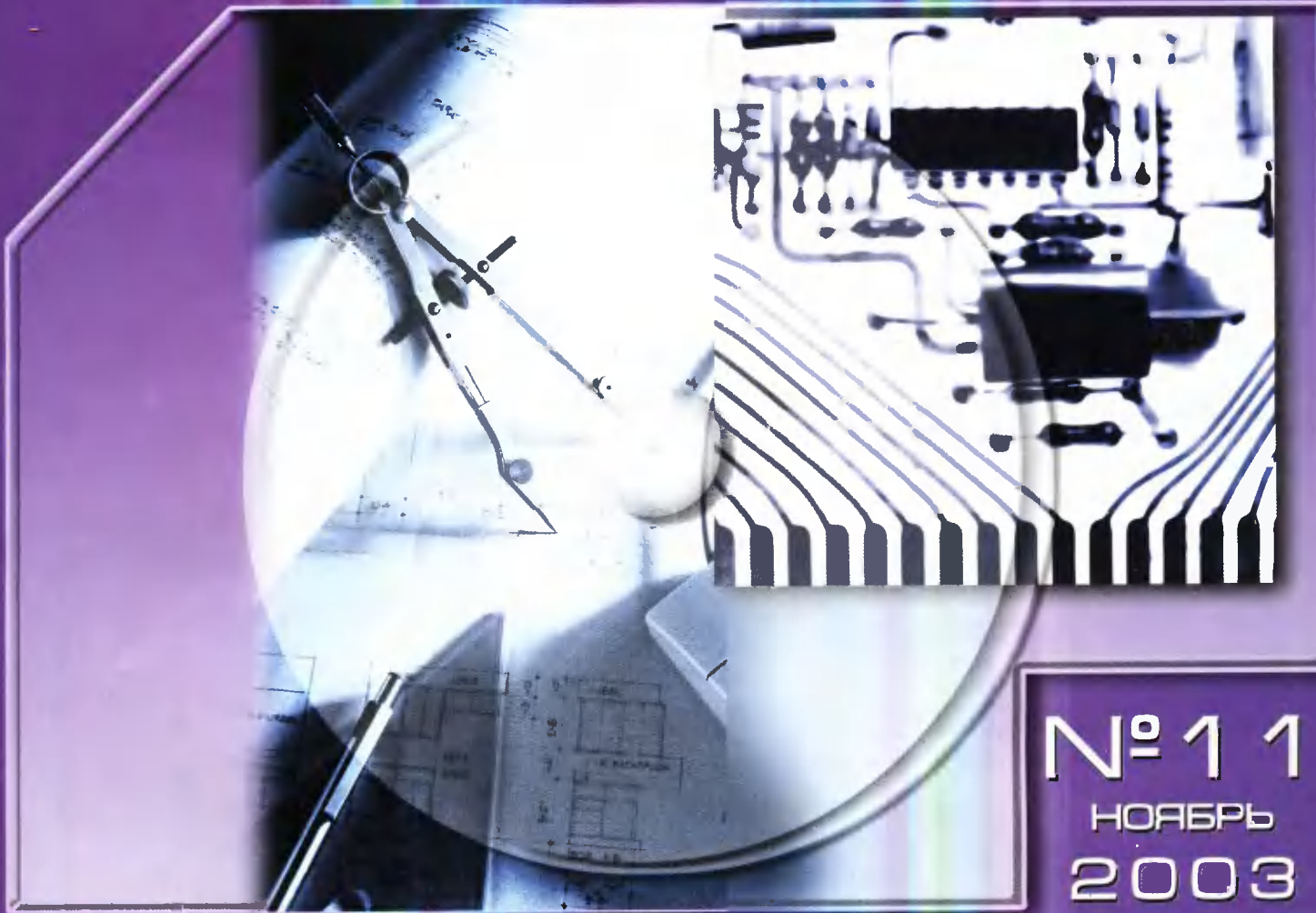


СХЕМОТЕХНИКА



№ 11
НОЯБРЬ
2003

АВТОЭЛЕКТРОНИКА

ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА

ОСНОВЫ СХЕМОТЕХНИКИ

20,5 к 1%

D1 1N4937

R2
100

C4
0,1 мк
100 В

C5
470
10

ЭЛЕКТРОНИКА В БЫТУ

подписные индексы

80724, 82117

41733

Главный редактор:

Сергей Бирюков

Редакционная коллегия:

Павел Асташкевич
Александр Фрунзе
Виктор Йовчик
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:

Москва, ул. Бутырская, д. 41/47
«ИД Скимен»
тел./факс: (095) 777-1215
Адрес для писем:
121351, Москва,
ул. Ивана Франко, д. 40, стр. 2
www.dian.ru
e-mail: editor@dian.ru

Издатель и учредитель ООО «ИД Скимен»

Отпечатано в ГУП «Чеховский
полиграфический комбинат»

Тираж 5 200 экз.
Заказ № 3237.

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

Редакция не несет ответственности
за информацию, приведенную
в рекламных материалах

За содержание статьи
и ее оригинальность несет
ответственность автор

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

Информацию о подписке см. на
последней странице журнала
Цена свободная

Содержание

Автоэлектроника

М. Майоров. Музыкальный сигнал для автомобиля **2**

Источники питания

С. Бирюков. Сетевые обратноходовые источники питания на микросхемах LinkSwitch **6**

Измерительная техника

Д. Селиванов. Высокоскоростной лазерный дальномер **10**

Просто и доступно

Г. Кардашев. Компьютерное схемотехническое моделирование электронных устройств **12**

КВ/УКВ

Ю. Ежков. Применение мощных автогенераторов в переносных устройствах радиосвязи **16**

Основы схемотехники

Г. Волович. Источники тока на операционных усилителях **19**

М. Потапчук. Управляемый ШИМ на основе микроконтролера AT90S1200 **22**

С. Алексеев. Квазисинхронный детектор **24**

О. Петраков. Циклостационарные шумы **25**

С. Шишкин. Медицинский ультразвуковой датчик воздуха **28**

Софт

А. Бутов. О повышении производительности труда при подготовке текстовых материалов **31**

Цифровая техника

О. Вальпа. Устройства USB. Концентратор USB **33**

А. Фрунзе. Еще раз об использовании ЖК-индикаторов фирмы Holtek **36**

В. Зотов. CoolRunner-II — новое поколение высокопроизводительных ПЛИС CPLD фирмы Xilinx с микромощным потреблением **38**

А. Фрунзе, А. Фрунзе. Многозадачный режим в микроконтроллерах семейства x51 **42**

Электроника в быту

М. Потапчук. ИК-барьер на микроконтроллере **44**

О. Вальпа. Автоматический корректор часов **46**

Мастер КИТ

Г. Ганичев. Новые мощные УМЗЧ класса Hi-Fi **48**

Справочный листок

О. Николайчук. Приборы iButton **51**

Информация о семинарах (с. 32, 50). Адреса магазинов, в которых можно приобрести продукцию Мастер КИТ (с. 48). Наш анонс (с. 55). Подписка-2004 (с. 56).

Музыкальный сигнал для автомобиля

Описаний музыкальных сигналов для автомобиля опубликовано немало, разнообразить этот ряд попытался автор предлагаемой статьи.

За основу сигнала был взят музыкальный звонок для квартиры, у которого был изменен алгоритм работы и добавлен усилитель мощности звуковой частоты, генератор сирены и микрофонный усилитель, что позволило получить универсальное устройство для любого вида автотранспорта. Принципиальная схема устройства приведена на рис. 1. Условно схему можно поделить на четыре блока — микрофонный усилитель, генератор спецсигнала (сирены), синтезатор музыкального сигнала, усилитель мощности звуковой частоты. Все устройство работает от бортовой сети, причем для синтезатора питание стабилизировано (микросхема DA1), для микрофонного усилителя и генератора сирены используется RC-фильтр R1C2C3, а для усилителя мощности питание поступает напрямую.

Микрофонный усилитель выполнен на транзисторе VT1, он же является активным фильтром, который обрезает нижнюю и верхнюю границы звукового диапазона, что в свою очередь исключает самовозбуждение устройства при работающем микрофоне. Рабочая частота фильтра зависит от номиналов R2, C5 и C6, причем от R2 зависит добротность и коэффициент усиления фильтра — чем меньше номинал, тем меньше добротность и больше коэффициент усиления. Изначально частота пропускаемого фильтром сигнала составляет 300...3000 Гц. В качестве микрофона можно использовать отечественный

микрофон МЭК-3 или импортный любого типа. Схема обоих вариантов гарнитуры приведена на рис. 1, верхний вариант — для МЭК-3, нижний — для импортного микрофона. При нажатии кнопки SA1 происходит подключение микрофона, усиленный транзистором VT1 сигнал, пройдя регулятор громкости на R22, попадает на вход УМЗЧ и далее в динамическую головку BA1.

При включении кнопки SA2 подается напряжение питания на генератор сирены, который представляет собой два мультивибратора. Использование транзисторов объясняется только конструктивными требованиями к габаритам — печатная плата в этом варианте уже и длиннее. При использовании микросхем плата получается шире и короче, что необоснованно увеличивает размеры самой печатной платы.

При появлении напряжения питания возбуждаются оба мультивибратора, причем частота первого регулируется резистором R6.1. Импульсы с этого мультивибратора управляют частотой второго через интегрирующую цепь R11R6.2C10, вследствие чего изменяется частота второго мультивибратора происходит очень плавно. Сигнал со второго мультивибратора поступает на регулятор громкости и далее на УМЗЧ.

Синтезатор музыкального сигнала выполнен на микросхемах DD1—DD5. Использование микросхем ТТЛ и КМОП позволило добиться минимального их числа. Генератор на DD1.1, DD1.2 оп-

ределяет исходную частоту тона, а генератор на DD1.3, DD1.4 задает скорость проигрывания музыкального фрагмента. Частота тона поступает на вход программно-управляемого делителя частоты на DD4, DD5, а коэффициент деления задается микросхемой DD3, в которую записаны наборы кодов для того или иного музыкального фрагмента. Программа прошивки DD3 приведена в табл. 1.

Кнопка SA2 служит для включения сирены и имеет фиксацию, кнопки SA3 и SA4 (SA3 — кнопка без фиксации, установлена на передней панели прибора, SA4 — кнопка штатного сигнала автомобиля, установленная на рулевом колесе) служат для подачи напряжения низкого уровня на тактовые генераторы. При поступлении первого такта на выводе 9 микросхемы DD3 появится напряжение низкого уровня и оно будет поддерживать работу генераторов в случае отпускания кнопки запуска. Как только музыкальный фрагмент закончится, на выводе 9 DD3 появится лог. 1 и запретит работу тактовых генераторов. Если кнопки SA3 или SA4 не нажаты, то музыкальный сигнал прекратится, если же нажаты, то прозвучит следующий музыкальный фрагмент. Всего музыкальных фрагментов 64, а адресное пространство поделено на четыре страницы по 16 мелодий. Выбор страницы осуществляется кнопками SA5 и SA6 (обе кнопки с фиксацией). Внутри страницы мелодия выбирается кодами со счетчика DD2.2 — с поступлением каждого стопового импульса содержимое счетчика увеличивается, тем самым переводя ППЗУ DD3 на следующую мелодию. Этот счетчик можно остановить переключателем SA7 (с фиксацией), в этом случае с каждым нажатием кнопок SA3 или SA4 будет воспроизводиться одна и та же мелодия.

