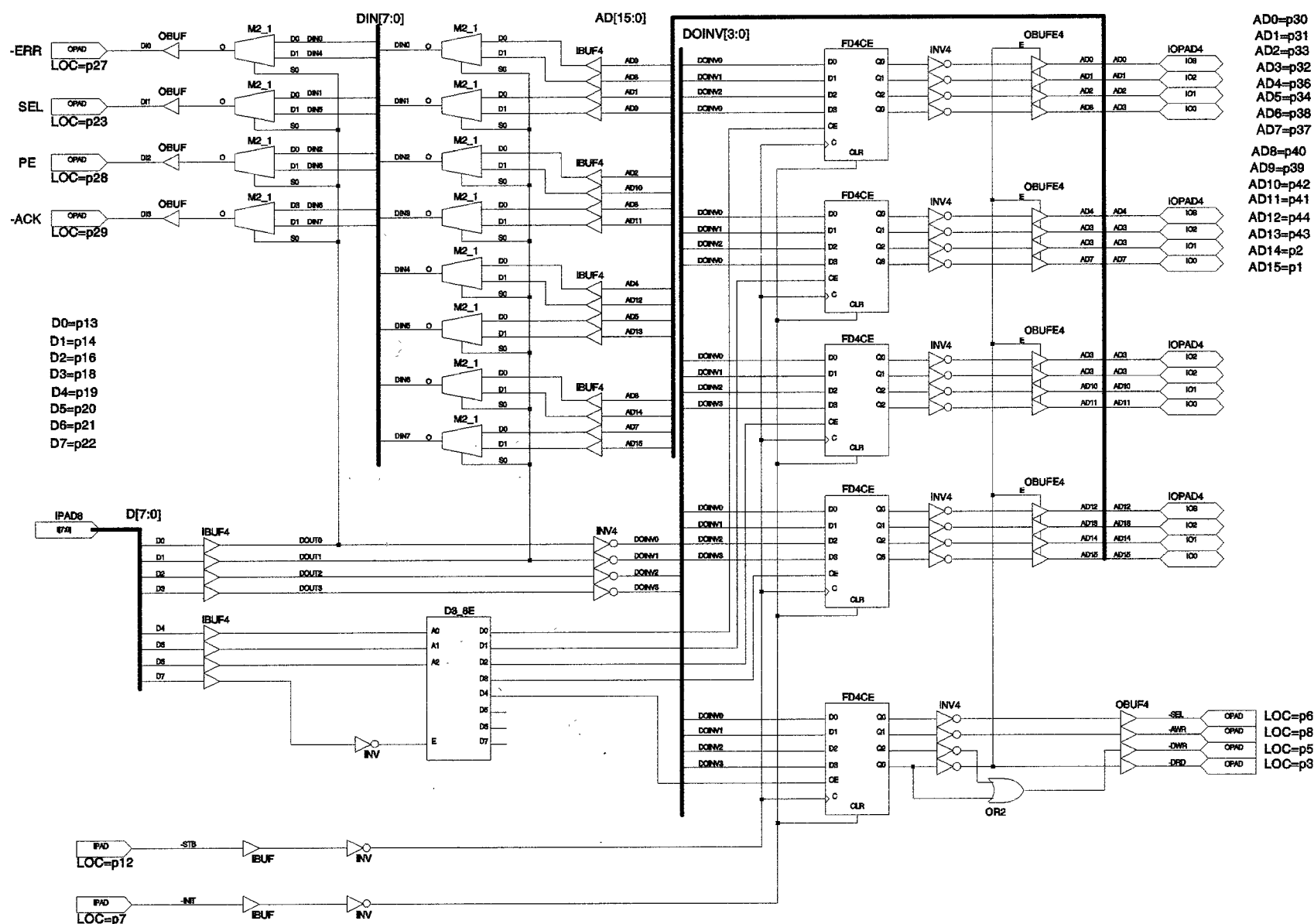


Рис. 8

нальный процессор, а также иметь возможность редактировать содержимое памяти сигнального процессора во время его работы, автором была написана программа менеджера памяти цифрового сигнального процессора `mgndsp`. Эта программа является приложением DOS и может работать в режиме эмуляции DOS под Windows95/98/Me. Данную программу можно также найти на сайте журнала в том же архиве.

После запуска программы `mgndsp.exe` на экране монитора должно появиться окно, изображенное на рис. 9.

Данное окно отображает содержимое памяти сигнального процессора в шестнадцатеричном формате. В нижней части этого окна приведены команды управления программой. При перемещении маркера по окну с помощью клавиш управления можно выбрать любую доступную ячейку памяти процессора для записи в нее произвольных данных. Адрес выбранной ячейки памяти отображается слева вверху. Переключение между памятью данных и памятью программ процессора производится с помощью клавиши TAB. Адаптер позволяет подключаться параллельно к двум портам IDMA разных процессоров, например, к мультипроцессорному устройству. Для этого он использует сигнал SEL, подключаемый к выводу IS порта IDMA. Поскольку при пассивном состоянии данного сигнала порт IDMA не активизируется, допускается запараллеливание всех сигналов IDMA двух процессоров за исключением сигнала IS, который позволит выбрать один из них. При такой схеме включения необходимо на вывод IS одного из двух процессоров подать сигнал SEL непосредственно, а на вывод IS второго процессора — через инвертор. Выбор процессора из программы

производится клавишами F1 и F2. С помощью клавиши F3 можно заполнить всю память данных процессора произвольным числовым значением. Клавиша F4 позволяет очистить память данных процессора записью во всю область памяти нулевого значения. Клавиша F8 производит принудительный сброс процессора путем формирования сигнала сброса INIT. Кроме того, менеджер позволяет загрузить программу в память процессора и запустить ее, для этого используется клавиша F9. После нажатия этой клавиши программа запросит имя загружаемого файла, а также предложит загрузить файл с именем `dsp.lda`, используемым в программе по умолчанию. Поэтому перед запуском программы можно переименовать файл, который должен загружаться в процессор, в файл с именем `dsp.lda`, либо ввести имя загружаемого файла по

Менеджер памяти DSP v1.2									
Память данных DSP1									
0x4000 Адрес	+00	+01	+02	+03	+04	+05	+06	+07	Символ
0x4000	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	
0x4008	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	
0x4010	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	
0x4018	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	
0x4020	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	
0x4028	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	
0x4030	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	
0x4038	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	
0x4040	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	
0x4048	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	
0x4050	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	
0x4058	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	
0x4060	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	
0x4068	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	
0x4070	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	
0x4078	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	FFFF	

Помощь: Стрелки, Home, End, PgUp, PgDn-Перемещение
 Tab-Дамп 0...F-Данные Enter-Ввод Esc-Выход
 F1-DSP1 F2-DSP2 F3-Заполнить F4-Очистить F8-сброс_DSP
 F9-Загрузка_DSP

Рис. 9


```
-IS и IAL }
```

```
/** Запись по адресу 0x0000 */
i6=x_input;      { Указатель на начало буфера данных }
call check_ack;  { Проверить готовность к приему }
call format;     { Форматировать данные }
io(0x0100)=ay0;   { -IWR и IS записывают старшие 16
бит IAD 0-15 }
call check_ack;   { Проверить готовность к приему }
io(0x0100)=ay1;   { -IWR и IS записывают младшие 8
бит IAD 0-15 }
idle;            { Режим ожидания }

/*****
**/
/* Подпрограмма переформатирования 24-бит слова памяти про-
грамм */
/*****
**/
format: ay0=pm(i6,m6); { 16 старших бит запомнить в регис-
тре ay0 }
ay1=px;              { 8 младших бит запомнить в регистре ay1 }
rts;

/*****
**/
/* Подпрограмма ожидания перехода состояния линии -IACK в
низкое состояние */
/*****
**/
check_ack:
ax0=dm(0x3fe5); { Читать PF1, который подключен к -IACK }
ar=tstbit 1 of ax0; { Анализировать PF1 }
if ne jump check_ack; { Если процессор не готов вновь
контролировать -IACK }
rts;
.endmod;
```

Многие директивы и команды данной программы уже знакомы читателям из описания предыдущей. Текст

программы прокомментирован, что позволяет без труда понять алгоритм ее работы. Как видно из текста, в программе использован ряд подпрограмм, в которых сосредоточены часто используемые операции. Вызов данных подпрограмм осуществляется командой call, после которой записывается имя подпрограммы. Команда io(0x0001) = ax0 осуществляет запись содержимого регистра ax0 в порт ввода/вывода по адресу 0x0001. Команда ar = tstbit 1 of ax0 заносит в регистр ar результат тестирования первого разряда регистра ax0. Следующая за этой командой if ne jump check_ack проверяет состояние флагов ALU и осуществляет переход на метку check_ack, если результат проверки предыдущей операции был отрицательным. Подробнее со всеми командами сигнального процессора ADSP-2181 мы познакомимся позже.

При компиляции этой программы все данные из файла idmaida.dat будут автоматически помещены в файл загрузки idmaida.la. В качестве файла данных idmaida.dat можно использовать загрузочный файл рассмотренной нами ранее программы tem_clr.la, из которого предварительно следует удалить первые три и последние две служебные строки. Данную операцию можно выполнить с помощью любого текстового редактора. После этого файл необходимо переименовать, задав ему имя idmaida.dat. Кроме того, можно изменить имя загружаемого файла в самой программе.

Продолжение следует

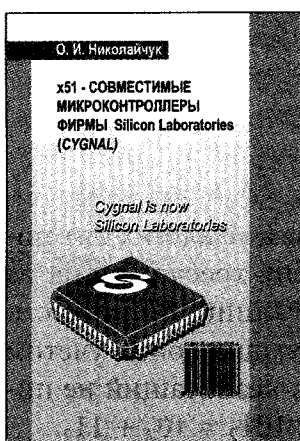
ЛИТЕРАТУРА

1. О. Вальпа. Плата диагностики POST. — Схемотехника, 2003, № 3, с. 32—35.
2. О. Вальпа. Цифровые сигнальные процессоры. — Схемотехника, 2004, № 4, с. 44—46.

Олег Вальпа,
г. Миасс Челябинской обл.

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

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



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

В книге подробно рассмотрены архитектура, состав периферийных подсистем, структура регистров и особенности применения высокоинтегрированных систем обработки данных x51-совместимых микроконтроллеров со смешанной аналоговой и цифровой

архитектурой, включающих высокопроизводительное микроконтроллерное ядро CIP-51, построенное по конвейерному принципу. Благодаря этому многие семейства микроконтроллеров фирмы SiLabs развивают пиковую производительность 25 MIPS, а одно из семейств — 50 и даже 100 MIPS, что является наивысшим результатом по производительности среди микроконтроллеров в мире. Это уникальное микроконтроллерное ядро оснащено не менее мощными аналого-цифровыми и цифро-ана-

логовыми узлами, расширенной цифровой периферией, включающей интерфейсы UART, SMBus (I²C), SPI, CAN, USB, мощными подсистемами памяти и прерываний, а также усовершенствованными средствами внутрисистемного программирования и отладки. Таким образом, современные микроконтроллеры фирмы SiLabs (Cygnal) являются не только самыми высокопроизводительными, но и самыми мощными по составу аналоговой и цифровой периферии.

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

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

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

Наши реквизиты см. на стр. 56.

Микроконтроллеры? Это же просто!

ВЫЧИТАНИЕ ДВОИЧНЫХ ЧИСЕЛ

По аналогии с двоичным сложением, очень похожим на десятичное, двоичное вычитание также очень похоже на десятичное. Давайте вспомним, как делается десятичное вычитание. Вычтем 32 из 415, записав вычитаемое 32 под уменьшаемым 415 так, что 2 оказывается под 5:

$$\begin{array}{r} 415 \\ - 32 \\ \hline \end{array}$$

Рис. 13

Теперь будем вычитать цифры чисел, начнем с единиц, т. е. вычтем 2 из 5. Получается цифра 3, которая идет в единицы разности. Теперь вычтем цифры десятков 3 из 1, 3 из 1 вычесть нельзя (мы работаем в данный момент с неотрицательными числами), а вот если мы «займем» единичку из сотен уменьшаемого, то 3 можно будет вычесть из 10+1, т. е. из 11, и получится 8, которая пойдет в десятки разности. Теперь вычтем цифры сотен. Из четверки уменьшаемого мы вычитаем ноль, поскольку в числе 32 содержится 0 сотен, получается 4. Но поскольку мы уже «занимали» единичку из разряда сотен, надо уменьшить полученное на 1. В итоге в разряд сотен разности идет цифра 3.

$$\begin{array}{r} 415 \\ - 32 \\ \hline 383 \end{array}$$

Рис. 14

Аналогично сложению, мы можем записывать «занятые» единички над разрядами, из которых они занимаются и из которых они должны быть вычтены:

$$\begin{array}{r} 1 \\ 415 \\ - 32 \\ \hline 383 \end{array}$$

Рис. 15

Еще один пример:

$$\begin{array}{r} 1000 \\ - 123 \\ \hline \end{array}$$

Рис. 16

Аналогично начинаем вычитание с разрядов единиц: 0 и 3. Тройку вычесть из 0 нельзя. Занимаем 1 из разряда десятков уменьшаемого: $10 - 3 = 7$ — это будет разряд единиц разности. Теперь вычитаем разряды десятков. Из 0 вычесть 2 нельзя, занимаем 1 из сотен: $10 - 2 = 8$. Поскольку мы занимали единицу из десятков, нужно уменьшить это число еще на 1, получается 7 — разряд десятков разности. Вычтем разряды сотен: 1 из 0. Тут также нужен заем, поэтому занимаем 1 из разряда тысяч: $10 - 1 = 9$. Так как на предыдущем шаге мы занимали из сотен, надо 9 уменьшить на 1, получается 8 — это разряд сотен разности. Вычитание разрядов тысяч нам даст 1, а с учетом заема из разряда тысяч мы получим 0 для разряда тысяч разности. Этот незначащий ноль не пишется.

$$\begin{array}{r} 111 \\ - 1000 \\ \hline 123 \\ \hline 877 \end{array}$$

Рис. 17

Теперь давайте обратим наше внимание на то, что при вычитании все сводится к последовательному вычитанию разрядов чисел с учетом возможных заемов. Для выполнения всего вычитания нужно знать, как вычитать пары цифр. Это очень похоже на то, что было при сложении, не так ли? И здесь тоже мы фактически пользовались своеобразной таблицей вычитания цифр.

В двоичной системе вычитание производится аналогично тому, как оно производится в десятичной системе, только цифр всего 2 и, следовательно, таблица вычитания проще (табл. 5):

Таблица 5

X	Y	X - Y
0	0	0
10	1	1
1	0	1
1	1	0

Вторая строчка таблицы может интерпретироваться как вычитание цифры 1_2 из цифры 0_2 с получением цифры 1_2 и образованием заема, который должен быть учтен при вычитании более старших бит чисел.

Приведем несколько примеров вычитания беззнаковых двоичных чисел.

Вычтем 1_2 из 111_2 :

$$\begin{array}{r} 111_2 \\ - 1_2 \\ \hline 110_2 \end{array}$$

Рис. 18

Тут все понятно. Можете проверить сложением 110_2 и 1_2 , в результате должно получиться 111_2 .

Теперь вычтем 10_2 из 101_2 :

$$\begin{array}{r} 1 \\ 101_2 \\ - 10_2 \\ \hline 11_2 \end{array}$$

Рис. 19

Тут тоже все просто. При вычитании младших бит получается 1. Вычитание следующих бит требует заема из старшего бита уменьшаемого, и следующий бит разности тоже получается 1. При вычитании старших бит с учетом заема уже получается 0, который как незначащий не пишется. Проверьте, действительно ли $101_2 = 10_2 + 11_2$.

Последний пример:

$$\begin{array}{r} 1 \\ 1000_2 \\ - 11_2 \\ \hline 1_2 \end{array} \quad \begin{array}{r} 11 \\ 1000_2 \\ - 11_2 \\ \hline 01_2 \end{array} \quad \begin{array}{r} 111 \\ 1000_2 \\ - 11_2 \\ \hline 101_2 \end{array}$$

Рис. 20

Здесь тоже никаких проблем. При вычитании младших битов получается 1 для младшего бита разности и происходит заем из первого бита уменьшаемого. Самая правая цифра целого числа (она же является самой младшей), как мы указывали ранее, нумеруется как нулевая. Цифра, расположенная левее, имеет порядковый номер 1 и т. д. до самой старшей цифры числа, самой левой при записи. Вычитание первых битов требует заема из второго бита уменьшаемого, а в первый бит разности попадает не просто 1, а 1 с учетом предыдущего заема, т. е. 0. Вычитание вторых битов дает 0, но так как из второго бита был заем, то во второй бит разности в итоге пойдет 1 и будет сделан заем из старшего бита уменьшаемого. Вычитание старших битов с учетом заема уже даст незначащий нуль. Проверить рассматриваемый пример можно сложением или вычитанием эквивалентных десятичных чисел.

Если потребуется, попрактикуйтесь еще. Возьмите другие числа для вычитания и не забудьте обязательно проверить правильность ваших вычислений.

Ну вот, мы освоили двоичное вычитание. Уже совсем скоро мы будем вычитать на микроконтроллере. А пока давайте рассмотрим устройство двоичного вычитателя. Точно так же, как и многоразрядный сумматор может быть составлен из нескольких соединенных последовательно полных одноразрядных сумматоров, многоразрядный вычитатель может быть составлен из нескольких последовательно соединенных полных одноразрядных вычитателей, схема одного из которых приведена на рис. 21.

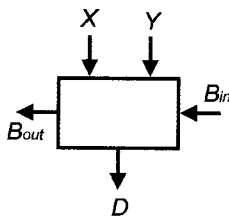


Рис. 21

Здесь, X и Y обозначают i-е разряды вычитаемого и уменьшаемого, соответственно, D — i-й разряд разности, Bin — заем из предыдущего (i-1)-го вычитателя (Borrow — заем), Bout — заем в следующий (i+1)-й вычитатель. Когда заема не происходит, то соответствующие значения Bin и Bout равны 0, а когда при вычитании возникает заем, то соответствующие значения Bin и Bout равны 1.

Полный одноразрядный вычитатель для двоичной системы функционирует в соответствии со следующей таблицей истинности, где для каждой возможной комбинации входов X, Y и Bin указана возможная комбинация выходов D и Bout (табл. 6).

Таблица 6

Bin	X	Y	Bout	D
0	0	0	0	0
0	0	1	0	1
0	1	0	1	1
0	1	1	0	0
1	0	0	1	1
1	0	1	0	0
1	1	0	1	0
1	1	1	1	1

Эта таблица является обобщением таблицы вычитания. Аналогично можно из табл. 6 найти выражение для D и Bout.

$$D = (\text{Bin} \text{ AND } X \text{ AND } Y) \text{ OR } (\text{Bin} \text{ AND } (\text{NOT } X) \text{ AND } (\text{NOT } Y)) \text{ OR } ((\text{NOT } \text{Bin}) \text{ AND } (\text{NOT } X) \text{ AND } Y) \text{ OR } ((\text{NOT } \text{Bin}) \text{ AND } X \text{ AND } (\text{NOT } Y)), \text{ а}$$

$$\text{Bout} = (X \text{ AND } (\text{NOT } Y)) \text{ OR } (\text{Bin} \text{ AND } X) \text{ OR } (\text{Bin} \text{ AND } (\text{NOT } Y)).$$

Следовательно, полный однобитный вычитатель состоит из трех обычных инверторов, четырех трехвходовых элементов И, трех обычных элементов И, четырехвходового элемента ИЛИ и трехвходового элемента ИЛИ. Следует отметить, что тип и число элементов в сумматоре и вычитателе совпадают. Более того, S и D вычисляются одинаково. Принципиальная схема полного одноразрядного двоичного вычитателя представлена на рис. 22.

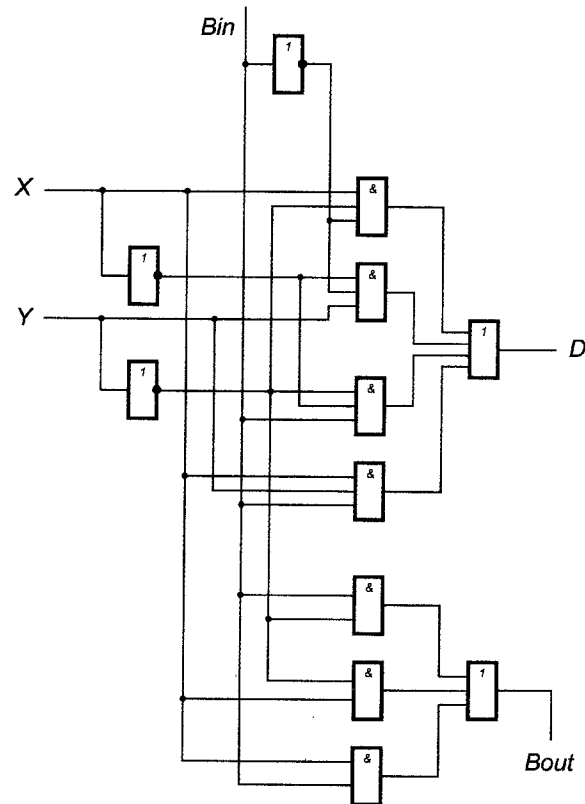


Рис. 22

Наш восьмибитный микроконтроллер вполне мог бы иметь вычитатель, сделанный из восьми таких однобитных вычитателей. Отметим, что, скорее всего, он не имеет такого вычитателя, т. к. вычитание можно свести к сложению и использовать уже имеющийся сумматор. Об этом будет подробно сказано в свое время, когда мы познакомимся с числами со знаком.

Микроконтроллер имеет инструкцию восьмибитового вычитания с учетом заема SUBB, которая выполняет вычитание из аккумулятора A указанного операнда. SUBB берет для Bin₀ текущее значение флага переноса CY (или C) из регистра PSW микроконтроллера, т. е. использует тот же флаг процессора, что и инструкция сложения ADDC. По окончании выполнения инструкции SUBB в CY записывается Bout₇. В свою очередь Bout₇, записанный в CY, может стать Bin₀ для следующего вычитания и уже фактически считаться Bin₈. Таким образом, повторяя SUBB, можно вычитать не только восьмибитные числа, но и числа, состоящие из 16-ти, 24-х и т. д. битов. Для этого нужно проделать SUBB для каждых восьми бит уменьшаемого и вычитаемого, не потеряв при этом значений CY между соседними инструкциями SUBB.

Инструкции SUB, которая бы работала как SUBB, но брала 0 для Bin₀, в нашем микроконтроллере нет (хотя, во многих других есть), поэтому мы должны по мере необходимости использовать инструкцию CLR C.

Приведем программу, которая производит вычитание двух 16-битных чисел, расположенных в регистрах микроконтроллера (R3 — старший байт вычитаемого, R2 — младший байт вычитаемого, R5 — старший байт уменьшаемого, R4 — младший байт уменьшаемого):

```
SUB16:
; Подпрограмма вычитания двух целых 16-разрядных чисел
; Вход:
; R3R2 - вычитаемое
; R5R4 - уменьшаемое
; Выход:
; R5R4 - разность (уменьшаемое - вычитаемое)
; Флаги:
; CY - признак заема (антипереполнения) при вычитании
; беззнаковых чисел
; OV - признак переполнения при вычитании чисел со знаком
; Используемые регистры:
; A
; Требуется свободных байт в стеке:
; 2

CLR    C        ; очистить флаг переноса для первого SUBB

MOV    A, R4    ; МЛБ уменьшаемого
SUBB   A, R2    ; вычесть МЛБ вычитаемого
MOV    R4, A    ; записать разность обоих МЛБ в МЛБ уменьшаемого

MOV    A, R5    ; СТБ уменьшаемого
SUBB   A, R3    ; вычесть (с учетом заема) СТБ вычитаемого
```

```
MOV    R5, A    ; записать разность обоих СТБ в СТБ уменьшаемого
RET
```

Рис. 23

Обратите внимание на то, что если после вычитания двух беззнаковых чисел устанавливается флаг CY, это значит, что уменьшаемое было меньше вычитаемого, и остается нереализованный заем из старшего бита. Разность при этом должна получиться отрицательной, но об этом позже. Пока при получении заема (CY = 1) разность можно интерпретировать как $(2_{10})^n + \text{уменьшаемое} - \text{вычитаемое}$, где n — число бит в уменьшаемом, вычитаемом и разности. Например, если бы вы вычитали 00000010_2 из 00000001_2 и получили 11111111_2 (здесь $n = 8_{10}$) и CY = 1, то это было бы то же самое, как если бы вы вычитали 00000010_2 из 100000001_2 и получили 11111111_2 , но уже с CY = 0.

Кстати, если в процессоре, с которым вы работаете, нет инструкций сравнения чисел или есть, но они не дают вам возможности сравнивать многобайтовые числа, то для сравнения можно использовать вычитание. Если после вычитания беззнаковых чисел образуется заем, то уменьшаемое меньше вычитаемого. Если заема не образуется, то уменьшаемое больше или равно вычитаемого. Равенство имеет место, когда не образуется заема и все байты разности оказываются равными нулю.

Продолжение следует

Александр Фрунзе,
Алексей Фрунзе,
г. Москва

Продолжение. Начало — № 7/2004

Методы анализа операционных схем в частотной области

3.2. Определение факта неустойчивости ОПС

Анализируемая ОПС может оказаться неустойчивой. Более того, при многовариантном анализе ОПС может быть устойчивой при одних значениях варьируемого параметра и неустойчивой при других. Совершенно очевидно, что детальное исследование АЧХ неустойчивой ОПС не имеет смысла. Факт неустойчивости ОПС нетрудно установить, моделируя ее реакцию (отклик) на входное возмущение (перепад напряжения, одиночный прямоугольный или треугольный импульс) во временной области (в режиме Transient). Однако многовариантный анализ сложной ОПС в режиме Transient может занять достаточно много времени. В

этой связи возникает вопрос — можно ли по результатам моделирования в режиме AC Sweep АФЧХ ОПС определить факт ее неустойчивости, и если да, то по каким признакам? Возникает и другой, более общий вопрос — а что же, собственно, моделирует OrCAD в случае анализа в режиме AC Sweep неустойчивой ОПС?