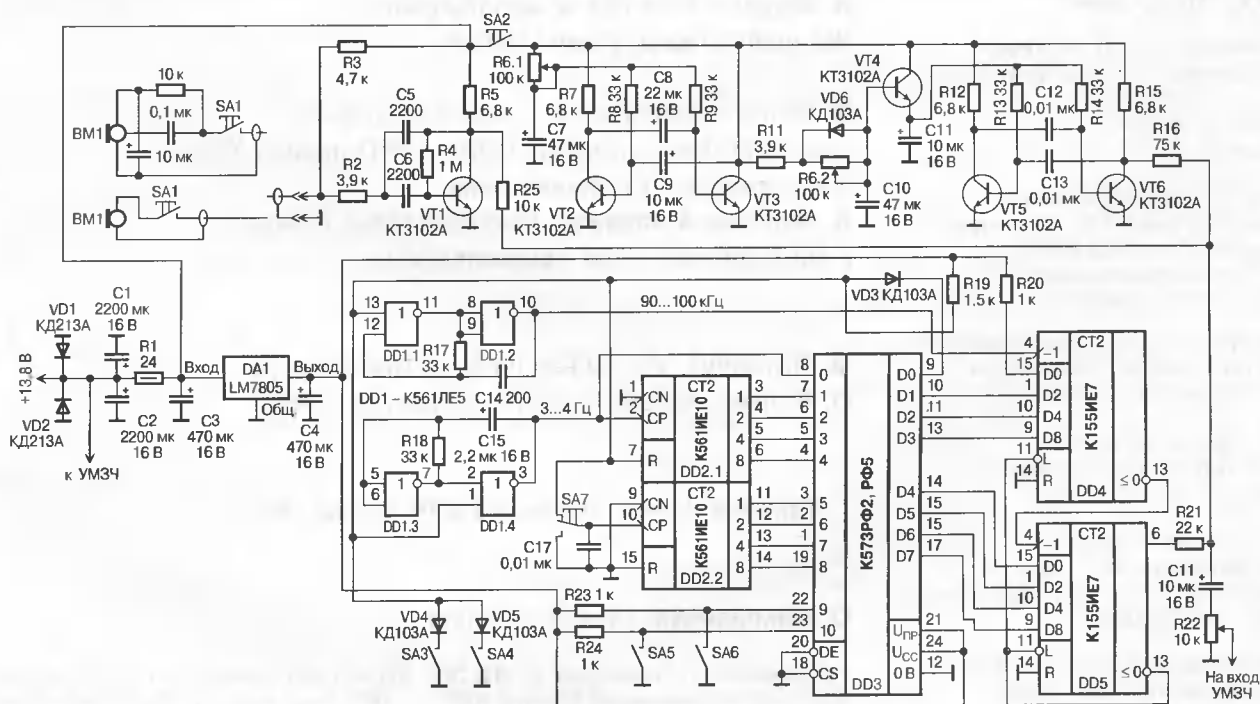


Рис. 1

Таблица 1

00000000:	01 66 00 66 66 5A 66 72 72 78 88 98 98 CA CA CA	00000400:	01 C0 60 60 60 00 60 00 60 6C 78 6C 6C 6C 6C 6C
00000010:	CA 00 CA 98 98 88 78 72 72 78 88 66 66 66 66 66	00000410:	00 00 00 C0 5A 5A 00 5A 00 5A 60 6C 60 60 60 60
00000020:	01 66 00 66 66 5A 66 72 72 78 88 98 98 CA CA 00	00000420:	01 CA B4 A0 A0 AA A0 78 78 A0 CA B4 B4 00 00 D6
00000030:	00 98 72 72 78 88 66 66 78 88 98 98 98 00 00	00000430:	CA B4 B4 C0 B4 98 98 A0 D6 CA CA 00 00 00 00 00
00000040:	01 66 66 56 5A 66 66 66 66 00 00 80 72 66 66 72	00000440:	01 C0 C0 90 90 80 80 78 78 78 78 00 00 90 80 78
00000050:	80 88 88 00 88 98 88 88 88 00 00 00 00 00 00	00000450:	78 90 80 78 78 80 78 60 60 6C B4 B4 B4 B4 00
00000060:	01 98 00 98 60 60 60 60 60 66 72 66 66 66 66	00000460:	01 90 88 90 90 D6 C0 B4 D6 90 88 90 90 C0 B4 A0
00000070:	66 66 72 78 72 72 72 72 80 80 88 88 98 98 98	00000470:	C0 90 88 90 90 C0 B4 A0 C0 90 88 90 90 90 90 90
00000080:	01 6C 00 6C 78 6C 66 5A 50 00 50 50 98 50 5A 5A	00000480:	01 90 80 78 6C 78 80 90 00 90 80 78 6C 78 80 90
00000090:	A0 6C 50 4C 78 50 4C 80 78 78 78 78 00 00 00 00	00000490:	00 90 80 78 78 78 78 6C 6C 6C 6C 78 78 80 80 00
000000A0:	01 98 98 98 A0 CA F2 F2 F2 00 00 CA CA A0 A0 88	000004A0:	01 C0 90 98 90 80 90 A0 90 A0 A0 B4 B4 00 B4 B4
000000B0:	88 98 98 98 CA A0 A0 A0 98 A0 A0 A0 A0 00 00	000004B0:	B4 00 D6 A0 AA A0 A0 D6 B4 C0 C0 C0 C0 C0 00
000000C0:	01 80 90 B4 B4 D6 00 D6 D6 B4 B4 C0 C0 00 C0	000004C0:	01 C0 00 C0 C0 90 C0 00 C0 C0 90 C0 B4 00 B4 C0
000000D0:	C0 98 98 80 80 00 80 78 78 00 78 78 78 78 78 78	000004D0:	B4 B4 B4 D6 00 D6 D6 A0 D6 00 D6 D6 A0 D6 C0 C0
000000E0:	01 5A 5A 66 66 78 72 66 66 78 72 66 66 72 78 88	000004E0:	01 88 88 00 88 90 A0 A0 D6 D6 88 80 90 A0 A0 A0
000000F0:	88 5A 00 5A 66 72 78 72 66 66 78 72 66 66 72 78	000004F0:	00 88 00 88 90 A0 A0 D6 D6 90 A0 00 A0 A0 AA AA
00000100:	01 78 72 78 78 72 90 90 72 78 72 80 80 90 AA AA	00000500:	01 F2 CA A0 CA B4 B4 CA D6 A0 A0 B4 B4 F2 F2 F2
00000110:	90 80 78 72 72 C0 C0 90 90 72 72 72 80 80 88 80	00000510:	F2 CA A0 88 00 88 78 78 88 98 A0 A0 00 00 00
00000120:	01 98 72 60 66 72 60 72 66 72 90 80 98 98 98 98	00000520:	01 D6 88 90 78 88 90 A0 00 A0 D6 88 90 78 88 90
00000130:	00 98 72 60 66 72 60 72 66 72 98 A0 AA AA AA AA	00000530:	A0 00 A0 D6 88 90 78 88 90 A0 AA A0 90 90 90 90
00000140:	01 48 44 48 4C 48 44 48 00 48 44 48 36 48 48 50	00000540:	01 B4 B4 F2 F2 B4 B4 A0 A0 88 88 98 98 A0 A0 B4
00000150:	00 50 48 50 5A 60 50 5A 00 5A 5A 60 6C 72 6C 6C	00000550:	B4 A0 A0 A0 A0 A0 A0 A0 A0 A0 00 00 00 00 00 00
00000160:	01 78 6C 60 5A 50 5A 60 60 6C 5A 5A 60 60 6C 78	00000560:	01 A0 A0 00 A0 A0 C0 C0 F2 F2 72 72 72 78 88 88
00000170:	78 90 88 78 6C 60 6C 78 78 A0 88 88 90 90 A0 B4	00000570:	78 78 88 88 88 78 88 98 98 98 98 98 00 00 00
00000180:	01 98 88 78 78 98 88 78 88 98 A0 B4 A0 98 88 A0	00000580:	01 6C 6C 78 78 88 88 90 90 90 90 A0 A0 00 00 00
00000190:	CA 98 88 78 78 98 88 78 88 98 A0 B4 88 A0 CA 98	00000590:	6C 6C 78 78 88 88 00 88 88 00 88 88 90 00 00 00
000001A0:	01 AA 80 66 56 4C 66 60 66 60 66 72 80 80 AA AA	000005A0:	01 90 88 78 5A 66 66 00 00 90 88 78 66 00 66 66
000001B0:	AA 80 72 80 88 88 AA AA AA 60 66 72 66 66 80 80	000005B0:	6C 6C 90 90 90 78 88 88 88 88 00 00 00 00 00
000001C0:	01 5A 6C 88 A0 B4 6C 78 78 B4 6C 78 78 B4 6C 88	000005C0:	01 78 6C 66 78 98 98 66 6C 6C 88 78 6C 88 A0 A0
000001D0:	88 5A 6C 88 A0 B4 6C 78 78 B4 6C 78 B4 88 88 88	000005D0:	6C 78 78 98 88 78 98 B4 78 80 78 6C B4 CA CA CA
000001E0:	01 72 48 5A 4C 56 00 56 56 72 56 60 60 6C 00 6C	000005E0:	01 88 80 88 AA 88 80 88 AA 98 88 98 98 88 88 00
000001F0:	6C 80 4C 56 56 5A 00 5A 5A 72 48 4C 4C 56 56 56	000005F0:	00 88 80 88 B4 88 80 88 B4 AA 98 AA AA CA 00
00000200:	01 5A 66 72 78 88 88 5A 66 66 78 78 78 00 00 00	00000600:	01 B4 A0 98 98 78 78 A0 A0 A0 A0 CA CA CA CA 88
00000210:	00 66 72 78 88 90 90 66 72 72 72 72 72 00 00 00	00000610:	88 88 B4 98 98 A0 A0 B4 B4 B4 B4 CA CA CA CA 00
00000220:	01 88 88 98 98 AA AA B4 B4 78 78 78 88 90 90 B4	00000620:	01 D6 D6 CA CA B4 B4 D6 D6 CA CA B4 B4 98 98 A0
00000230:	B4 72 72 72 78 88 88 88 72 CA CA CA CA CA 00	00000630:	A0 D6 D6 D6 00 D6 CA CA D6 F2 F2 00 00 00 00 00
00000240:	01 F2 A0 B4 88 88 88 98 78 00 78 78 78 78 78 78	00000640:	01 4C 00 4C 56 5A 66 66 56 4C 56 56 5A 5A 5A
00000250:	00 F2 A0 B4 88 88 88 98 72 00 72 72 72 72 72 72	00000650:	5A 5A 72 5A 5A 66 72 78 78 66 78 72 72 72 72 72
00000260:	01 B4 78 88 66 66 66 72 60 60 60 5A 50 50 50 5A	00000660:	01 98 88 78 72 72 78 78 98 72 78 98 72 72 78 78
00000270:	60 60 60 5A 50 72 78 88 98 98 98 98 98 00 00 00	00000670:	98 78 78 78 78 78 88 88 98 A0 A0 A0 A0 A0 A0 00
00000280:	01 5A 5A 50 50 50 66 72 72 72 72 72 72 66 5A	00000680:	01 F2 C0 A0 72 72 72 78 78 A0 72 78 A0 72 72 78 A0
00000290:	5A 5A 50 78 78 78 78 78 78 78 78 00 00 00 00 00	00000690:	A0 72 72 72 72 72 78 78 88 88 98 98 98 98 98
000002A0:	01 5A 00 5A 66 6C 6C 88 88 5A 5A 66 66 6C 6C 00	000006A0:	01 78 6C 66 6C 78 66 6C 78 88 6C 66 6C 78 78 00
000002B0:	88 5A 5A 66 66 6C 6C 5A 66 66 66 66 66 00 00 00	000006B0:	78 6C 66 6C 78 66 6C 78 88 6C 78 78 78 78 00 00
000002C0:	01 5A 56 56 66 5A 5A 00 5A 56 56 66 66 5A 5A 5A	000006C0:	01 90 90 90 90 B4 00 B4 A0 B4 90 90 90 90 00 00
000002D0:	72 72 78 78 78 66 66 66 66 66 00 00 00 00 00	000006D0:	90 90 90 90 6C 5A 60 6C 00 6C 88 90 A0 A0 A0
000002E0:	01 78 78 00 78 78 00 78 78 88 98 72 72 78 88 66	000006E0:	01 56 5A 56 5A 72 66 66 56 5A 5A 4C 4C 56 56 00
000002F0:	66 72 78 5A 5A 66 72 00 72 72 66 5A 50 50 50 50	000006F0:	00 56 5A 56 5A 72 66 66 56 5A 5A 72 72 66 66 66
00000300:	01 88 88 56 56 5A 5A 66 66 66 66 66 66 72 72 78	00000700:	01 A0 A0 C0 B4 B4 00 00 78 00 78 00 78 78 80 00
00000310:	78 98 98 5A 5A 66 66 72 72 72 72 72 72 72 72 78	00000710:	80 00 80 80 90 D6 C0 C0 00 00 C0 80 90 90 90 00
00000320:	01 66 00 66 66 6C 00 6C 6C 00 6C 00 6C 78 6C 66	00000720:	01 5A 5A 88 88 4C 44 56 5A 66 66 66 66 88 88 88
00000330:	78 78 00 66 00 66 66 66 6C 00 6C 78 6C 66 78 78	00000730:	88 66 66 78 78 5A 66 5A 66 88 88 88 88 88 88 00
00000340:	01 A0 A0 CA B4 A0 A0 78 80 A0 A0 A0 A0 A0 A0 00	00000740:	01 98 98 88 80 80 80 98 80 00 80 88 98 88 88 CA
00000350:	00 A0 B4 CA B4 A0 78 A0 98 88 88 88 88 88 88 00	00000750:	00 88 88 80 72 72 72 88 72 00 72 80 88 98 98 98
00000360:	01 60 60 60 6C 78 80 90 90 00 90 78 80 90 A0 90	00000760:	01 66 66 4C 4C 56 56 4C 56 60 00 60 66 72 66 66
00000370:	C0 D6 C0 C0 C0 C0 C0 C0 C0 00 00 00 00 00 00	00000770:	98 98 00 60 60 72 66 66 80 88 CA 80 88 98 98 98
00000380:	01 D6 00 D6 D6 A0 90 88 78 6C 66 66 00 66 66 66	00000780:	01 B4 98 78 78 88 98 78 78 88 00 88 88 88 88 88
00000390:	66 00 66 00 66 66 B4 A0 90 90 88 78 6C 6C 6C 6C	00000790:	00 A0 98 88 88 A0 98 B4 B4 B4 B4 B4 00 00 00 00
000003A0:	01 80 80 78 6C 6C 80 A0 A0 A0 A0 00 00 5A 5A 60	000007A0:	01 CA B4 A0 A0 AA A0 78 78 A0 CA B4 B4 00 00 00
000003B0:	60 6C 6C 78 78 6C 60 60 00 80 78 78 6C 6C 6C 00	000007B0:	00 D6 CA B4 B4 C0 B4 98 98 A0 D6 CA CA 00 00 00
000003C0:	01 CA CA C0 C0 C0 C0 78 78 80 80 90 90 90 90 C0	000007C0:	01 F2 F2 CA 98 88 88 B4 98 A0 B4 A0 88 88 98
000003D0:	C0 90 90 A0 A0 AA CA C0 C0 AA AA A0 A0 A0 A0 00	000007D0:	98 00 F2 CA B4 CA 72 78 72 5A 5A 5A A0 CA CA CA
000003E0:	01 A0 A0 A0 90 80 80 90 A0 AA C0 AA A0 90 90 D6	000007E0:	01 72 72 AA B4 B4 AA AA AA 72 72 AA B4 B4 AA AA
000003F0:	A0 A0 90 80 80 90 A0 AA C0 AA A0 90 90 00 00 00	000007F0:	AA 78 78 B4 CA CA B4 B4 B4 78 78 B4 CA CA B4 B4

После регулятора громкости звуковой сигнал подается на вход усилителя мощности. Первый вариант — типовое включение по мостовой схеме микросхемы TDA2004 (TDA2005) — приведен на рис. 2. Особое внимание здесь обратить следует на номинал резистора R7. Очень часто его приходится подбирать, поскольку при данной схеме включения на выводе 8 размах выходного сигнала несколько меньше, чем на вы-

воде 10, а резистор R7 определяет коэффициент усилителя-инвертора.

Второй вариант усилителя мощности (рис. 3) имеет автотрансформаторный выход, а использование параллельного включения выходов микросхемы позволяет получить высокую выходную мощность.

Сердечник для автотрансформатора лучше выбрать типа ПЛ, поскольку у трансформаторного железа этих сер-

дечников наименьшая толщина пластин, да и собирать его намного удобнее. Габаритная мощность используемого сердечника (на частоте 50 Гц) должна быть не менее 15 Вт, оптимально — 20 Вт. Пожалуй, следует остановиться на порядке расчета.

Выходная мощность любой микросхемы в типовом включении рассчитывается по формуле: $P = U^2/R$, где P — выходная мощность в ваттах, U — дей-

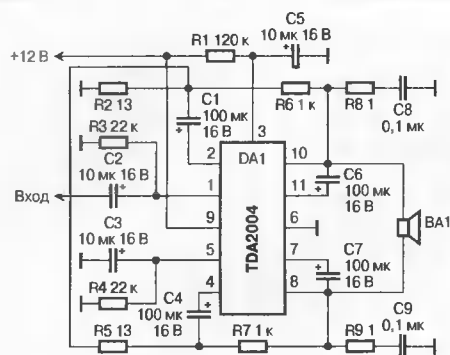


Рис. 2

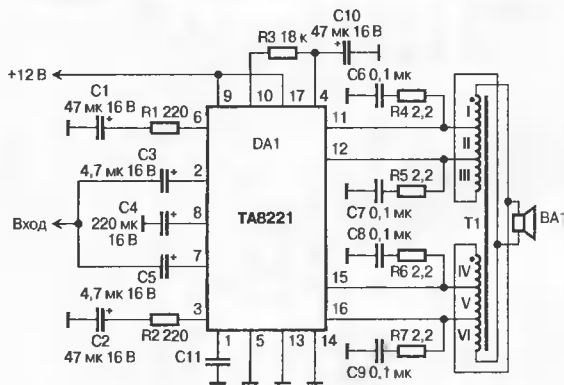


Рис. 3

ствующее значение переменного напряжения, подаваемого на нагрузку, в вольтах, а R — сопротивление нагрузки в омах. При питании микросхемы напряжением 13,2 В и мостовом включении амплитудное значение выходного сигнала будет равно напряжению питания за вычетом падения на двух выходных транзисторах, т. е. около $13,2 - 3 = 10,2$ В. Действующее значение примерно равно 0,7 от амплитудного, т. е. $10,2 \times 0,7 = 7,2$ В. На нагрузке сопротивлением 4 Ом максимально возможная выходная мощность составит: $7,2^2/4 = 13$ Вт, а при нагрузке 6 Ом — 8,7 Вт (6 Ом — это сопротивление большинства рупорных громкоговорителей). Из этих расчетов видно, что для получения большей выходной мощности требуется либо увеличить напряжение питания, либо уменьшить сопро-

тивление нагрузки. Первый вариант требует изготовления преобразователя, что довольно трудоемко, второй — переделки динамической головки, что еще труднее. Наиболее приемлемый способ повышения выходного напряжения — использовать повышающий автотрансформатор.

Для этого потребуются большая мощность микросхемы, поэтому можно воспользоваться параллельным включением ее выходных каскадов. Наиболее удобной микросхемой для этого представляется TA8221 с максимальной мощностью 30 Вт на канал, наибольшей площадью теплоотводящей пластины на корпусе (наибольшая теплоотдача на радиатор) и возможностью работать на нагрузку 2 Ом. Нестандартное включение микросхемы требует уделить особое внимание некоторым тонкостям. Во-первых, требуется при помощи цифрового прибора выбрать резисторы R1 и R2 с одинаковыми номиналами — они определяют коэффициент усиления каждого канала. Во-вторых, следует очень внимательно отнестись к изготовлению автотрансформатора T1.

Габаритная мощность автотрансформатора определяется следующим образом. Пусть требуется развить мощность 50 Вт на нагрузке 4 Ом, следовательно, подаваемое на нагрузку напряжение приблизительно должно составить $U_{эфф} = \sqrt{50 \times 4} = 14,2$ В. Поскольку выходное напряжение микросхемы равно 7,2 В, к нему нужно добавить 7 В. Выходной ток будет равен примерно $14,2/4 = 3,5$ А, следовательно, габаритная мощность выходного автотрансформатора должна быть не менее $7 \times 3,5 = 24,5$ Вт.

Повышающий автотрансформатор содержит шесть обмоток: две первичных (II и V), четыре вторичных. Следует сразу обратить внимание на технологию намотки. Обмотки II и V наматывают в два свитых провода ПЭВ-2

диаметром 0,35...0,4 мм. От катушки провода отматывают кусок 10...12 м и замеряют его активное сопротивление (желательно цифровым прибором). Показания прибора должны быть не менее 2 Ом, затем провод свивают и наматывают на каркас, желательно виток к витку, число витков следует посчитать. Обмотки I, III, IV и VI наматывают четырьмя свитыми проводами ПЭВ-2 диаметром 0,7...0,75 мм. Число витков этих обмоток определяется по формуле: $N_2 = N_1 \times U_2/U_1$, где N_2 — число витков обмоток I, III, IV и VI; N_1 — число витков намотанной обмотки II; U_2 — требуемое напряжение на каждой вторичной обмотке (3,5 В для нашего примера при сопротивлении нагрузки 4 Ом); U_1 — напряжение, подаваемое на обмотку II (в данном случае 7,2 В).

После намотки обмоток их проверяют авометром и соединяют согласно рис. 3. После сборки автотрансформатора необходимо тщательно пропитать быстросохнущей краской и дать полностью высохнуть.

В качестве BA1 можно использовать любой рупорный громкоговоритель, в том числе и такой, который устанавливался на столбах. У него следует снять задний чехол, выбить стопорную шпильку из гайки у основания «ведра» громкоговорителя и снять само «ведро». Получившаяся «дудка» легко размещается под капотом автомобиля, и, хотя звуковое давление теряется, его все равно вполне достаточно. Из любого громкоговорителя следует удалить согласующий трансформатор, и если лучшего не нашлось, его можно, перематая, использовать как выходной автотрансформатор усилителя.

Элементы устройства можно разместить на печатных платах, чертежи плат и расстановка элементов приведены на рис. 4—9.

При изготовлении устройства следует обратить внимание на то, что несколько элементов схемы на рис. 1 размещены на печатной плате усилителя мощности. Сделано это для установки греющихся элементов на единый теплоотвод. Конденсатор C2 размещен внутри кор-

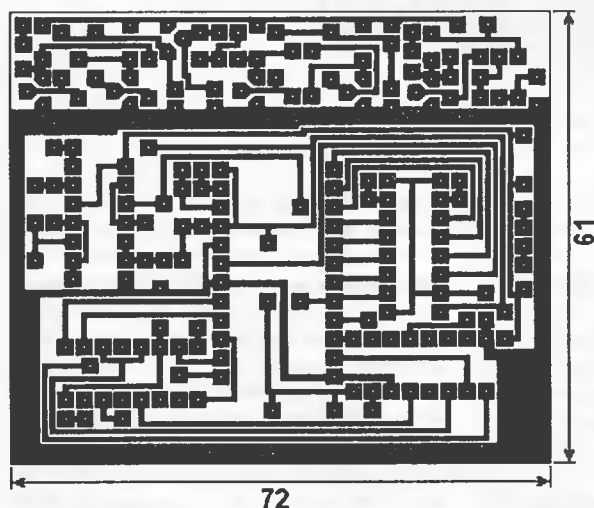


Рис. 4

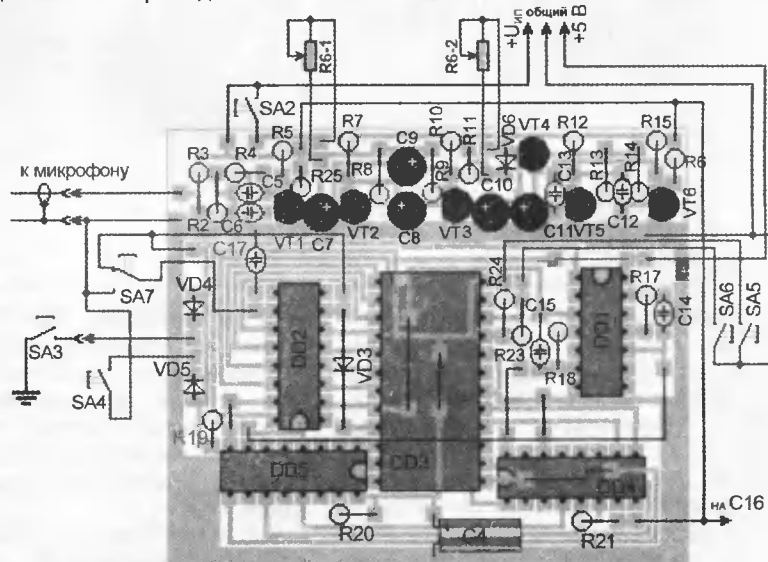


Рис. 5

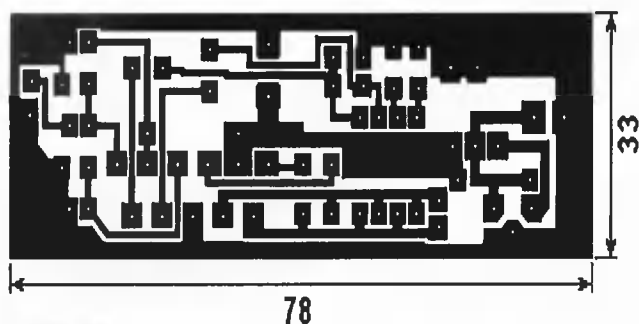


Рис. 6

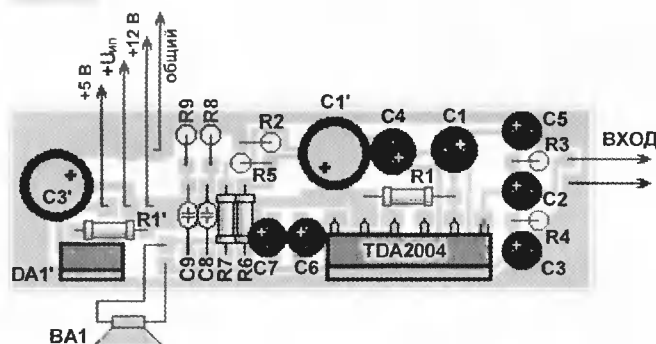


Рис. 7

пуса и только в случае использования микросхемы TA8221, конденсатор C16 устанавливался непосредственно на регулятор громкости R22. Диоды VD1, VD2 могут быть заменены на один КД2997А и служат для защиты устройства в случае переплюсовки источника питания.

Остается только добавить, что подобное схемотехническое решение усилителя мощности было использовано и для создания усилителя мощности саб-

вуфера. Усилитель показал себя с очень хорошей стороны, но потребовался сравнительно большой теплоотвод (от одного канала стационарного усилителя мощностью 30 Вт). В пике усилитель развивал до 60 Вт на нагрузку 4 Ом при габаритной мощности выходного автотрансформатора 25 Вт.