Тестирование показало, что OrCAD в режиме AC Sweep всегда, т. е. вне зависимости от устойчивости или неустойчивости ОПС, моделирует ее АЧХ и ФЧХ в строгом соответствии с формулами (4) и (74), которые являются различными по форме, но эквивалентными по сути представлениями передаточной функции ОПС. Известно [8, 27], что цепь является устойчивой, если все полюса ее пере-

даточной функции располагаются в левой полуплоскости полюсно-нулевой карты (карты PZ) и неустойчивой в противном случае. Переходной процесс устойчивой цепи является затухающим (стремится к конечной величине). Амплитуда колебаний на выходе линейной неустойчивой цепи неограниченно возрастает. Случай, когда комплексно-сопряженная пара полюсов расположена на мнимой оси, является критическим. В этом случае цепь является генератором стабильного гармонического колебания, частота которого равна ординатам полюсов, а амплитуда и фаза определяются начальными условиями переходного процесса. Очевидно, что с чисто практической точки зрения понятие АФЧХ неустойчивой ОПС не имеет смысла. Однако при использовании формул (4), (74) не накладывается никаких ограничений на положение полюсов передаточной функции $T(S)$, и, следовательно, формально эти формулы в равной степени применимы для расчета АЧХ и ФЧХ как устойчивых, так и неустойчивых ОПС. OrCAD в режиме AC Sweep пунктуально рассчи-

тывает в соответствии с формулами (4), (74) АЧХ и ФЧХ и устойчивых; и неустойчивых ОПС. Указанные формулы имеет одно коварное свойство, которое заключается в том, что рассчитанные по ним АЧХ устойчивых и неустойчивых ОПС часто оказываются очень похожими, а при определенных условиях и совпадающими. Неустойчивость ОПС обычно возникает, когда пара комплексно-сопряженных полюсов оказывается в правой полуплоскости карты PZ. На рис. 26 изображены карты PZ устойчивой и неустойчивой ОПС.

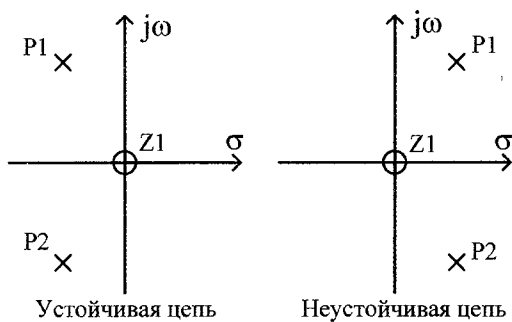


Рис. 26

Связь модуля (АЧХ) и фазы (ФЧХ) передаточной функции $T(S)$ с расположением ее полюсов и нулей на карте PZ определяется следующими правилами [8]:

- модуль функции $T(S)$ в произвольной точке мнимой оси комплексной плоскости равен отношению произведения длин всех векторов, расположенных между всеми нулями и данной точкой, к произведению длин всех векторов, расположенных между всеми полюсами и данной точкой;
- фаза функции $T(S)$ в произвольной точке мнимой оси комплексной плоскости равна сумме углов между вещественной осью и векторами, расположенными между всеми нулями и данной точкой, за вычетом суммы углов между вещественной осью и векторами, расположенными между всеми полюсами и данной точкой.

Следствия из этих правил:

- если на карте PZ функции $T(S)$ имеется пара комплексно-сопряженных полюсов $P_{1,2} = \pm j\omega_x$, расположенных на мнимой оси, то на частоте ω_x модуль функции $T(S)$ обращается в бесконечность. Во всех других случаях модуль функции $T(S)$ имеет конечную величину;
- если имеются функции $T_1(S)$ и $T_2(S)$, карты PZ которых отличаются только знаком абсциссы

одного или нескольких полюсов (нулей), т. е. соответствующие полюса (нули) функций $T_1(S)$ и $T_2(S)$ либо имеют одинаковые координаты, либо расположены симметрично относительно мнимой оси карты PZ, то АЧХ функций $T_1(S)$ и $T_2(S)$ совпадают;

- пары комплексно-сопряженных полюсов, расположенные симметрично относительно мнимой оси карты PZ, имеют равные по величине и противоположные по знаку ФЧХ.

На рис. 27 изображены карты PZ передаточных функций $T_1(S)$ и $T_2(S)$ двух ОПС — устойчивого ФНЧ2 (левая карта) и неустойчивого ФНЧ2 (правая карта).

На этих картах пары комплексно-сопряженных полюсов расположены симметрично относительно мнимой оси, т. е. их координаты отличаются только знаком абсциссы. Кроме того, на рис. 27 изображены векторы (M_1, M_2 — длины этих векторов), соединяющих полюса с произвольной точкой мнимой оси, а также углы между этими векторами и вещественной осью карты PZ. Применяя изложенные выше правила 1 и 2 к картам PZ (рис. 27), получаем:

$$|T_1(j\omega)| = |T_2(j\omega)| = \frac{K}{M_1(j\omega)M_2(j\omega)}, \quad (99)$$

$$\begin{aligned} \varphi_{T_1}(j\omega) &= -[\varphi_1(j\omega) + \varphi_2(j\omega)], \quad (100) \\ \varphi_{T_2}(j\omega) &= \\ &= -[180^\circ - \varphi_1(j\omega) + 180^\circ - \varphi_2(j\omega)] = \\ &= \varphi_1(j\omega) + \varphi_2(j\omega). \quad (101) \end{aligned}$$

В формуле (99) K — постоянный коэффициент.

Очевидно, что:

$$\varphi_{T_2}(j\omega) = -\varphi_{T_1}(j\omega). \quad (102)$$

Из (99—102) следует, что в результате моделирования в режиме AC Sweep устойчивой и неустойчивой ОПС с передаточными функциями $T_1(S)$ и $T_2(S)$ будут получены:

- идентичные (совпадающие) АЧХ;
- ФЧХ, отличающиеся знаком (устойчивая ОПС дает запаздывание по фазе, а неустойчивая — опережение).

Сказанное иллюстрирует рис. 28, на котором изображены результаты многовариантного моделирования устойчивого и неустойчивого ФНЧ2 с частотой полюса 1 Гц и добротностью Q , принимающей значения 0,50; 1,58; 5,00; 15,8; 50,0.

На верхнем графике рис. 28 изображено десять кривых, но фактически мы видим только пять из них, поскольку АЧХ устойчивого и неустойчивого ФНЧ2 с равными добротностями совпадают.

Из сказанного следует:

- определить факт неустойчивости ОПС по виду ее АЧХ не представляется возможным;
- если неустойчивая ОПС имеет одну пару комплексно-сопряженных полюсов в правой полуплоскости карты PZ (в подавляющем большинстве практических случаев именно так и бывает), то ее ФЧХ на высоких частотах приблизительно на 360° превышает ожидаемую величину ФЧХ устойчивого варианта данной ОПС.

Поясним сказанное на примере практической ОПС. На рис. 29 изображена (в том виде как она представлена в окне PSpice Schematics) широко известная схема генератора с мостом Вина. Известно, что эта схема при $R_2 = R_4$ и $C_1 = C_2$ устойчива, если выполняется условие $G_{NO} = 1 + R_3/R_1 < 3$, и неустойчива в противном случае.

На рис. 30 изображены ЛАЧХ устойчивой схемы (кривая с метками $|T|_{дБ}$, $G_{NO} = 2,9$) и неустойчивой схемы (кривая с метками $|T|_{дБ}$, $G_{NO} = 3,1$), полученные в результате двухвариантного анализа ОПС в режиме AC Sweep.

Эти ЛАЧХ очень похожи (в окрестностях резонансного пика неразличимы) и не позволяют сделать какие-либо выводы относительно устойчивости ОПС. Анализ ФЧХ (кривые с метками φ , °) позволяет уверенно утверждать, что первый вариант ($G_{NO} = 2,9$) ОПС устойчив, а второй ($G_{NO} = 3,1$) — нет. У разработчиков, имеющих опыт проектирования электрических фильтров, определение факта неустойчивости ОПС по виду ее ФЧХ обычно не вызывает затруднений. Однако если имеются хотя бы малейшие сомнения в устойчивости ОПС, необходимо проанализировать ее реакцию на входное возмущение во временной области. На рис. 31 изображены временные диаграммы выходного напряжения (узел OUT) ОПС, полученные в ответ на входное возмущение (перепад напряжения величиной 1 В) в результате ее двухвариантного анализа в режиме Transient.

Результаты анализа в режиме Transient не оставляют никаких сомнений относительно устойчивости вариантов ОПС: при $G_{NO} = 2,9$ переходной

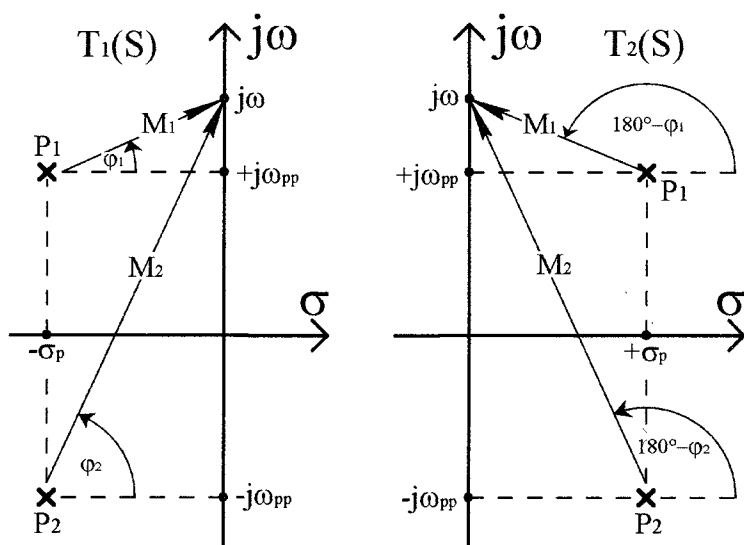


Рис. 27

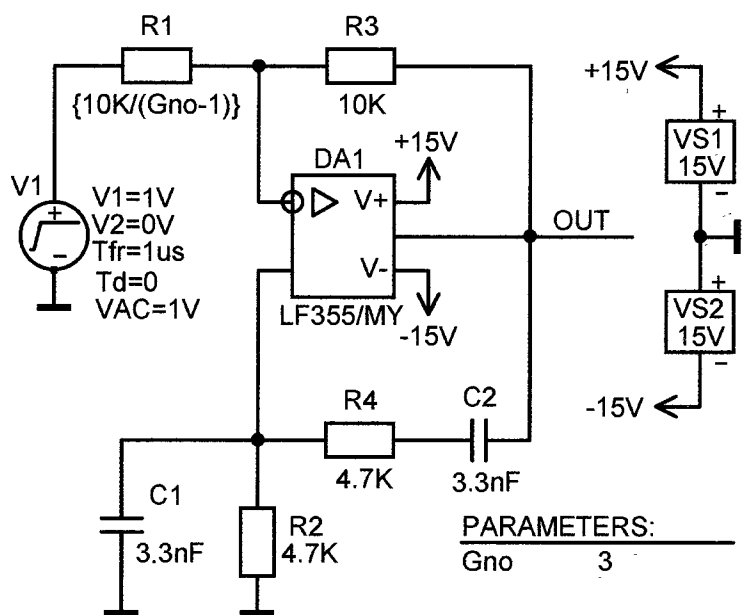


Рис. 29

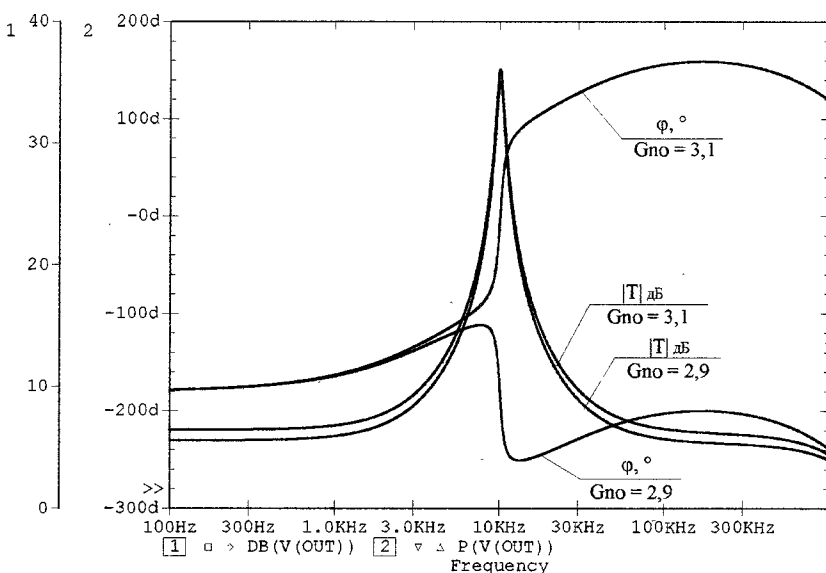


Рис. 30

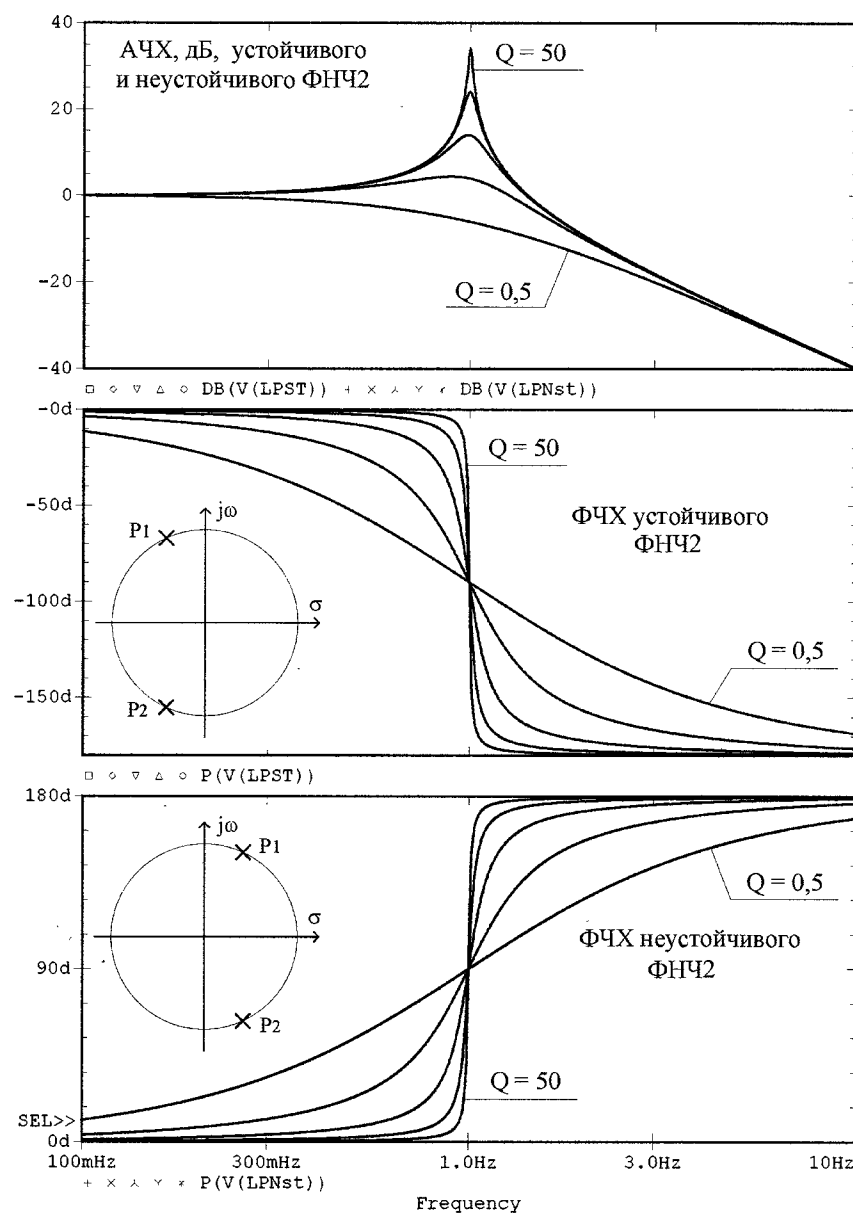


Рис. 28

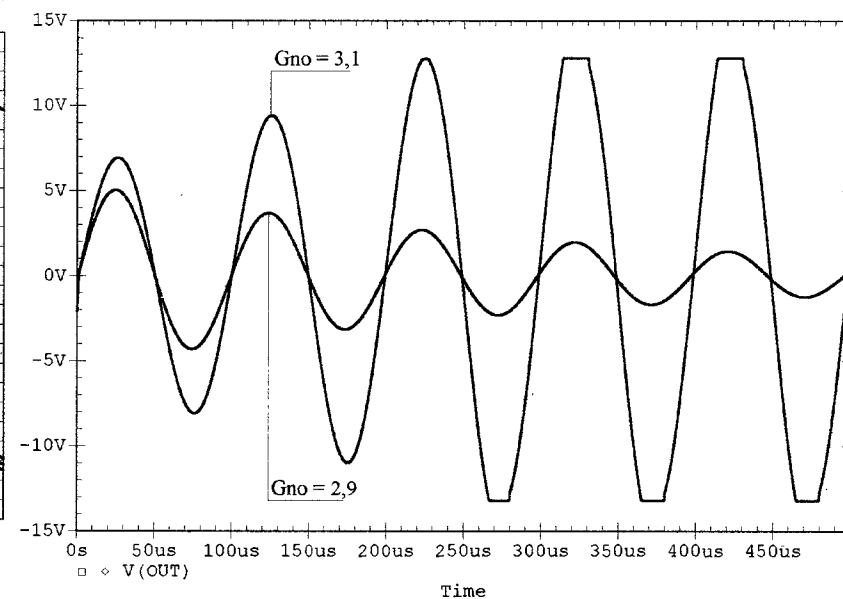


Рис. 31

процесс затухает, а при $G_{NO} = 3,1$ ограничивается нелинейностью амплитудной характеристики ОУ. Следует заметить, что по результатам анализа ОПС в режиме AC Sweep средствами графического постпроцессора Probe можно построить диаграмму Найквиста [28], которая позволяет сделать однозначный вывод относительно устойчивости анализируемой ОПС.

ЛИТЕРАТУРА:

26. A SPICE Compatible Macromodel for CMOS Operational Amplifiers, by David Hindi, Application Note AN-856, National Semiconductor, 1992.
27. Г. Лэм. Аналоговые и цифровые фильтры. Расчет и реализация. Пер. с англ. — М.: Мир, 1982.
28. И. Златин. Графический анализ результатов моделирования в

OrCad 9.2. — Компоненты и технологии, 2003, № 7, с. 170—172.

Продолжение следует

Сергей Лозицкий,
г. Брянск

Продолжение. Начало — № 12/2004

Скремблирование передаваемых данных

Прежде, чем предложить решение, лишенное недостатков устройств, описанных в предыдущей части статьи, рассмотрим преимущества, которые достигаются благодаря применению скремблирования данных, а также обсудим вопросы устойчивости скремблеров по отношению к нежелательным последовательностям битов.

ПОВЫШЕНИЕ УСТОЙЧИВОСТИ СИНХРОНИЗАЦИИ

При передаче данных по линии связи применяют различные способы кодирования. В частности, широкое распространение получило NRZ-кодирование и его модификации [5]. Для передачи нулевых и единичных битов выделяются одинаковые интервалы времени — «битовые интервалы». В каждом битовом интервале в зависимости от значения передаваемого бита (лог. 1 или 0) между проводами витой пары (двухпроводной линии) присутствует положительное или отрицательное напряжение. Применительно к оптоволоконным линиям в каждом битовом интервале по оптическому волокну передается или не передается световой поток.

Такое кодирование неприменимо в случаях, когда по линии могут передаваться очень длинные цепочки из одинаковых битов. Тогда состояние линии будет оставаться неизменным на протяжении длительного интервала времени, и синхронизация приемника с передатчиком может нару-

шиться. Действительно, приемник надежно восстанавливает синхросигнал только тогда, когда паузы между изменениями сигнала в линии не слишком велики. Изменение сигнала в линии после незначительной паузы позволяет всякий раз корректировать «ход часов» приемника. С увеличением паузы надежность «службы времени» падает. Например, после передачи серии из 10000 нулей приемник, вероятнее всего, не сможет с уверенностью определить, находится ли последующая единица на позиции 9999, 10000 или 10001. То же относится и к передаче длинных цепочек лог. 1. Другими словами, при передаче достаточно большой последовательности нулей или единиц приемник теряет синхронизацию с передатчиком.

На практике данные группируют в кадры постоянной или переменной длины. Каждый кадр содержит некоторую служебную информацию, например, флаговый код начала кадра, причем эта информация заведомо не является последовательностью одинаковых битов. Это облегчает поддержание синхронизации, так как возможная однородность пользовательских данных периодически нарушается заведомо неоднородными служебными данными. Тем не менее, для повышения надежности синхронизации желательно исключить из потока пользовательских данных длинные последовательности нулевых или единичных битов. Это и делается с помощью скремблирования — це-

почки нулевых или единичных битов (и не только они) преобразуются в псевдослучайные битовые последовательности, в которых вероятность изменения уровня сигнала в каждом последующем битовом интервале (по отношению к текущему уровню) равна $1/2$.

В подтверждение сказанного об устойчивости синхронизации рассмотрим цепь выделения синхросигнала и данных из сигнала в линии (рис. 4, а) [5].

Узел содержит входной усилитель, генератор PLL с фазовой автоподстройкой частоты, инвертор и триггер D2. Генератор PLL включает в себя триггер D1, фильтр низких частот (RC-цепь) и генератор VCO (Voltage Controlled Oscillator), управляемый напряжением U. Триггеры D1 и D2 принимают данные с входов D по фронту сигнала на входе С. Генератор VCO формирует выходной синхросигнал CLK (рис. 4, б). Частота этого сигнала в незначительных пределах может изменяться в зависимости от напряжения U на его управляющем входе. С повышением этого напряжения частота уменьшается, и наоборот.

Данные DATA представлены кодом NRZ. Границы битовых интервалов примерно соответствуют моментам формирования спадов сигнала CLK, а середины этих интервалов — моментам T0—T10.

Обратите внимание на нестандартный режим работы триггера D1. Обычно на вход С синхронизации D-триггера подается синхроимпульс, а на вход D — данные. При этом согласно техническим условиям на триггер к моменту формирования фронта синхроимпульса сигнал на входе D данных должен принять установившееся значение в течение некоторого «времени предустановки» и сохранять это значение в течение «времени удержания», которое отсчитывается от того же фронта. Здесь же реализован некий противоположный режим. В качестве данных на D-вход триггера поступает синхросигнал, а в качестве синхросигнала данные. При этом в идеальном случае фронт сигнала на входе С должен совпадать с фронтом сигнала на входе D.

Как показано на рис. 4, б затемненными прямоугольниками, существуют области неопределенности моментов формирования фронтов сигнала данных. Неопределенность обусловлена так называемым джиттером (дрожанием фронтов [5]). Джиттеру в равной мере подвержены и спады

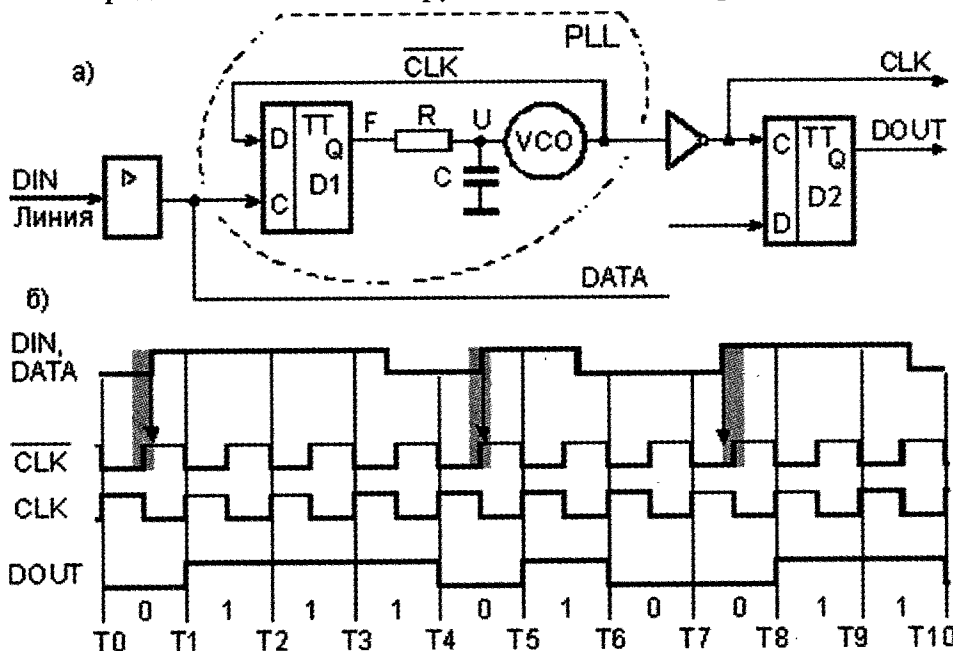


Рис. 4

входного сигнала, но они нас в данном случае не интересуют.

Предположим, что генератор VCO уже вошел в синхронизацию с сигналом, поступающим из линии. В этом случае фронты сигнала DATA с равной вероятностью совмещены во времени с нулевыми или единичными уровнями инвертированного сигнала CLK. На рисунке вертикальные стрелки показывают, что два фронта сигнала DATA совмещены с единичным уровнем инвертированного сигнала CLK, а третий — с нулевым уровнем. При равновероятном приеме в триггер D1 лог. 0 и 1 сигнал F на его выходе постоянно изменяется, но в среднем пребывает в состоянии лог. 0 столько же времени, сколько и в состоянии лог. 1. При этом напряжение U на выходе интегрирующей RC-цепи примерно равно половине напряжения, соответствующего уровню лог. 1 на выходе триггера D1.

Предположим теперь, что вертикальные стрелки в большинстве своем указывают на нулевые состояния синхросигнала с выхода генератора VCO. Это означает, что следует слегка увеличить частоту синхросигнала, что приведет к его незначительному фазовому опережению, т. е. к некоторому «сжатию влево» его временной диаграммы. Это и произойдет благодаря тому, что в данной ситуации сигнал управления F будет преимущественно нулевым, напряжение U снизится, частота сигнала CLK незначительно увеличится.

В противоположной ситуации временная диаграмма синхросигнала исходно чуть смещена влево относительно показанной на рисунке. Тогда стрелки должны преимущественно попадать на единичные состояния синхросигнала. Это означает, что синхросигнал вырабатывается с опережением, и его следует задержать. Средством задержки служит незначительное снижение частоты. Оно достигается благодаря тому, что в данной ситуации управляющий сигнал F преимущественно равен единице, напряжение U повышается, частота незначительно снижается.

В результате малых постоянных колебаний около равновесного состояния осуществляется статистически наиболее правильная привязка синхросигнала CLK к сигналу DATA. Такая привязка обеспечивает стабильность данных на входе D триггера D2 в момент прохождения фронта сигнала CLK. Таким образом, на выходе

схемы формируется синхросигнал и данные, выделенные из входного сигнала DIN.

Если сигнал DIN в течение длительного времени остается неизменным, то управление генератором VCO теряется, так как постоянно действующий на него через интегрирующую цепь нулевой или единичный сигнал F вызывает неуклонное повышение или снижение частоты синхросигнала. Скремблирование передаваемого по линии сигнала предотвращает его длительную фиксацию, т. е. повышает надежность синхронизации.

СНИЖЕНИЕ УРОВНЯ ИЗЛУЧАЕМЫХ ПОМЕХ

При распространении сигнала по витой паре проводов кабеля городской телефонной сети неизбежна передача части его энергии на соседние витые пары через паразитные элементы — емкостные и индуктивные, условно показанные на рис. 5 в виде конденсаторов и трансформаторов. При этом наблюдается интересный эффект — регулярная последовательность битов создает более сильные помехи на соседних линиях, чем эта же последовательность, предварительно обработанная скремблером, т. е. преобразованная в псевдослучайную.

В данном примере использован один из способов трехуровневого кодирования данных [5], но все сказанное далее в равной мере относится и к другим способам. Важно, что при заданном способе кодирования форма сигнала в линии зависит от вида передаваемых данных и может в предельных случаях приближаться к синусоиде, либо к шумовому сигналу, не содержащему ярко выраженных периодических составляющих.

Далее для упрощения рассуждений предполагаем, что некоторая регулярная последовательность

битов представлена чисто синусоидальным сигналом, что недалеко от истины.

Как видно из рисунка, и регулярный, и псевдослучайный сигналы имеют одинаковую амплитуду, но уровни наводимых этими сигналами помех различны. При этом форма помехи от синусоидального сигнала повторяет его, а помеха от псевдослучайного сигнала явно отличается по форме от своего прототипа. Почему так происходит? Чем один сигнал «безопаснее» другого с точки зрения наводимых им помех?

Чтобы разобраться в этом, можно рассуждать «от противного». Предположим, что как синусоидальный, так и псевдослучайный сигналы при паразитном прохождении на соседнюю линию кабеля в равной мере ослабляются и наследуют формы породивших их сигналов. Но чтобы это было именно так, паразитная система передачи сигналов с одной линии на другую должна была бы представлять собой идеальный линейный усилитель с коэффициентом усиления, меньшим единицы.

Поясним сказанное двумя известными утверждениями.

Первое необходимое условие неискаженной передачи сложного сигнала через некоторый усилитель — равномерность АЧХ этого усилителя в достаточно широкой полосе частот. Это утверждение не требует особых доказательств.

Второе необходимое условие неискаженной передачи сложного сигнала — фазочастная характеристика усилителя должна быть линейна. Здесь, по-видимому, нужны некоторые пояснения. Не прибегая к строгим математическим выкладкам, рассмотрим упрощенные модели передачи сигнала через идеальный и неидеальный усилители (рис. 6). В этих

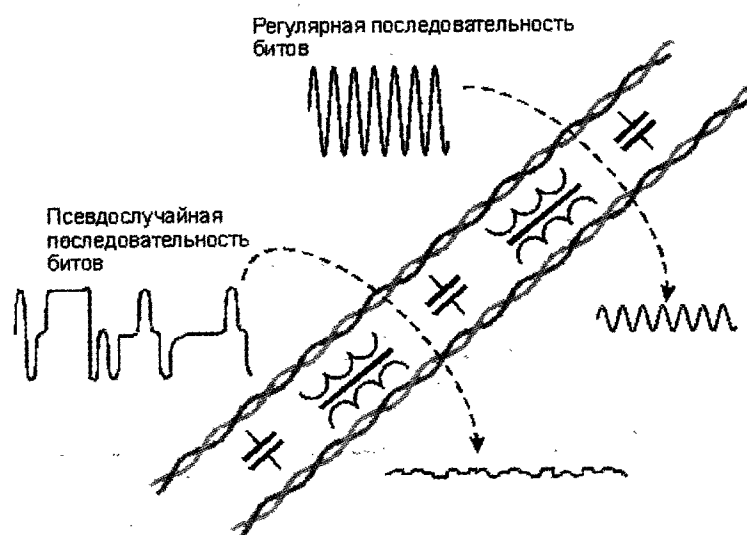


Рис. 5

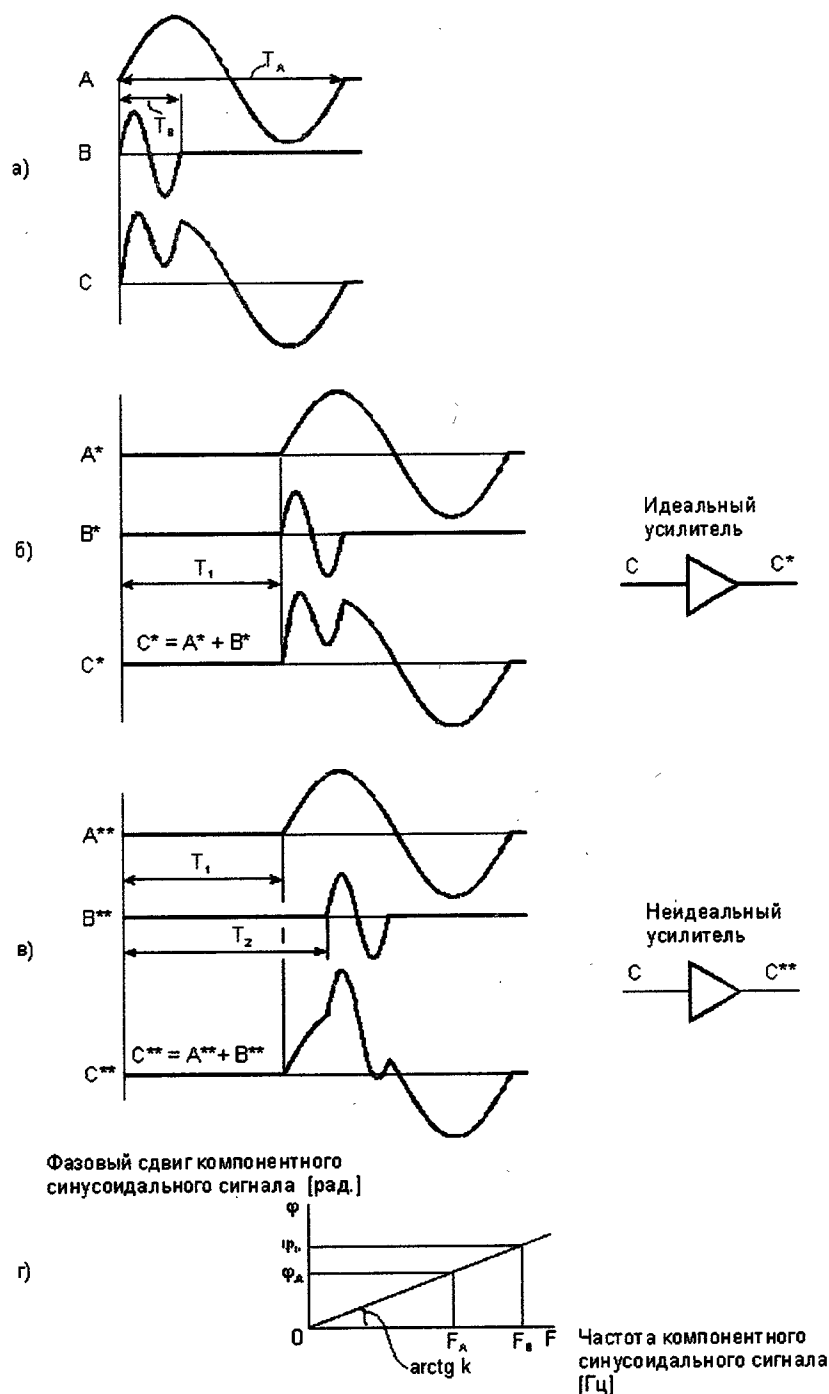


Рис. 6

моделях усилителя имеют единичные коэффициенты усиления, что несущественно.

Как показано на рис. 6, а, входной сигнал C усилителей представлен суммой двух компонентных сигналов A и B , каждый из которых содержит ярко выраженную синусоидальную составляющую. Форма сигнала C^* на выходе идеального усилителя (рис. 2, б) должна совпадать с формой входного сигнала C , следовательно, компонентные сигналы A^* и B^* , образующие в сумме сигнал C^* , должны находиться в тех же временных соотношениях, что и соответствующие сигналы A , B и C .

Для выполнения этого условия необходимо, чтобы задержка T_1 распространения обоих компонентных сигналов через усилитель была одинакова. Эту задержку можно выразить как в единицах времени (наносекундах, микросекундах и т. д.), так и в числе периодов T_A или T_B низкочас-

тотной и высокочастотной синусоидальных составляющих сигналов A и B . Последнее означает, что низкочастотное колебание, входящее в состав компонентного сигнала A , задержано на T_1/T_A периодов, а высокочастотное колебание, входящее в состав компонентного сигнала B , задержано на T_1/T_B периодов. Период синусоидального сигнала составляет 360° или 2π в зависимости от принятых единиц измерения. Таким образом, задержку T_1 можно трактовать как фазовый сдвиг φ_A сигнала A на $(T_1/T_A) \times 2\pi$ или как фазовый сдвиг φ_B сигнала B на $(T_1/T_B) \times 2\pi$. Так как $T_B < T_A$, то высокочастотный сигнал должен иметь больший фазовый сдвиг при распространении через усилитель по сравнению с фазовым сдвигом низкочастотного сигнала.

Покажем, что для неискаженной передачи зависимость фазового сдвига от частоты компонентного синусоидального сигнала должна

быть линейной. Если $F_A = 1/T_A$ и $F_B = 1/T_B$ — частоты низкочастотного и высокочастотного колебаний компонентных сигналов на входе усилителя, и единицей измерения фазового сдвига является радиан, можно записать, что

$$\varphi_B = (T_1/T_B) \times 2\pi;$$

$$\varphi_A = (T_1/T_A) \times 2\pi;$$

$$\begin{aligned} \varphi_B - \varphi_A &= (T_1/T_B) \times 2\pi - (T_1/T_A) \times 2\pi = \\ &= T_1 \times 2\pi (1/T_B - 1/T_A) = k(F_B - F_A), \end{aligned}$$

где $k = T_1 \times 2\pi$.

В полученном соотношении при $F_A = 0$ $\varphi_A = 0$, так как для постоянной составляющей сигнала фазовая задержка равна нулю. С учетом этого получаем условие $\varphi_B = kF_B$, которое представляет собой искомую фазочастотную характеристику идеального усилителя и графически отображается в виде прямой, проходящей через начало координат с углом наклона по отношению к горизонтальной оси, равным $\arctg k$ (рис. 6, г).

Таким образом, условие равенства временных задержек T_1 всех компонентных синусоидальных сигналов (для неискаженной передачи их суммы) трансформируется в условие линейности фазочастотной характеристики усилителя.

Если временные задержки T_1 и T_2 (рис. 6, в) компонентных синусоидальных сигналов не одинаковы, т. е. фазочастотная характеристика усилителя нелинейна, то сумма C^{**} этих сигналов не соответствует входному сигналу C .

Компонентные сигналы A и B помимо ярко выраженных синусоидальных составляющих содержат бесконечно большое число иных гармоник, о которых не упоминалось в приведенных рассуждениях исключительно с целью упрощения иллюстрации того факта, что фазочастотная характеристика идеального усилителя должна быть линейной.

Возвращаясь к вопросу о том, почему скремблирование уменьшает уровень помех, наводимых на соседние витые пары кабеля, теперь можно утверждать следующее.

1. Для того, чтобы, как синусоидальный, так и скремблированный сигналы в равной мере передавались в виде помех на соседние пары, необходимо выполнение рассмотренных выше весьма специфических

более привычной шкалы температур в градусах Цельсия. Дж. Мейджер разработал схему ячейки ДТ [3], которая легко калибруется в градусах Цельсия (рис. 4).

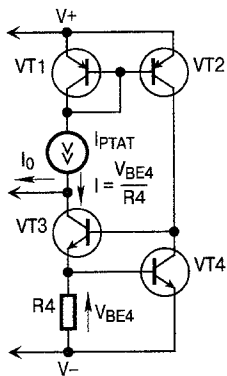


Рис. 4

Ячейка работает следующим образом. Ток I_{PTAT} , пропорциональный абсолютной температуре, генерируется источником тока. Выходной ток I_0 равен разности этого тока и тока, пропорционального напряжению V_{BE} транзистора VT4 и имеет температурный коэффициент $1 \text{ мА}/^\circ\text{С}$. Ток через этот транзистор задается токовым зеркалом на p-n-p транзисторах VT1 и VT2 и транзистором VT3, который играет роль усилителя с обратной связью. Калибровка этой ячейки может быть выполнена для любой температурной шкалы. Изменением номинала резистора R4 можно корректировать чувствительность $\Delta I_0/\Delta T$, а подстраивая резистор в источнике тока I_{PTAT} можно установить начальную температуру для нулевого тока.

ДТ с токовым выходом

Концепции, изложенные выше, служат основой для построения разновидностей интегральных схем датчиков температуры. В зависимости от выходной величины различают датчики с выходом в виде тока и в виде напряжения. Примером ДТ с токовым выходом может служить ИМС AD592, имеющая коэффициент преобразования $1 \text{ мкА}/^\circ\text{С}$. Типовой вариант включения этого ДТ приведен на рис. 5, а, а график характеристики преобразования — на рис. 5, б.

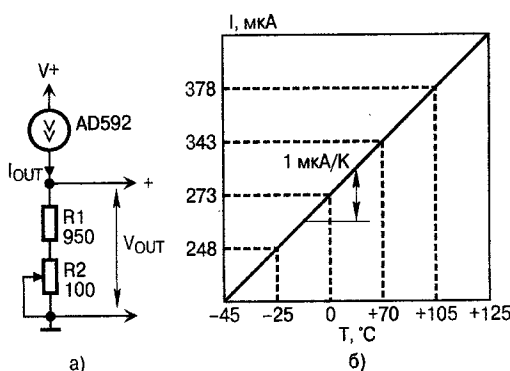


Рис. 5

Датчик изготавливается в трехвыводном корпусе ТО-92 и практически не требует внешней калибровки. При температуре $+25^\circ\text{С}$ датчик модели AD592CN имеет наименьшую абсолютную погрешность измерения температуры ΔT не более $\pm 0,5^\circ\text{С}$. В диапазоне рабочих температур $-25 \dots +125^\circ\text{С}$ абсолютная погрешность не превышает $\pm 1^\circ\text{С}$. Для более точной настройки может быть использован подстроечный резистор (R2 на рис. 5, а). Этот ДТ может работать в широком диапазоне питающих напряжений $4 \dots 30 \text{ В}$, однако точностные характеристики определены для напряжения 5 В , а изменение напряжения влияет на точность измерения — коэффициент подавления влияния напряжения питания K_{SR} составляет от $0,5^\circ\text{С}/\text{В}$ при низких напряжениях до $0,1^\circ\text{С}/\text{В}$ при высоких, поэтому напряжение питания желательно стабилизировать.

Другим примером токового ДТ может служить недорогой LM234. Это трехвыводной подстраиваемый источник тока с диапазоном рабочего тока $10000:1$ и простым регулированием тока, который устанавливается одним резистором. Микросхема работает в широком диапазоне питающего напряжения $1 \dots 40 \text{ В}$. Начальная погрешность измерения не превышает $\pm 3^\circ\text{С}$ для LM234-3, чувствительность составляет $+0,33\% / ^\circ\text{С}$. Токочувствительные датчики идеальны для измерения температуры удаленных объектов, поскольку требуется только два провода. Кроме того, сопротивление проводов, включенных последовательно с датчиком, не вносит заметной погрешности, так как динамическое сопротивление датчика, например, при токе 100 мкА составляет 100 МОм .

Всего два вывода токовых датчиков обеспечивают большую гибкость их применения. На рис. 6 представлены три интересных варианта включения токовых ДТ.

Если требуется определить среднее значение температуры в трех точках пространства, можно применить токовый ДТ, показанный на рис. 6, а. Здесь через резистор протекает сумма токов всех трех датчиков. Сопротивление резистора выбрано в три раза меньше, чем в типовой схеме, с тем, чтобы обеспечить общую чувствительность по напряжению $1 \text{ мВ}/^\circ\text{С}$.

На рис. 6, б представлен токовый ДТ для определения минимальной температуры в одной из трех точек.

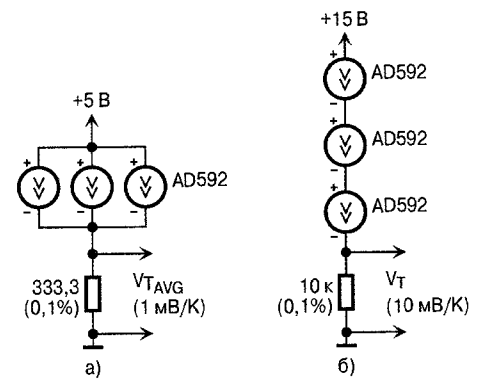


Рис. 6

Только тот из датчиков, температура которого наименьшая, будет работать в активном режиме. Два других перейдут в насыщенное состояние, поэтому их динамическое сопротивление, а следовательно, и падение напряжения резко уменьшится.

Наконец, на рис. 6, в приведен токовый ДТ для определения разности температур в двух точках. Точка соединения двух ДТ соединена с инвертирующим входом операционного усилителя с нулевым напряжением. Ток I_{DIF} , равный разности токов датчиков, создает на резисторе падение напряжения $I_{DIF}R_2$, пропорциональное разности температур. Резистор R1 включен для компенсации начального разброса токов ДТ.

ДТ с выходным сигналом в виде напряжения

ADT45/ADT50 — трехвыводные температурные датчики с выходом в виде напряжения, помещенные в миниатюрный корпус SOT-23. Они допускают диапазон питающих напряжений $2,7 \dots 12 \text{ В}$. Микросхемы могут работать в температурном диапазоне $-40 \dots +125^\circ\text{С}$. Выходной масштабный коэффициент для обоих устройств составляет $10 \text{ мВ}/^\circ\text{С}$. Типичная погрешность преобразования $\pm 1^\circ\text{С}$ при $+25^\circ\text{С}$ и $\pm 2^\circ\text{С}$ в температурном диапазоне $-40 \dots +125^\circ\text{С}$. ADT45 обеспечивает напряжение 250 мВ на выходе при $+25^\circ\text{С}$ и предназначен для температуры $0 \dots +100^\circ\text{С}$, а ADT50 — 750 мВ при $+25^\circ\text{С}$ и работает в диапазоне температур $-40 \dots +125^\circ\text{С}$. Погрешность преобразования температуры при изменении питающего напряжения может достигать $0,15^\circ\text{С}/\text{В}$. Недостатком датчиков является довольно

значительное выходное сопротивление (до 200 Ом).

Если датчики ADT45/ADT50 имеют хороший тепловой контакт с объектом и теплоизолированы от окружающей среды, то их температура будет отличаться от температуры поверхности объекта не более, чем на 0,01 °C. Правильное закрепление датчика на поверхности объекта имеет важное значение, поскольку любая тепловая связь датчика с окружающей средой приводит к ошибкам в измерениях. Вывод для подключения питания этих микросхем должен быть заблокирован по переменному напряжению относительно общей точки керамическим конденсатором емкостью 0,1 мкФ. Желательно применение безвыводных конденсаторов для снижения влияния электромагнитных помех.

Другим примером трехвыводных ДТ с выходным сигналом в виде напряжения может служить LM45. При низкой цене (\$0,4 при продаже партиями по 1000 шт.) этот датчик обеспечивает точность не хуже ± 3 °C в диапазоне $-20...+100$ °C. Низкий потребляемый ток (120 мкА) гарантирует саморазогрев не выше 0,2 °C. Переход от шкалы абсолютных температур Кельвина к шкале Цельсия осуществляется подключением одного внешнего резистора.

Одним из характерных применений рассмотренных ДТ, помимо непосредственного измерения температуры, является компенсация температуры холодного спая термопары [4].

Интересно семейство датчиков температуры с выходом в виде напряжения LM135/235/335.

Типовая схема включения этих ДТ подобна схеме включения стабилитрона (рис. 7, а). При этом напряжение стабилизации пропорционально абсолютной температуре $+10$ мВ/°C. Датчик нормально работает при токах 0,4...5 мА. При калибровке с помощью внешнего резистора (рис. 7, б) при температуре $+25$ °C LM135 имеет типичную погрешность менее ± 1 °C в температурном диапазоне 100 °C. Низкое динамическое сопротивление (типичное значение 0,5 Ом) упрощает подключение датчика к приемникам

сигнала и уменьшает погрешность при изменении питающего напряжения. LM135 работает в диапазоне температур $-50...+150$ °C, LM235 — в диапазоне $-40...+125$ °C, а очень недорогой LM335 — в диапазоне $-40...+100$ °C.

Так же, как и двухвыводные токовые ДТ, LM335 имеет широкий круг применений. На рис. 8, а представлен узел определения минимальной из трех температур. Только тот из ДТ, температура которого минимальна, будет в активном режиме. Остальные при этом не участвуют в измерении.

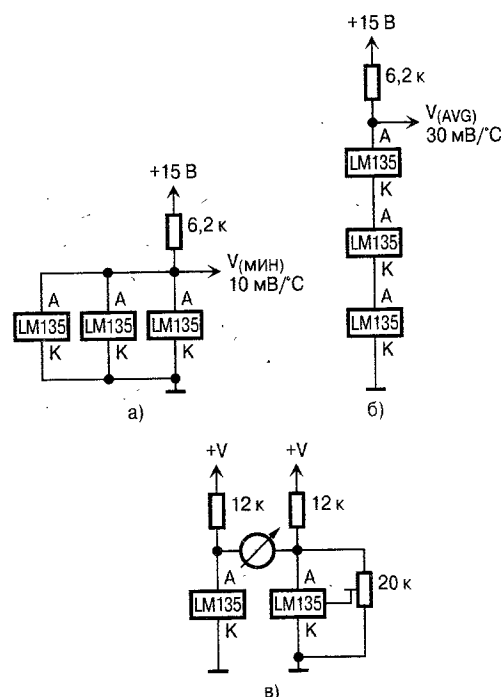


Рис. 8

При помощи ДТ на рис. 8, б можно измерять среднее значение температуры в трех точках. Выходное напряжение равно сумме напряжений, падающих на датчиках. При этом чувствительность также возрастает в три раза.

Для измерения разности температур может быть использована простой ДТ, приведенный на рис. 8, в. Подстроечным резистором обеспечивается нулевой ток через измерительный прибор при равенстве температур датчиков.

Несложный, но довольно точный термостат показан на рис. 9 [2].

Здесь напряжение 6,9 В прецизионного ИОН LM329C после резистивного

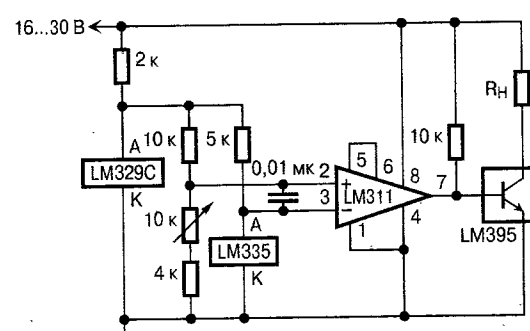


Рис. 9

делителя сравнивается с напряжением датчика температуры LM335 при помощи прецизионного компаратора LM311. В зависимости от знака рассогласования компаратор включает или выключает составной транзистор с внутренней защитой LM395, который, в свою очередь, включает или отключает нагревательный элемент R_H . Большой коэффициент усиления компаратора (до 200000) обеспечивает высокую точность стабилизации температуры.

На рис. 10 представлен узел датчика скорости течения газа.

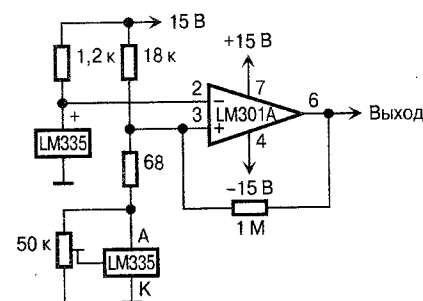


Рис. 10

Верхний по схеме ДТ установлен в потоке, а нижний — в неподвижном газе этой же температуры. Верхний датчик подогревается протекающим через него относительно большим током, задаваемым резистором 1,2 кОм. Ток через нижний датчик приблизительно в 20 раз меньше, поэтому нижний ДТ имеет температуру окружающего газа. При обтекании верхнего ДТ потоком газа температуры меньшей, чем датчик, последний охлаждается, что приводит к увеличению выходного напряжения ОУ. Подстроечным резистором устанавливается нулевое напряжение при нулевой скорости течения газа.

Логометрические ДТ

В некоторых случаях желательно, чтобы выходной сигнал датчика был пропорционален его напряжению питания. Это полезно, например, при питании от батарей датчика и АЦП, преобразующего его сигнал в код. Упрощенная схема логометрического датчика температуры AD22103 приведена на рис. 11, а.