Михаил Майоров,
misham69@list.ru

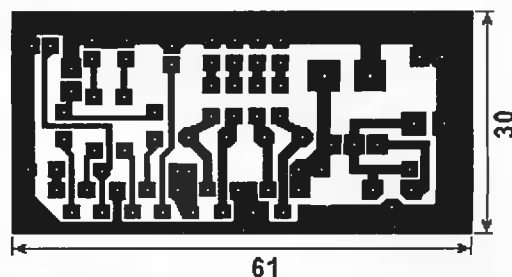


Рис. 8

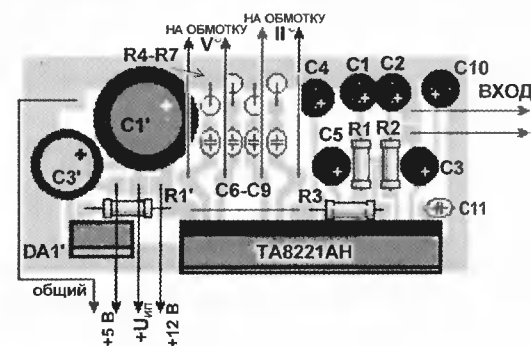


Рис. 9

От редакции. Расчет автотрансформатора, приведенный автором, гарантирует только то, что микросхема, скорее всего, не выйдет из строя, поскольку активное сопротивление нагрузки микросхемы близко к 2 Ом. Для использования данного приема в сабвуфере расчет следует произвести более аккуратно.

ARGUSSOFT

ЗАО "АГУССОФТ Компани" ДЕПАРТАМЕНТ МИКРОЭЛЕКТРОНИКИ



QuickStart™ Development System представляет собой полный комплект для отладки микроконтроллеров AduC в который входит: отладочная плата с микроконтроллером и областью для макетирования, интегрированная среда разработки ASPIRE, и модуль внутрисхемного эмулятора SPEAR



accutron upgrade kit предназначен для разработчиков, имеющих в своем распоряжении отладочную плату производства компании Analog Devices. В состав этого комплекта входит только эмулятор SPEAR



Prototyping Boards это отладочная плата с микроконтроллером и областью для макетирования размером 150 см²



accutron spear™ system **Single Pin EmulatoR** эмулятор для отладки микроконтроллеров с интерфейсом RS232. В состав поставки входит интегрированная среда разработки ASPIRE



ОФИЦИАЛЬНЫЙ
ДИСТРИБЬЮТОР:



TRACO
POWER

ANALOG
DEVICES

BOURNS

IXYS

Honeywell

tyco / Electronics

SRCD DEVICES

BRAUN
Communication GmbH



Офис в Москве:
129085, Москва,
Проспект Мира, 95
Тел.: (095) 217-2487, 217-2519
(095) 217-2505
Факс: (095) 216-6642
E-mail: components@argussoft.ru

Офис в Санкт-Петербурге:
193029, Санкт-Петербург,
ул. Бабушкина, д.3, оф. 315
Тел./факс: (812) 567-1849
E-mail: spb@argussoft.ru

Офис в Новосибирске:
630090, Новосибирск,
ул. Советская, д.65
Тел./факс: (3832) 22-40-31
E-mail: nsk@argussoft.ru

Офис в Екатеринбурге:
620219, Екатеринбург,
ул. Первомайская, д.104, оф. 206/5
Тел./факс: (3432) 78-32-42, 78-32-41
E-mail: ural@argussoft.ru

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

Сетевые обратноходовые источники питания на микросхемах LinkSwitch

Микросхемы фирмы Power Integrations (PI) для построения импульсных источников питания большой и средней мощности уже описаны в нашем журнале [1—4]. Для маломощных зарядных устройств, прежде всего для зарядки аккумуляторов сотовых телефонов, фирма PI выпускает очень интересные специализированные микросхемы серии LinkSwitch. Их описанию посвящена данная статья.

Основная особенность микросхем серии LinkSwitch заключается в реализации автоматического перехода между режимами «постоянное выходное напряжение» и «постоянный выходной ток» (CC-CU) в самой микросхеме без установки каких-либо специальных внешних элементов обратной связи и при использовании простейшего двухобмоточного трансформатора. Микросхема весьма экономична — при отсутствии нагрузки и напряжении сети 265 В ее потребление не превышает 300 мВт. Серия состоит из двух микросхем — LNK500 и LNK501. Их параметры одинаковы, лишь у микросхемы LNK500 допуск на значение стабилизируемого выходного тока в собранном преобразователе при разбросе индуктивности первичной обмотки трансформатора $\pm 10\%$ составляет $\pm 25\%$, вместо $\pm 20\%$ у LNK501. Далее мы будем рассматривать только LNK501.

Микросхемы выпускаются в корпусах двух типов — DIP8-B (LNK501P) и SMD-8B (LNK501G), цоколевка микросхем показана на рис. 1.

Структурная схема микросхемы подобна ранее рассмотренным, основные параметры приведены в табл. 1. В микросхему заложены все лучшие свойства микросхем фирмы Power Integrations — мягкий запуск, автостарт, защита от перегрузки и перегрева, снижение рабочей частоты при уменьшении нагрузки.

Типовая схема включения микросхемы приведена на рис. 2. Ее особенностью является подача напряжения обратной связи не с отдельной обмотки трансформатора, как в преобразователях на микросхемах серий TOPSwitch, а с его первичной обмотки. Это напряжение U_{OR} , пропорциональное напряжению на нагрузке, во время обратного хода заряжает конденсатор C2 через диод D1 и резистор R2 относительно малого сопротивления. Величина U_{OR} выбирается в диапазоне 40...60 В, это напряжение за вычетом напряжения на входе С микросхемы (около 5,7 В) при-

ложено к резистору R1 и определяет ток I_C по входу С.

На рис. 3 приведены зависимости текущего тока ограничения $I_{LIM\ INT}$, коэффициента заполнения D и частоты работы микросхемы f_{OSC} от тока через вход С.

При подаче на преобразователь напряжения питания конденсатор C1 начинает заряжаться через внутренний генератор тока. Когда напряжение на нем

ток ограничения $I_{LIM\ INT}$ уменьшен относительно максимально возможной величины I_{LIM} (около 254 мА) до величины порядка 158 мА и выходное напряжение возрастает с увеличением тока нагрузки. В диапазоне тока I_C от I_{CD1} до I_{DCS} ток ограничения $I_{LIM\ INT}$ плавно возрастает (верхний график на рис. 3). Эта зависимость рассчитана так, что, пока напряжение на выходе меньше стабилизируемого значения, поддерживается стабильный выходной ток. При достижении выходным напряжением заданного уровня преобразователь переходит в режим стабилизации выходного напряжения. Результирующая зависимость выходного напряжения от выходного тока проиллюстрирована на рис. 4 (кривая «Типовая характеристика без оптопары»).

Зависимость коэффициента заполнения D от тока через этот вход, определяющая зависимость выходного напряжения в режиме его стабилизации от выходного тока, не такая протяженная, как для микросхем серий TOPSwitch (см., например,

Таблица 1

Параметр	Обозн.	Значение параметра		
		Мин.	Тип.	Макс.
Рабочая частота, основной режим, кГц	f_{OSC}	38	42	46
Рабочая частота, режим пониженной частоты, кГц	$F_{OSC(LOW)}$	26	30	34
Максимальный коэффициент заполнения, %	D_{MAX}	74	77	80
Коэффициент заполнения при пониженной частоте, %	D_{LF}	2,4	3,8	5,2
Наклон кривой регулирования, %/мкА	S_D	-0,45	-0,35	-0,25
Входное сопротивление по выводу С, Ом	Z_C	60	90	120
Втекающий ток по выводу С при D = 30 %, мА	I_{DCT}	2,24	2,30	2,36
Напряжение на выводе С при D = 30 %, В	$U_{C(IDCT)}$	5,5	5,75	6
Сопротивление сток-исток во включенном состоянии, Ом	$U_C = 0$	-4,5	-3,25	-2
	$U_C = 5,5\text{ В}$	-2,3	-1,3	-0,3
Вытекающий ток по выводу С при $U_C = 0$, мА	$I_{C(CH)}$	-4,5	-3,25	-2
Вытекающий ток по выводу С при $U_C = 5,15\text{ В}$, мА		-2,3	-1,3	-0,3
Пороговое напряжение автозапуска, В	$U_{C(AR)}$	—	5,6	—
Гистерезис напряжения автозапуска, В	$U_{C(AR)HIST}$	—	0,9	—
Коэффициент заполнения при автозапуске и замкнутом выходе, %	$D_{(AR)}$	—	8	—
Частота автостарта, Гц	$F_{(AR)}$	—	300	—
Ток ограничения, мА	I_{LIM}	241	254	267
Коэффициент I^2f , А ² Гц	I^2f	2547	2710	2873
Ток ограничения при автостарте, мА	$I_{LIM(AR)}$	—	158	—
Порог выключения по температуре кристалла, °C	T_{OFF}	125	135	—
Гистерезис T_{OFF} , °C	—	—	70	—
Сопротивление сток-исток во включенном состоянии, Ом	$R_{DS(ON)}$ $T = 25\text{ °C}$	—	28	32
	$R_{DS(ON)}$ $T = 100\text{ °C}$	—	42	48
Пробивное напряжение сток-исток, В	—	700	—	—
Минимальное входное постоянное напряжение, В	U_{MIN}	36	50	—

достигнет 5,6 В, генератор тока отключается, начинает работать внутренний генератор импульсов, управляющий высоковольтным ключевым полевым транзистором. Заряд, накопленный в C1, служит для питания этого генератора.

В процессе автозапуска, пока ток I_C меньше величины I_{CD1} (около 1,06 мА),

рис. 5 в [1]), а имеет, скорее, пороговый характер — коэффициент D резко уменьшается при превышении тока I_C величины I_{DCS} . Это проиллюстрировано на среднем графике рис. 3 и укрупненно — на рис. 5. Кроме того, при дальнейшем уменьшении нагрузки, вызывающем повышение напряжения U_{OR} и, соответственно, тока I_C , происходит снижение частоты работы преобразователя от номинальной (около 42 кГц) до меньшей — около 30 кГц, что проиллюстрировано на нижнем графике рис. 3.

В режиме стабилизации напряжения микросхема так регулирует коэффициент заполнения, чтобы поддерживался стабильный ток через вывод С, примерно

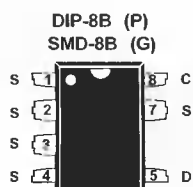


Рис. 1

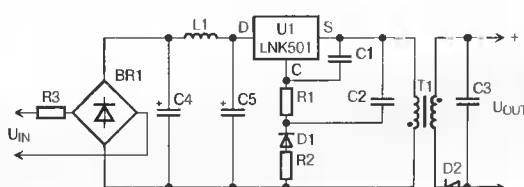


Рис. 2

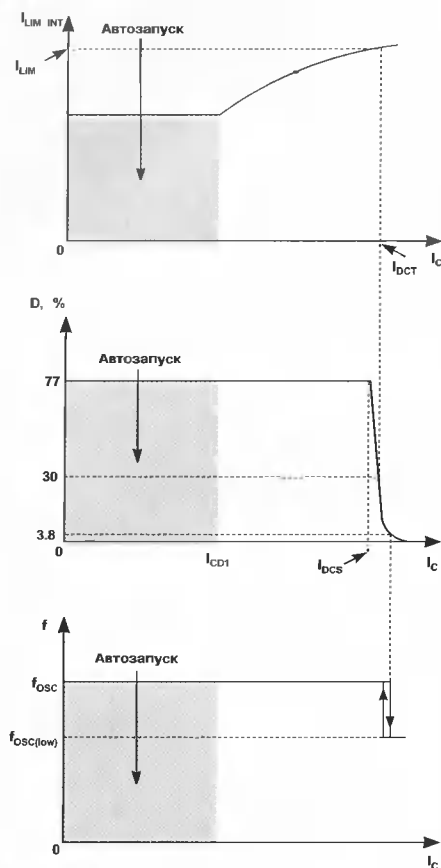


Рис. 3

равный I_{DCT} (2,3 мА $\pm$ 2,5 %). В результате поддерживается постоянное напряжение на конденсаторе C2, практически равное U_{OR} , и, следовательно, выходное напряжение. Регулировать выходное напряжение можно подстройкой резистора R1.

Выходное напряжение простейшего преобразователя по схеме на рис. 2 в режиме CU не является высокостабильным, поэтому при необходимости жесткой стабилизации его можно дополнить цепью обратной связи через оптотару, как это показано на рис. 6. Цепь стабилизации работает при этом так, как рассказано в [1] при описании рис. 13, в. Еще большей стабильности можно добиться, если цепь обратной связи выполнить в соответствии с рис. 13, г той же статьи.

Если напряжение стабилизации преобразователя по схеме на рис. 6 выбрано выше напряжения перехода CC-CU, зависимость выходного тока от выходного напряжения будет такой, как показано на рис. 4 сплошной линией («Характеристика с оптотарой»). Если же это напряжение установить меньше указанного, при переходе из режима стабилизации тока в режим стабилизации напряжения и обратно рабочая точка может двигаться по разным путям (рис. 7), не выходя, однако, за кривую максимальной мощности, показанную на рис. 7 штрихпунктиром.

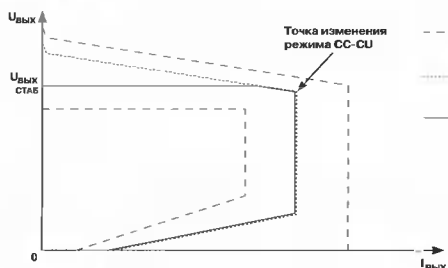


Рис. 4

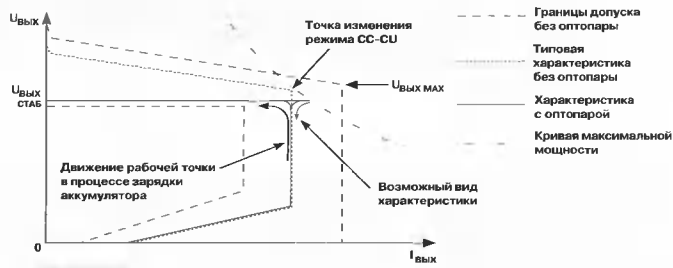


Рис. 7

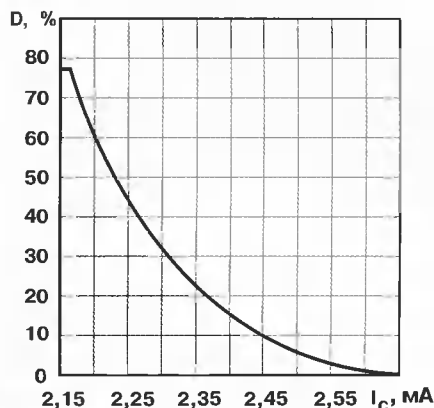


Рис. 5

Практическая схема зарядного устройства на микросхеме LNK501 приведена на рис. 8. Устройство обеспечивает номинальный ток зарядки 500 мА, номинальное напряжение 5,5 В и максимальную выходную мощность в точке изменения режима CC-CU, равную 2,75 Вт. Коэффициент полезного действия составляет около 70 % в диапазоне входного напряжения 85...265 В.

Принципиальная схема устройства соответствует рис. 2. Отметим, что резистор RF1 не только ограничивает импульс зарядного тока конденсаторов C1 и C2, но и выполняет роль предохранителя. Дроссель L1 вместе с конденсаторами C1 и C2 образует входной П-фильтр, эффек-

тивно подавляющий помехи, которые преобразователь мог бы излучать в сеть. Трансформатор T1 преобразователя намотан на Ш-образном ферритовом сердечнике EE13 с зазором. Первичная обмотка содержит 116 витков провода диаметром 0,16 мм, вторичная — 15 витков провода 0,25 мм. Индуктивность первичной обмотки составляет 2,55 мГн.

На рис. 9 приведены выходные характеристики преобразователя, снятые при напряжении сети 115 и 230 В. Сплошной линией показаны границы допуска характеристики при использовании микросхемы LNK501, штриховой — LNK500.

Расчет преобразователя на микросхеме LNK501 достаточно прост. Максимальная выходная мощность при номинальном напряжении сети 220 В не должна превышать 4 Вт. Суммарная емкость конденсаторов C1 и C2 (рис. 8) выбирается не менее выходной мощности в ваттах. Преобразователь должен работать в режиме прерывистого магнитного потока, непрерывной режим может вызвать его нестабильность. Напряжение вторичной обмотки, приведенное к первичной (U_{OR}), должно составлять, как указывалось выше, 40...60 В. При расчетах следует опираться на значение КПД преобразователя в целом, равное 70 %.

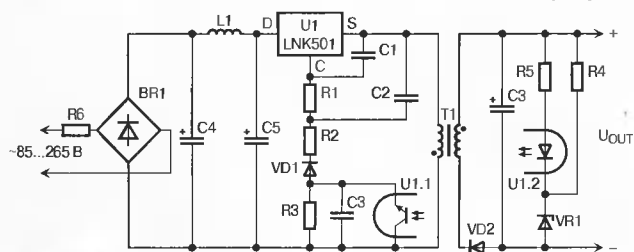


Рис. 6

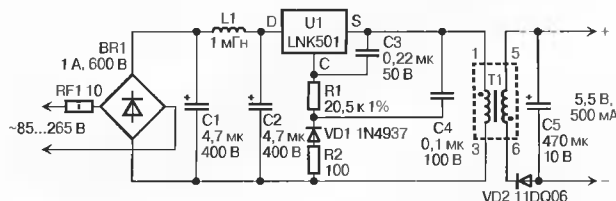


Рис. 8

$$R1 = (1,1U_{OR} - 5,8 \text{ В}) / 2,3 \text{ мА}.$$

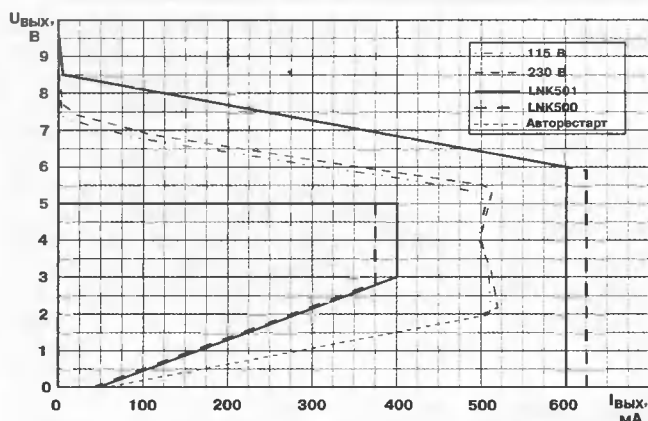


Рис. 9

Коэффициент 1,1 в этой формуле учитывает увеличение напряжения на конденсаторе C2 за счет энергии выбросов на индуктивности рассеяния трансформатора. При необходимости номинал R1 может быть уточнен при настройке устройства.