Через терморезистор R_T протекает ток от источника тока, пропорциональный напряжению питания. Дифференциальный усилитель преобразует разбаланс моста в выходной сигнал, определяемый формулой:

$$V_{OUT} = \frac{V_s}{3,3} (0,25 + 0,028T) \text{ В.} \quad (4)$$

На рис. 11, б источник питания ИМС AD22103 является также ис-

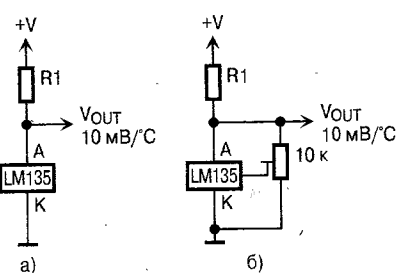


Рис. 7

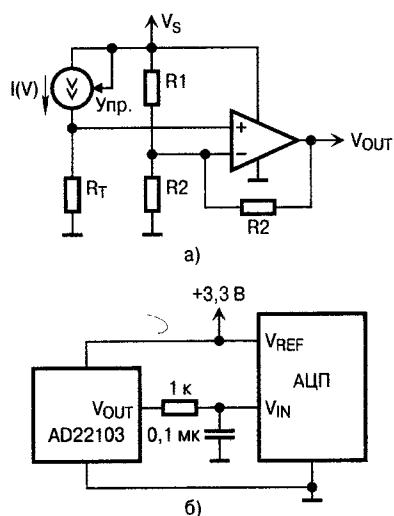


Рис. 11

точником опорного напряжения для АЦП. В результате устраняется потребность в двух точных ИОН, поскольку выходной код АЦП пропорционален отношению входного напряжения (выходное напряжение датчика V_{OUT}) к опорному (напряжение питания схемы V_S):

$$D_{OUT} = k \frac{V_{OUT}}{V_S}. \quad (5)$$

Подставив (4) в (5) найдем:

$$D_{OUT} = \frac{k}{3,3} (0,25 + 0,028T). \quad (6)$$

Из (6) следует, что результаты преобразования не зависят от напряжения питания. Такие измерительные схемы называются логометрическими. Датчик AD22103 предназначен для работы в диапазоне $0 \dots 100^\circ\text{C}$ и обеспечивает погрешность менее $\pm 2,5^\circ\text{C}$ при линейности не хуже $0,5^\circ\text{C}$. Здесь удобно применить 12-разрядный АЦП AD7896, который использует напряжение питания в качестве опорного.

ЛИТЕРАТУРА:

1. P. Brokaw. A simple three-terminal IC bandgap voltage reference. — *IEEE Journal of Solid State Circuits*. V. SC-9, December, 1974.
2. LM34/LM35 Precision Monolithic Temperature Sensors. — *National Semiconductor. Application Note AN-460*. October, 1986.
3. G. C. Meijer. An IC Temperature Sensor with an Intrinsic Reference. — *IEEE Journal of Solid State Circuits*, V. SC-15, June, 1980.
4. Г. И. Волович. Измерительные схемы на операционных усилителях. — *Схемотехника*, 2004, № 1, с. 24—24, № 2, с. 16—19.

Окончание следует

Георгий Волович,
г. Челябинск

Расчет трансформатора однотактного обратноходового источника питания

В нашем журнале уже приводилась методика расчета трансформатора сетевого обратноходового источника питания [1]. Эта методика была ориентирована, прежде всего, на работу источника с непрерывным магнитным потоком трансформатора. Такой режим используется для получения максимальной мощности при ограниченном максимальном токе ключевого элемента преобразователя. Если имеется возможность выбрать ключевой элемент с большим рабочим током, можно, перейдя в прерывистый режим, использовать трансформатор меньших размеров. Автор статьи предлагает методику, удобную для расчета источников, работающих в прерывистом режиме. Методика интересна тем, что позволяет прямо рассчитать необходимое сечение керна сердечника.

В настоящее время однотактные обратноходовые импульсные источники питания получили широкое распространение. Они просты, неприхотливы, надежны (если грамотно сделаны) и дешевы, вследствие чего очень часто используются в качестве сетевых источников при небольших мощностях (до 100 Вт). Достаточно сказать, что практически почти во всех мониторах с ЭЛТ для компьютеров установлены такие источники. Для обратноходовых преобразователей разработано и массово выпускается множество дешевых микросхем (UC3842, KA2S0880, семейство TOPSwitch и т. д.), появляются новые микросхемы.

Обратноходовые источники также широко используются для преобразования постоянного напряжения (например, формирования из 12 В других напряжений) или для получения гальванически развязанных напряжений и т. д.

Часто в публикациях приводятся готовые описания обратноходовых источников. При изготовлении источника под конкретную задачу (другие значения входного и выходных напряжений, другой диапазон изменения входного напряжения, другая мощность и т. д.) потребуется разработка трансформатора. Трансформатор обратноходового источника — вещь непростая, и здесь эмпирический метод для инженера неприемлем.

Ниже приводится теория и расчет параметров трансформатора обратноходового источника. Методика расчета проста и доступна человеку, не имеющему глубоких знаний в об-

ласти импульсных источников. Учитывая широкую распространенность обратноходовых источников, а также доступность дешевых микросхем и отработанных схем включений, можно рекомендовать читателю включить умение разрабатывать источники в арсенал своих возможностей.

В дальнейшем обратноходовой источник питания для краткости именуется источником.

Упрощенная схема источника показана на рис. 1, а осциллограммы его работы при непрерывном режиме работы — на рис. 2. На осциллограммах обозначено: I_1 и I_2 — ток в первичной и во вторичной обмотках трансформатора, t_1 и t_2 — время открытого и закрытого состояния транзистора VT1.

Источник состоит из ключевого транзистора VT1, управляемого специальным узлом, трансформатора T1, цепочки R1C1VD1, предназначенной для подавления выбросов напряжения, обусловленных индуктивностью рассеяния. Вторичная обмотка трансформатора через диод VD2 нагружена на конденсатор C2 и нагрузку Rн. При работе источника узел управления транзистором VT1 действует таким образом, чтобы выходное напряжение оставалось неизменным. Частота работы обычно фиксирована.

При работе источника ключевой транзистор VT1 включается на время t_1 . Диод VD2 в это время закрыт, т. к. на вторичной обмотке напряжение имеет для него запирающую полярность. За время открытого состояния транзистора VT1 в трансформаторе накапливается энергия. Для того, что-

бы в трансформаторе можно было накопить больше энергии, в магнитопроводе выполняют зазор. Затем транзистор закрывается, и накопленная энергия через диод VD2 поступает на конденсатор C2 и нагрузку Rн.

В источнике могут быть реализованы два режима — прерывистый и непрерывный. В случае прерывистого режима вся энергия, накопленная за время t_1 в трансформаторе, уходит за время t_2 в нагрузку, в случае непрерывного режима часть энергии остается в трансформаторе. Режим на стыке непрерывного и прерывистого режимов будем в дальнейшем именовать граничным. Выведем основные формулы, описывающие работу источника в непрерывном режиме.

Ток в индуктивности линейно зависит от приложенного напряжения и времени и обратно пропорционально — от индуктивности. Магнитный поток в сердечнике при закрывании и открывании ключевого транзистора не изменяется. Исходя из этих условий и на основе осциллограмм на рис. 2 нетрудно получить следующие формулы:

$$\begin{aligned} I_{1\text{MAX}} &= I_{1\text{MIN}} + \frac{U_{\text{BX}}}{L_1} t_1 = I_{1\text{MIN}} + \frac{U_{\text{BX}} D}{L_1 f}, \\ I_{2\text{MIN}} &= I_{2\text{MAX}} - \frac{U_2}{L_2} t_2, \\ N_2 I_{2\text{MAX}} &= N_1 I_{1\text{MAX}}, \\ N_2 I_{2\text{MIN}} &= N_1 I_{1\text{MIN}}, \end{aligned} \quad (1)$$

где $I_{1\text{MAX}}$ и $I_{1\text{MIN}}$ — максимальное и минимальное значения тока в первичной обмотке; $I_{2\text{MAX}}$ и $I_{2\text{MIN}}$ — максимальное и минимальное значения тока во вторичной обмотке; N_1 и N_2 — число витков первичной и вторичной обмоток; L_1 и L_2 — индуктивности первичной и вторичной обмоток; U_{BX} — входное напряжение источника питания; U_2 — напряжение на вторичной обмотке трансформатора во время обратного хода; $D = t_1/T$ — коэффициент заполнения; $f = 1/T$ — частота и T — период работы.

В свою очередь

$$U_2 = U_{\text{ВЫХ}} + U_{\text{диод}},$$

где $U_{\text{ВЫХ}}$ — выходное напряжение, $U_{\text{диод}}$ — падение напряжения на диоде.

Накопленная в индуктивности энергия равна половине произведения индуктивности на квадрат тока, отсюда следует, что передаваемую в

нагрузку мощность P_H можно рассчитать по формуле:

$$P_H = 0,5 L_1 (I_{1\text{MAX}}^2 - I_{1\text{MIN}}^2) f. \quad (2)$$

Для первичной обмотки трансформатора можно написать известное соотношение:

$$N_1 B S = L_1 I_{1\text{MAX}}, \quad (3)$$

где B — индукция в магнитопроводе, S — площадь поперечного сечения магнитопровода.

Индуктивность первичной обмотки трансформатора рассчитывается по формуле

$$L_1 = \frac{N_1^2 \mu_0 S}{\ell_M + \mu \ell_{\text{эфф}}} \approx \frac{N_1^2 \mu_0 S}{\ell_{\text{эфф}}}, \quad (4)$$

где μ — относительная магнитная проницаемость материала магнитопровода, $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ Гн/м — магнитная постоянная, ℓ_M — длина магнитопровода, $\ell_{\text{эфф}}$ — эффективная ширина зазора в магнитопроводе.

Приблизительное равенство вытекает из того, что, как правило, $\mu \ell_{\text{эфф}} \gg \ell_M$.

Эффективная ширина зазора меньше геометрической. Это связано с наличием боковых полей вблизи зазора, которые его шунтируют.

Учесть этот эффект и рассчитать эффективную ширину зазора можно по [2]. Точное определение эффективного зазора с учетом специфики магнитопровода можно сделать экспериментально. Для этого надо намотать пробную обмотку, содержащую, по крайней мере, один слой требуемой обмотки и измерить индуктивность при нескольких значениях зазора. На основе полученных измерений для каждого геометрического зазора можно найти его эффективную величину. Проще, однако, при намотке трансформатора на разборном (не кольцевом) сердечнике все расчеты производить для эффективной ширины зазора, а геометрическую подбирать до получения расчетной индуктивности первичной обмотки.

Используя приведенные выше формулы нетрудно получить следующие выражения для токов:

$$I_{1\text{MAX}} = \frac{1}{U_{\text{BX}} D} \left(P_H + \frac{U_{\text{BX}}^2 D^2}{2 f L_1} \right), \quad (6)$$

$$I_{1\text{MIN}} = \frac{1}{U_{\text{BX}} D} \left(P_H - \frac{U_{\text{BX}}^2 D^2}{2 f L_1} \right).$$

Передаваемая в нагрузку мощность определяется по формуле:

$$P_H = U_{\text{ВХ}} D I_{1\text{MAX}} \left(1 - \frac{U_{\text{ВХ}} D \mu_0 I_{1\text{MAX}}}{2 f \ell_{\text{эфф}} S B^2} \right). \quad (7)$$

Определим, какую максимальную мощность можно получить от данного магнитопровода при фиксированной частоте работы источника. Из условия задачи f , $\ell_{\text{эфф}}$, S и B (здесь B — максимально допустимая индукция в магнитопроводе) фиксированы. Тогда из зависимости P_H от произведения $U_{\text{ВХ}} D I_{1\text{MAX}}$ (7) легко определить, что максимальное значение мощности получается при условии:

$$I_{1\text{MAX}} = \frac{f S B^2 \ell_{\text{эфф}}}{U_{\text{ВХ}} D \mu_0}. \quad (8)$$

При этом $I_{1\text{MIN}} = 0$, т. е. реализуется граничный режим. Таким образом, максимальная мощность от источника при фиксированных f , S , B и $\ell_{\text{эфф}}$ получается при граничном режиме, и равна

$$P_H = 0,5 U_{\text{ВХ}} D I_{1\text{MAX}}.$$

Этот вывод сделан без учета потерь в источнике. Для учета потерь введем коэффициент 0,7 (т. е. считаем, что коэффициент полезного действия равен 70 %). Выбор такого коэффициента несколько произволен. С учетом этого коэффициента имеем

$$P_H = 0,35 U_{\text{ВХ}} D I_{1\text{MAX}}.$$

Подставляя сюда значение $I_{1\text{MAX}}$, получаем максимальное значение мощности, которую может отдать трансформатор:

$$P_H = 0,35 \frac{f S B^2 \ell_{\text{эфф}}}{\mu_0}. \quad (9)$$

Величина индукции B должна быть меньше индукции насыщения материала магнитопровода трансформатора с хорошим запасом. Поскольку у ферритов начало насыщения соответствует индукции около 0,3 Тл, то рабочую индукцию надо выбрать в диапазоне 0,1...0,15 Тл. Значительный запас нужен для обеспечения нормальной работы источника на линейном участке с учетом остаточной индукции, а также при различных переходных процессах (включение, выключение, большая помеха в сети и т. д.).

Как правило, в микросхемах, управляющих работой транзистора VT1, есть цепь ограничения максимального допустимого через него тока (в ис-

токе или эмиттере транзистора VT1 ставят токоизмерительный резистор), поэтому при разработке надо сделать так, чтобы при этом максимально допустимом токе индукция в магнитопроводе не превысила индукцию насыщения.

С увеличением зазора $\ell_{\text{эфф}}$ мощность источника растет, однако при этом увеличивается поле вне магнитопровода трансформатора. При этом снижается эффективность работы трансформатора и повышается генерация внешних помех, что потребует усиленного экранирования источника. Для обеспечения нормальной работы трансформатора зазор должен быть значительно меньше поперечного сечения магнитопровода. Будем считать, что

$$\ell_{\text{эфф}} = (0,05 \dots 0,1) \sqrt{S}.$$

Требуемая индуктивность первичной обмотки трансформатора рассчитывается по формуле:

$$L_1 = \frac{(U_{\text{BX}} D)^2 \mu_0}{(f B)^2 S \ell_{\text{эфф}}}. \quad (10)$$

Оптимальное число витков первичной обмотки равно:

$$N_1 = \frac{U_{\text{BX}} D}{f S B}. \quad (11)$$

Максимальная мощность реализуется при граничном режиме, т. е. режиме перехода от прерывистого к непрерывному. Входное напряжение, соответствующее граничному режиму, будем дальше именовать граничным напряжением $U_{\text{ГР}}$.

Самый тяжелый режим работы источника возникает при минимально допустимом входном напряжении $U_{\text{ВХМН}}$ и максимальной нагрузке. Учитывая этот факт целесообразно сделать граничный режим источника при наименьшем входном напряжении, т. е. $U_{\text{ГР}} = U_{\text{МН}}$. Тогда во всем диапазоне входного напряжения режим будет прерывистым. Прерывистый режим имеет еще то преимущество, что при включении ключевого транзистора VT1 диод VD2 закрыт и, соответственно, отсутствует сквозной ток при переключении. В непрерывном режиме такой кратковременный ток возникает из-за того, что диод VD2 не успевает закрыться, когда включается ключевой транзистор VT1 (тем более, что сейчас появились мощные полевые транзисторы с очень высоким быстродействием).

Для определения влияния входного напряжения на режимы работы источника вблизи $U_{\text{ГР}}$ сделаем следующее. Будем считать, что оно повышается от $U_{\text{ВХ}} < U_{\text{ГР}}$ до $U_{\text{ВХ}} > U_{\text{ГР}}$, при этом напряжение на выходе источника $U_{\text{ВЫХ}}$ стабилизировано. Для сравнения режимов будем считать также, что индукция в сердечнике фиксирована и равна $B_{\text{МАХ}}$, т. е. трансформатор находится в нормальном режиме. Максимальный ток $I_{\text{МАХ}}$ также будет фиксирован (см. формулу (3)).

В этом случае при $U_{\text{ВХ}} < U_{\text{ГР}}$ режим будет непрерывным, причем величина

$$\frac{U_{\text{ВХ}} D}{1-D}$$

будет оставаться неизменной.

Зависимость D от $U_{\text{ВХ}}$ слабая. Используя приведенные выше формулы путем несколько громоздких выкладок можно получить следующее выражение для максимальной мощности P_U , выдаваемой трансформатором:

$$P_U = P_{\text{ГР}} \left[1 - \left(\frac{D_{\text{ГР}} (U_{\text{ГР}} - U_{\text{ВХ}})}{U_{\text{ВХ}} + D_{\text{ГР}} (U_{\text{ГР}} - U_{\text{ВХ}})} \right)^2 \right], \quad (12)$$

где $P_{\text{ГР}}$, $D_{\text{ГР}}$ и $U_{\text{ГР}}$ — параметры при граничном режиме. Ясно, что при снижении $U_{\text{ВХ}}$ ниже $U_{\text{ГР}}$ максимальная мощность уменьшается, однако это снижение незначительно. Возможно, из этого следует то, что источники, рассчитанные по разным методикам и функционирующие в разных режимах, нормально работают.

При $U_{\text{ВХ}} > U_{\text{ГР}}$ режим будет прерывистым, причем величина $U_{\text{ВХ}} D$ будет неизменной. В этом случае зависимость D от $U_{\text{ВХ}}$ будет сильнее, чем при непрерывном режиме. Это можно наблюдать в реальном источнике при изменении входного напряжения. Максимальная выдаваемая трансформатором мощность в прерывистом режиме не зависит от входного напряжения и равна $P_{\text{ГР}}$, рассчитываемой по формуле (9).

Таким образом, при возрастании входного напряжения (при фиксированных $B_{\text{МАХ}}$ и $U_{\text{ВЫХ}}$) вплоть до граничного режима увеличивается наибольшая выдаваемая мощность. При граничном режиме мощность достигает максимального значения $P_{\text{ГР}}$. При дальнейшем повышении входного напряжения источник переходит в прерывистый режим, при этом мощность остается неизменной и равной $P_{\text{ГР}}$. С учетом этого граничный режим целесообразно выбирать при минимальном входном напряжении $U_{\text{ГР}} = U_{\text{МН}}$.

При переходе в непрерывный режим мощность снижается незначительно, а максимальный ток $I_{\text{МАХ}}$ — уменьшается существенно. С учетом этого можно сделать граничный режим выше минимального входного напряжения, т. е. $U_{\text{ГР}} > U_{\text{МН}}$.

Для определения числа витков во вторичной обмотке N_2 из уравнений (1) можно вывести следующее известное соотношение:

$$N_2 = N_1 \frac{U_2 (1-D)}{U_{\text{ВХ}} D}. \quad (13)$$

Соотношение (13) справедливо для непрерывного и граничного режимов.

ЛИТЕРАТУРА:

1. С. Бирюков. Сетевые обратноходовые источники питания на микросхемах серии TOP22х. — Схемотехника, 2002, № 7, с. 6—10, № 8, с. 7—9, № 9, с. 7, 8.
2. С. Бирюков. Дроссели для импульсных источников питания на ферритовых кольцах. — Схемотехника, 2002, № 6, с. 4—7.

Окончание следует

Александр Карпенко,
г. Киров

Редакция журнала «Схемотехника»

приглашает авторов
к сотрудничеству

по всем вопросам обращаться
e-mail: editor@dian.ru
тел./факс (095)777-12-15

Требования по оформлению
статей см. в № 12, 2002, с. 44 и
на сайте редакции www.dian.ru.

Гонорары выплачиваются
авторам, проживающим на
территории СНГ.

Компьютерное схемотехническое моделирование электронных устройств

В данной статье рассматривается моделирование симисторов средствами программы Electronics Workbench (EWB).

МОДЕЛИРОВАНИЕ СИМИСТОРОВ В ПРОГРАММЕ EWB

В обычных тиристорах рабочий ток протекает только при положительной полярности приложенного напряжения, т. е. их ВАХ асимметрична, что с успехом применяется в управляемых выпрямителях. Потребность в управляемых источниках переменного тока привела сначала к использованию пар тиристоров, включенных встречно, а затем к созданию приборов с симметричными характеристиками. Американская фирма General Electric дала название динисторам переменного тока — диак (DIAC — DIode Alternate Current semiconductor switch), а управляемым приборам соответственно — триак (TRIAC — TRIode Alternate Current semiconductor switch). Так они и называются в англоязычных компьютерных схемотехнических программах. В отечественной литературе их называют симметричными динисторами и симисторами. Эти приборы имеют сложную многослойную полупроводниковую структуру из слоев с чередующимися типами проводимости, что и определяет их ВАХ.

Для того, чтобы разобраться с работой симисторов, построим вначале в программе EWB модель в виде включенной встречно пары динисторов. В качестве последних будем использовать так называемый переключательный диод или диод Шокли (Shockey Diode). Иконка для его вызова находится в панели Diodes.

Выбираем идеальный диод с напряжением переключения (VS) в проводящее состояние 100 В. Соберем модель, показанную на рис. 75.

Исследуемые приборы будем включать между пронумерованными расчетными узлами 1 и 2.

Воспользуемся моделированием в режиме DC Sweep. В качестве выходного узла выбираем узел 2 (рис. 76).

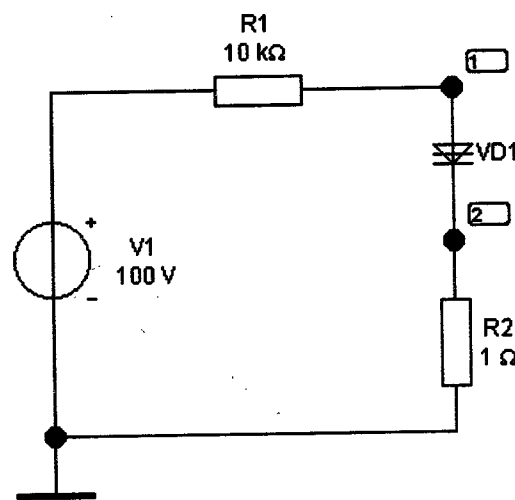


Рис. 75

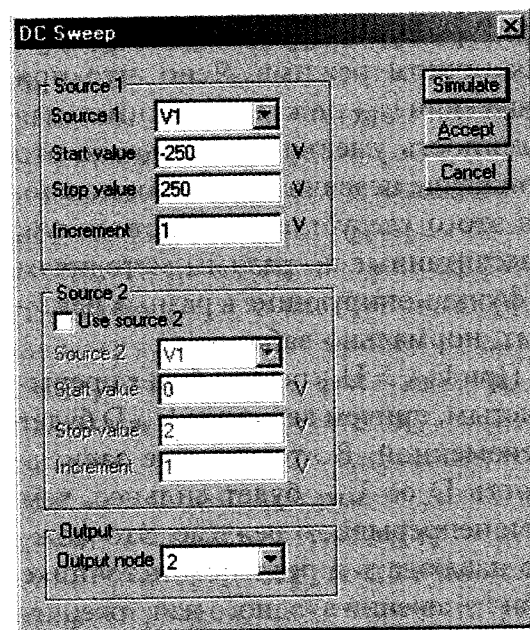


Рис. 76

Поскольку резистор R2 имеет номинал 1 Ом, то напряжение на нем в милливольтх численно равно току в миллиамперах. Результат показан на рис. 77.

Видно, что диод VD1 открывается в первом квадранте при напряжении 100 В. Вертикальный спад тока на оси ординат в диапазоне 0...–25 мА демонстрирует пробой диода обратным напряжением.

Поменяем полярность включения диода (рис. 78) и не меняя установок проведем моделирование.

Теперь диод VD2 открывается в третьем квадранте при напряжении –100 В (рис. 79).

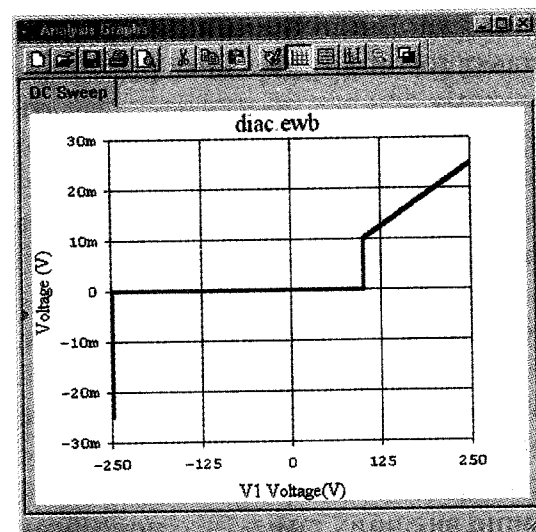


Рис. 77

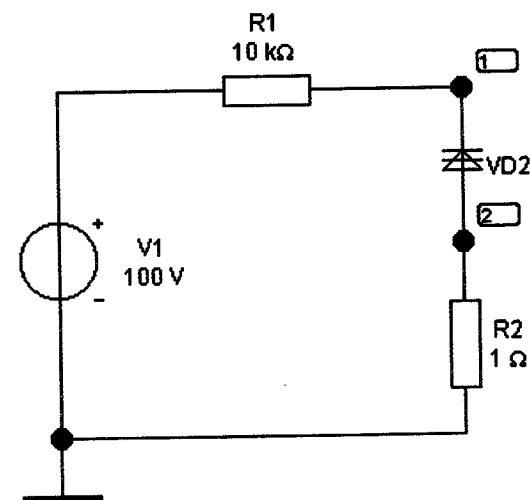


Рис. 78

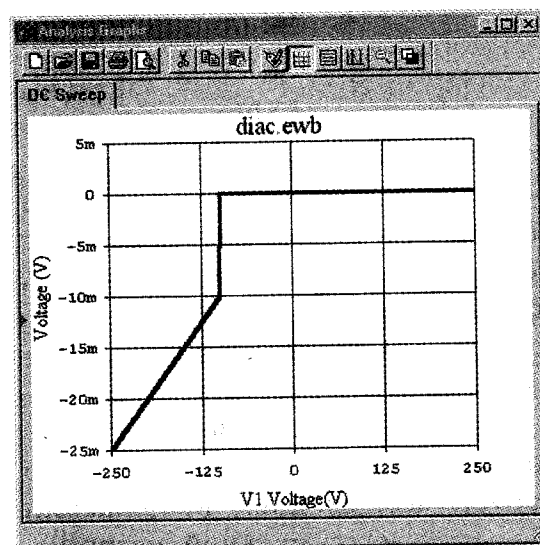


Рис. 79

Соединим диоды VD1 и VD2 встречно и параллельно (рис. 80) и опять проведем моделирование (рис. 81).

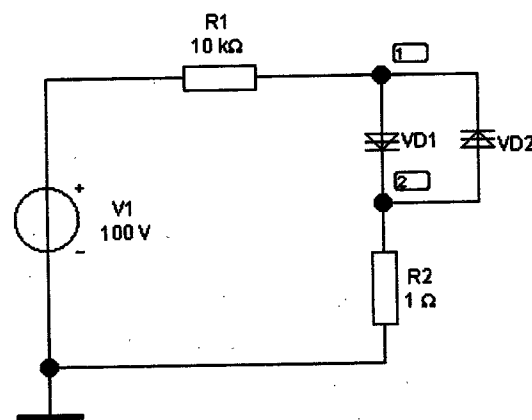


Рис. 80

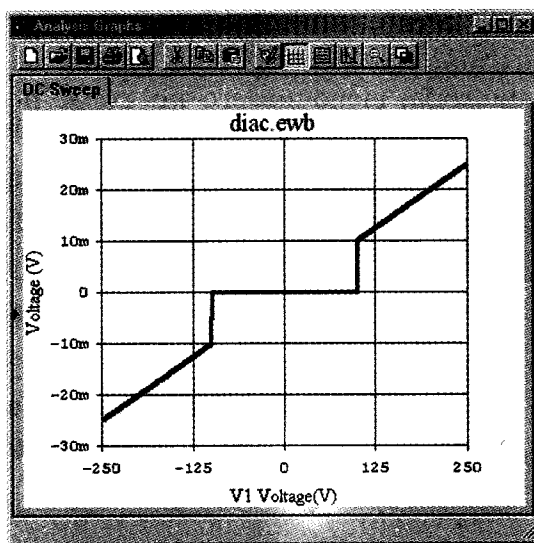


Рис. 81

В результате мы видим, что в этой паре диод VD1 работает в первом квадранте, а VD2 — во втором. Неудивительно поэтому, что и у диака BAX будет аналогична приведенной на рис. 81.

Поставим вместо диодов VD1 и VD2 симметричный динистор VS1, выбираемый на той же панели иконкой  (рис. 82), и, не меняя задания, (проверьте только, не изменился ли номер выходного узла при «перемонтаже» схем) проводим моделирование.

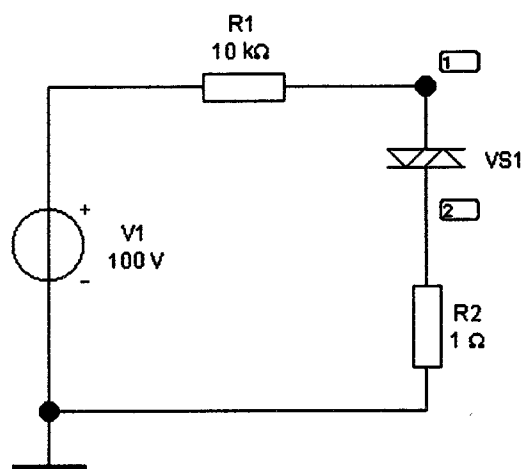


Рис. 82

Поскольку данный симметричный динистор имеет $V_S = 100$, он открывается в первом квадранте при напряжении +100 В и в третьем квадранте при напряжении -100 В. Полученный график имеет вид, аналогичный рис. 81, и здесь не приводится.

Для сопоставления с другими методами снятия BAX в последней схеме дополнительно снимем зависимость напряжения в узле 1. Полученный результат (рис. 83) аналогичен картине на двухлучевом осциллокопе при развертке одного напряжения относительно другого, но требует для превращения в BAX переориентации системы координат и пересчета масштаба по осям.

Для исследования BAX симистора выберем его модель при помощи

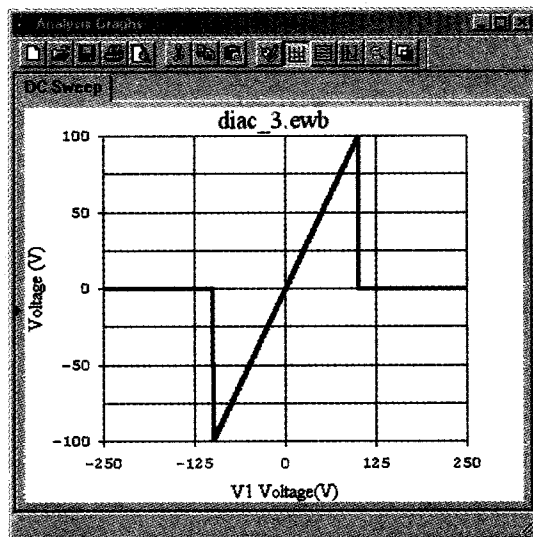


Рис. 83

иконки  и добавим в предыдущую схему источник тока I2, подключенный к управляющему электроду 3 (рис. 84).

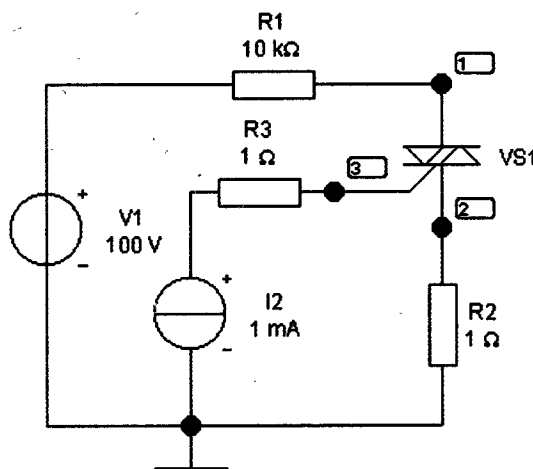


Рис. 84

Паспортные данные симистора приведены на рис. 85.

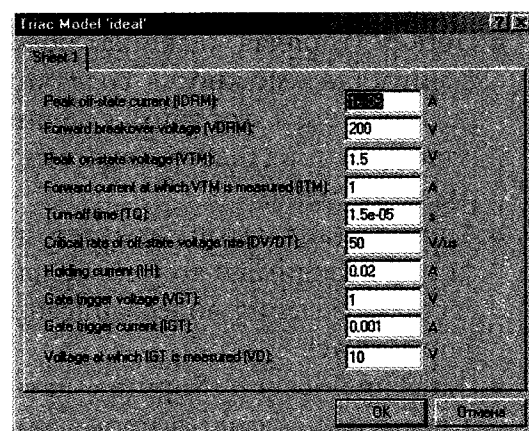


Рис. 85

Их расшифровка такова:

- Peak off-state current (IDRM) — обратный ток симистора;
- Forward breakover voltage (VDRM) — напряжение переключения;
- Peak on-state voltage (VTM) — падение напряжения в открытом состоянии;
- Forward current at which VTM is measured (ITM) — ток в открытом состоянии;
- Turn-off time (TQ) — время переключения в закрытое состояние;

- Critical rate of off-state voltage rise (dV/dt) — предельная скорость нарастания напряжения, при которой прибор остается закрытым;
- Holding current (IH) — минимальный ток в открытом состоянии;
- Gate trigger voltage (GTV) — напряжение на управляющем электроде открытого симистора;
- Gate trigger current (IGT) — открывающий ток управляющего электрода;
- Voltage at which IGT is measured (VD) — отпирающее напряжение на управляющем электроде.

Программа при наличии источника тока ведет себя неустойчиво в области нуля. Поэтому задание на моделирование даем отдельно для первого квадранта (рис. 86), его результат показан на рис. 87, и для третьего квадранта (рис. 88), его результат показан на рис. 89. В обоих случаях одновременно с изменением напряжения V1 задаем и изменение тока I2, а также исключаем нулевую область.

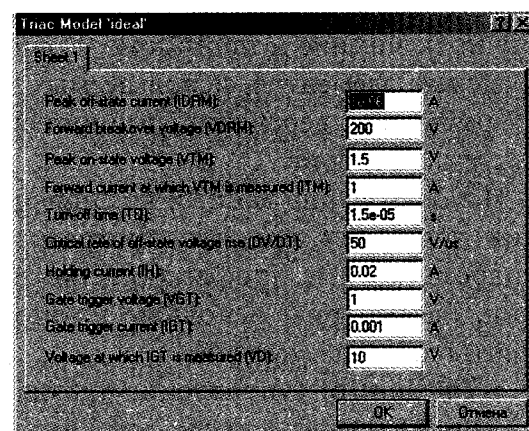


Рис. 86

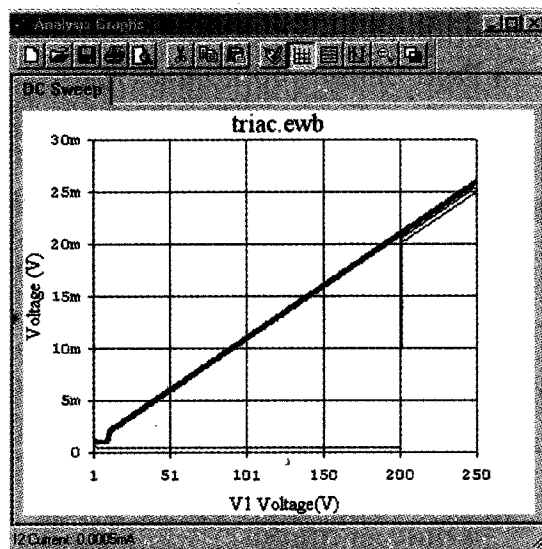


Рис. 87

В полученных результатах для триака существенно новым по сравнению с предыдущими графиками является снижение напряжения включения при токе управляющего электрода 1 мА (выделенная кривая на рис. 87 и 89). Остальные кривые повторяют BAX диака.

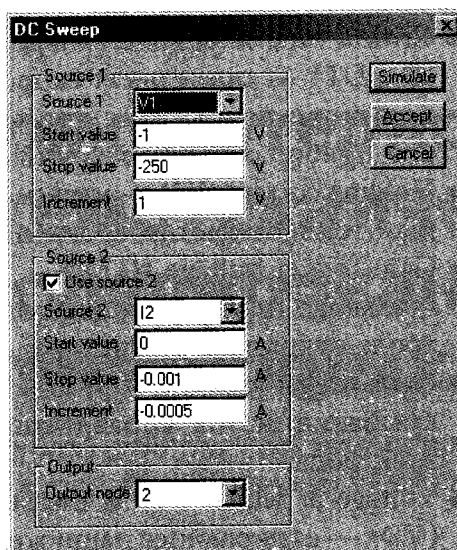


Рис. 88

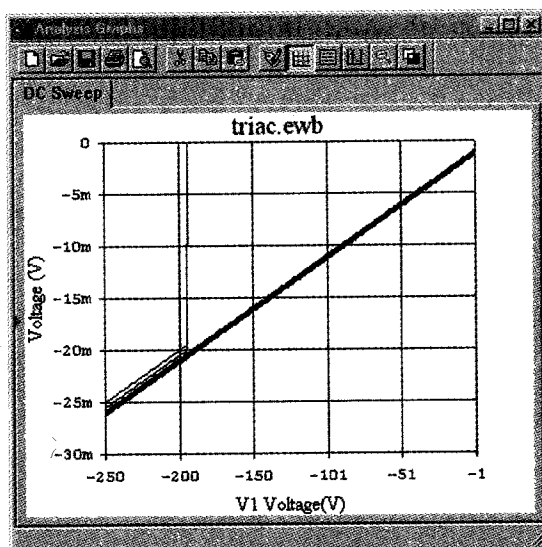


Рис. 89

Дополнительно можно самостоятельно от моделировать работу симистора, включив его по схеме исследования тиристор на рис. 71 (разумеется, диод VD1 на ней надо удалить, иначе характеристика не будет заходить в третий квадрант).

Продолжение следует

Генрих Кардашев,
г. Москва

Продолжение. Начало — № 6/2004

Borland C++ Builder 6 для начинающих

Компоненты Win32

Компоненты, расположенные на закладке Win32 (рис. 6), обеспечивают подключение к программе интерфейсных элементов, используемых в 32-разрядных версиях операционной системы Windows.

Использование данных компонентов позволяет придать программе современный и профессиональный вид. Рассмотрим основные компоненты данной закладки.

- **TabControl** (управление табуляцией) служит для создания перекрывающихся друг друга закладок и интерфейсов в стиле палитры компонентов.
- **PageControl** (управление страницами) создает на форме контейнер для размещения дочерних страниц программы. Позволяет во время работы программы изменять ее интерфейс, переключая дочерние страницы на главной форме.
- **Image List** (список образов) создает на форме невидимый контейнер для набора графических изображений одинакового размера. Позволяет выбирать изображение из списка.
- **RichEdit** (обогащенный редактор) позволяет создавать редактор с готовым набором функций, свойственных большинству редакторов.
- **TrackBar** (дорожка с полосками) создает на форме шкалу с метками и регулятором текущего положения. Применяется в программе как регулятор громкости звука,

регулятор размера изображения и т. п.

- **Progress Bar** (индикатор прогресса) создает на форме прямоугольный индикатор для отображения процесса выполнения длинных процедур в программе (копирования, поиска и т. п.).
- **UpDown** (вверх-вниз) служит для создания интерфейсных элементов с возможностью увеличения или уменьшения какого-либо значения с помощью кнопок данного компонента «вверх» и «вниз».
- **HotKey** (горячая клавиша) обеспечивает возможность создания пользователем «горячих» клавиш, определяющих быстрый доступ к разделам меню.
- **Animate** (аниматор) создает на форме невидимый контейнер для воспроизведения видеозаписей в формате avi.
- **DateTimePicker** (сборщик даты и времени) создает в программе интерфейс для ввода даты и времени.
- **MonthCalendar** (месячный календарь) размещает на форме календарь с отображением всех дней месяца и возможностью переключения месяцев и корректировки даты текущего дня.
- **TreeView** (просмотр дерева) позволяет создавать в программе иерархическое древовидное отображение данных.
- **ListView** (вид списка) создает список элементов с отображением в различных стилях (крупные

значки, мелкие значки, таблица и пр.).

- **HeaderControl** (управление заголовком) служит для управления панелями, расположенными под данным компонентом.
- **StatusBar** (панель состояния) создает контейнер в нижней части формы для отображения в ней статусной информации. Например, состояние кнопок Caps Lock, Num Lock и Scroll Lock.
- **ToolBar** (панель инструментов) позволяет создать на форме контейнер для размещения на ней быстрых кнопок.
- **CoolBar** (холодная панель) позволяет строить перестраиваемые панели, состоящие из полос.
- **PageScroller** (страница прокрутки) создает на форме контейнер для прокрутки элементов, не уместящихся на экране целиком.
- **ComboBoxEx** (расширенный выпадающий список) позволяет создать на форме выпадающий список элементов.

Компоненты System

Компоненты закладки System (рис. 7) обеспечивают подключение к программе специальных элементов управления и элементы межпрограммного интерфейса.

Рассмотрим расположенные на данной закладке компоненты.

- **Timer** (таймер) предназначен для создания невидимого на форме элемента, с помощью которого можно отслеживать интервалы времени в программе. Данным компонентом мы уже пользовались в программе timedate.
- **PaintBox** (рамка рисования) создает на форме элемент, на котором можно рисовать.



Рис. 6

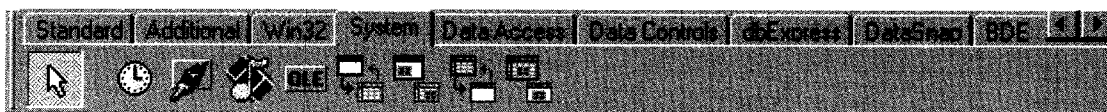


Рис. 7

- MediaPlayer (многофункциональный проигрыватель) создает на форме панель для проигрывания файлов с различными форматами и управления устройствами мультимедиа. С помощью него можно управлять проигрывателем компакт-дисков, звуковым адаптером и т. д.
- OleContainer (контейнер OLE) реализует в программе механизм внедрения и связывания объектов OLE (Object Linking and Embedding — связывание и встраивание объектов), с помощью которого можно передавать данные между различными программами в среде Windows.
- DdeClientConv (клиент DDE) реализует в программе механизм динамического обмена данными DDE (Dynamical Data Exchange), являющийся расширением операционной системы Windows. Данный механизм предназначен для передачи данных от одной программы (сервера), к другой — приемнику (клиенту).
- DdeClientItem (элемент клиента данных DDE) определяет элемент динамического обмена и реализует в программе механизм динамического обмена данными между клиентами.
- DdeServerConv (сервер DDE) устанавливает режим динамического обмена между программами сервера DDE.
- DdeServerItem (элемент данных сервера DDE) определяет режим динамического обмена данными сервера DDE.

Компоненты Dialog

Компоненты закладки Dialog (рис. 8) позволяют создавать диалоги с пользователем программы.

Диалоги придают программе гибкость и позволяют пользователю манипулировать объектами программы

во время ее работы. Закладка содержит десять компонентов стандартных диалогов.

- OpenFileDialog (диалог открытия) позволяет создать в программе диалог открывания файлов. Данный диалог имеет возможность установки фильтров на имя и расширение открываемых файлов.
- SaveDialog (диалог сохранения) создает в программе диалог с возможностью выбора в программе имени файла для сохранения. Данный диалог обычно используется в связке с компонентом OpenFileDialog.
- OpenPictureDialog (диалог открытия рисунка) предназначен для создания диалогов открытия файлов с графическим изображением. Он отличается от компонента OpenFileDialog возможностью предварительного просмотра файла изображения непосредственно в окне диалога.
- SavePictureDialog (диалог сохранения рисунка) создает диалог сохранения файла с изображением. Так же, как и OpenPictureDialog, имеет возможность предварительного просмотра файла изображения непосредственно в окне диалога.
- FontDialog (диалог выбора шрифта) предоставляет возможность создания диалога для выбора шрифта текста в программе.
- ColorDialog (диалог выбора цвета) предназначен для создания диалога для выбора цвета из палитры цветов Windows. Полученный числовой параметр цвета после этого можно передать любому компоненту, имеющему свойство Color.
- PrintDialog (диалог выбора принтера) позволяет организовать



Рис. 9



Рис. 8

в программе диалог выбора печатающего устройства из числа установленных на компьютере. Кроме того, данный диалог позволит задать число копий, выбрать или задать диапазон печатаемых страниц и т. п.

- PrinterSetupDialog (диалог установки принтера) создает в программе диалог настройки параметров печатающего устройства, к числу которых относятся выбор типа бумаги и ее ориентация, параметры отображения графики и т. д.
- FindDialog (диалог поиска) открывает в программе диалог поиска текста с возможностью настройки параметров поиска.
- Replace Dialog (диалог замены) открывает в программе диалог поиска текста с возможностью замены найденного фрагмента на заданный пользователем. Обладает всеми возможностями компонента FindDialog.

Кроме рассмотренных выше закладок с компонентами на палитре присутствует множество других закладок (Samples, Office2k, Internet Express, BDE, ADO и т. п.) для более сложных компонентов, используемых профессиональными программистами. Описание всех компонентов выходит за рамки данной статьи. Поэтому далее приведено краткое описание содержимого лишь некоторых из этих закладок.

Компоненты Samples

Компоненты закладки Samples (рис. 9) представляют собой примеры компонентов для управления программой.

Пользователь имеет возможность создавать собственные компоненты, которые будут помещаться на этой закладке. Поскольку это всего лишь примеры, они снабжены в Borland C++ Builder 6 сокращенной документацией. Рассмотрим некоторые компоненты данной закладки.

- Tray Icon (икона поддона) позволяет сворачивать программу в правое подвальное окно, имеющее системное название tray (поддон).

- Performance Graph (график исполнения) служит для наглядного отображения используемых ресурсов компьютера.

- CSpinButton (кнопка вращения) используется для создания кнопок-счетчиков.
- CSpinEdit (редактор вращения) применяется для создания окна редактирования в комбинации с кнопкой-счетчиком.
- CColorGrid (цветная сетка) служит для создания таблицы цветов, в которой пользователь может выбирать требуемый цвет.
- CGauge (измеритель) предназначен для отображения изменения какой-либо переменной в программе.
- CDirectory Outline (схема каталога) используется для отображения структуры каталогов выбранного диска.
- CCalendar (календарь) применяется для отображения календаря на указанный месяц в стандартном формате.
- Pie (сектор) используется для создания индикатора хода процесса в виде секторной диаграммы. Имеет встроенный редактор Edit Angles для изменения углов сектора, который вызывается через контекстное меню компонента.

Компоненты Office2k

Компоненты закладки Office2k (рис. 10) позволяют интегрировать приложения с программами из пакета Microsoft Office.

Рассмотрим назначение компонентов данной закладки.

Первые пять компонентов позволяют работать с документами, созданными в формате Microsoft Word. Они управляют шрифтами и форматированием документа, а также определяют режим динамического обмена данными (DDE) сервера.

Следующие три компонента позволяют внедрить в приложение возможность создания презентаций Microsoft Power Point.

За ними следует группа компонентов, позволяющая внедрять в приложение сервисные функции почтовых программ.

Затем следует группа компонентов, предназначенная для работы с электронными таблицами Microsoft Excel. Кроме того, компонент ExcelChart данной группы позволяет создавать в программе специальные диаграммы.

Далее на закладке следуют компоненты, с помощью которых производится работа с базами данных Microsoft Access. Компоненты данной группы разделены по назначению. Часть из них отвечает непосред-



Рис. 10

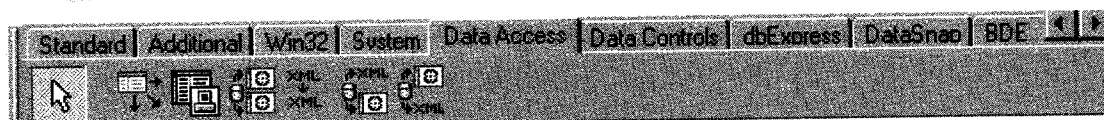


Рис. 11



Рис. 12

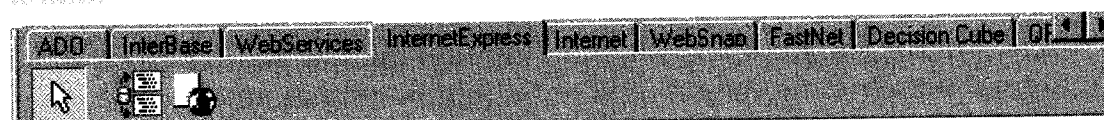


Рис. 13



Рис. 14

ственно за работу с данными, а другая часть — за создание инструментов оперирования данными.

Компоненты Data Access

Компоненты закладки Data Access (рис. 11) служат для создания в приложении элементов управления доступом к базам данных.

Эти компоненты позволяют включать в создаваемую программу возможность работы пользователя с информацией базы данных.

Компоненты Data Control

Компоненты закладки Data Control (рис. 12) создают специальные элементы управления базами данных, доступные пользователю из приложения.

Компоненты данной закладки позволяют создавать в приложении интерфейсы баз данных. Это могут быть поля для редактирования базы данных текста, списков, рисунков и т. п.

Компоненты Internet Express

Компоненты закладки Internet Express (рис. 13) позволяют осуществить построение приложений с архитектурой клиент-сервер, которые действуют по протоколам TCP/IP и HTTP.

Кроме того, они позволяют создать распределенное сетевое приложение, WEB-сервер, который будет выступать в роли клиентского приложения MIDAS (Multi-tier Distributed Application Services — многоуровневый сервис распределенных приложений). Это технология, разработанная компанией Inprise/Borland для создания и эксплуатации надежных высокопроизводительных распределенных

систем на основе многозвенной архитектуры.

Компонент XML Broker (XML брокер) представляет пакеты данных от поставщика сервисного приложения с кодировкой HML.

Компонент InetXPage Producer (производитель Интернет-страниц) позволяет сгенерировать страницу HTML с информацией, полученной от сервисного приложения MIDAS.

Компоненты Internet

Компоненты закладки Internet (рис. 14) обеспечивают подключение к программе специальных элементов для создания клиентских и серверных приложений с протоколами TCP/IP и HTTP.

Компонент ClientSockets (клиент подключений) позволяет создавать приложения для клиентов сетевого подключения по протоколу TCP/IP.

Компонент ServerSockets (сервер подключений) превращает приложение в сервер TCP/IP. Данный сервер позволяет контролировать определенный порт на предмет распознавания запросов и установления соединений.

Как видно из описания компонентов, среда разработки Borland C++ Builder 6 позволяет создавать программы самого разнообразного назначения во многих сферах компьютерных технологий.

Продолжение следует

Олег Вальпа,
г. Миасс Челябинской обл.

**29-31
МАРТА
2005**
ВОЛГОГРАД



**Волгоград
ЭКСПО**
ВЫСТАВОЧНЫЙ ЦЕНТР

400005, Волгоград,
пр. Ленина, 98, оф. 435
Тел./факс:
(8442) 96-52-72, 49-19-29
electro@volgogradexpo.ru
www.volgogradexpo.ru

Всероссийская специализированная выставка

ЭЛЕКТРО-2005

- Энерго- и ресурсосберегающие технологии
- Электротехническое оборудование
- Электросетевое хозяйство

Всероссийская специализированная выставка

ЭЛЕКТРОНИКА-2005

- Оборудование, компоненты и технологии
- Системы промышленной автоматизации
- Силовая электроника

Всероссийская специализированная выставка

Инфоком-Связь-2005

- Информационные технологии
- Телекоммуникации
- Системы и средства связи

www.platan.ru

ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ ОТ ВЕДУЩИХ ПРОИЗВОДИТЕЛЕЙ

Электроотвертки

- отвертки с малым вращающим моментом от 0,2 кг/см до 16 кг/см
- плавная регулировка вращающего момента
- отвертки со встроенным магнитом для автоматического включения
- отвертки с триггерным рычагом включения
- питание: 24-32 В постоянного тока или 220 В переменного тока



Honeywell

MAXIM
DALLAS

EPCOS

IOR

MITSUBISHI
ELECTRIC

ROHM

PHILIPS

ANALOG
DEVICES

muRata

VISHAY

CRYDOM

AMP

DATA VISION

Kingbright



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

ARGUSSOFT

ЗАО «АРГУССОФТ Компани»
ДЕПАРТАМЕНТ МИКРОЭЛЕКТРОНИКИ

ОФИЦИАЛЬНЫЙ
ДИСТРИБЬЮТОР

ANALOG
DEVICES



ROHM

CLARE
An EXYS Company

FABRIMEX

FARNELL
in one

HANTRONIX

Honeywell

IXYS

TRACO
POWER

tyco Electronics

UART, 2xI2C, SPI
Точный тактовый генератор
JTAG-порт
Автономный компаратор
16/32-разрядное
RISC-ядро с флэш-памятью
45 МГц - максимальная тактовая частота
Быстрые многоканальные
12-битные АЦП и ЦАП
Прецизионные аналоговые
микроконтроллеры
на базе ядра ARM7
ИОН (10 ppm)
и датчик температуры
8-фазный ШИМ
(6 выходов)
Программируемая
температурная матрица

Хотите попробовать?