При выборе выпрямительного диода D2 вторичной цепи следует иметь в виду следующее. Коэффициент трансформации K трансформатора T1, определяемый как отношение числа витков первичной обмотки к вторичной, невелик и при $U_{OR} = 50$ В и выходном напряжении $U_{ВЫХ} = 5$ В составляет

$$K = U_{OR} / (U_{ВЫХ} + 0,7 \text{ В}) = 50 / 5,7 = 8,77,$$

где 0,7 В — ориентировочное падение напряжения на диоде D2 при выходном напряжении не более 5,5 В и использовании диода Шоттки. Если выходное напряжение превышает указанную величину, диод Шоттки неприменим, и падение напряжения в этой формуле надо заменить на значение 1,1 В.

При максимальном напряжении сети 220 В+15 % напряжение на конденсаторах C1 и C2 будет около 360 В, при прямом ходе преобразователя уменьшенное в K раз и сложенное с выходным напряжением оно будет приложено в обратной полярности к диоду D2 и составит

$$U_{OБРD2} = 360 / 8,77 + 5 = 46 \text{ В}.$$

В результате рабочее напряжение диода должно быть не менее 60 В. Желательно использование диода Шоттки, в любом случае диод должен быть быстродействующим со временем выключения не более 250 нс. Рабочий ток диода должен в четыре раза превышать выходной ток преобразователя.

Для расчета трансформатора выше определен коэффициент трансформации K, кроме того, известен ток первичной обмотки, при котором сердечник трансформатора не должен насыщаться, это максимальное значение тока ограничения микросхемы I_{LIM} , составляющее 267 мА (см. табл. 1). Остается найти индуктивность первичной обмотки L1.

Для ее расчета следует иметь в виду следующее. В преобразователе, работающем с прерывистым магнитным потоком, мощность, передаваемая во вторичную цепь, определяется по следующей формуле:

$$P_{ВЫХ} = 0,5 \eta L1 I_{LIM}^2 f_{OSC},$$

где η — коэффициент полезного действия без учета потерь во входных цепях и микросхеме, его можно принять равным 0,8. Поэтому

$$L1 = \frac{2P_{ВЫХ}}{\eta I_{LIM}^2 f_{OSC}}.$$

В эту формулу следует подставить максимальную выходную мощность преобразователя (мощность в точке переключения режима CC-CU) и номинальные табличные значения I_{LIM} и f_{OSC} . Для упрощения в табл. 1 приведено значение коэффициента ηf , которое можно подставить в знаменатель. Если в формулу для расчета L1 подставить известные величины, получим следующее соотношение:

$$L1(\text{мГн}) = 0,92 P_{ВЫХ}(\text{Вт}).$$

По значениям L1, I_{LIMMAX} и K можно рассчитать трансформатор, в этом поможет статья [5].

При разработке печатной платы преобразователя на микросхеме LNK501 можно воспользоваться рекомендуемым вариантом разводки, приведенном на рис. 10 (вид со стороны установочных элементов). Широкая минусовая шина входного напряжения разделяет первичную и вторичную цепи и служит своеобразным экраном. Печатный проводник, соединяющий выводы истока S с другими элементами преобразователя, находится под максимальным высокочастотным напряжением, поэтому его протяженность должна быть минимальной. В то же время его площадь должна обеспечивать рассеяние выделяемой микросхемой мощности. Конденсатор CY1 соединяет минусовые проводники первичной и вторичной цепей по высокой частоте, а также уменьшает уровень излучаемых помех.

В преобразователе по схеме на рис. 6 для его нормальной работы сумма сопротивлений резисторов R1 и R3 должна быть равна сопротивлению резистора R1 на схеме на рис. 2, например, сопротивление каждого из них может быть равно половине сопротивления R1. Конденсаторы C2 и C3 на рис. 6 должны обеспечивать тот же коэффициент деления на частоте преобразования, что и резисторы R1 и R3, в частности, при равных сопротивлениях резисторов R1

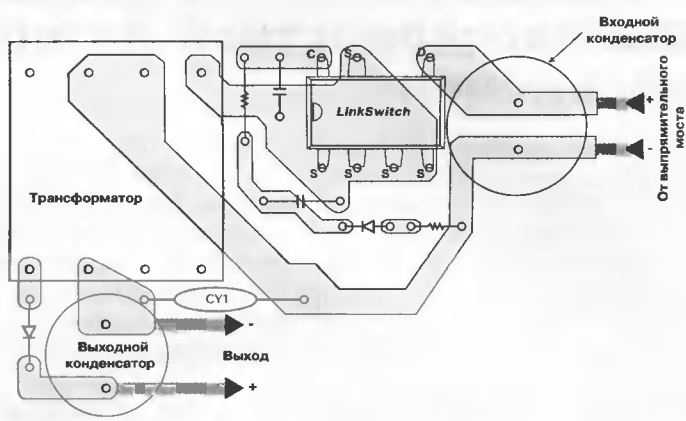


Рис. 10

и R3 емкости конденсаторов C2 и C3 тоже должны быть равны и их емкость может быть равна емкости C2 на рис. 2.

Если не требуется минимального потребления от сети в режиме холостого хода, от микросхемы LNK501 можно получить большую выходную мощность за счет повышения напряжения U_{OR} . Например, при $U_{OR} = 70$ В выходная мощность может составлять 5 Вт. Это также позволит снизить требуемое обратное напряжение диода вторичной цепи. Следует, однако, помнить, что характер зависимости выходного тока от напряжения в режиме CC несколько меняется при изменении U_{OR} .

На микросхеме LNK501 можно собирать преобразователи, работающие при входном постоянном напряжении 36 В и менее, при этом снижается выходной вытекающий ток по выводу C, что влияет на задержку запуска, частоту попыток автозапуска и некоторые другие параметры.

Более подробные сведения о микросхемах LinkSwitch можно найти на сайте фирмы Power Integrations [6], порядок расчета, обеспечивающий учет многих факторов и более точные результаты — в руководстве [7]. На том же сайте приведены описания нескольких устройств на описанных микросхемах (документы DI-18, DI-19, DI-59).

Сергей Бирюков,
editor@ dian.ru

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. — Схемотехника, 2003, № 1, с. 6—11, № 2, с. 6—8.
4. С. Бирюков. Сетевые обратноходовые источники питания на микросхемах TinySwitch-II. — Схемотехника, 2002, № 12, с. 8—12.
5. С. Бирюков. Дроссели для импульсных источников питания на ферритовых кольцах. — Схемотехника, 2002, № 6, с. 4—7.
6. LNK501 LinkSwitch Family. Energy Efficient, CV/CC Switcher for Very Low Cost Chargers and Adapters. <http://www.powerint.com>.
7. LinkSwitch Design Guide. Application Note AN-35. <http://www.powerint.com>.

Высокоскоростной лазерный дальномер

Лазерные датчики дальности находят широкое применение в современных промышленных и бытовых конструкциях. Они постепенно вытесняют другие измерители, а в некоторых случаях оказываются незаменимы благодаря высокой точности при отсутствии непосредственного контакта. В данной статье рассказывается о датчике с аналоговой фотоприемной линейкой. Реализованный алгоритм позволяет с высокой скоростью проводить измерения дальности до движущихся объектов.

Технические характеристики дальномера:

- метод измерений — триангуляционный;
- диапазон измерений определяется конструкцией измерительной головки;
- точность — 256 точек в диапазоне;
- быстродействие — более 500 измерений/с (>5000 при использовании внешнего АЦП);
- компенсация фонового света;
- источник света — лазерный диод 5 мВт;
- выход данных — UART 115200 бод.

Триангуляционный метод применяется там, где необходимо высокоточное измерение дальности в пределах от нескольких миллиметров до нескольких метров.

Триангуляционный метод построен на геометрии треугольника. Если известно положение точек А и В, углы α и β , то можно однозначно определить положение точки С. Отраженный луч с объектом линзой фокусируется в яркую точку на фотоприемнике, которая определяет положение объекта. Пояснение этого метода приведено на рис. 1.

Минимальная и максимальная дальности измерения определяются углом α , эффективной длиной фотоприемника и его расположением относительно точки А.

В качестве источника света можно использовать светоизлучающий диод (LED) или лазерный диод, в качестве фотоприемника — прибор с зарядовой связью (CCD), матрицу фотодиодов или позиционно-чувствительный детектор (PSD).

Существуют различные методы определения позиции падающего света. Широко применяются либо матрицы диск-

ретных детекторов малых размеров, либо многоэлементные датчики типа ПЗС (прибор с зарядовой связью). В отличие от них позиционно-чувствительный детектор (PSD) представляет собой монолитный детектор без дискретных элементов, в котором используется поверхностное сопротивление фотодиода для получения непрерывной (не дискретной) информации о положении светового потока на его поверхности.

Достоинства PSD:

- высокая точность позиционирования (до 0,1 %);
- широкий спектр принимаемого сигнала;
- высокое быстродействие;
- детектирует одновременно интенсивность света и центр масс светового пятна;
- высокая надежность.

На рис. 2 представлена упрощенная модель позиционно-чувствительного детектора PSD.

PSD преобразует падающий свет в электрический ток как обычный фотодиод (рис. 3). Активная поверхность работает как однородное сопротивление так, что ток каждого из анодов зависит от того, в какую точку на поверхности падает свет. Если предположить, что на поверхность анода падает только один хорошо сфокусированный луч, то внутреннее сопротивление образует делитель тока I_p на две компоненты I_1 и I_2 . Если пятно находится в центре, то токи одинаковы. Если пятно перемещается, то меняется соотношение токов и положение луча может быть рассчитано по формуле

$$x = \frac{I_1 - I_2}{I_1 + I_2} \cdot \frac{L}{2} \quad \left(-\frac{L}{2} \leq x \leq \frac{L}{2}\right), \quad (1)$$

где L — длина активной поверхности PSD (обычно для одномерных датчиков ~80 % от полной длины области анода).

Часто приходится сталкиваться с задачами, в которых на фотоприемник наряду с отраженным лазерным лучом попадает фоновый свет, который по интенсивности может превосходить полезный сигнал и, смещая центр масс, вносить большую ошибку в измерения. Для уменьшения влияния фоновой засветки применяют оптические фильтры, ослабляющие интенсивность света с длиной волны, отличной от длины волны используемого лазера.

Для полной компенсации фонового излучения пригодна следующая схема измерения: токи I_1 и I_2 измеряются при выключенном лазере, после включения лазера измеряются I_1' и I_2' . Координату центра масс пятна отраженного лазерного луча можно найти по формуле:

$$x = \frac{(I_1' - I_1) - (I_2' - I_2) \cdot \frac{L}{2}}{(I_1' - I_1) + (I_2' - I_2) \cdot \frac{L}{2}} \cdot \frac{\Delta I_1 - \Delta I_2 \cdot \frac{L}{2}}{\Delta I_1 + \Delta I_2 \cdot \frac{L}{2}}. \quad (2)$$

Фоновое излучение не остается постоянным, поэтому уровень фона измеряется и компенсируется при каждом измерении.

Подробную информацию о физическом принципе функционирования PSD и параметрах можно найти в [1—3, 5, 7]. Со сравнением достоинств и недостатков PSD и ПЗС можно познакомиться в [1, 4]. На сайте фирмы-производителя Sitek Electro Optics размещен учебник [6], подробно описывающий процесс выбора геометрии и оптики приемников PSD.

В данной конструкции предполагалось значительно повысить скорость измерения по сравнению с аналогами за счет разработки и применения специального алгоритма.

На выходе устройства требуется получить цифровой код, пропорциональный координате луча на фотоприемнике (1).

В датчике должно компенсироваться фоновое освещение. Для синхронизации работы устройства, расчетов, хранения и передачи результатов используется микроконтроллер AT90S8535. Математические вычисления лучше проводить в цифровом виде, т. к. неидеальность аналоговых сумматоров и делителей вносит дополнительные искажения в результат. В данной модели используется встроенный в микроконтроллер 10-разрядный АЦП. Для прецизионных дальномеров целесообразно выбрать специализированную микросхему АЦП. Диапазон измерений разбивается на 256 отрезков, таким образом, на выходе приемника по интерфейсу UART одним байтом пере-

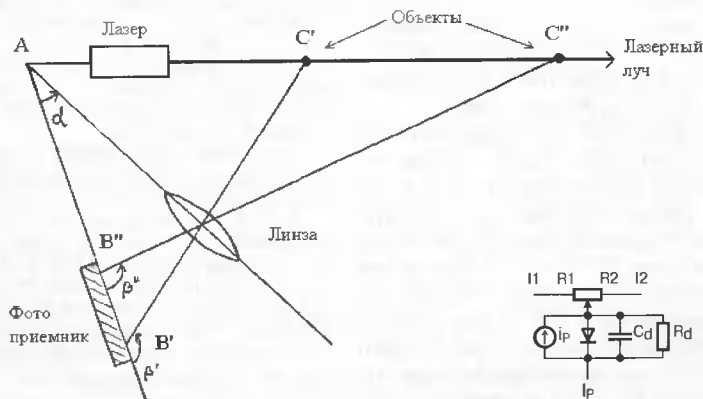


Рис. 1

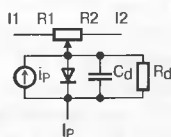


Рис. 2

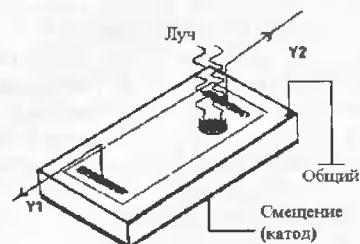


Рис. 3

дается информация о дальности.

Сигнал, поступающий с преобразователя ток-напряжения на АЦП, может меняться в широком диапазоне. Он зависит от способности облучаемого объекта рассеивать свет и дальности. Уменьшить разрядность АЦП позволяет предварительная компенсация фоновый уровень в сигнале. Для этого сигнал, измеренный при выключенном лазере (уровень фона), предварительно вычитается из смеси сигнала и фона; полученная разность оцифровывается. Также для этой цели применяется тракт с переключаемым коэффициентом усиления.

Структурная схема приемника состоит из следующих элементов: PSD, преобразователи ток-напряжения для каждого канала, цепь компенсации фона, АРУ, АЦП, микроконтроллер, узел управления лазером.

Требуемую разрядность АЦП можно легко рассчитать, если известны пределы изменения сигнала фона и полезного сигнала. При опытной проверке в нашем случае применялась аналоговая линейка PSD фирмы Hamamatsu типа S3932, лазер мощностью 5 мВт. На выходе преобразователя ток-напряжения сигнал фона изменялся в пределах от 0 до 5 В, полезный сигнал — 20...400 мВ. В соответствии с этим были выбраны две ступени АРУ с коэффициентами усиления 12,5 и 25, опорное напряжение АЦП равно 5 В.

Время измерения увеличивается за счет затрат на установку компенсации постоянного уровня и установку АРУ, поэтому применяется алгоритм слежения за параметром. Суть алгоритма заключается в том, чтобы коррекцию компенсируемого уровня фона и коэффициента усиления АРУ производить только при выходе их за определенные границы, а не в каждом измерении. Для этого удобно:

- оцифровывать сумму напряжений двух каналов;
- выставлять коэффициент АРУ так, чтобы суммарный сигнал представлялся более чем 256 отсчетами АЦП;
- измерять сигнал одного из анодов PSD и рассчитывать результат по формуле:

$$x = \frac{\Delta I_1}{\Delta I_1 + \Delta I_2};$$

- производить запоминание смещения нуля для двух и одного из каналов раздельно (применить два коммутируемых цифровых потенциометра);
- использовать АРУ из двух ступеней с перекрытием по диапазонам, что позволит реже переключать его в режиме слежения.

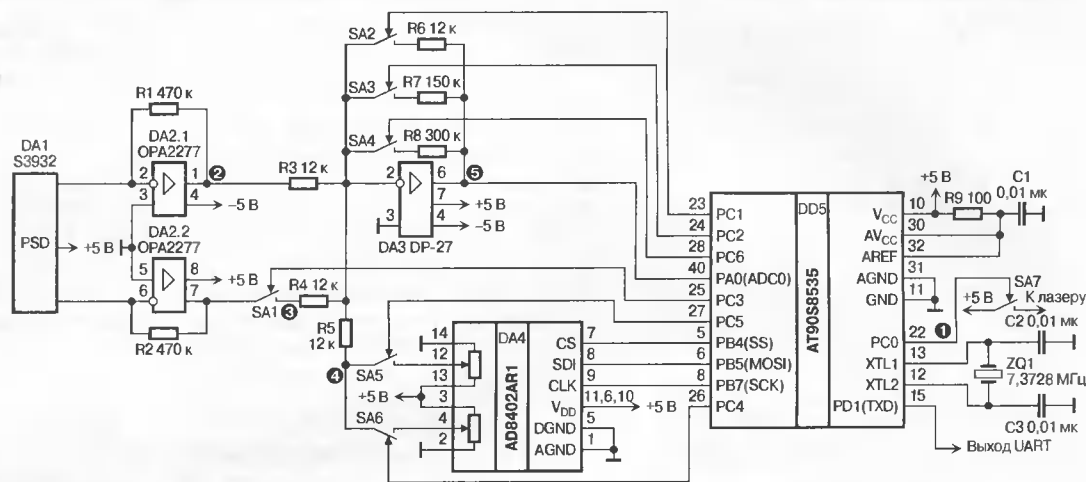
Методика расчета геометрических параметров оптической системы фото-

приемника приводится в [6]. Исходными параметрами являются минимальная и максимальная дальности измерений, длина активной части фотоприемника PSD, требуемая точность. Используя простые формулы можно сопоставить минимальную точность измерения дальности и число точек на линейке.

На рис. 4 представлена принципиальная схема датчика.

Источник сигнала — аналоговая фотоприемная линейка DA1 S3932. Для того, чтобы выходной код увеличивался с увеличением расстояния, верхний по схеме выход линейки должен соответствовать ближайшей к лазеру области анода. На ОУ DA2 собран преобразователь ток-напряжения для каждого из каналов. Лучшее располагать преобразователь в непосредственной близости от линейки и экранировать сигнальные цепи. ОУ DA3 выполняет функции измерения сигнала одного канала или суммы сигналов, компенсации фона, обеспечения различных коэффициентов усиления (АРУ). Напряжение компенсации фона генерирует делитель на цифровом потенциометре DA4 AD8402AR1. Управление всем устройством (ключами, драйвером лазера, цифровым потенциометром), расчет дальности и передачу данных в персональный компьютер осуществляет микроконтроллер DD5. В устройстве используются быстродействующие двунаправленные двуполярные ключи MAX392 (четыре ключа в корпусе). Для надежной работы может потребоваться подключить управляющие выводы ключей на общий провод через резисторы порядка 51 кОм. Драйвер лазера в простейшем случае представляет собой стабилизатор тока. Роль источника излучения может играть и обычная лазерная указка. Для резисторов R1, R2 (а также R3, R4, R5, R6) важно не столько их абсолютное значение, сколько совпадение номиналов. Резисторы R7, R8 подбираются в соответствии с динамическим диапазоном входного сигнала, обязательным условием (при данной программе микроконтроллера) является их отношение 1:2. Для упрощения на рис. 4 не показаны RC-цепи, фильтрующие напряжение питания операционных усилителей, условно изображены ключи.

Рис. 4



К персональному компьютеру датчик подключается через преобразователь (например, на микросхеме ADM202) к COM-порту.

Для микроконтроллера была написана программа. Микроконтроллер не содержит встроенных инструкций для умножения и деления операндов. Тем не менее, программное деление гораздо эффективнее передачи в персональный компьютер числителя и знаменателя. Симуляция в AVR Studio 4 показала, что программа деления выполняется примерно за 100 тактов. При тактовой частоте 7,3728 МГц выполнение одного цикла вычисления дальности занимает 13,8 мкс. При этом передача одного байта данных в ПК при скорости 115200 бод требует порядка 70 мкс. Числитель и знаменатель — двухбайтные, результат — однобайтный.

Проверить работоспособность датчика можно, сравнив осциллограммы в контрольных точках (рис. 4) и теоретические (рис. 5). В качестве контрольных точек выбраны: 1 — сигнал управления лазерным диодом; 2 — сигнал одного из каналов после преобразования ток-напряжения; 3 — коммутируемый сигнал второго канала; 4 — сигнал компен-

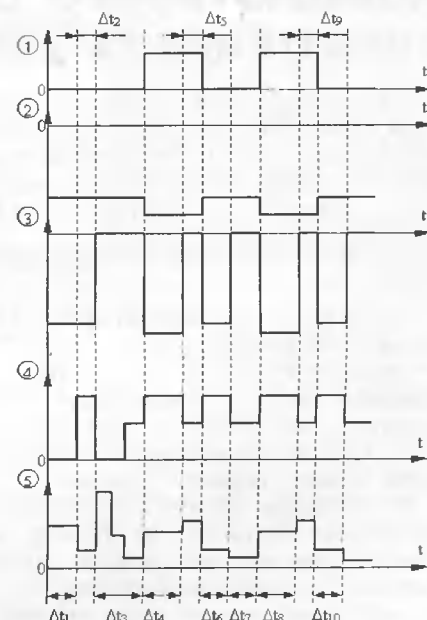


Рис. 5

сации фона; 5 — выходной сигнал цепей аналоговой обработки.

На рис. 5 показан качественный вид осциллограмм в контрольных точках при входе системы в режим слежения с момента включения. Работу можно описать, разбив ее на характерные промежутки Δt_1 — Δt_{10} следующим образом:

Δt_1 : в момент включения в т. 5 получаем большой сигнал суммы фоновой засветки от двух каналов т. 2 и т. 3, т. к. начальная компенсация в цифровом потенциометре равна 0 (т. 4);

Δt_2 : фон измеряется и появляется сигнал компенсации фона (т. 4). Коэффициент АРУ устанавливается равным 25 и измеряется остаточный некомпенсированный сигнал в т. 5;

Δt_3 : отключается второй канал (т. 3), один канал (т. 2) компенсируется и измеряется (т. 5);

Δt_4 : включается пазер (т. 1) и на выходе (т. 5) получаем сигнал суммы каналов (коэффициент усиления $K_y = 12,5$) с частично компенсированным фоном (т. 4). Если этот сигнал больше 1,25 В, то K_y для одного канала равен 12,5. Если напряжение находится в диапазоне 0,675 В < U < 1,25 В (как на рис. 6), то $K_y = 25$. Если $U < 0,675$ В, то цикл измерений повторяется, а результат в ПК не передается;

Δt_5 : измеряется один канал (т. 2) с компенсацией (т. 4) и K_y , установленным согласно предыдущему результату (т. 5). В данном примере (рис. 6) $K_y = 25$, и сигнал от одного канала может превышать сигнал суммы, получаемый с усилением 12,5;

$\Delta t_{6,7}$: в эти моменты времени измеряется остаточный сигнал фона, кото-

рый практически не изменился с момента предыдущего цикла измерений;

$\Delta t_8, 9$: производится измерение сигналов, характеризующих дальность до объекта, которые практически не изменились с момента предыдущего цикла измерений.

Таким образом на рис. 5 представлены два цикла:

- первый цикл ($\Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3 + \Delta t_4 + \Delta t_5$) определяет максимальное время одного измерения (резко изменился фон и дальность), он соответствует также первому измерению после включения питания;
- второй цикл ($\Delta t_6 + \Delta t_7 + \Delta t_8 + \Delta t_9$) определяет минимальное время одного измерения (незначительные изменения фона и дальности), он соответствует наиболее вероятному режиму работы.

Быстродействие датчика, таким образом, определяется временем преобразования внутреннего АЦП микроконтроллера. Время одного измерения оказывается порядка 1 мс (согласуется с опытными данными). В этом случае можно без ущерба снизить скорость UART до 9600 бод. Если применять хороший внешний АЦП, то алгоритм позволяет уменьшить время одного измерения вплоть до 70 мкс, т. е. времени передачи одного байта по UART 115200.

При испытании датчика выяснилось, что показания устойчивы, не зависят от уровня фона и поверхности. Согласно расчетам возможный разброс кода дальности из-за паспортной нестабильности АЦП (два младших разряда) составляет до 15 единиц. Опыт показал, что эта величина не превышает восьми единиц и может быть снижена простым программным усреднением по соседним десяти точкам до двух единиц.

Файл прошивки микроконтроллера представлен на сайте журнала по адресу <http://www.dian.ru/programs/index.html> в архиве 2003_11_Seliv.

Коэффициенты передачи сильно зависят от разброса номиналов элементов, что может приводить к недокомпенсации или перекомпенсации фона и, как следствие, к срыву слежения датчика в некотором диапазоне фоновой освещенности. Эта проблема в настоящее время решается программным способом.

Денис Селиванов,
deimos_ku@uraltc.ru

Литература

1. D. Floreano. A distance measurement sensor based on laser triangulation. http://dmtwww.epfl.ch/isr/east/student_projects/baer/docs/Rapport_final_edition_bw.pdf.
2. PSD (Position sensitive detector). Hamamatsu Photonics. Japan 2002. <http://usa.hamamatsu.com/hcpdf/catsandguides/Psd.pdf>.
3. Photodiode characteristics. UDT Sensors Inc. http://www.udt.com/pdf/pd_char.pdf.
4. PSD Vs CCD. On-Trak Photonics, Inc. <http://www.on-trak.com/appnote2.html>.
5. <http://www-cdr.stanford.edu/MADEFAT/catalogs/hamamatsu/psd-principle.html>.
6. http://www.sitek.se/the_psd_school.htm.
7. Position-sensitive devices and sensor system for optical tracking and displacement sensing application. Anssi Mäkinen. Oulu University Library, 2000. <http://herkules.oulu.fi/isbn9514257804/isbn9514257804.pdf>.

просто и доступно

(Продолжение. Начало — № 5/2003)

Компьютерное схемотехническое моделирование электронных устройств

Предыдущие статьи касались, в основном, вопросов моделирования схемотехники простейших пассивных цепей средствами программ Electronics Workbench (EWB) и Micro-Cap (MC). Ниже рассматривается моделирование аналоговых сигналов и их прохождение через RC-цепи.

Моделирование сигналов во временной области

По образному выражению одного из основоположников теории электрических сетей (цепей) Г. Крона они состоят из двух структур, а не одной: «здесь присутствует одновременно «мертвая» подлежащая материальная сеть,... на которую накладываются два вида «живых» параметров...». Этими параметрами, «оживляющими» «мертвые» цепи и схемы, служат напряжения и токи.

В электронике различают напряжения и токи, задающие режимы работы цепей (как правило, это постоянные величины) и электрические сигналы, зависящие от времени и несущие определенную информацию.

Аналоговые электрические сигналы в отличие от дискретных (в том числе и цифровых) представляют в виде напряжений и токов, значения которых определены в любой

момент времени. Сам термин «аналоговый» перешел в электронику по наследству от аналоговых электронных машин. Эти сигналы непрерывно отображают порождающие их физические процессы: они являются их прямыми аналогами.

Среди аналоговых сигналов по ряду причин особое место занимают синусоидальные (гармонические) сигналы. Во-первых, многие природные процессы подчиняются гармоническим законам. Во-вторых, любые негармонические сигналы можно представить определенной совокупностью элементарных гармоник. В третьих, характеристики гармонического сигнала — амплитуда, фаза и частота — являются емкими и простыми информационными параметрами. В четвертых, гармонические сигналы удобны в технической реализации при их генерации, передаче, приеме и обработке.

Кроме того, синусоидально изменяющиеся напряжения и токи, так называемые переменные, составляют основу электротехники.

Программы EWB и MC предоставляют пользователю богатый инструментальный для моделирования сигналов и поведения цепей.

Открыв в программе EWB группу Source (источники) , можно выбрать в ней пиктограммы  AC Voltage Source (источник переменного напряжения) и  AC Current Source (источник переменного тока). Эти источники допускают необходимую установку параметров (амплитуды, частоты и начальной фазы). Здесь же имеется генератор однополярных прямоугольных импульсов, выбираемый по пиктограмме  Clock (тактовый генератор), для которого можно задать максимальное напряжение, частоту повторения импульсов и выраженный в процентах коэффициент заполнения (Duty cycle), равный отношению длительности импульса к периоду их повторения. Кроме того, в группе  Instruments (инструменты) находится специальный функциональный генератор (Function Generator), который выбирается по пиктограмме . Этот генератор позволяет создавать как гармонические сигналы, так и периодические последовательности знакопеременных треугольных и униполярных прямоугольных импульсов с различными характеристиками. В зависимости от того, какие характеристики сигналов подлежат измерениям, в программе EWB используются различные приборы. Для измерения действующих значений синусоидальных напряжений и токов вольтметры и амперметры устанавливают в режим измерения на переменном токе Mode AC (Alternate Current). Эти же величины можно измерить универсальным мультиметром, нажав на кнопку  и соответственно на кнопку  или  на изображении его развернутой пицевой панели.

Совет (EWB). Не забывайте переустанавливать род тока виртуальных измерительных приборов: постоянного DC (по умолчанию) на переменный AC. Помните, что приборы регистрируют действующие значения переменного напряжения и тока, которое в $\sqrt{2}$ раз меньше амплитудных значений, задаваемых на генераторах.

Основным прибором, с помощью которого исследуют сигналы, безусловно, является осциллоскоп (Oscilloscope), имеющий специальную пиктограмму  в группе инструментов.

В русскоязычной научно-технической лексике более распространены термин «осциллограф», который обычно считается синонимом «осциллоскопу». Хотя, как не трудно догадаться из латинско-греческого состава этих слов (oscillum — колебание, graphō — пишу и scoreō — смотрю), между ними есть различие. Когда-то существовали механические осциллографы с записью колебаний на фотобумагу или фотопленку, которые осциллоскопами уж никак не назовешь. Теперь же компьютер, соединенный с принтером дает возможность и «скопию» и «графию» одновременно. Поэтому будем пользоваться обоими терминами.

Рассмотрим поведение RC-цепей как пример исследования сигналов. Соберем в программе EWB схему Г-образного четырехполюсника, поставив в его продольную ветвь конденсатор $C = 1$ нФ, а в поперечную резистор — $R = 1$ кОм. Получаем дифференцирующую цепь (рис. 63). Луч А осциллоскопа соединим с выходом генератора прямоугольных колебаний, а луч В — с выходом четырехпо-

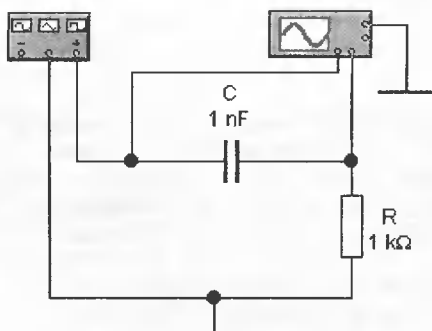


Рис. 63

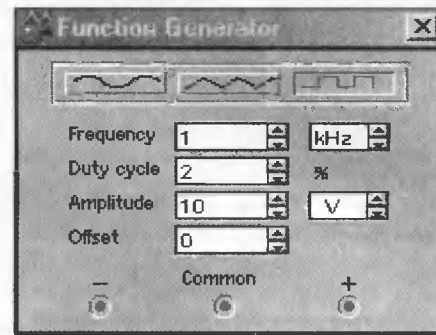


Рис. 64

люсника. Постоянная времени T в секундах для RC-цепи равна $T = RC$, где R надо взять в омах, а C — в фарадах. В приводимом примере $T = 1000 \text{ Ом} \times 1 \times 10^{-9} \text{ Ф} = 1 \times 10^{-6} \text{ с} = 1 \text{ мкс}$. Установим период повторения импульсов на панели генератора (рис. 64) и длительность импульсов $T_{\text{имп}}$ (зависящую от коэффициента заполнения) так, чтобы они были много больше постоянной времени RC-цепи. В конкретном примере выбрана частота 1 кГц, следовательно, период повторения как величина обратная составит 0,001 с или 1 мс. Тогда, при коэффициенте заполнения в 2 % получим $T_{\text{имп}} = 0,02 \text{ мс} = 20 \text{ мкс}$.

Для удобного наблюдения импульса на экране осциллоскопа (рис. 65) выбираем длительность горизонтальной развертки (Time base) 5 мкс на одно (большое) деление шкалы

Time base

5.00us/div

Начало развертки смещаем на 1,16 деления установкой

X position 1.16

Чувствительность вертикальной развертки по каналам выбираем 10 В/дел, согласуя с величиной максимального напряжения на генераторе 10 В.

Поскольку в тексте изображение черно-белое и никаких дополнительных меток нет, то для того, чтобы лучи А и В не сливались, раздвигаем их установкой положения по оси Y (Y position) вверх на 1,20 и вниз на -1,20 соответственно.

Совет (EWB). При проведении моделирования на компьютере удобно раскрасить цвета лучей осциллограмм, выбрав соответствующие цвета для проводников, подводящих сигналы к соответствующим каналам.

Делаем также установки Y/T, Auto и AC (рис. 65). Наконец, для наблюдения одного кадра, войдя в Analysis и далее Analysis Option и Instrument, устанавливаем Pause after each screen (пауза после каждого кадра). Включаем моделирование. Из характера осциллограмм (рис. 65) видно, что прямоугольные входные импульсы превращаются на выходе

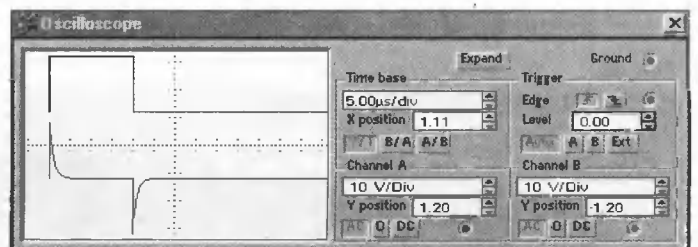


Рис. 65

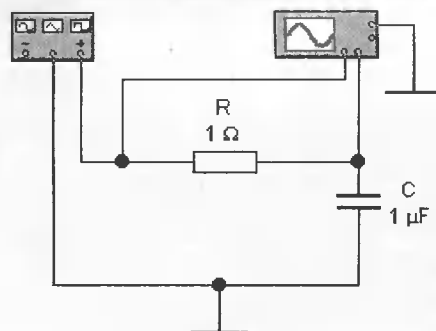


Рис. 66

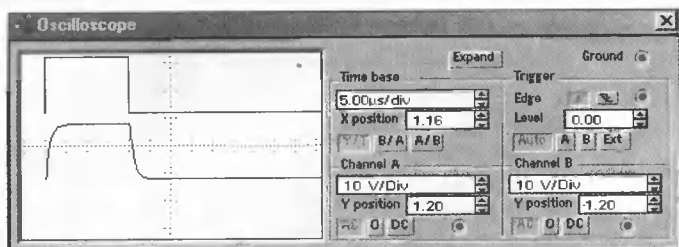


Рис. 67

в остроконечные, спадающие по экспоненте. При точном дифференцировании этих экспоненциальных «хвостов» не должно быть, должны быть импульсы в виде «линий-иглол».

Величина выходного напряжения приблизительно равна производной от входного напряжения по времени, если постоянная времени цепи $T = RC$ меньше длительности импульсов $T_{имп}$.

Поменяв R и C местами, при $RC > T_{имп}$ получаем интегрирующую цепь: выходное напряжение пропорционально интегралу по времени от входного напряжения (рис. 66). Не меняя установок генератора и осциллооскопа, получаем характерную картину приближенного интегрирования импульса (рис. 67).

В программе MC источники сигналов находятся применением последовательности команд: Component (компонент) > Analog Primitives (аналоговые компоненты) > Waveform Sources (источники сигналов). Далее в этом последнем выпавшем меню выбираются в зависимости от конкретной задачи: Pulse Sources (источник импульсного напряжения), Sine Sources (источник синусоидального напряжения) и другие. Здесь также имеется возможность задавать источники сигналов сложной формы с помощью набора по специальным правилам математических выражений.

Для моделирования поведения дифференцирующей RC-цепи в программе MC выбираем импульсный источник E1 (рис. 68) и устанавливаем его параметры в окне свойств (рис. 69). Дополнительные нижние окошки, показанные на этом рисунке, появляются после нажатия на клавишу редактирования **Edit**.

Значения параметров таковы: VZERO = 0 — начальное напряжение в вольтах, VONE = 10 — напряжение плоской вершины импульса в вольтах, P1 = 10 — начало фронта импуль-

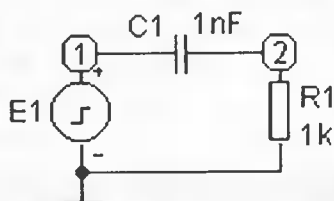


Рис. 68

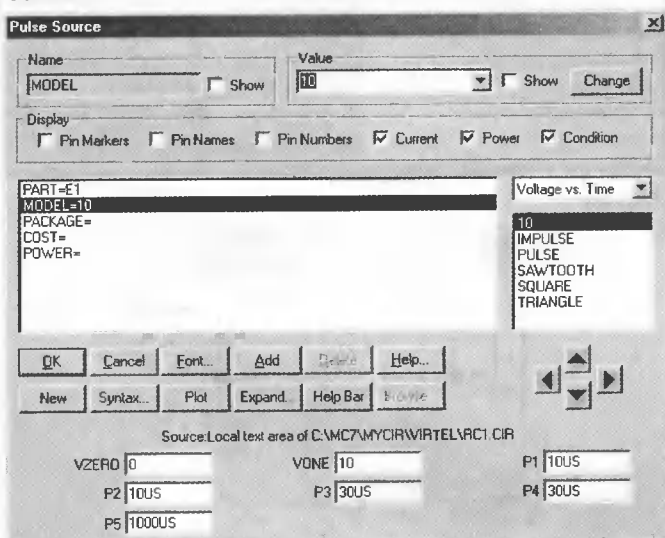


Рис. 69

са в микросекундах (US, us или u), P2 = 10 US — начало плоской вершины импульса, P3 = 30 US — конец плоской вершины импульса, P4 = 30 US — конец спада импульса до уровня VZERO, P5 = 1000 US — период повторения импульсов. Для задаваемой последовательности времен должны выполняться очевидные неравенства: $P5 \geq P4 \geq P3 \geq P2 \geq P1$. Если в левом нижнем углу основного рабочего окна программы нажать на кнопку **Text**, то рядом возникает кнопка текст **Text**, нажатие на которую в свою очередь приводит к появлению текстовой директивы модели, в данном случае:

.MODEL 1 PUL (VONE=10 P1=10us P2=10us P3=30us P4=30us P5=1000us).