Закажите бесплатные образцы у нас:

Москва
Сайт: www.argusssoft.ru

Санкт-Петербург

Екатеринбург

Новосибирск

Активный направленный ответвитель сигналов метрового диапазона

В статье рассмотрены проблемы создания антенных разветвителей, приведено конкретное решение с подробными рекомендациями по сборке и настройке.

При проектировании систем коллективного приема и кабельного телевидения для диапазона метровых волн (МВ) часто возникает необходимость в ответвителях сигнала, имеющих как можно меньшее проходное затухание (не более 3 дБ) при максимально возможном высоком уровне сигнала на периферийном выходе. При этом отключение или замыкание нагрузки, а также зависимость ее импеданса от частоты не должны вызывать значительных изменений уровня сигнала и ухудшения согласования в основной линии. Для обычных пассивных направленных ответвителей (НО), выполненных на коаксиальных линиях, эти требования вызывают целый ряд конструктивных противоречий и вынуждают к компромиссам. Так, например, для получения достаточного уровня сигнала на периферийном отводе (трехдецибельный НО), необходима сильная связь между линиями, причем чтобы обеспечить эти условия в нижней части рабочего диапазона, линии должны иметь существенные геометрические размеры, близкие к $\lambda_H/4$, что увеличивает проходное затухание, особенно в верхней части диапазона. Имеются подобные конструктивные сложности и при выполнении ответвителей на сосредоточенных элементах [1]. В обоих случаях получить уровень сигнала на периферийном отводе с затуханием менее 10 дБ во всем рабочем диапазоне технически трудно. Это становится возможным, если применить активный ответвитель. На рис. 1 приведена схема возможного варианта такого направленного ответвителя.

Он позволяет осуществлять независимое подключение абонентской или субмагистральной линии к основному фидеру, т. е. питание на усилитель НО может подаваться по коаксиальному кабелю со стороны отвода, и его выключение не влияет на работу основной системы. Предлагаемый ответвитель обладает широкими возможностями по замене используемых деталей и вариантов выполнения, хорошими электрическими параметрами и повторяемостью.

Для подключения к магистральному фидеру и отведения ВЧ-сигнала в устройстве используется направленный ответвитель МЛ1, позволяющий уменьшить величину отраженного сигнала на периферийном выходе.

Практически он может быть выполнен в виде коаксиальной линии длиной 200...250 мм, согнутой в виде открытого кольца, например, из кабеля марки КППА, КПТМ, КПТО, КВТ и т. п., применяемых в широко распространенных распределительных устройствах УАР, имеющих один или несколько периферийных отводов, либо из отрезка обычного кабеля, например, марки РК-75-4-12 и т. п., с прочным многопроволочным экраном. В этом случае отрезок кабеля подвергают доработке. Внешнюю изоляцию удаляют, сдвигают оплетку от краев к центру и снимают ее. На

поверхности внутреннего диэлектрика делают неглубокую продольную канавку, в которую затем укладывают дополнительный внутренний проводник, например, отрезок тонкого провода МГТФ. Затем натягивают оплетку и распределяют ее равномерно по отрезку, стараясь придать ей первоначальное положение и фиксируя ее при помощи ПВХ изолянты. Дополнительный внутренний проводник в этом варианте будет выполнять функцию периферийного отвода. Более компактный НО можно выполнить на отрезках полосковых линий с изгибами (ПЛИ), расположенных на печатной плате, фольгированной с двух сторон (рис. 2).

Чтобы получить необходимое волновое сопротивление 75 Ом, требуется определить ширину полосков b , которая зависит от диэлектрической

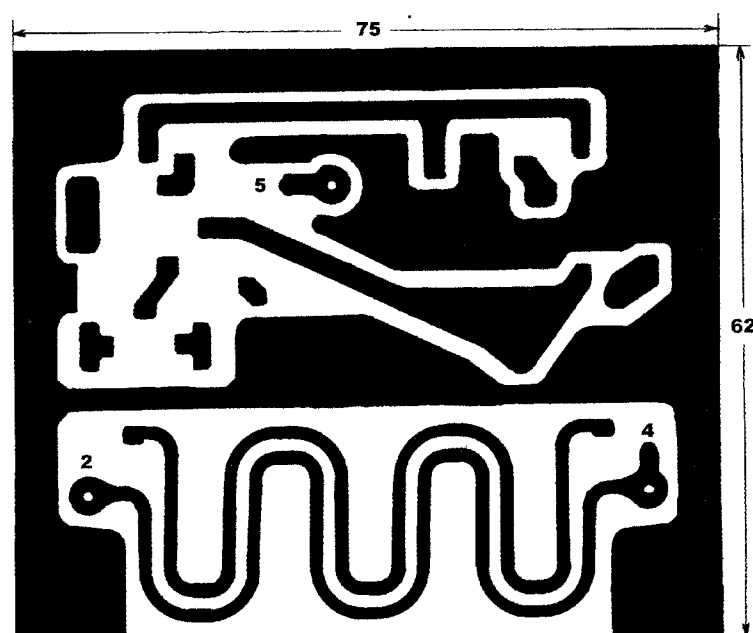


Рис. 2

проницаемости ϵ изоляционного материала основы платы и его толщины h (рис. 3).

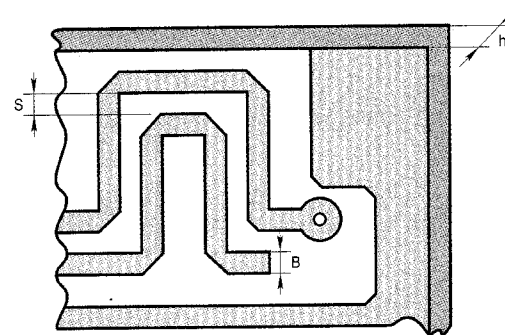


Рис. 3

Так как экраном является проводящий слой противоположной стороны платы, а другая сторона ПЛ открыта, при расчетах волнового сопротивления вводится эффективная диэлектрическая проницаемость $\epsilon_{эфф}$, которая по величине меньше ϵ относительной, обычно указываемой в справочниках [2, 3], что иногда не

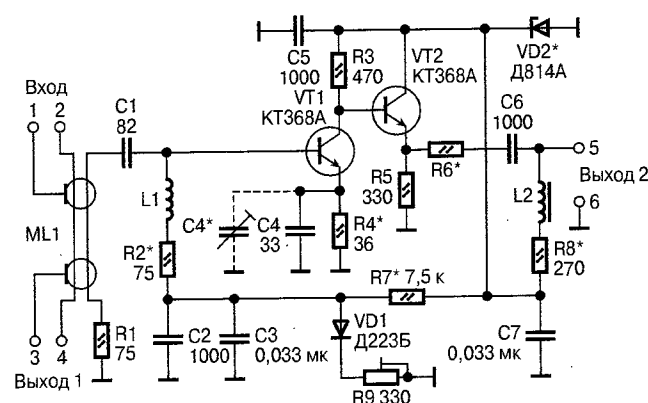


Рис. 1

учитывают. В справочниках также приводятся различные графики для определения параметров ПЛ. Следует учесть, что определить по ним точное значение параметров ПЛ для направленного ответвителя невозможно, так как при наличии связи между двумя ПЛ их параметры взаимозависимы, а с увеличением коэффициента связи, например, при уменьшении расстояния s между двумя ПЛ с боковой связью, взаимозависимость, а, следовательно, и ошибка в результатах возрастает. Поэтому графиками можно пользоваться лишь для предварительных расчетов параметров линий НО со слабой связью.

В активном ответвителе связь между линиями можно ослабить, располагая их на большем расстоянии друг от друга и немного уменьшив общую длину, тем самым ослабив влияние периферийной линии на магистральную и скомпенсировав снижение уровня сигнала в отводе (кривая 1, рис. 4) с помощью усилителя (кривая 2), который дополнительно развязывает магистральную линию от влияния изменений нагрузки, действующей со стороны периферийного фидера (выход 2, рис. 1). В предлагаемом варианте активного НО используется двухкаскадный усилитель с непосредственной связью, собранный на биполярных транзисторах КТ368А (Б). Первый каскад построен по схеме с общим эмиттером и определяет основное общее усиление и амплитудно-частотную характеристику (АЧХ), а второй является эмиттерным повторителем и служит для согласования с нагрузкой. Общую регулировку режима по постоянному току и коэффициенту усиления осуществляют с помощью подстроечного резистора R9 путем изменения напряжения смещения, подаваемого на базу транзистора первого каскада. Диод VD1 служит для стабилизации установленного режима. В зависимости от сочетания электрических параметров, применяемых элементов и режима, устанавливаемого при настройке, можно получить либо минимальный уровень шума при достаточном уровне выходного сигнала, либо максимально возможное усиление (около 20 дБ) и высокий уровень неискаженного сигнала при допустимом уровне шума. В первом случае напряжение питания, подаваемого на коллекторные цепи транзисторов усилителя, и их токи устанавливают ниже, чем во втором. Для этого при настройке подбирают

стабилитрон VD2 с необходимым напряжением стабилизации.

Испытывались различные варианты устройств, в которых применялись стабилитроны типов КС168А и Д814А—Д. При напряжении питания 6,8 В усиление в средней части

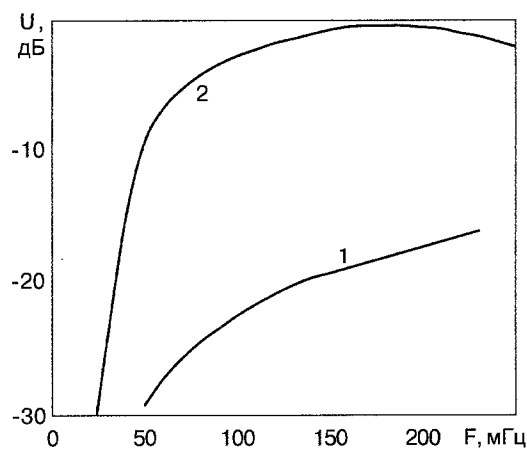


Рис. 4

диапазона падало примерно на 5 дБ. При напряжении 12 В максимальный уровень ВЧ сигнала (без компрессии) на выходе 2 (вывод 5), при сопротивлении нагрузки 75 Ом может составлять более 500 мВ. Для получения наибольшего КБВ в линиях может потребоваться подбор номинала резистора R1 (до 150 Ом) и установка и подбор номинала резистора R6 в пределах 4,7...51 Ом. Спад АЧХ в области нижних частот рабочего диапазона, помимо прочего, определяется параметрами элементов в цепи базы VT1, индуктивностью катушки L1, емкостью конденсатора C1 и сопротивлением резистора R2 (в диапазоне 51...910 Ом). При необходимости их подбирают при настройке. Коррекция усиления в области верхних частот обеспечивается за счет отрицательной обратной связи (ООС) в эмиттерной цепи первого каскада VT1. Подбором резистора R4 и конденсатора C4 АЧХ может быть скорректирована при настройке. При этом увеличение сопротивления R4 и уменьшение емкости C4 приводит к относительному увеличению усиления на верхних частотах и снижению его на более низких.

В случае необходимости оперативной регулировки АЧХ параллельно конденсатору C4 на плату устанавливают дополнительный подстроечный конденсатор, ротор которого следует соединить с общим проводником, что обеспечивает независимость регулировки от свойств регулировочного инструмента. С этой же целью движок подстроечного резистора R9 также необходимо соединять с общим проводом. Желательно, чтобы

эти конденсаторы, а также C1, C5 и C6 имели минимальную собственную индуктивность. Этому требованию больше отвечают керамические ЧИП конденсаторы, а из подстроечных наиболее подходящими являются малогабаритные конденсаторы импортного производства, например, СТС-05, СТС-038, TZBX4, TZY02 и другие с максимальной емкостью не более 20 пФ. Применение отечественных КПК-МП и КТ4-23 нежелательно по причине их нестабильности и гигроскопичности, особенно, если предполагается установить ответвитель вне жилого помещения. В этом случае для повышения стабильности работы усилителя желательно установить подстроечный резистор R9 номиналом 3,3 кОм закрытого типа, например, СПЗ-19, СП5-16 и т. п., а параллельно ему — постоянный резистор 270 Ом. Резисторы R1—R6 лучше применить бескорпусного типа (например, РН1-12). Допустимо использование резисторов МЛТ.

Катушка L1 содержит 8...10 витков провода ПЭВ-2 диаметром 0,47 мм, намотанных на оправке-стержне с резьбой М4. Число витков и расстояние между ними окончательно определяют при настройке, добиваясь необходимого спада АЧХ в области нижних частот рабочего диапазона. Катушка L2 — любой стандартный дроссель с индуктивностью 25...50 мкГн. Устройство может быть смонтировано на печатной плате из стеклотекстолита, фольгированного с двух сторон. При этом детали можно располагать как с одной, так и с двух сторон. На рис. 2 показана универсальная плата экспериментального варианта активного ответвителя с полосковыми линиями, имеющими плавные изгибы. Она изготовлена из высококачественного стеклотекстолита импортного производства толщиной $h = 2$ мм. Расположение деталей на плате показано на рисунке, который можно найти на сайте журнала по адресу <http://www.dian.ru/programs/index.html> в архиве 2005_01_Efrem.

Монтаж деталей на плату производят со стороны проводников короткими выводами с обязательным применением теплоотвода при пайке. ПЛ можно выполнить и с изгибом 90°, срезав углы для улучшения КБВ в линиях, как показано на рис. 3. Всю конструкцию необходимо поместить во влагонепроницаемый корпус-экран, изготовленный, например, из жести, оцинкованного железа и т. п.

Чтобы параметры ПЛ не изменились, расстояние между стенками корпуса и проводниками на плате следует выдерживать не менее 25 мм. Для подключения коаксиальных кабелей к ответвителю лучше использовать герметичные коаксиальные разъемы, например, СР-75.

Испытания и предварительную настройку активного ответвителя можно осуществить как с помощью генератора ВЧ сигналов и ВЧ милливольтметра, так и с помощью измерителя частотных характеристик, например, Х1-42 и т. п. При этом выход 1 во всех случаях должен быть обязательно нагружен на резистор 75 Ом для создания режима бегущей волны с высоким КБВ в линии. В реальных условиях после установки ответвителя может потребоваться корректировка его параметров, которая осуществляется с помощью подстро-

ечных элементов R9 и С4 по наилучшему качеству сигнала изображения на различных ТВ каналах. Используя подобные ответвители можно построить комбинированную СКПТ с одной общей (головной) приемной системой диапазонов МВ и несколькими локальными приемными системами ДМВ, соединив их через диапазонные сумматоры. Описание устройства и принципов работы такой системы выходит за рамки данной статьи. Помимо телевизионных систем, ответвитель может быть использован для подключения к общей стационарной антенне некоторого числа радиовещательных УКВ приемников. В этом случае к выходу 2 можно подключить до четырех абонентских кабелей, подавая питание по любому из них. Кроме того, следует установить дополнительные разделительные конденсаторы емкостью 1000 пФ и после-

довательные согласующие резисторы с номиналом 39...43 Ом в каждый абонентский фидер.

ЛИТЕРАТУРА:

1. С. Е. Лондон, С. В. Томашевич. Справочник по высокочастотным трансформаторным устройствам. — М.: Радио и связь, 1984.
2. В. А. Волгов. Детали и узлы радиоэлектронной аппаратуры. — М.: Энергия, 1977.
3. Г. Д. Фрумкин. Расчет и конструирование радиоаппаратуры. — М.: Высшая школа, 1989.
4. Устройство абонентское распределительное УАР 6-1. Руководство по эксплуатации.

Владимир Ефремов,
Ставропольский край,
г. Ессентуки

Обмен опытом

Быстрый способ поиска места обрыва кабеля

Автору часто приходилось заниматься ремонтом кабелей, у которых с обеих сторон припаяны разъемы. В процессе эксплуатации кабелей происходят обрывы и нарушения контактов, причем если оболочка кабеля не имеет видимых повреждений, чаще всего неисправность находится в месте соединения жил кабеля с разъемом. Стандартный метод измерения сопротивления жил кабеля (прозвонка) позволяет только обнаружить факт обрыва и не дает ответа на вопрос, где он находится. При обнаружении обрыва в многопроводном кабеле приходится разбирать разъем, чтобы определить конкретное место неисправности. Вероятность с первой попытки угадать место повреждения составляет 50 %, поэтому если выбранный наугад для разборки разъем был исправен, то его приходится собирать и разбирать второй для ремонта. Причем по известному всем закону первая попытка обычно бывает неудачной. Для исключения случайности и служит предлагаемый способ.

Сейчас в продаже имеется значительное количество недорогих мультиметров с широкими функциональными возможностями, в том числе позволяющих измерять сравнительно малые емкости. Одним из таких

мультиметров является прибор типа М890D (М890F). Данный прибор позволяет определить неисправный разъем, в котором произошел обрыв без разборки корпуса самого разъема. Способ основан на определении емкости контакта, к которому должен быть припаян провод. Если емкость измеряемого контакта значительно ниже по сравнению с другими контактами разъема, значит на данном выводе разъема произошел обрыв кабеля. Для измерения емкости контактов кабеля удобно изготовить дополнительный щуп, например, из канцелярской скрепки. Следует заметить, что измерения носят качественный, а не количественный характер.

На рис. 1 и 2 показаны фотографии, демонстрирующие поиск оборванного вывода на разъеме типа CANNON-3M (для наглядности кожух снят).

Данные примеры приведены исключительно для наглядности. Реально кабель может содержать десятки, а иногда и сотни жил, разъемы могут быть многорядными, например, серии ШР. В этом случае предлагаемый метод поможет сэкономить немало времени и усилий. Если распаяны не все контакты разъема, можно сделать ложный вывод о неисправности данного

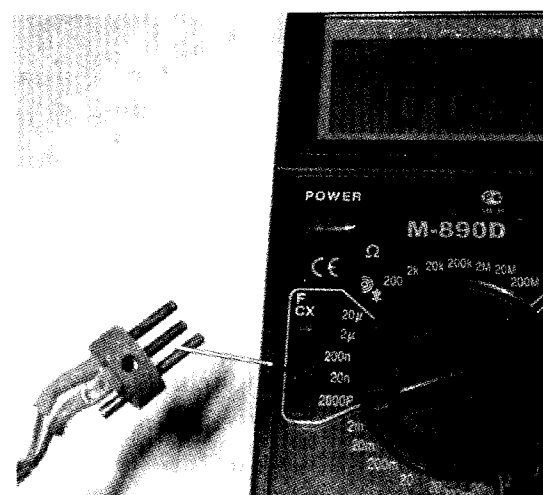


Рис. 1

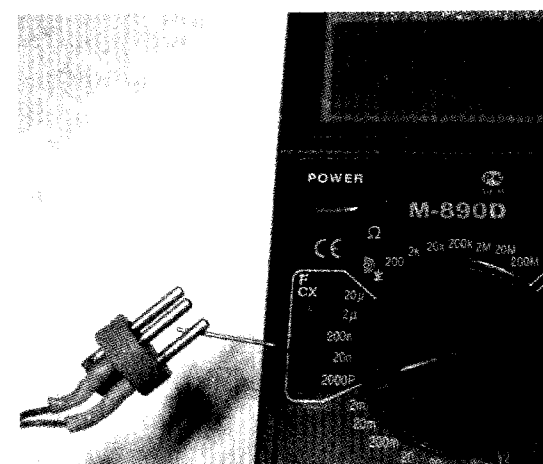


Рис. 2

контакта. Для исключения подобных ошибок необходимо воспользоваться картой распайки данного разъема, либо провести измерение емкости контактов с обеих сторон и сравнить полученные результаты.

Игорь Новоселов,
г. Екатеринбург

Пирозлектрический датчик в охранной сигнализации

В данной статье описывается практическая конструкция прибора на базе пирозлектрического датчика, даны рекомендации по настройке, модификации и разнообразным применениям охранно-сигнального прибора.

Пирозлектрический эффект — смещение зарядов в кристаллической структуре при ее нагреве — лежит в основе датчиков, реагирующих на длинноволновое (тепловое) ИК излучение, в том числе и на тепловое излучение человека, которое достигает максимума при $\lambda \approx 10$ мкм.

Для компенсации температурных помех в пирозлектрический датчик вводят две идентичные, но встречно включенные структуры. Их синхронная засветка (нагрев) оставляют выходное напряжение неизменным, тогда как асинхронная преобразуется в электрический сигнал.

По этому принципу устроен и датчик типа IRA-E710ST0 [1, 2]. Его элементы (рис. 1, а) закрыты фильтром, формирующим область спектральной чувствительности датчика в диапазоне 5...14 мкм. Поскольку выходное сопротивление пирозлектрических структур очень велико, датчик включает в себя и полевой транзистор.

Для организации попеременного облучения чувствительных элементов датчика при движении теплоизлучающего объекта перед ними устанавливают так называемую модуляционную решетку (рис. 1, б).

Легко заметить, что излучатель, находящийся в зоне M_2 , не освещает левый элемент датчика ($E_1 = 0$), но освещает правый ($E_2 = E_{MAX}$). В точке m_0 освещение обоих элементов одинаково (здесь оно близко к нулю) и, соответственно, $E_1 - E_2 = 0$. В зоне M_1 оказывается затенен правый элемент датчика ($E_2 = 0$) и освещен левый ($E_1 = E_{MAX}$).

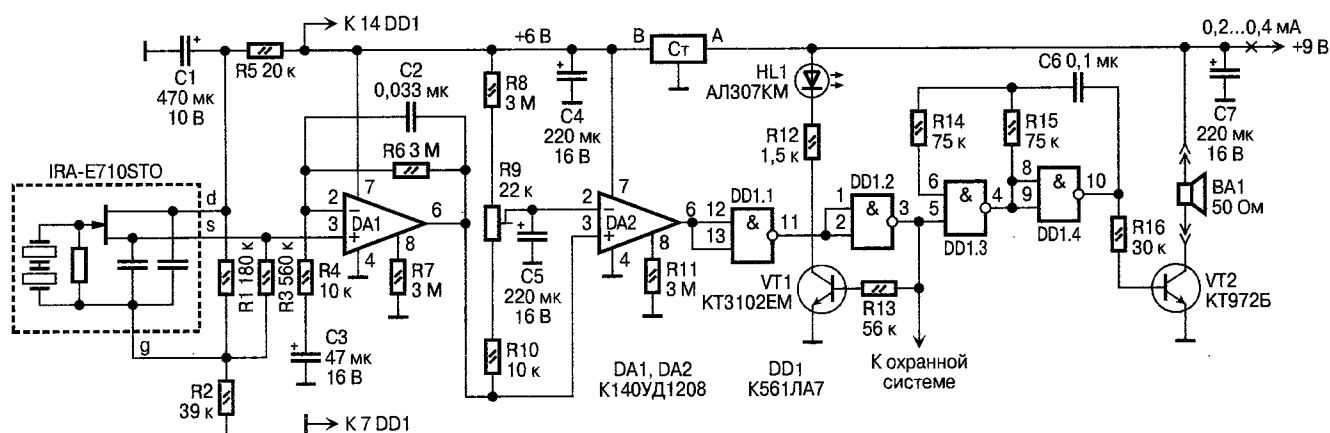


Рис. 2

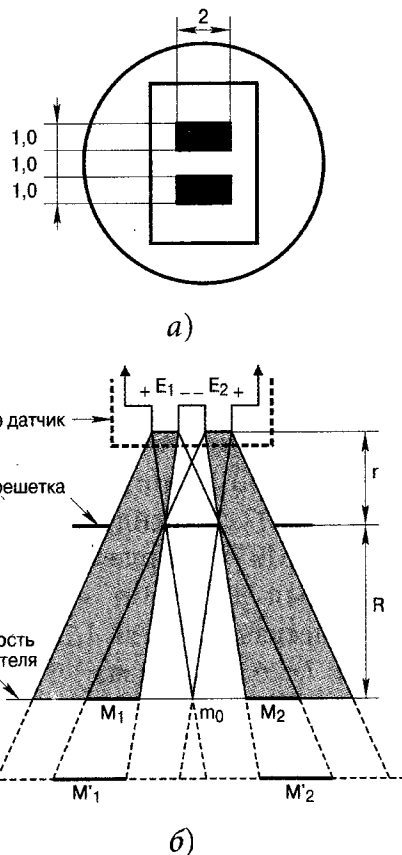


Рис. 1

Таким образом, если зоны максимальной чувствительности датчика полностью перекрывают ИК излучатель, то следствием его перемещения по фронту будут колебания выходного напряжения в пределах $\pm E_{MAX}$.

Принципиальная схема охранного устройства, реагирующего на эти колебания, показана на рис. 2.

Предварительный усилитель выполнен на операционном усилителе DA1, который устанавливается в линейный режим делителем R1R2 (напряжение на истоке полевого транзистора датчика очень невелико).

Нижняя частотная граница усилителя — $f_H \approx 1/2\pi R4C3 \approx 0,3$ Гц. Верх-

няя частотная граница усилителя не столь критична, она зависит от емкости конденсатора C2. Коэффициент усиления в полосе пропускания $K_U \approx R6/R4 = 300$.

ОУ DA2 выполняет функцию компаратора. В дежурном режиме U_{2-3} — разность напряжений на входах 2 и 3 DA2 должна быть не менее 0,1...0,15 мВ (в первом приближении $U_{2-3 MIN} \approx U_{ПИТ}/k$, где $k = 5 \cdot 10^4$ — коэффициент усиления ОУ).

Нужный порог срабатывания компаратора в пределах $U_{2-3} = 3...30$ мВ выставляют подстроечным резистором R9.

Пирозлектрический датчик, предварительный усилитель и компаратор питаются от стабилизатора напряжения Ст, принципиальная схема которого показана на рис. 3.

Особенность этого стабилизатора — низкое собственное энергопотребление.

Эти четыре блока уже составляют прибор, способный работать в цифровой охранной сигнализации. Действительно, в режиме ожидания на выходе 6 DA2 устанавливается напряжение $U_6 \leq 0,5$ В, оно соответствует лог. 0, на фоне которого время от времени возникают импульсы с амплитудой лог. 1 $U_6 \geq 5,5$ В. Но описанное устройство может функционировать и самостоятельно.