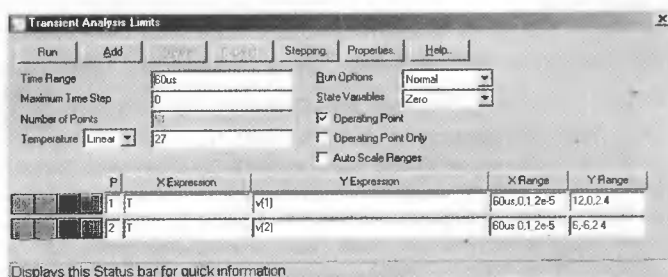


Рис. 70

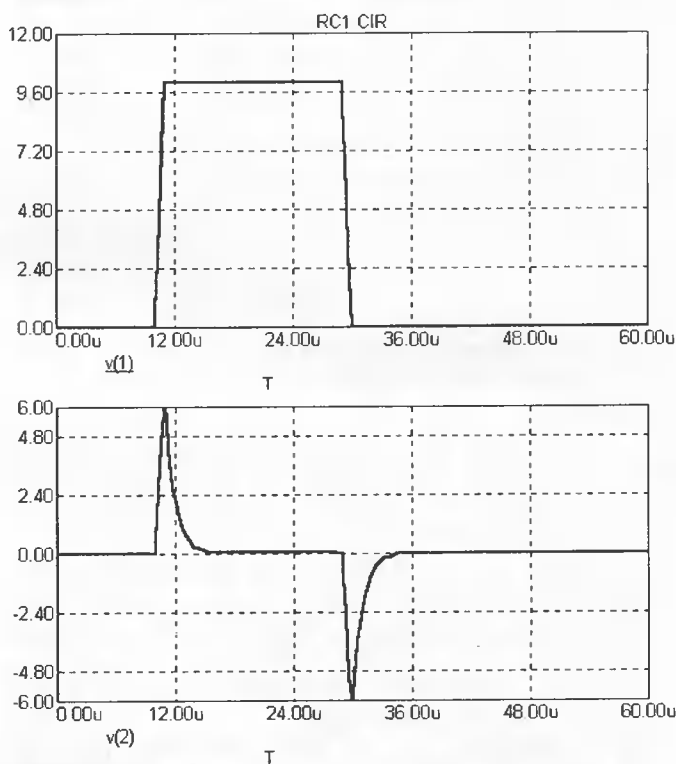


Рис. 71

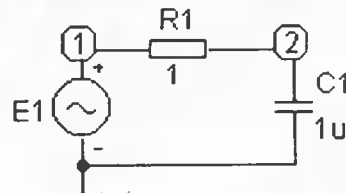


Рис. 72

В этом окне также можно проводить редактирование параметров. Для того чтобы вернуться в режим редактирования схем, надо нажать на кнопку **Page 1** (страница 1).

Совет (MC). Еще раз обратите внимание на то, что в качестве приставки, служащей для образования одной миллионной доли, то есть микро, в этой программе используются латинские буквы прописная U или строчная u.

Помещаем на рабочее поле конденсатор C1 = 1 пФ и резистор R1 = 1 кОм. Ориентируем и размещаем выбранные элементы необходимым образом. Подключаем заземление

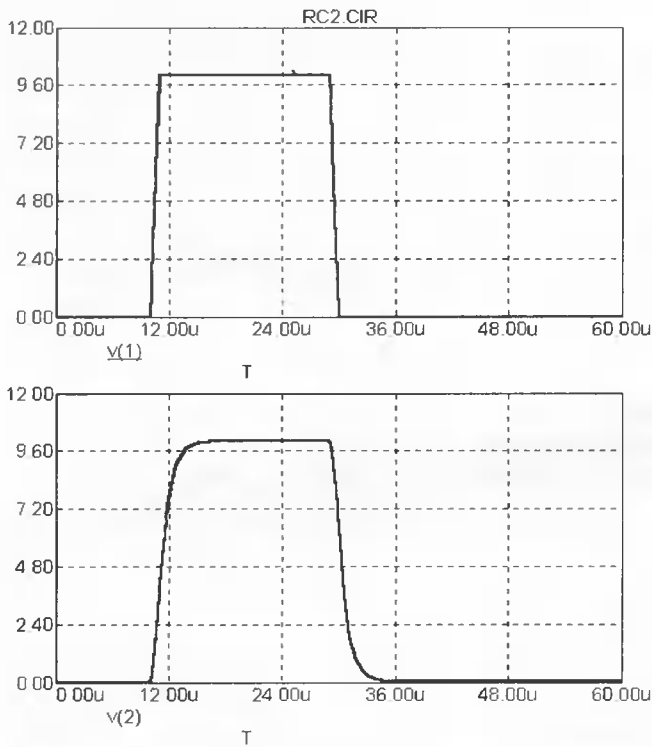


Рис. 73

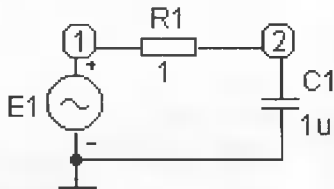


Рис. 74

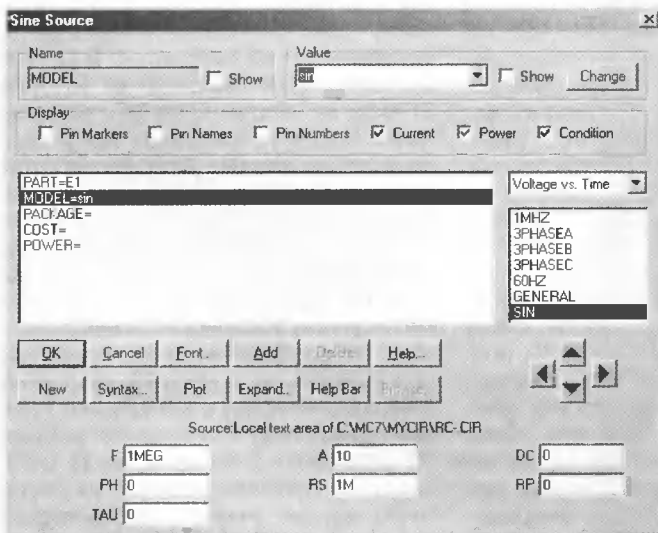


Рис. 75

(в программе MC обязательно) и устанавливаем нумерацию узлов (рис. 68). Вызываем окно Transient моделирования переходных процессов (рис. 70) и делаем в нем установки на моделирование.

Включаем моделирование и получаем осциллограммы (см. рис. 71), совпадающие по виду с осциллограммами на рис. 65.

Поменяв R и C местами, получаем интегрирующую RC-цепь (рис. 72). Проведя ее моделирование аналогично предыдущему, получаем осциллограммы (рис. 73), подобные рис. 67.

Заменим в схеме генератор прямоугольных импульсов на гармонический (рис. 74) и зададим его параметры в соответствии с рис. 75, а параметры моделирования процесса — по рис. 76.

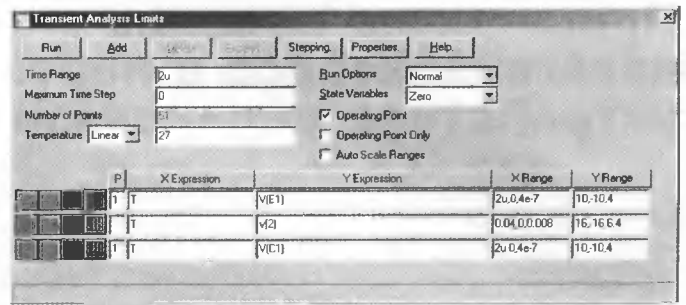


Рис. 76

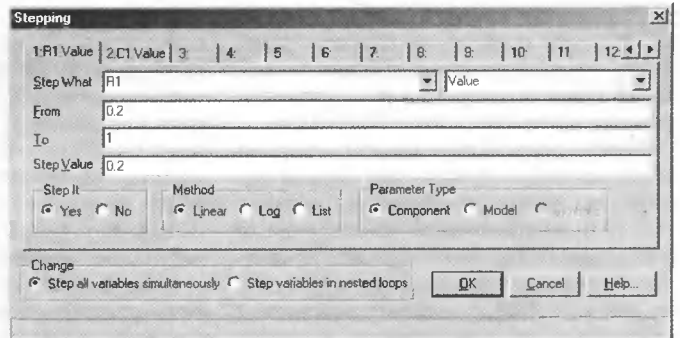


Рис. 77

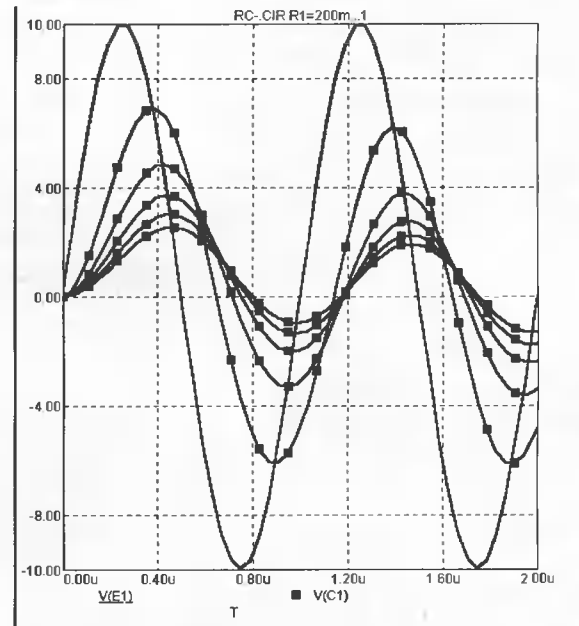


Рис. 78

В этом окне нажмем на кнопку Stepping и войдем в окно выбора режим моделирования с пошаговой вариацией параметра (рис. 77). Зададим изменение величины R1 от 0,2 до 1 Ом и наблюдаем за изменением сигнала в зависимости от величины сопротивления (рис. 78).

Совет (MC). При проведении моделирования на компьютере удобно раскрасить осциллограммы, выбрав соответствующие цвета при установке режимов моделирования или специально войдя в режим редактирования графиков.

Продолжение следует

Генрих Кардашев,
Gkardashev@Yandex.ru

Применение мощных автогенераторов в переносных устройствах радиосвязи

В статье описаны схемы одно- и двухтранзисторных автогенераторов с частотой от 1,3 до 110 МГц, имеющих выходную мощность от 0,2 до 20 Вт и КПД от 45 до 65 %, в том числе схемы генераторов с кварцевой стабилизацией. Рассмотрены вопросы, связанные с управлением частотой автогенераторов, имеющих повышенную выходную мощность.

В связи с широким распространением переносных и портативных средств радиосвязи и передачи данных возникают две проблемы.

Первая проблема — миниатюризация и удешевление РЭА — заставляет искать при низких напряжениях питания (3...12 В) простые технические решения без ущерба для качественных показателей режима передачи, прежде всего таких, как КПД и уровни паразитных гармонических излучений.

Вторая проблема — существенное паразитное шумовое излучение радиопередающих устройств, построенных по принципу показавшего наращивания мощности. При этом относительный уровень шумового излучения возрастает с увеличением числа каскадов. В результате при использовании таких радиопередающих устройств в составе радиокомплексов или в условиях насыщенности связной РЭА, работающей на близких частотах, работа приемных устройств может нарушаться и даже полностью подавляться именно из-за эквивалентного снижения чувствительности.

Решением обеих проблем может быть использование автогенераторов с выходной мощностью порядка 1 Вт, управляемых по частоте с помощью системы ФАПЧ и работающих непосредственно на цепь согласования с антенной или на оконечный усилитель мощности. При этом выигрыш по шумовым излучениям достигается в любом случае за счет фильтрации системой ФАПЧ и составляет 30...40 дБ. Другое решение — применение кварцевой стабилизации частоты в мощных автогенераторах.

Передатчики, построенные по схеме «мощный перестраиваемый автогенератор с системой ФАПЧ» — «цепь согласования с антенной», имеют недостатки, заключающийся в возможности нарушения синхронизации колебаний опорного и перестраиваемого генераторов из-за влияния изменений импеданса в антенной цепи под воздействием внешних факторов. Чаще всего это взаимное перемещение передатчика с антенной и близко расположенных объектов.

Для радиосвязи применение мощных автогенераторов наиболее эффективно на частотах выше 20 МГц, где относительный диапазон перестройки частоты невелик даже при использовании широкополосной ЧМ. В этом диапазоне частот уровень атмосферных шумов и промышленных помех снижается, так что паразитные шумовые излучения

могут стать основным лимитирующим фактором, ограничивающим чувствительность близко расположенных приемных устройств, работающих на соседних каналах. Еще одна область использования мощных автогенераторов — передающие устройства вспомогательного назначения и активные передающие антенны, необходимые для оценки условий распространения коротких и ультракоротких радиоволн, экспериментального получения диаграмм направленности антенн и т. п.

Эквивалентный коэффициент усиления автогенератора можно оценить как отношение выходной мощности к мощности опорного сигнала, подаваемого на вход перемножителя системы ФАПЧ, т. е. 100...200 мВ на типичном входном сопротивлении 510 Ом, что соответствует мощности порядка 20...80 мкВт. Таким образом, для выходной мощности 1 Вт эквивалентный коэффициент усиления по мощности составляет 12500...50000.

В мощных автогенераторах с управляемой частотой в качестве активного элемента могут использоваться полевые (ПТ) и биполярные (БТ) транзисторы средней и большой мощности, а также составные транзисторы. ПТ обеспечивают высокое входное сопротивление, но для достижения приемлемых значений КПД требуют повышенных напряжений питания вследствие большого сопротивления канала открытого транзистора.

Мощный автогенератор на ПТ, схема которого представлена на рис. 1 [1], имеет выходную мощность 2,5 Вт на нагрузке 75 Ом. Диапазон перестройки генератора — от 30 до 80 МГц. Если транзистор КП907А заменить на транзистор КП904А, а напряжение питания увеличить до 52 В, то на частоте генерации 4 МГц можно получить выходную мощность до 20 Вт на нагрузке 36 Ом. При этом $R_3 = 9$ Ом, $L_1 = 5,5$ мкГн, $C_1 = 760$ пФ, $C_2 = 2000$ пФ, $C_4 = 500$ пФ. E_{CM} необходимо уменьшить до 1,7 В и

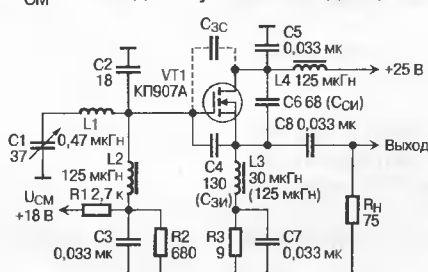


Рис. 1

ввести конденсатор $C_{3C} = 50$ пФ. В скобках указана индуктивность катушки L_3 для варианта схемы на транзисторе КП904А.

Для управления частотой мощных автогенераторов также, как и для автогенераторов малой мощности, используются элементы с управляемой реактивностью, как правило, это варикапы. Если максимальная реактивная мощность варикапа недостаточна, может быть эффективным применение синтезированных нелинейных реактивных элементов, позволяющих значительно увеличить выходную мощность автогенераторов при широких пределах перестройки частоты и достаточно линейной модуляционной характеристике. Автогенератор по трехточечной схеме с емкостной связью на транзисторе КП901А (рис. 2) обеспечивает выходную мощность 4,0...4,9 Вт на нагрузке 50 Ом при напряжении питания 30 В [2]. Частота генерируемых колебаний — 41,6 МГц, относительный диапазон перестройки — 11...15 %. Для используемого диодно-транзисторного ключа максимальная реактивная мощность нелинейного реактивного элемента ограничивается допустимым напряжением коллектор-эмиттер транзистора КТ603А.

В [3, 4] рассмотрены вопросы, связанные с разработкой мощных кварцевых генераторов. Наиболее подходящей для применения в мощных автогенераторах является схема с кварцевым резонатором в цепи обратной связи, обеспечивающая наибольшую выходную мощность при минимальной мощности, рассеиваемой на резонаторе. В [3] описан кварцевый генератор на БТ типа 2Т904А, на частоте 1,344 МГц развивающий выходную мощность 5,5 Вт при напряжении питания 70 В. На частотах порядка 30 МГц реализуемое значение выходной мощности снижалось до 1 Вт.

Гибридные составные транзисторы, включенные по схеме «общий сток-общий эмиттер», сочетают в себе высокую крутизну усиления и большое входное сопротивление, что позволяет использовать их в мощных кварцевых генераторах наряду с одиночными транзисторами [5—8]. Как правило, входной ПТ работает в режиме А, когда рабочая точка транзистора лежит на достаточно крутом участке его проходной характеристики; в свою очередь, для достижения высокого КПД выходной БТ работает с углом отсечки 70...90°. В кварцевых генераторах для повышения стабильности частоты следует снижать

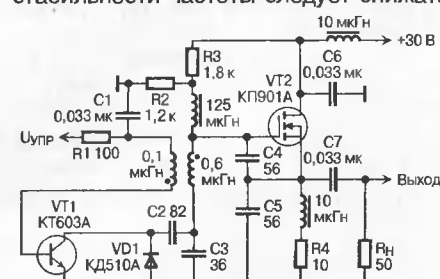


Рис. 2

уровень возбуждения кварцевого резонатора и уменьшать связь активного элемента с колебательным контуром. Схемы мощных кварцевых генераторов, представленные на рис. 3, 4, различаются режимными цепями, обеспечивающими рассасывание объемного заряда базы во время закрывания ПТ в пределах периода колебаний [5, 6]. На рис. 3 приведена схема с режимной цепью в виде дополнительного ПТ VT3 с противофазным возбуждением. В генераторе по схеме на рис. 4 режимная цепь — резистор R5. При частоте 7,14 МГц генератор обеспечивал выходную мощность 10 Вт на нагрузке 30 Ом, имея КПД около 65 %.

При напряжениях питания от 3 до 12 В более высокий КПД обеспечивают автогенераторы на БТ, при выборе которых необходимо учитывать минимальное напряжение насыщения коллектор-эмиттер. При частоте колебаний 40 МГц автогенератор обеспечивал мощность 9,7 Вт с КПД = 52 %.

На рис. 6 приведена схема автогенератора с выходной мощностью 1 Вт на нагрузке 50 Ом, работающего в диапазоне частот 50...55 МГц при КПД = 58 % [10]. Автогенератор устойчиво работает в диапазоне температур от -50 до +50 °С и не выходит из строя при изменении нагрузки от короткого замыкания до холостого хода. По аналогичной схеме на транзисторе КТ920Б был реализован автогенератор с выходной мощностью 5 Вт при напряжении питания

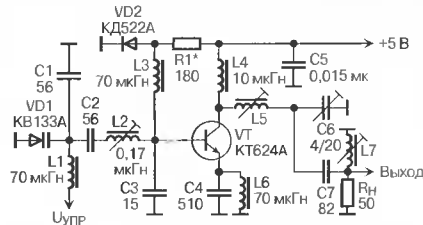


Рис. 6

10 В, работающий в том же диапазоне частот. КПД этого автогенератора несколько меньше и составляет 55 %.

Кроме того, в [10] упомянуты автогенераторы на ПТ, работающие в диапазоне частот 30...50 МГц. При использовании ПТ типа КП907А и напряжении питания 10 В была получена выходная мощность 1,0...1,2 Вт, КПД 47...52 %; для ПТ типа КП911А и напряжения питания 27 В выходная мощность составила 7...10 Вт при КПД 50...55 %.

Автогенератор (рис. 7) выполнен на кремниевом БТ средней мощности по схеме Клаппа с общим эмиттером и работает в режиме АВ [11]. Особенностью является использование в качестве цепи согласования реактивных элементов резонансного контура, образующих П-фильтр при указанном подключении нагрузки сопротивлением от 50 до 75 Ом. Резонансный контур L2C6C3C4 определяет частоту колебаний и одновременно согласует выходное и нагрузочное сопротивления. Емкость конденсатора C4 определяет коэффициент включения конту-

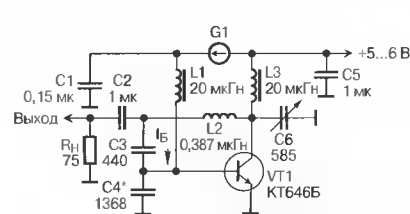


Рис. 7

ра, от которого зависит выходная мощность и КПД генератора. Его частоту удобно переставлять конденсатором C6 и/или базовым током, задаваемым соответствующим генератором G1. При выключении последнего генерация прекращается.

При указанных на схеме элементах частота генератора — около 12 МГц, КПД = 60...65 %, уровень второй гармоники -29...-32 дБ. Выходная мощность находилась в пределах 0,85...1,2 Вт и 1,2...1,6 Вт при напряжении питания 5 и 6 В соответственно. Изменение мощности при фиксированном напряжении питания обусловлено перестройкой частоты ± 1 % за счет управления током базы транзистора ($7 \pm 1,5$ мА и $8,5 \pm 2,2$ мА соответственно), при этом увеличение тока базы уменьшает частоту генерации. При повышении напряжения питания от 5 до 6 В и неизменном токе базы частота генерации увеличивалась на 1,2 %. Для компенсации этого прироста ток базы требовалось увеличить от 7 до 8,5 мА.

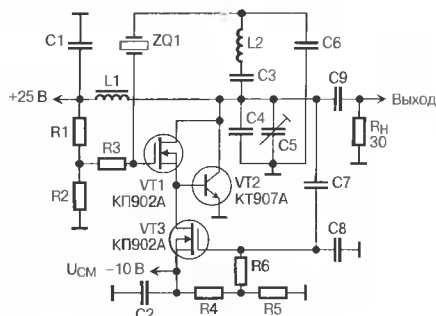


Рис. 3

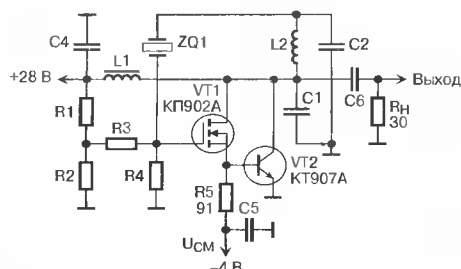


Рис. 4

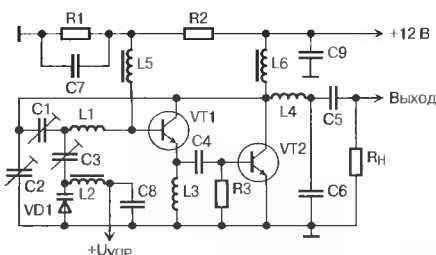


Рис. 5

Отечественные электронные комплектующие

Светодиоды* В, ВЛ, Д, ДЛ.

Силовые тиристоры* Т, ТЛ, ТО, ТС.

Модули* МТ0Т0, МТТ2.

Разъемы* ШР, СШР, 2РМ, 2РТ, 2РТТ,
ГРМ(Ш), СНП, РП, МРН, РШ, РГ, РПМ,
РС, СНО, Р, ОНЦ, СР...

Измерительные головки *

Амперметры, миллиамперметры,
микроамперметры, вольтметры,
переменного и постоянного тока.

Шунты * от 5 до 12000 Ампер - 75мВ.

Резисторы * МЛТ, С1-4, С2-23, С2-33.

Охлаждители * О-111, О-221, О-133,
О-151, О-171, О-153 и т.д.

Реле * РП-21, колодки для них.

И другие комплектующие.

А также принимаем заказы на комплектацию
другими отечественными радиодетальями.

Полный перечень в прайс-листе.

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

www.zip-2002.ru
e-mail: info@zip-2002.ru

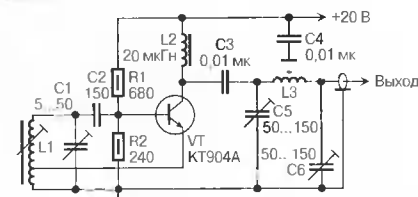


Рис. 8

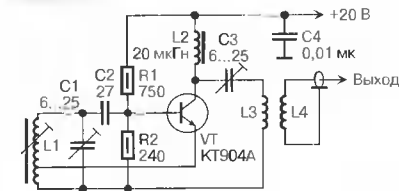


Рис. 9

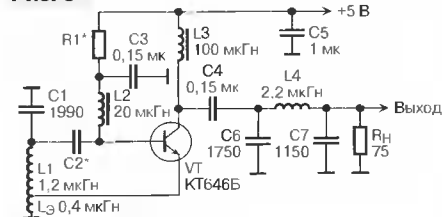


Рис. 10

Автогенераторы по схеме индуктивной трехточки (рис. 8—10) используют цепь обратной связи в виде параллельного колебательного контура с частичным включением в цепь эмиттера. Эмиттерный ток транзистора протекает по части витков колебательного контура и создает ЭДС, подводимую к базовой цепи. В диапазоне КВ и УКВ катушка индуктивности имеет небольшое число витков, и для изменения коэффициента положительной обратной связи при макетировании и настройке автогенераторов достаточно переместить точку соединения эмиттера с катушкой. Емкость конденсатора C2 определяет коэффициент включения колебательного контура L1C1 и, тем самым, выходную мощность и КПД автогенератора.

Автогенераторы, схемы которых представлены на рис. 8, 9, имеют частоту колебаний 27 МГц и 68 (94) МГц соответственно при выходной мощности 8...10 Вт на эквиваленте нагрузки (на схемах не показан), состоящей из последовательного соединения двух ламп 6,3 Вх0,22 А [12]. Выходная мощность ограничена максимальным током коллектора транзистора KT904A, величина которого устанавливается равной 800 мА. В схеме на рис. 8 для согласования сопротивлений используется П-контур. При разработке схем и конструкции автогенераторов ставилась задача получения максимально возможной стабильности частоты, поэтому катушка L1 выполнена на керамическом каркасе диаметром 15 мм и содержит 5 витков при длине намотки 20 мм. Отвод сделан от второго витка, считая от заземленного конца. Катушка L3 не имеет каркаса и содержит 11 витков провода диаметром 1,0 мм с внутренним диаметром намотки 8 мм. При замене транзистора KT904A на KT912A с сохранением остальных номиналов выходная мощность достигла 20 Вт, коллекторный ток увеличился до 2,5 А.

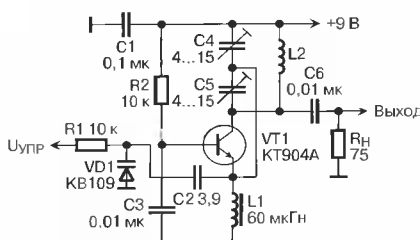


Рис. 11

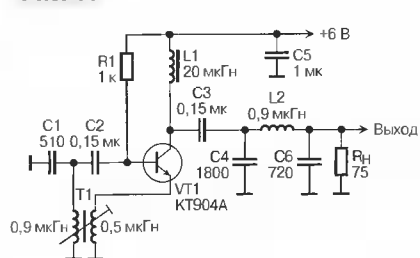


Рис. 12

В автогенераторе по схеме на рис. 9 для согласования используется последовательный контур с индуктивной связью с антенной. Катушка L1 намотана на фторопластовом каркасе диаметром 12 мм и имеет 6 и 4 витка для частот 68 и 94 МГц соответственно. Для подстройки используется латунный сердечник диаметром 5 мм. Катушка L3 состоит из двух половин, между которыми находится катушка L4. Катушка L3 имеет 8 (6) витков, L4 — 4 (3) витка провода диаметром 1 мм. Намотка без каркаса с внутренним диаметром 8 мм.

Автогенератор (рис. 10) отличается от двух предыдущих цепью смещения, которая от базы транзистора отделена по переменному току дросселем L2. При частоте генерации 2,6 МГц выходная мощность на нагрузке 75 Ом превышала 1,1 Вт при КПД = 59 %. Уровень второй гармоники — не более -26 дБ.

Автогенератор, схема которого приведена на рис. 11, выполнен на БТ, включенном с общей базой [13]. Диапазон рабочих частот — 65...108 МГц, выходная мощность — 0,2 Вт на сопротивлении нагрузки около 75 Ом. Если нагрузкой автогенератора является штыревая антенна длиной 0,75...1 м, конденсатор C6 должен быть заменен на подстроечный 4/15 пФ. Частота генерации определяется индуктивностью катушки L2, а также емкостями конденсаторов C2, C4 и варикапа VD1. От емкости конденсатора C5 зависит глубина обратной связи. Катушка индуктивности L2 имеет 7 витков провода ПЭВ 0,8 мм, намотка без каркаса с внутренним диаметром 8 мм.

Мощный автогенератор (рис. 12) построен по схеме с трансформаторной связью. Сигнал обратной связи задается за счет эмиттерного тока БТ, глубина этой связи определяется коэффициентом передачи трансформатора T1. Частота генерации — 1,6 МГц. Мощность на выходе согласующего П-контура C4L2C6 — около 1 Вт, общий КПД — 45...50 %.

Вопросы разработки и применения перестраиваемых автогенераторов повышенной мощности также рассмотрены в [14—16]. В [15] приведены расчет и оп-

тимизация однотранзисторных автогенераторов на максимально возможную перестройку по частоте при заданной выходной мощности с учетом предельно допустимых параметров транзисторов, решена и обратная задача — получение максимальной мощности при заданной перестройке частоты. После сравнения генераторов по схемам индуктивной и емкостной трехточки показано, что оптимальной является разнородность емкостной трехточки — схема Клаппа.

Юрий Ежков,
Yuri-omsk@mail.ru

Литература:

1. Ю. В. Завражнов, В. Г. Аралов. Мощный автогенератор на полевом транзисторе. — Электросвязь, 1982, № 6, с. 43.
2. М. И. Бочаров, М. В. Клыков, О. П. Новожилов. Применение синтезированных нелинейных реактивных элементов для управления частотой автогенераторов. — Радиотехника, 1987, № 4, с. 21—23.
3. В. В. Шувалов и др. Кварцевые генераторы. — Зарубежная радиоэлектроника, 1994, № 1, с. 54.
4. Активные передающие антенны / Под ред. В. В. Должилова и Б. Г. Цыбаева. — М.: Радио и связь.
5. Ю. И. Судаков, Е. А. Петров. Гибридные составные транзисторы в каскадах мощных кварцевых генераторов. — Радиотехника, 1988, № 2, с. 33—35.
6. Ю. И. Судаков, Е. А. Петров. Температурная стабильность и КПД мощных кварцевых автогенераторов на гибридных составных транзисторах. — Радиотехника, 1988, № 6, с. 38—40.
7. В. П. Дьяконов и др. Энциклопедия устройств на полевых транзисторах. — М.: Солон-Р, 2002.
8. Г. Б. Альшуллер и др. Двухтактные кварцевые автогенераторы / В сб.: «Техника средств связи», сер. «Техника радиосвязи», 1988, вып. 5.
9. Ю. И. Судаков и др. Мощные каскады современных генераторных устройств на сложных активных приборах типа «составной транзистор» / В сб. «Автоколебательные системы и усилители в радиопередающих устройствах». — М.: МЭИ, 1988, с. 109.
10. Ю. В. Завражнов. Миниатюрные усилители мощности для радиопередатчиков. — В сб. «Техника средств связи», сер. «Техника радиосвязи», 1990, вып. 3, с. 88.
11. Ю. С. Ежков. Применение мощных автогенераторов в переносных устройствах радиосвязи. Тезисы докладов XXX научной конференции «Ресурсосберегающие технологии. Проблемы высшего образования», книга 1. — Омск, 1994.
12. М. Анисимов. Автогенератор УКВ. — Радиолюбитель, 2000, № 10, с. 30.
13. «Шпионские штучки» и устройства для защиты объектов и информации. Справочное пособие. Под ред. С. А. Золотарева / С-Пб: Лань, 1996, с. 57.
14. Мощные высокочастотные транзисторы / Под ред. Ю. В. Завражнова. — М.: Радио и связь, 1985, с. 159—165.
15. В. М. Богачев, Л. Н. Лаут. Оптимизация и расчет транзисторных автогенераторов, перестраиваемых по частоте варикапами. В сб. «Полупроводниковые приборы в технике электросвязи». — М., 1973, вып. 11, с. 28—41.
16. В. М. Богачев, Л. Н. Лаут. Максимальная девиация частоты в одноконтурных генераторах ЧМ-колебаний с варикапами. В сб. «Полупроводниковые приборы в технике электросвязи». — М., 1971, вып. 7, с. 22—35.

Источники тока на операционных усилителях

Источники тока, управляемые напряжением (преобразователи напряжение-ток), предназначены для генерации тока, который не зависит от выходного напряжения (сопротивления нагрузки) и регулируется только входным напряжением. Такие источники применяются в измерительных устройствах, например, при измерении сопротивления, в электроприводе, если требуется обеспечить непосредственное управление вращающим моментом электродвигателя, и в других случаях.

Идеальный преобразователь напряжение-ток имеет бесконечно большое входное и выходное сопротивления. Широко используемые в полупроводниковой схемотехнике транзисторные источники тока обладают сравнительно невысокими характеристиками. Применение операционных усилителей в преобразователях позволяет получить гораздо лучшие параметры.

Источники тока с незаземленной нагрузкой

В инвертирующем и неинвертирующем включении операционного усилителя (ОУ) по резистору отрицательной обратной связи протекает ток $I_2 = U_1/R_1$ (рис. 1). Этот ток не зависит от падения напряжения на резисторе R_H . Следовательно, оба этих усилителя можно использовать в качестве источников тока, в которых вместо резистора обратной связи включена нагрузка.

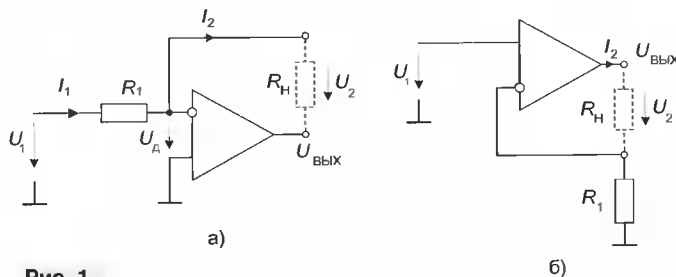


Рис. 1

Поскольку дифференциальный коэффициент усиления ОУ K_U имеет конечное значение, входное дифференциальное напряжение U_d остается отличным от нуля. Для определения выходного сопротивления источника тока на рис. 1, а, полагая входные токи ОУ равными нулю, запишем:

$$I_1 = I_2 = (U_1 - U_d)/R_1,$$

$$U_d = -U_{\text{ВЫХ}}/K_U,$$

$$U_2 = U_d - U_{\text{ВЫХ}}.$$

Отсюда получим следующее соотношение:

$$I_2 = \frac{U_1}{R_1} - \frac{U_2}{R_1(1+K_U)} \approx \frac{U_1}{R_1} - \frac{U_2}{K_U R_1}.$$

Таким образом, выходное сопротивление источника тока будет равно

$$R_{\text{ВЫХ}} = -(\partial U_2 / \partial I_2) = K_U R_1.$$

Оно пропорционально дифференциальному коэффициенту усиления ОУ. Выходное сопротивление генератора по схеме на рис. 1, б может быть рассчитано аналогично.

Устройство на рис. 1, б интересно тем, что при использовании мощного усилителя (например, LM12 или какого-либо из

усилителей фирмы Apex Microtechnology) оно позволяет управлять мощной нагрузкой, скажем, электродвигателем, отклоняющей системой или соленоидом. Применение источника тока позволяет в этом случае точно дозировать момент двигателя, угол отклонения электронного луча или усилие соленоида. Все указанные виды нагрузок имеют активно-индуктивный характер. Как следствие, возникает проблема устойчивости.

Эквивалентная схема источника тока, работающего на активно-индуктивную нагрузку, приведена на рис. 2. Несложно убедиться, что передаточная функция звена обратной связи:

$$\beta(s) = \frac{R_1}{R_1 + R_H + sL_H} = \frac{R_1}{R_1 + R_H} \frac{1}{1 + sT_H},$$

где $T_H = L_H/(R_H + R_1)$ — постоянная времени цепи нагрузки. Как видно, в передаточной функции петли обратной связи добавляется полюс, который приносит с собой дополнительное запаздывание по фазе вплоть до 90° .

Компенсировать это запаздывание можно с помощью форсирующей цепочки $R_K C_K$, показанной на рис. 2 штриховой линией. Точный расчет этой цепочки здесь не приводится из-за его громоздкости. Подобрать его параметры легко можно с помощью какой-либо моделирующей программы, например, Electronics Workbench. При этом нужно добиться минимального фазового запаздывания четырехполюсника обратной связи в области частоты среза.

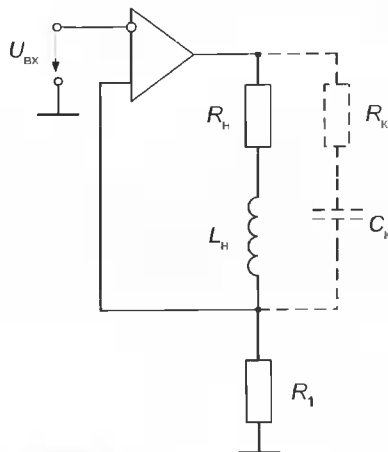


Рис. 2

Рассмотренные источники тока обладают существенным недостатком. Ни один из выводов нагрузки этих источников тока не может быть соединен с общим проводом или источником питания. Приведенные ниже варианты генераторов тока не имеют этого недостатка.

Источники тока с заземленной нагрузкой

Схему источника тока, приведенную на рис. 3, а, называют схемой Хоуланда. Принцип ее действия состоит в том, что выходной ток контролируется по падению напряжения на резисторе R_5 . Выходное напряжение ОУ устанавливается таким, что падение напряжения на резисторе R_5 оказывается пропорциональным величине входного напряжения. Для определения выходного тока источника запишем уравнения по первому закону Кирхгофа для n- и p-входов и выхода операционного усилителя:

$$(U_{\text{ВЫХ}} - U_n)/R_2 - U_n/R_1 = 0,$$

AUTEX Ltd.