Элементы DD1.1 и DD1.2 составляют цифровой повторитель. Появление лог. 1 на выходе DD1.2 включает звуковой генератор (DD1.3 и DD1.4), возбуждающийся на частоте $F \approx 0,7/R15C6 \approx 1$ кГц. В базовой цепи транзистора VT2 возникают импульсы тока, открывающие этот транзистор до насыщения, и головка BA1 воспроизводит этот сигнал — акустический сигнал тревоги.

Прибор смонтирован на плате размером 85×30 мм. Все постоянные резисторы — МЛТ-0,125, подстроечный резистор R9 типа СПЗ-386. Конденсаторы C1, C3, C4, C5, C7 — оксидные

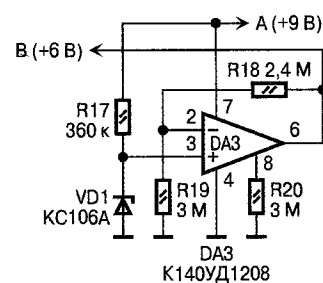


Рис. 3

диаметром 6 мм и высотой 12 мм импортные (желательно, чтобы С3 и С5 имели минимальный ток утечки); С2 и С6 — КМ-6.

Очень важный узел прибора — блок модуляционной решетки. Его рекомендуется выполнить так, как показано на рис. 4, на этом рисунке 1 — датчик IRA-E710ST0; 2 — чувствительные элементы датчика; 3 — модуляционная решетка.

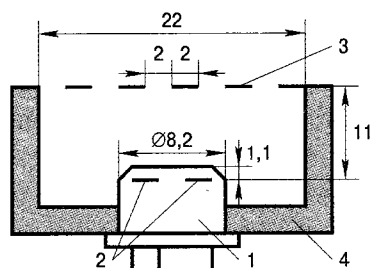


Рис. 4

Модуляционная решетка выполнена из полосок черной фотобумаги шириной 2 мм, разделенных промежутками той же ширины. Решетку наклеивают на срез корпуса 4, который можно изготовить из листового полистирола (лучше черного цвета).

Блок крепят непосредственно на корпус пирозлектрического датчика, при этом должна быть обеспечена его тугая посадка. Затем поворачивают блок так, чтобы элементы модуляционной решетки были параллельны чувствительным элементам датчика (коротким сторонам его окна). Разводка проводников на плате должна быть такой, чтобы датчик занял нужное положение при распайке его выводов. В корпусе прибора останется лишь сделать вырез для пропуска блока решетки.

Очевидное удобство такой конструкции состоит не только в том, что один блок легко заменить другим, имеющим например, другой r (рис. 1), но и в том, что прибор со снятым корпусом сохранит работоспособность. Соответственно, многие операции — изменение основных характеристик прибора, режима работы отдельных его узлов — могут быть выполнены при включенном работающем приборе.

Хотя модуляционная решетка могла бы быть и другой, решетка с чередованием двухмиллиметровых полос имеет важную особенность. Нетрудно убедиться в том, что по мере удаления излучателя (фронта его перемещений) область, которой соответствует $E_{\text{ВЫХ}} = E_{\text{МАХ}}$, будет не только монотонно увеличиваться, но и стремиться к своему максимуму $D(\text{мм}) \cong R/r$.

При $r = 1$ см и $R = 500$ см такая вертикально ориентированная решетка сформирует светотень (свет для одного элемента датчика, тень для другого) шириной $D \cong 500$ мм, которая соответствует габаритам человека (границы светотени будут, конечно, несколько размыты из-за дифракции). Это создает наилучшие условия для обнаружения человека.

Прибор не требует наладки (компараторный режим DA2 обеспечивается в любом положении движка R9). Нужно лишь иметь в виду, что нормальный режим работы установится через 1,5...2 мин после включения.

Если прибор будет использоваться только как цифровой датчик, для его питания подойдет обычная батарея типа «Корунд», которая прослужит, как минимум, 3...4 месяца. Для низких температур (температурный диапазон самого IRA-E710ST0 $-40...+70$ °C) рекомендуется литиевая батарея SLM9V (напряжение 9 В, температурный диапазон $-40...+60$ °C, электрическая емкость 1,2 А·ч, габариты $48,7 \times 26,25 \times 17,3$ мм).

При работе «со звуком» источник питания должен быть способен отдавать ток 80...90 мА. Вполне годится гальваническая батарея, составленная из шести элементов типа АА или двух батарей типа 3336.

Очень медленное перемещение объекта перед прибором может остаться незамеченным. Если это нежелательно, рекомендуется увеличить усиление DA1 в области низких частот. Это можно сделать, увеличив сопротивление резисторов R4 и R6 (R6 для сохранения отношения R6/R4). Другой способ — увеличение емкости конденсатора С3, что ведет к увеличению тока утечки в этой цепи и, что хуже, к увеличению его флуктуаций, которые могут стать причиной ложных срабатываний прибора. В качестве С3 рекомендуются высокотемпературные (105 °C) конденсаторы на возможно более высокое рабочее напряжение.

Громкость акустического сигнала можно значительно увеличить, если сопротивление резистора R16 уменьшить до 6,2 кОм, емкость конденсатора С7 увеличить до нескольких тысяч микрофард и динамическую головку сопротивлением 50 Ом заменить динамической головкой сопротивлением 8 Ом мощностью 2...3 Вт. В этом случае потребуются, конечно, и более мощный источник питания — ток потребления при срабатывании зву-

ковой сигнализации увеличится до 0,5...0,6 А.

Энергопотребление прибора в дежурном режиме составляет 2...4 мВт, при этом прибор способен работать в дежурном режиме до нескольких месяцев. Однако низковольтные микрометрические ОУ и компараторы, широко представленные в номенклатуре зарубежной электроники, позволили бы снизить уровень энергопотребления до 1...0,5 мВт и даже менее (диапазон допустимых напряжений самого IRA-E710ST0 составляет +2...15 В, потребляемый ток — единицы микроампер).

Как показал опыт, чувствительность прибора (решетка 2+2 мм, $r = 11$ мм) оказалась вполне достаточной для обнаружения человека на расстоянии до 6...7 м. Максимальная его «дальнобойность» (подбором r , увеличением K_U и др.) не выяснялась.

Отметим одну эксплуатационную особенность прибора: в череде областей с $E_{\text{ВЫХ}} = \pm E_{\text{МАХ}}$ он будет реагировать лишь на четные или нечетные области, в которых $E_{\text{ВЫХ}} = +E_{\text{МАХ}}$.

Прибор, реагирующий на длинноволновое (тепловое) ИК излучение, обратит внимание на человека, пока лишь визуально изучающего устройство чужих дверей; на его появление там, где вообще никого не должно быть — в технических коридорах, коллекторах и т. п. Сегодня самое массовое применение этой техники — ночной контроль офисных помещений. Но пирозлектрический детектор, установленный тайно, не оставит без внимания и бандита с гексогеном, ни нагруженного «дурью» наркокурьера. Нужная для этого техника связи неоднократно описывались в литературе.

Прибор нетрудно перенастроить для работы и по «мелкому зверью», интересующемуся, например, продовольственными запасами экспедиции или самими ее участниками (в том же плане).

Конечно, пирозлектрическая техника, только что открывшая нам новый частотный диапазон, найдет и иные применения.

ЛИТЕРАТУРА:

1. В. Чулков. Автоматический включатель освещения на базе инфракрасного датчика движения. — Схемотехника, 2004, № 8, с. 50—53.
2. <http://www.murata.com/sensor/index.html>

Юрий Виноградов,
г. Москва

Измерение эффективных значений токовыми клещами M266

В данной статье предлагается простой способ доработки недорогих токовых клещей M266C для измерения эффективного значения переменного тока и напряжения, т. е. для выполнения функций, которые обычно присутствуют только в относительно дорогих измерительных приборах.

В процессе разработки и настройки тиристорных регуляторов мощности возникает необходимость измерения эффективного значения напряжения и тока в нагрузке. Для этого служат токовые клещи и мультиметры с символикой TRUE

внутренний опорный источник АЦП прибора.

Диоды VD1, VD2 служат для защиты входа микросхемы от перегрузки. Емкости усредняющего и фильтрующего конденсаторов выбраны согласно рекомендациям изготовителя мик-

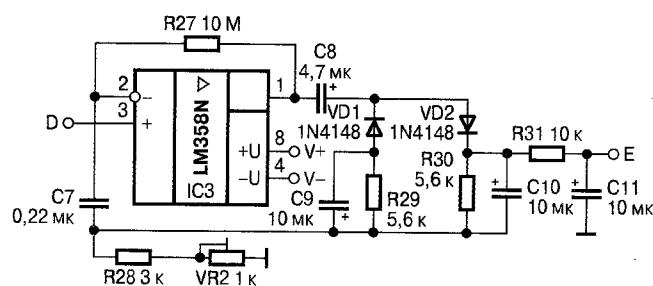


Рис. 1

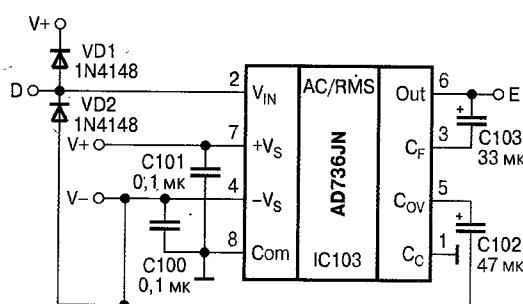


Рис. 2

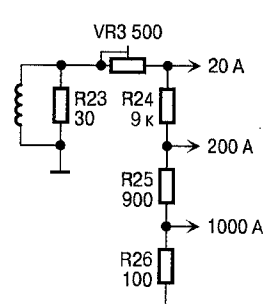


Рис. 3

RMS, измеряющие истинное средне-квадратичное значение. Стоимость таких приборов существенно выше, чем у обычных.

Серия M266 является популярной недорогой серией токовых клещей.

Они предназначены для измерения следующих величин:

- постоянного и переменного напряжения;
- переменного тока;
- сопротивления;
- температуры,

а также для проверки диодов.

Модернизация измерительного прибора серии M266 заключается в замене штатного выпрямителя переменного напряжения. Схема исходного узла выпрямителя показана на рис. 1.

Схема модернизированного узла выпрямителя, позволяющего измерять эффективное значение напряжения несинусоидальной формы, приведена на рис. 2.

Новый выпрямительный узел построен на основе микросхемы AD736JN, которая является преобразователем переменного напряжения произвольной формы в постоянное с тем же эффективным значением. Эта микросхема была подробно описана в [1, 2]. Низкое потребление микросхемы AD736JN позволяет в качестве источника питания выпрямителя использо-

вать внутренний опорный источник АЦП прибора.

Доработка производится в следующем порядке. Из

печатной платы прибора надо аккуратно выпаять все элементы штатного выпрямителя. Навесным монтажом (где это возможно, использовать контактные площадки удаленных элементов) собрать новый выпрямитель. При монтаже необходимо использовать заземленный изолированный от сети паяльник.

Далее необходимо произвести подстройку показаний в режиме измерения тока по эталонному прибору резистором VR3. Узел преобразования тока в напряжение показан на рис. 3.

Данный способ подходит для переделки любых мультиметров и токовых

клещей, в которых выпрямитель собран по схеме, приведенной на рис. 1 или аналогичной. Также необходим источник питания +2,8 В и -6 В (микросхема АЦП 7106).

Принципиальные схемы большого числа токовых клещей и мультиметров можно найти в Интернете, например на сайте www.rlocman.com.ru.

ЛИТЕРАТУРА:

1. С. Бирюков. Преобразователь переменного напряжения в эффективное значение AD736. — Схемотехника, 2003, № 4, с. 51—55.

1. С. Бирюков. Приставка к цифровому мультиметру для измерения эффективного напряжения. — Схемотехника, 2003, № 4, с. 18, 19.

Андрей Шитков,
г. Владивосток

ARGUSSOFT

<http://components.argussoft.ru>

ИСТОЧНИКИ ВТОРИЧНОГО ПИТАНИЯ

для промышленной автоматики, телекоммуникации и медицины
 DC/DC - преобразователи мощностью от 1 до 200 Вт
 AC/DC - преобразователи мощностью от 10 до 100 Вт

(Швейцария)

Оптимальный выбор
 для любых условий эксплуатации
ГАРАНТИЯ - 2 года
Сертификаты CE, UL, cUL

ПРОВЕРЕННОЕ КАЧЕСТВО

Москва Тел.: (095) 217-2487, 217-2519, E-mail: components@argussoft.ru	Санкт-Петербург Тел.: (812) 567-1867 E-mail: spb@argussoft.ru
Екатеринбург Тел.: (343) 378-32-42; E-mail: ural@argussoft.ru	Новосибирск Тел.: (3832) 27-11-55 E-mail: nsk@argussoft.ru

Устройство автоматического отключения телефонного аппарата

В современном офисе к одной телефонной линии может быть подключено много разных приборов, при этом возникают определенные коллизии. Разрешению возникающих проблем и посвящена данная статья.

Если на одной абонентской телефонной линии установлено несколько устройств, например, телефонный аппарат, факс, автоответчик, модем, то для того, чтобы попытки одновременного использования этой аппаратуры несколькими потребителями не приводили к взаимным конфликтам аппаратуры, желательно при занятии телефонной линии одним устройством заблокировать работу остальных.

Эта конструкция разрабатывалась для того, чтобы во время работы модема заблокировать включение одного из параллельных телефонов, находящегося в соседней комнате, которое приводило к сбою и разрыву сеанса связи с корпоративным сервером. Одновременно требовалось, чтобы при поступлении сигнала вызова с последующим автоматическим захватом линии телефонным аппаратом с АОН все же имелась возможность снять трубку на уже отключенном аппарате и начать разговор. Также требовалось сохранить возможность использования имеющейся в телефонном аппарате «Русь» функции «Line Hold».

Принципиальная схема несложного устройства, позволяющего предотвра-

тить сбой в передаче данных по модему, показана на рис. 1.

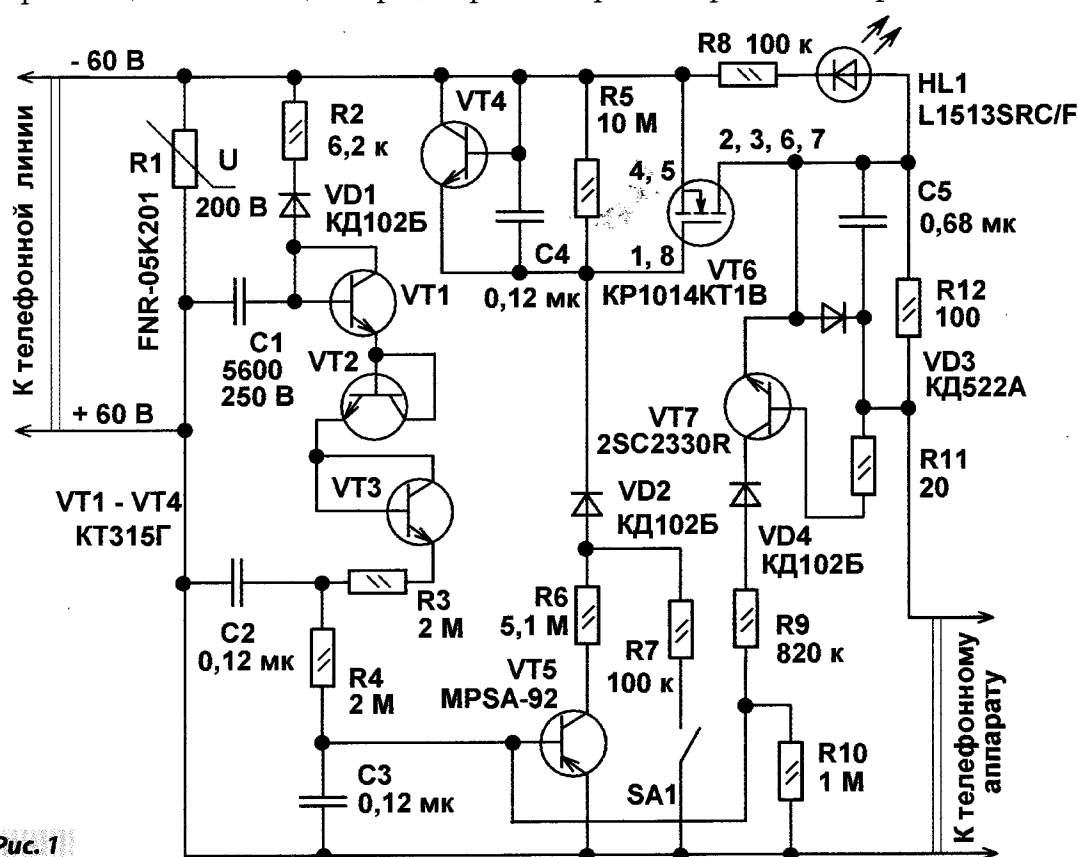
Конструкция построена на распространенных деталях, и на ее изготовление и настройку требуется всего несколько часов. Устройство включается в разрыв телефонной линии и для упрощения схемного решения требует при подключении соблюдения полярности. Подключение устройства к линии в неправильной полярности не приводит к его повреждению. Допустим, что к этому блокиратору подключен один из телефонных аппаратов, на линии также установлены модем и телефон с АОН. Разводка телефонной линии выполнена таким образом, что модем подключен к линии постоянно, АОН включен в телефонное гнездо модема (отключается при работе модема), а дополнительный телефон «висит» на линии параллельно с модемом. В то время, пока модем принимает и передает данные, что может продолжаться несколько часов, телефонная линия занята, напряжение на ней не превышает 8...20 В. Транзисторы VT1—VT3, работающие как микромощный стабилизатор в режиме обратимого пробоя с напряжением стабилизации около 20 В, закрыты. При этом напряжение на пе-

реходе база-эмиттер высоковольтного р-п-р транзистора VT5 будет близко к нулю, транзистор VT5 закрыт, следовательно, конденсатор C4 окажется разряженным. Ключ на полевом транзисторе VT6 закроется, цепь питания телефонного аппарата будет разорвана, что также положительно скажется на работе модема. Если в это время снять трубку на телефонном аппарате, то красным светом вспыхнет суперяркий светодиод HL1, сигнализируя о занятости линии другим устройством.

В случае, когда при входящем соединении к телефонной линии первым подключится АОН, автоответчик или модем и возникнет необходимость разговора с параллельного телефонного аппарата, для принудительного подключения его к линии необходимо кратковременно замкнуть контакты кнопки SA1. Для предотвращения отключения от линии телефонного аппарата во время разговора установлен каскад на высоковольтном транзисторе VT7. При снятии трубки с телефонного аппарата этот транзистор открывается, что приводит к открыванию транзисторов VT5 и VT6. Резистор R12 определяет напряжение на переходе база-эмиттер транзистора VT7.

Это устройство не препятствует прохождению сигнала вызова к абоненту. В случае, если к его выходу подключен обычный телефонный аппарат, во время импульсного набора номера модемом или другим телефонным аппаратом возможно подзванивание подключенного к выходу блокиратора аппарата. Если АТС не поддерживает тональный набор номера и подзвонка является критичной, для устранения этого явления устройство нужно немного усложнить. Для этого емкость конденсатора C1 необходимо увеличить до 0,15 мкФ, правый вывод по схеме конденсатора C1 отсоединить от базы транзистора VT1 и подсоединить к катоду диода VD1. Сопротивление резистора R2 необходимо увеличить до нескольких сотен килоом (номинал подбирается при настройке), параллельно резистору R2 надо подключить дополнительный диод КД102Б анодом к цепи -60 В.

Также может потребоваться подбор емкости конденсаторов C3, C4. С началом набора номера конденсатор C1 будет быстро разряжаться через дополнительный диод и относительно медленно заряжаться через высокоомный резистор R2, что приведет к закрыванию ключа на VT6 и отключению телефонного аппарата.



Варистор R1 защищает абонентские устройства от возможных всплесков напряжения в телефонной линии. Желательно, чтобы этот варистор имел небольшую емкость. Для маломощных высоковольтных варисторов она обычно не превышает нескольких сотен пикофард. Варистор FNR-05K201 имеет емкость не более 70 пФ, его можно заменить на FNR-07K201, FNR-05K181, FNR-07K221 и другие аналогичные. Если на одной телефонной линии будет установлено несколько таких устройств, то достаточно будет только одного варистора. Емкость более мощного варистора FNR-20K201 составляет 2000 пФ, что уже может снизить скорость передачи данных модемом или качество определения номера звонящего абонента. Конденсатор C1 — полиэтилентерефталатный или керамический на рабочее напряжение не менее 250 В. Если не происходит ложных подключений параллельного телефонного аппарата, то конденсатор можно не устанавливать. Остальные конденсаторы — керамические или пленочные, например, К10-17, К73-24. К точности номиналов конденсаторов не предъявляется высоких требований. Диоды КД102Б можно заменить на КД102А, КД247В—Д, КД257Б—Д, 1N4007; КД522А — любой из серии КД521, КД102, 1N4148. Тран-

зисторы КТ315Г можно заменить на любые из серий КТ315, КТ312. 2SC2330R — любой из этой серии или КТ940АМ, А—В. MPSA-92 можно заменить на MPSA-93, 2SA1625 К—М, 2SA1370 D—F, 2N6519, КТ9115А. Ключ на полевом транзисторе можно заменить любым из серий К1014КТ1, КР1014КТ1, МС-КН1, КР1064КТ1, КТ501, ZVN2120. При выборе замены следует учитывать различия в цоколевке и исполнении корпуса. Если будет использован полевой транзистор без встроенного защитного стабилитрона затвор-исток, то при обрыве цепи транзистора VT4 он будет неизбежно поврежден. Если не удастся найти нужный транзистор (можно использовать и более распространенные мощные полевые транзисторы серий КП707, BUZ90, но они дороже), его можно попробовать заменить двумя биполярными транзисторами КТ940А или 2SC2330, включенными как составной транзистор по схеме Дарлингтона. Не забудьте установить шунтирующий диод, например, КД209А — анод к выводу эмиттера, катод к выводу коллек-

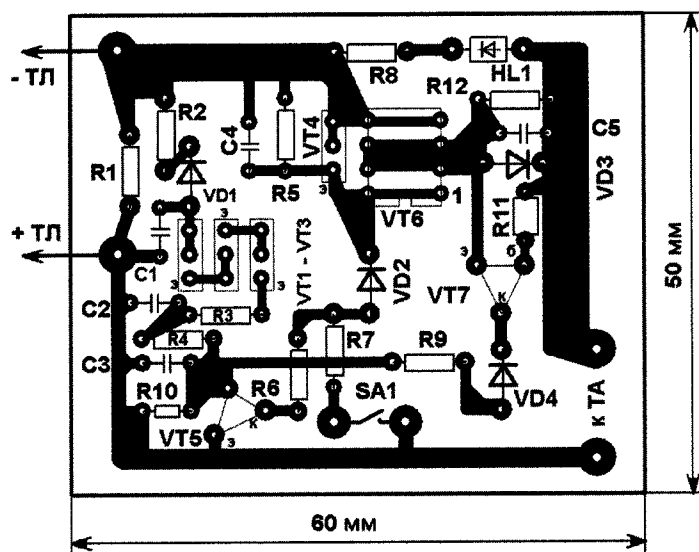


Рис. 2

тора. При этом сопротивление резистора R6 надо уменьшить до 470 кОм. Чертеж печатной платы приведен на рис. 2.

Если устройство будет эксплуатироваться не в домашних условиях, а в общественном месте, большом офисе, кнопку отключения блокиратора SA1 целесообразно сделать потайной, о существовании которой будет известно ограниченному кругу лиц.

Андрей Бутов,
с. Курба Ярославской области

ARGUSSOFT

<http://components.argussoft.ru>

ATMEL

Прямая замена ATmega128
и ATmega103 в проектах,
где требуется ПЗУ программ
до 64 килобайт.

ATmega64

В наличии
на складе

Цена менее 5 долларов

ЗАО «АРГУССОФТ Компани»
ДЕПАРТАМЕНТ МИКРОЭЛЕКТРОНИКИ

Москва Тел.: (095) 217 2487, 217 2519 Факс: (095) 216 6642 E-mail: components@argussoft.ru	Санкт-Петербург (812) 567 1867 (812) 567 1849 spb@argussoft.ru	Екатеринбург (343) 378 3242 (343) 378 3241 urat@argussoft.ru	Новосибирск (3832) 27 1155 (3832) 22 4031 nsk@argussoft.ru
---	---	---	---

ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ ОТ ВЕДУЩИХ ПРОИЗВОДИТЕЛЕЙ

MAXIM
EPCOS
IOR
MITSUBISHI ELECTRIC
PHILIPS
Infineon
BOEING
ANALOG DEVICES
VISHAY
muRata
AMP
ST
CRYDOM
DATA VISION
Kingbright

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

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

Переходник для AT89C2051

Статья посвящена решению некоторых проблем, которые возникают при работе с микроконтроллером AT89C2051 фирмы Atmel.

Широкое применение микроконтроллера AT89C2051 фирмы Atmel в новых разрабатываемых устройствах обусловлено рядом его достоинств:

- наличие ядра MCS-51, ставшего стандартом де-факто в промышленности;
- наличие интерфейса RS-232;
- наличие встроенного компаратора;
- оптимальное число портов;
- широкий диапазон напряжения питания;
- небольшая стоимость при широких функциональных возможностях

Все это делает данный микроконтроллер привлекательным для разработок, однако ему присущи и некоторые недостатки. Так, например, возникают определенные неудобства при его эксплуатации в процессе отладки программ.

Связано это, в первую очередь, с тем, что каждый раз при перепрошивке программы требуется извлекать микроконтроллер из стенда, что снижает эффективность работы и не очень удобно. Дело в том, что панелька DIP-20 быстро изнашивается. Это приводит к ухудшению надежности электрического контакта стенда с микроконтроллером, что, как правило, становится причиной дополнительных неисправностей, не давая разработчику правильно локализовать источник проблемы — стенд или программа.

Можно вместо панельки применить специальную колодку ZIF (гнездо с нулевым усилением) как в программаторе, при этом остается необходимость переставлять микроконтроллер для смены прошивки, да и колодка требует дополнительного места на макете, что не всегда является приемлемым. Выпаять ее уже не удастся, и она становится одноразовой, хотя цена колодки относительно высока.

Можно применить аппаратный эмулятор, правда, данный комплекс достаточно дорог и не у всех есть возможность работы с ним.

Компромиссным вариантом является возможность подмены микроконтроллера AT89C2051 на AT89S8252 (или AT89S53). Микроконтроллер AT89C2051 можно считать урезанным вариантом AT89S8252. Этот микроконтроллер поддерживает помимо параллельного программирования и программирование через интерфейс SPI. Именно эти особенности и были заложены в основу данного переходника-эмулятора.

Для удобства работы было создано устройство, которое позволяет заменять AT89C2051 в стенде, обеспечивая программирование и отладку путем смены только самого кода без манипуляций по извлечению микроконтроллера из стенда. Кабель программатора остается постоянно подключенным к плате эмулятора. Устройство устанавливается на место AT89C2051 в обычную колодку DIP-20 и позволяет программировать без отключения от программатора с последующим запуском программы на выполнение.

Из недостатков следует отметить невозможность работы AT89S8252 при напряжении питания ниже 4,5 В (недавно фирмой Atmel был выпущен новый микроконтроллер AT89S8253, который работает при напряжении питания 2,7...6 В) и отсутствие компаратора, что, несомненно, сужает круг решаемых задач.

На рис. 1 представлена принципиальная схема данного устройства. Так как AT89C2051 является по сути дела урезанным вариантом AT89S8252, то одноименные выводы данных микроконтроллеров объединены с целью обеспечения программно-аппаратной совместимости.

То, что на рис. 1 обозначено как AT89C2051, это корпус DIP-20 от микросхемы 74HC245 или другой подобной с предварительно высверленным кристаллом. Микроконтроллер DD2 на рис. 1 изображен только для наглядности.

Разъем CON3 служит для подключения программатора по интерфейсу SPI. Резисторы R1, R2, R3 являются токоограничительными при подключении к программатору.

Следует обратить внимание на резистор R1, который необходим для нормальной работы AT89S8252. Так как программа находится во внутренней Flash-памяти, данный вывод должен быть подтянут к источнику питания, это позволит осуществить запуск программы из внутренней Flash-памяти.

Конструктивно устройство выполнено на печатной плате размером 70×40 мм из двухсторонне фольгированного стеклотекстолита. Микроконтроллер AT89S8252 был использован в корпусе PLCC-44 с целью уменьшения размеров платы, хотя это не является принципиальным. Монтаж произведен проводом МГТФ.

На плате следует как можно больше поверхности отвести под общий провод, что повысит устойчивость работы. Конденсаторы C1, C2, C3 являются блокировочными и долж-

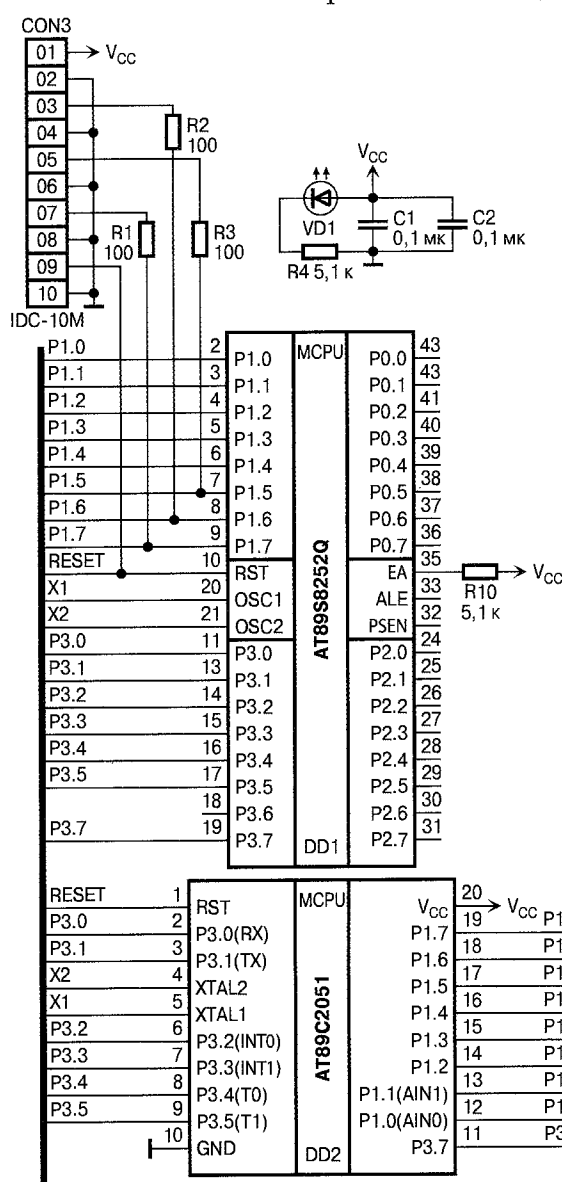


Рис. 1

ны устанавливаться как можно ближе к выводам питания. Светодиод VD1 выполняет роль индикатора наличия напряжения питания. Корпус от микросхемы располагается вдоль платы на расстоянии 5...7 мм и припаивается к плате при помощи жестких облуженных проводников одинаковой длины, приготовленных заранее по числу выводов (т. е. 20), это исключит механическую деформацию при операции установки или извлечения платы из стенда. Пайка проводни-

ков к корпусу микросхемы ведется впритык, это позволит сохранить габариты и исключить возможные проблемы с шириной в узких местах при установке платы в стенд. Лишний припой удаляют с мест пайки при помощи надфиля.

После сборки платы и проверки монтажа можно приступить к работе. Плату устройства устанавливают в панельку DIP-20 вместо микроконтроллера с соблюдением цоколевки.

При помощи данного переходника автором в течение двух дней была написана и отлажена программа для устройства, считывающего значения с двух АЦП и выводящего результаты на ЖКИ, что подтвердило удобство работы с ним за счет экономии времени.

Георгий Свиридов,
г. Москва

Будильник «Слава» — хронометр

О первом способе ремонта популярного в прошлом столетии будильника «Слава» с использованием электромоторчика от пейджера и микросхем КМОП автор подробно рассказал в [1]. Но в глубине души чувствовалась какая-то смутная неудовлетворенность. Похоже, первому способу чего-то не доставало. Тут автору очень вовремя попался на глаза «мощный восьминогий» микроконтроллер фирмы Microchip PIC12F629. Новый способ ремонта был найден, а первый вариант «Славы-хронометра» был безжалостно разобран.

Во втором варианте моторчик и оптопара остались прежними, изменена только принципиальная схема привода мотора (рис. 1).

Вывод GP3 используется как цифровой вход, GP0—GP2 — как цифровые выходы. Режим генератора — LP.

Для получения звукового сигнала будильника вместо пьезоизлучателя [1] использован излучатель со встроенным генератором (пьезогенератор) SMA-17, поскольку не было уверенности в том, что микроконтроллер справится с генерацией звука при такой низкой частоте кварцевого резонатора. Желательные могут сами уточнить это. Выключатель будильника SA1 зашунтирован конденсатором С6. На выводе GP2 микропроцессора программа формирует импульсы с частотой 2 Гц, поэтому часы независимо от включения будильника тихонько «тикают» в

процессе работы почти как настоящие механические. При включенном SA1 и срабатывании будильника с вывода GP2 подается питание на пьезогенератор, и сигнал будильника прерывается с той же частотой.

Частотомер лучше подключать через кабель с делителем 1:10 с небольшой входной емкостью. Подстроить кварцевый генератор можно, разумеется, и без частотомера. Если номиналы С1—С3 соответствуют обозначенным на принципиальной схеме, можно ориентироваться на приведенные ниже цифры. Отклонение частоты кварцевого генератора на 0,1 Гц от $F_{\text{КВ}} = 32768$ Гц приводит к уходу часов приблизительно на четверть секунды в сутки. Отклонение частоты, приводящее к уходу на одну секунду в сутки, компенсируется изменением емкости С2 на величину 12...15 пФ. Если часы спешат, емкости

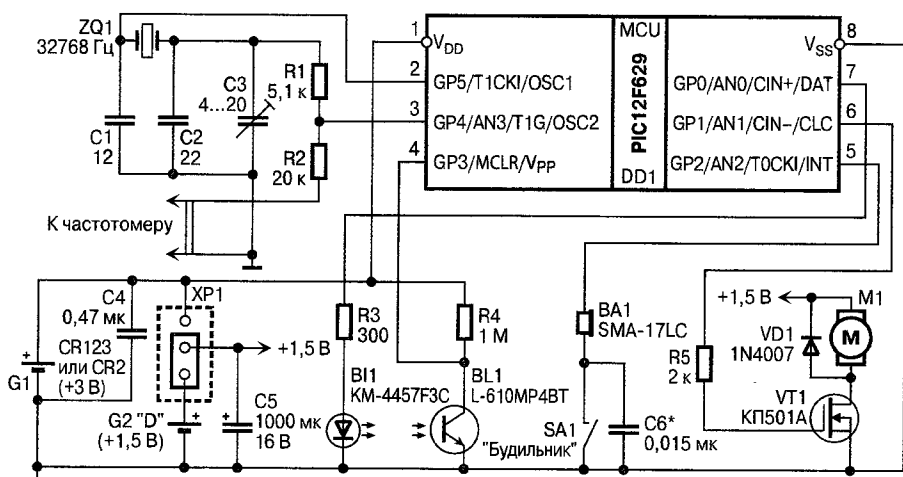


Рис. 1

нужно увеличить. Указанную величину изменения емкости можно применять и при подстройке кварцевого генератора первого варианта часов [1]. Настраивать кварцевый генератор с большой точностью в микропроцессорном варианте будильника нет необходимости, поскольку для увеличения точности хода часов используется программная периодическая коррекция, аналогичная способу, предложенному в [2]. При такой коррекции используется дополнительная информация, которую можно получить, проводя испытания часов на достаточно большом интервале времени. Образцовым средством измерения при таком способе коррекции являются сигналы точного времени, передаваемые по радио. Выключателя питания в устройстве нет. «Круглое» начало периода можно получить, если подключить элемент G1 к часам в момент начала шестого сигнала точного времени. В дальнейшем точность хода проверяется по началу перемещения минутной стрелки.

Про два элемента питания было рассказано в первой статье [1]. Энергия литиевой батареи в микропроцессорном варианте будильника расходуются очень экономно. Ток потребления микроконтроллера составляет около 20 мкА, SMA-17 потребляет около 0,4...0,45 мА ($U_{\text{пит}} = 3 \text{ В}$). Ток через светодиод оптопары HL1 — около 3...4 мА. В отличие от [1], где ИК светодиод был основным потребителем электроэнергии от элемента G1, в новом варианте он включается программой на очень короткое время, и из расчетов его энергопотребление можно исключить. Емкость батареи CR123 — 1,3 А·ч. Теоретически часы должны проработать на одном литиевом элементе более семи лет (без использования звукового сигнала). И если раньше самого автора несколько смущала цена выбранного элемента питания CR123, то теперь, после деления стоимости элемента на семь (если считать, что обычный эле-

Таблица 1

```
:020000040000FA
:020000000E28C8
:08000800DE000308DF002814EC
:100010005F088300DE0E5E0E0B1109001C203520E8
:100020003C2000005A20652071207C2087208F20F2
:100030009D204520522012280030A300A400A200D9
:10004000A500A600A801FF30A9000130AA000030D9
:10005000AB000030AC002A080319A9012B083F3976
:10006000AB002C083F39AC00003483128501073007
:100070009900F830650000348B018B178B166400F3
:100080008101D230620081010034AA302906031DAB
:100090000034281E003478302306031D0034281253
:1000A000A8170034A81F0034A8132B08A3072C0896
:1000B000A3020034281C00342810A30AF0302306C1
:1000C000031D0034A301A8140034A81C0034A81098
:1000D000A816A40A3C302406031D0034A4012815E8
:1000E0000034281D00342811A50A18302506031DE8
:1000F0000034A501A8150034A81D0034A811A60AD3
:1001000026082A06031D0034A601281600342308F9
:100110000139031D8D280511003405150034A81E72
:100120000034851405140000050805100839031D66
:100130009A280034A81228170034281F0034051408
:100140000000050805100839031D0034851005104E
:04015000281300343C
:084000000F0000000F00000009A
:02400E00803FF1
:08420000AA0001000000000000B
:00000001FF
```

мент питания работает около года), все сомнения отпали. Ток потребления электродвигателя около 30 мА ($U_{\text{пит}} = 1,5 \text{ В}$), работает приблизительно 60 с в час. Для элемента типа D (емкость 17,5 А·ч) время работы больше 3,5 лет. Как и в первом варианте устройства, вместо полевого транзистора КП501А можно использовать любой п-р-п транзистор с $h_{21Э} = 400 \dots 800$, но в этом случае ток базы ($\sim 1 \text{ мА}$) во время работы электродвигателя будет разряжать литиевый элемент G1.

Исходный текст программы содержит достаточно подробные комментарии. Программа микроконтроллера состоит из подпрограмм начальной инициализации микроконтроллера и нескольких последовательно включенных счетчиков (секунды, минуты, часы). Первый счетчик вместо 60 с отсчитывает 240 «тиков» с частотой 4 Гц. Это позволяет производить периодическую программную коррекцию часов с дискретностью 0,25 с в сутки. Кроме того, «тики» используются для имитации тиканья механических часов и в формировании сигнала будильника.

Последний программный счетчик считает целые сутки и используется для проверки окончания интервала коррекции. Периодичность коррекции может быть любой в пределах 1...255 суток. Во

Таблица 2

```
ram_init ;-----
;
;-----
clrf    flags
movlw   0xFF    ; периодическая коррекция выключена
movlw   0xAA    ; периодическая коррекция разрешена
movwf   tst_corr
movlw   0x02    ; вписать здесь период коррекции в сутках (HEX)

; минимум = 0x01, максимум = 0xFF (255-десять.)
movwf   day_corr
movlw   0x00    ; вписать здесь число "тиков" (учетверенное число

; секунд) ухода за период "day_corr"(HEX), если

; часы "отстают"
movwf   tick_plus
movlw   0x03    ; вписать здесь число "тиков" (учетверенное число

; секунд) ухода за период "day_corr"(HEX), если

; часы "спешат"
movwf   tick_minus
;-----
;-----
retlw   0
```

избежание недоразумений с числами величина коррекции в программе ограничена. Максимальный уход, который можно скорректировать, равен $\pm 15 \text{ с}$ за период. Поскольку вместо счетчика секунд используется счетчик «тиков», в соответствующую ячейку нужно записать учетверенное число секунд измеренного ухода будильника. После установки флага, разрешающего периодическую коррекцию, программа ожидает середины текущей минуты (120 «тиков») и только после выполнения этого дополнительного условия производит изменение содержимого счетчика «тиков». Такая двухступенчатая процедура проводится для того, чтобы не нарушать нормальную работу счетчика «тиков» при любом разрешенном значении коррекции ($\pm 15 \text{ с}$). В отличие от [1], микропроцессорный вариант никаких «чудес» в плане настройки кварцевого генератора не продемонстрировал. Испытания показали, что часы «ушли вперед» на 9 с за 24 дня или 0,75 с за двое суток. Число «тиков», на которое нужно уменьшить счетчик один раз за двое суток, равно $0,75 \times 4 = 3$.

В исходном тексте на ассемблере и в прилагаемом HEX-файле (табл. 1) периодическая коррекция выключена. Для включения нужно в подпрограмме инициализации «ram_init» открыть строку «movlw 0xAA; периодическая коррекция разрешена» и вписать не-

обходимые данные в три следующие ячейки памяти. Фрагмент исходного текста программы с включенной коррекцией для приведенных выше конкретных цифр приведен в табл. 2.

Экономить на времени испытания не стоит. Чем больше время проверки, тем точнее результат коррекции, поскольку учитываются и усредняются суточные колебания температуры (летом это должно быть заметнее, чем во время отопительного сезона). После прошивки найденных значений в микроконтроллер обнаружить «уход» будильника в течение последующих двух месяцев не удалось. Поэтому на вынесенное в заголовок статьи наименование «хронометр» модернизированный будильник «Слава» имеет полное право.

Коды программы для микроконтроллера DD1 и исходный текст можно найти на сайте журнала по адресу <http://www.dian.ru/programs/index.html> в архиве 2005_01_Fedor.zip

ЛИТЕРАТУРА:

1. О. Федоров. Будильник «Слава» — хронометр. — Схемотехника, 2004, № 12, с. 40—42.
2. Д. Каширских. Настройка точности хода кварцевых часов. — Радио, 2003, № 2, с. 28.

Олег Федоров,
г. Москва

Генератор звуковой частоты

В литературе опубликовано большое число схем низкочастотных генераторов синусоидального сигнала, тем не менее эта тема продолжает оставаться актуальной. Генератор низкой частоты (НЧ) является одним из основных приборов измерительной техники. В то же время построить простой генератор НЧ с малым коэффициентом гармоник сложно. Современные усилители мощности имеют малые нелинейные искажения, поэтому для контроля их параметров требуются измерительные генераторы с высокой спектральной чистотой выходного напряжения. Автор предлагает относительно простой генератор НЧ с малыми нелинейными искажениями.

Проблемы, возникающие при проектировании генераторов НЧ, заключаются, в частности, в следующем. Перестраиваемый по частоте RC-генератор низкой частоты, как правило, содержит регулируемый фазовращатель и каскад автоматической регулировки усиления (АРУ). Для получения синусоидального выходного напряжения с малым содержанием гармоник желательно, чтобы при перестройке генератора коэффициент передачи регулируемого фазовращателя оставался постоянным.

На практике этого добиться трудно. Обычно в качестве фазовращателя используется мост Вина или двойной Т-образный мост, которые перестраиваются сдвоенным переменным резистором или сдвоенным конденсатором переменной емкости. Разбаланс (т. е. несинхронное изменение) сопротивлений резисторов или емкостей конденсаторов приводит к изменению коэффициента передачи фазовращателя и искажению формы выходного напряжения, т. к. каскад АРУ не может полностью компенсировать изменение коэффициента передачи фазовращателя.

Конечно, все остальные каскады генератора НЧ (кроме каскада АРУ) также должны иметь постоянный коэффициент передачи, но построить

широкополосный усилитель или фазоинвертор со стабильным коэффициентом передачи нетрудно, и здесь никаких проблем не возникает.

На рис. 1 приведена схема генератора, в котором для повышения качества выходного сигнала применены фазовращатели с постоянным коэффициентом передачи.

Генератор состоит из четырех последовательно соединенных каскадов. На операционных усилителях DA1.1 и DA1.2 выполнены два одинаковых перестраиваемых фазовращателя первого порядка [1]. На ОУ DA2.1 и VT1 построен каскад регулировки усиления, а на ОУ DA2.2 — фазоинвертор. В качестве фазовращателей используются фазовые фильтры первого порядка. Модуль коэффициента передачи такого фильтра от частоты не зависит, а создаваемый им фазовый сдвиг изменяется от 0° на низких частотах до 180° на высоких. На рабочей частоте два фазовых фильтра на DA1.1 и DA1.2 имеют общий фазовый сдвиг сигнала 180° , поэтому для обеспечения баланса фаз в генератор включен фазоинвертор на DA2.2, создающий дополнительный фазовый сдвиг 180° .

Каскад АРУ на DA2.1 работает следующим образом. При увеличении амплитуды колебаний увеличивается напряжение на C13 (рис. 1). Транзистор

VT1 запирается, что ведет к увеличению глубины отрицательной обратной связи, и усиление каскада уменьшается, амплитуда выходного напряжения стабилизируется. Примененная система стабилизации эффективно работает во всем диапазоне частот и не создает нелинейных искажений даже на самых низких частотах (в отличие от термисторов и ламп накаливания).

Если генератор собран без ошибок и из исправных деталей, то он практически не требует настройки. Нужно только при помощи подстроечного резистора R10 установить на выходе генератора амплитуду колебаний $1...1,8$ В. Для того, чтобы можно было плавно подстраивать амплитуду выходного напряжения, в качестве R10 желательно использовать многооборотный подстроечный резистор, например СП5-2. Оксидные конденсаторы C9, C11—C13 могут быть любого типа, остальные конденсаторы — металлопленочные, например, К73-5, К73-9, К73-16, К73-17 и керамические (22 пф). В качестве VT1 можно использовать транзисторы КП303 с небольшим напряжением отсечки. К157УД2 можно заменить практически любыми широкополосными операционными усилителями с низким напряжением питания и небольшим потребляемым током.

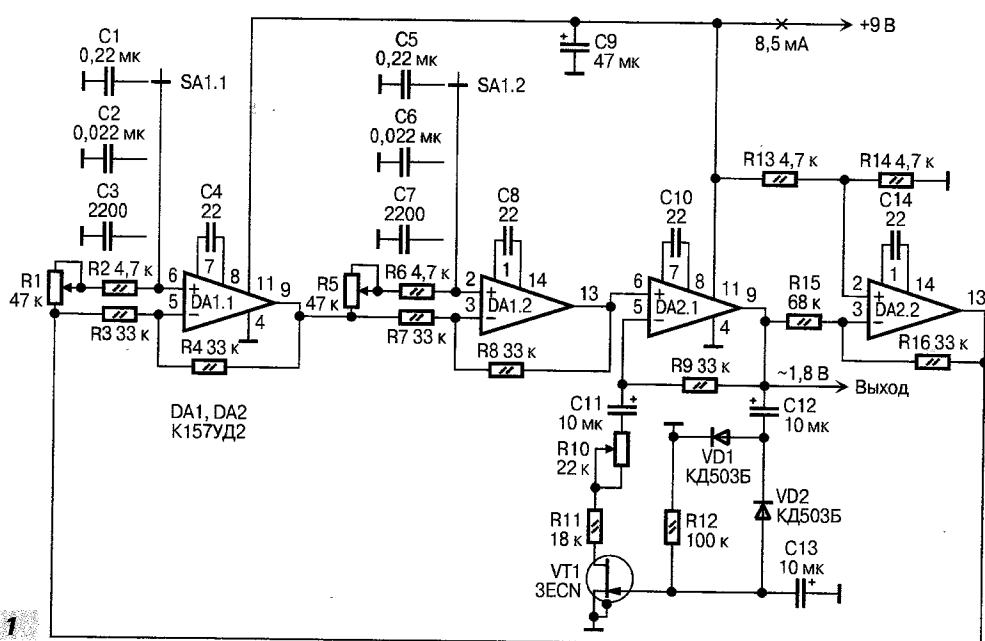
В качестве R1 и R5 желательно использовать сдвоенный переменный резистор, но это не обязательно. Можно перестраивать генератор только одним резистором R1 (или R5). При этом перестройка генератора по частоте получается более плавной, но диапазон перестройки частоты уменьшается. В генераторе может возникнуть возбуждение на частоте порядка 1 МГц. В этом случае следует увеличить емкость корректирующих конденсаторов C4, C8, C10, C14. Сильно увеличивать их емкость нежелательно, т. к. это может привести к возрастанию уровня гармоник в выходном напряжении.

При напряжении питания 9 В генератор потребляет ток 8,5 мА. Содержание гармоник в выходном напряжении не измерялось из-за отсутствия соответствующей аппаратуры. Форма напряжения контролировалась только при помощи осциллографа.

ЛИТЕРАТУРА:

1. Б. Успенский. Активные RC-фильтры. В помощь радиолюбителю. Выпуск 92, с. 65, 66.

Александр Сергеев,
г. Сасово Рязанской обл.



ПОДПИСКА — 2005

Журнал «СХЕМОТЕХНИКА»

www.dian.ru

Через каталог Агентства «Роспечать» (красный) — индекс 80724 (для РФ), 82177 (стран Балтии и СНГ).
Через Объединенный каталог «Пресса России» (зеленый) — индекс 41733.
Жители Украины могут подписаться через каталог агентства KSS (044-212-0050, 464-0220) — индекс 10540.
Жители Латвии могут подписаться через каталог агентства PKS (371-7320148).

Журнал «КОМПОНЕНТЫ и ТЕХНОЛОГИИ»

www.compitech.ru

Через каталог Агентства «Роспечать» (красный) — индекс 80743.
Через Объединенный каталог «Пресса России» (зеленый) — индекс 41734.
Жители Украины могут подписаться через каталог агентства KSS (044-212-0050, 464-0220) — индекс 10358.
Жители Латвии могут подписаться через каталог агентства PKS (371-7320148).

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

Условия подписки через редакцию:

Комплект журнала «Схемотехника» № 1—12 за 2005 г. (стоимость доставки включена) — 528 руб. (РФ)	Комплект журнала «Компоненты и Технологии» № 1—9 за 2005 г. (стоимость доставки включена) — 1080 руб.
Комплект журнала «Схемотехника» № 1—12 за 2004 г. (стоимость доставки включена) — 504 руб. (РФ)	Комплект журнала «Компоненты и Технологии» № 1—9 за 2004 г. (стоимость доставки включена) — 900 руб. (РФ)
Комплект журнала «Схемотехника» № 4—7, 10—12 за 2003 г. (стоимость доставки включена) — 475 руб. 20 коп. (РФ)	Вы можете выписать отдельные номера журнала «Компоненты и Технологии» за 2000—2004 г. (стоимость доставки включена) — 100 руб. О наличии номеров узнавайте в редакции по тел. (095) 777-1215, e-mail: podpiska@dian.ru
Вы можете выписать отдельные номера журнала «Схемотехника» за 2001—2004 г. (стоимость доставки включена) — 42 руб. О наличии номеров узнавайте в редакции по тел. (095) 777-1215, e-mail: podpiska@dian.ru	

- 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 (095) 777-1215, e-mail: podpiska@dian.ru.
- вы можете также подписаться на журнал непосредственно в редакции по адресу: г. Москва, ул. Бутырская, д. 41/47 (метро «Савеловская», во дворе д. 17, вход с торца здания) и на специализированных выставках.

НАШИ РЕКВИЗИТЫ:

ООО «ИД СКИМЕН» ИНН 7731195492 КПП 773101001
Р/с 40702810200000005646 в ОАО КБ «Национальный космический банк» г. Москва
К/с 30101810900000000278 БИК 044579278 ОКОНХ 84500, ОКПО 52744508

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

Информация о подписчике:

Название организации _____ Ф.И.О. _____

ИНН _____ КПП _____ (для организаций)

Почтовый адрес, индекс _____

Телефон/Факс _____ E-mail _____

Подписка на журнал _____ № _____ за 200__ год

346



Источники питания на микросхемах LinkSwitch-TN
Выбор ПЛИС фирмы XILINX для замены дискретных микросхем
Мостовой инвертор с ФШИМ на микросхеме UC3875
Полупроводниковые датчики температуры
Расчет трансформатора обратноходового источника
Пирозлектрический датчик в охранной сигнализации

подписные индексы

80724, 82117

41733