официальный
дистрибьютор

**ANALOG
DEVICES**

- Комплексная поставка электронных компонентов и информационная поддержка проектов заказчика
- Весь спектр программных и инструментальных средств разработки, а также специальные комплекты для начального освоения сигнальных процессоров
- Консультации по ЦОС, проектированию и программированию устройств на базе DSP

Тел.: (095) 334-7741, 334-9151
Факс: (095) 234-9991, 334-8729

117997 Москва
ул. Профсоюзная, д. 65

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

$$(U_{\text{вх}} - U_p)/R_3 + (U_2 - U_p)/R_4 = 0,$$

$$(U_{\text{вх}} - U_2)/R_5 - (U_2 - U_p)/R_4 - I_2 = 0.$$

Из этих уравнений с учетом того, что у идеального ОУ $U_n = U_p$, получим:

$$I_2 = \left(1 + \frac{R_4(R_1 + R_2)}{R_1 R_5}\right) \frac{U_{\text{вх}}}{R_3 + R_4} + \frac{R_2 R_3 - R_1(R_4 + R_5)}{R_1 R_5 (R_3 + R_4)} U_2. \quad (1)$$

Приравняв нулю коэффициент при U_2 , найдем условие независимости выходного тока от напряжения на нагрузке:

$$R_1/R_3 = R_2/(R_4 + R_5). \quad (2)$$

Выходное сопротивление найдем, продифференцировав обе части соотношения (1) по U_2 при условии $U_1 = \text{const}$:

$$\frac{1}{R_{\text{вх}}} = -\frac{\partial I_2}{\partial U_2} = \frac{R_1(R_4 + R_5) - R_2 R_3}{R_1 R_5 (R_3 + R_4)}, \quad (3)$$

откуда

$$R_{\text{вх}} = \frac{R_1 R_5 (R_3 + R_4)}{R_1(R_4 + R_5) - R_2 R_3}.$$

Регулировкой, например, резистора R_3 можно добиться бесконечно большого выходного сопротивления источника тока на низких частотах при реальных характеристиках операционного усилителя.

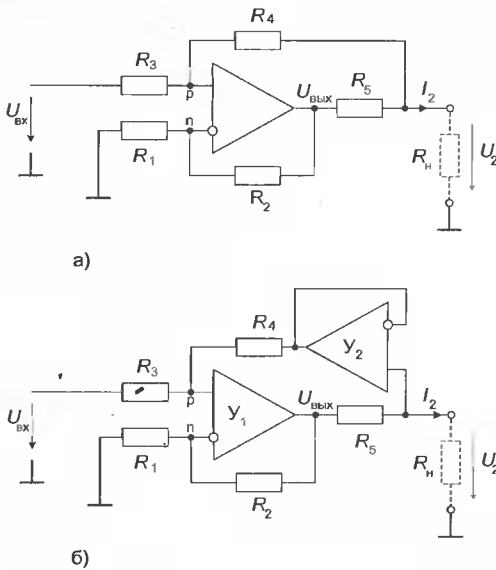


Рис. 3

Можно усовершенствовать схему Хоуланда, включив между выходом и резистором R_4 буферный повторитель (см. рис. 3, б) [1]. При этом условие независимости выходного тока от напряжения на нагрузке заметно упростится:

$$R_1/R_3 = R_2/R_4, \quad (4)$$

и появится возможность регулировать коэффициент передачи изменением сопротивления резистора R_5 . Связь между входным напряжением и выходным током с учетом (4) устанавливает формула

$$I_2 = U_1 \frac{R_2}{R_4 R_5}.$$

Недостаток генераторов тока по схемам, приведенным на рис. 3, состоит в том, что внутреннее сопротивление $R_{\text{и}}$ управляющего источника напряжения $U_{\text{вх}}$ входит в выражения (2) и (4), т. е. оно добавляется к сопротивлению резистора R_3 , подключенного к входу. К тому же ток управляющего источника напряжения зависит от сопротивления нагрузки. В результате полная балансировка источ-

ника тока невозможна, если $R_{\text{и}}$ как, например, у стабилитронов, зависит от тока.

Этого недостатка не имеет генератор тока, схема которого приведена на рис. 4. Здесь входной резистор присоединен к

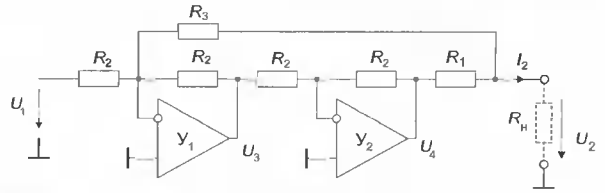


Рис. 4

виртуальному нулю ОУ. Другое достоинство такого генератора состоит в отсутствии синфазных сигналов в ОУ. Для расчета выходного тока используем следующее соотношение:

$$U_4 = -U_3 = U_1 + U_2 R_2/R_3.$$

Запишем уравнение по первому закону Кирхгофа для выхода:

$$(U_4 - U_2)/R_1 - U_2/R_3 - I_2 = 0.$$

Исключив U_4 , получим выражение:

$$I_2 = U_1/R_1 + U_2[(R_2 - R_3 - R_1)/R_1 R_3], \quad (5)$$

из которого следует, что выходной ток не будет зависеть от выходного напряжения, если выполняется условие

$$R_3 = R_2 - R_1. \quad (6)$$

Выходной ток в этом случае составляет

$$I_2 = U_1/R_1.$$

Подвергнув уравнение (5) дифференцированию по U_2 аналогично формуле (3) найдем выходное сопротивление, полагая ОУ идеальными и резисторы R_2 идеально согласованными:

$$R_{\text{вх}} = \frac{R_1 R_3}{R_2 - R_1 - R_3}.$$

Схема с заземленной нагрузкой, не требующая применения резисторов, согласованных с большой точностью, представлена на рис. 5. Здесь Y_1 — измерительный усилитель, выполненный на трех ОУ, такой как, например, AD620, INA118 и др., имеющий опорный вывод «ref». Усилитель Y_2 — обычный ОУ с малыми входными токами, включенный по схеме неинвертирующего повторителя.

Для измерительного усилителя справедливо уравнение:

$$U_{\text{вх}} - U_{\text{ref}} = K(U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}}), \quad (7)$$

где K — коэффициент усиления измерительного усилителя, устанавливаемый в зависимости от его типа внешним резистором, переключателями или цифровым кодом.

С другой стороны

$$I_2 = (U_{\text{вх}} - U_{\text{ref}})/R_1. \quad (8)$$

Сравнивая (7) и (8), найдем

$$I_2 = K(U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}})/R_1.$$

Внутренние резисторы измерительных усилителей согласованы с высокой точностью при изготовлении. О степени

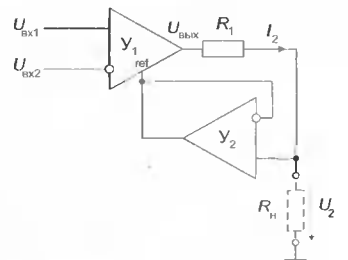


Рис. 5

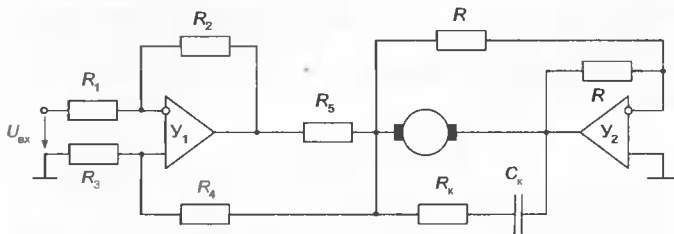


Рис. 6

их согласования можно косвенно судить по величине коэффициента ослабления синфазного сигнала (КОСС), обычно превышающей 100 дБ.

Если дополнить любую из схем на рис. 3 и 4 источников тока еще одним усилителем, можно получить мостовой источник. Это целесообразно в мощных узлах, особенно при питании от батарей, где не всегда можно вывести нулевую (среднюю) точку. На рис. 6 представлена схема токового контура системы управления двигателем постоянного тока. На базе управляемого источника тока можно легко реализовать цепь подчиненного регулирования электропривода, которая отличается высокими регулировочными и динамическими характеристиками. Токотворный контур является внутренним (подчиненным) контуром, входящим в контур регулирования скорости.

На усилителе Y_1 выполнен источник тока Хоуланда, а на Y_2 — инвертирующий повторитель. Источник тока пропускает через якорную обмотку двигателя ток, пропорциональный входному напряжению $U_{вх}$. Повторитель следит за напряжением на левом выводе якоря и поддерживает напряжение на правом выводе равным по величине, но обратной полярности относительно общей точки. Таким образом, можно использовать полный размах питающего напряжения. Как и в схеме на рис. 2, здесь должна быть включена корректирующая цепочка $R_k C_k$.

В заключение заметим, что рассмотренные выше источники тока с заземленной нагрузкой представляют собой системы с регулированием по возмущению (системы с компенсирующими связями). В отличие от систем с регулированием по отклонению (систем с отрицательными обратными связями), систе-

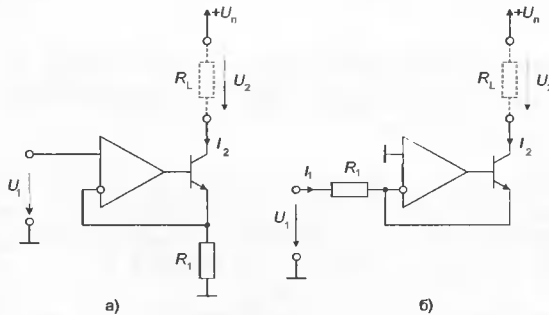


Рис. 7

мы с регулированием по возмущению требуют точной настройки параметров связей, как это и следует из выражений (2) и (5). Источники тока с незаземленной нагрузкой — это системы с регулированием по отклонению. Они не требуют точной настройки связей, а лишь возможно большего значения дифференциального коэффициента усиления ОУ.

Источники тока для нагрузки, один из полюсов которой подключен к источнику питания

Если можно соединить один из выводов нагрузки с положительным или отрицательным выводами источника питания, то схема источника тока значительно упрощается (рис. 7). Эти схемы подобны схемам источников тока на транзисторах, но для исключения влияния собственных параметров транзисторов введены операционные усилители. Рассмотрим источник с неинвертирующим включением ОУ (рис. 7, а).

Выходное напряжение ОУ устанавливается таким, что напряжение на резисторе R_1 равно U_1 . (Это, естественно, выполняется при положительном напряжении, когда транзистор не закрыт). При этом ток через резистор R_1 будет равен U_1/R_1 . Выходной ток источника определится соотношением:

$$I_2 = (U_1/R_1)(1 - 1/h_{213}).$$

В это соотношение входит статический коэффициент передачи тока транзистора h_{213} , т.е. часть тока через резистор R_1 (т.е. эмиттерного тока транзистора) ответвляется в базу. Влияние конечного усиления по току может быть уменьшено, если использовать составной биполярный транзистор, и практически исключено, если заменить биполярный транзистор полевым, ток затвора которого пренебрежимо мал. В этом случае

$$I_2 = U_1/R_1.$$

На рис. 7, б приведена аналогичная схема источника тока с инвертирующим включением операционного усилителя. Здесь выходной ток определяется соотношением:

$$I_2 = -(U_1/R_1)(1 - 1/h_{213}),$$

т.е. для нормальной работы входное напряжение должно быть отрицательным. Здесь также целесообразно использование составного биполярного или полевого транзисторов. Недостаток этого варианта — через источник входного сигнала протекает почти тот же ток, что и через нагрузку. Как следствие, ее нецелесообразно применять при больших токах нагрузки.

Источник тока по схеме на рис. 8 лишен этого недостатка. Напряжение на инвертирующем входе ОУ равно нулю, по-

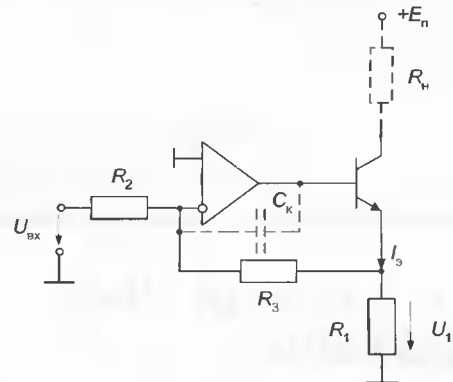


Рис. 8

этому напряжение U_1 связано с током эмиттера транзистора следующим соотношением:

$$U_1 = I_2 \frac{R_1 R_3}{R_1 + R_3}. \quad (9)$$

С другой стороны, поскольку входной ток усилителя равен нулю, имеет место следующее соотношение

$$\frac{U_1}{R_3} = -\frac{U_{вх}}{R_2}. \quad (10)$$

Подставив U_1 из (9) в (10), получим, что

$$I_2 = -U_{вх} \frac{R_1 + R_3}{R_1 R_2}.$$

В цепях на рис. 7, 8 можно соединить нагрузку с отрицательным источником питания, заменив транзистор на комплементарный. При этом изменится и необходимая полярность управляющего напряжения. Дополнительным достоинством рассмотренных источников тока является то, что диапазон изменений токов и напряжений нагрузки здесь ограничивается только областью безопасной работы транзистора и не зависит от свойств ОУ. Поэтому эти схемы позволяют построить недорогие мощные высоковольтные источники тока.

В этих устройствах ОУ нагружен на вход транзистора, имеющий значительную емкость (особенно МОП-транзистор). Как следствие, в передаточной функции контура обратной связи появляется дополнительный полюс, ухудшающий устойчивость источника. Для компенсации этого явления можно включить в цепь обратной связи ОУ конденсатор C_k (см. рис. 8) емкос-

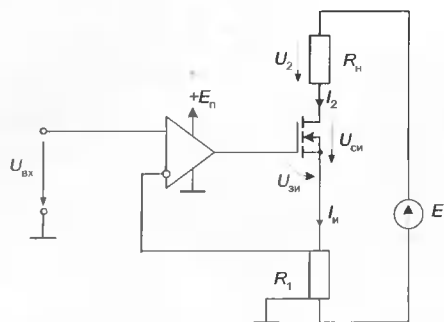


Рис. 9

тью несколько десятков пикофард. Полезно одновременно подключить между выходом ОУ и базой (затвором) транзистора резистор с сопротивлением порядка 1 кОм.

Найдем выходное сопротивление преобразователя напряжение-ток на ОУ с полевым транзистором (рис. 9). Уравнение в приращении цепи затвора МОП транзистора имеет вид:

$$K_U(\Delta U_{BX} - \Delta I_{и} R_1) = \Delta U_{зи} + \Delta I_{и} R_1 \quad (11)$$

где K_U — коэффициент усиления ОУ. Уравнение цепи стока:

$$\Delta U_{си} + \Delta I_{и} R_1 + \Delta U_2 = E. \quad (12)$$

Поскольку $\Delta I_{и} = S \Delta U_{зи}$,

$$\Delta U_{си} = \frac{\Delta I_{и}}{g_c},$$

где S — крутизна, а g_c — стоковая проводимость МОП транзистора.

Из уравнений (11) и (12) с достаточной точностью получается, что

$$\Delta I_2 = \Delta I_{и} \approx \frac{\Delta U_{BX}}{R_1} - \frac{g_c \Delta U_2}{R_1 S K_U}.$$

Отсюда следует, что

$$\frac{1}{R_{вых}} = -\frac{\partial I_2}{\partial U_2} = \frac{g_c}{R_1 S K_U} \text{ и } R_{вых} = \frac{R_1 S K_U}{g_c}.$$

Последняя формула показывает, что выходное сопротивление источника тока сильно зависит от выходной проводимости транзистора. Если в результате, например, увеличения сопротивления нагрузки напряжение сток-исток уменьшается настолько, что транзистор начинает работать в веерной (начальной) части выходных характеристик, проводимость g_c может возрасти в сотни тысяч или даже в миллионы раз. Это приведет к резкому уменьшению выходного сопротивления источника.

При конструировании источников токов большой силы необходимо уделять внимание правильному монтажу. В частности, для достижения максимальной величины выходного сопротивления следует задающий резистор (R_1 на рис. 9) подключать по четырехпроводной схеме.

Георгий Волович,
g_volovich@mail.ru

Литература:

1. J. Wong. A Collection of Amp Applications//Analog Devices Inc. — Appl. Note. 1997.

Управляемый ШИМ на основе микроконтроллера AT90S1200

При проектировании данного устройства преследовалась цель создать простой, надежный, а главное универсальный цифровой регулятор на основе самого дешевого МК AVR фирмы Atmel AT90S1200.

Устройство получилось действительно простым как в части электроники, так и по программному обеспечению. А гибкость программы данного ШИМ позволяет использовать его для управления любыми устройствами.

Итак перейдем к аппаратной части (рис.1). Ядром всего устройства является МК AT90S1200. Его ресурсов более чем достаточно для организации ШИМ.

К выводам 12, 13 и 14 МК подключена клавиатура из трех кнопок ("On/Off", "+", "-"), а к выводу 16 — светодиод, который индицирует режим работы устройства. Вывод 15 является выходом ШИМ.

Программно ШИМ построен с использованием восьмибитного таймера/счетчика микроконтроллера. Действует он следующим образом. Вначале в таймер загружается значение N , которое соответствует длительности импульса $T_{и}$ в тактах и вычисляется по формуле:

$$N = 255 - T_{и}$$

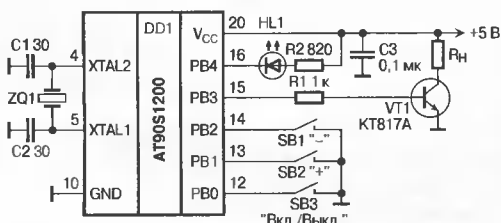


Рис. 1

При этом на выводе PB3 устанавливается лог. 1. Таймер начинает отсчитывать длительность импульса, счет ведется до переполнения. При переполнении возникает прерывание. После этого в таймер загружается значение $T_{и}$ (по сути, оно соответствует длительности импульса) и на выводе PB3 устанавливается лог. 0, начинается формирование паузы. Затем цикл повторяется.

Программа ШИМ на Ассемблере с детальными комментариями приведена ниже.

```
.INCLUDE «1200def.inc»
;=====
;Программа управляемого ШИМ для AT90S1200
;=====
.ORG 000 ;Вектор сброса
rjmp reset

.ORG 002 ;Вектор прерывания по переполнению таймера
inc r27 ;Добавляем единицу к регистру r27
sbrc r27,0 ;Проверяем на четность младший бит r27
rjmp pause ;Если четный, то пауза
sbrs r27,0 ;Проверяем на четность младший бит r27
rjmp impulse ;Если нечетный, то импульс

pause:
cbi portb,3 ;Устанавливаем на выводе PB3 лог. 0
out tcnt0,r28;Загружаем таймер длительностью лог. 1
rjmp exit_timer ;Идем на выход из прерывания

impulse:
sbi portb,3 ;Устанавливаем на выводе PB3 лог. 1
out tcnt0,r29;Загружаем таймер длительностью лог. 0
```

```

    rjmp exit_timer ;Идем на выход из прерывания
exit_timer:
    reti ;Выход из процедуры прерывания

reset:
    ldi r31,$18 ;настраиваем порт B
    out ddrb,r31 ;PB0,PB1,PB2-как входы, а PB3, PB4-как
выходы
    ldi r2B,$99 ;Задаем начальную длительность импульса
    ldi r29,$66 ;Задаем начальную длительность паузы
    ldi r31,$17 ;Включаем подтягивающие резисторы
    out portb,r31;к входам PB0, PB1, PB2
    ldi r31,$01 ;Настраиваем робота таймера
    out tccr0,r31;Тактирование от частоты генератора МК
без делителя
    ldi r31,$02
    out tmsk,r31;Разрешение прерывания от таймера
stop:
    cbi portb,4 ;Сбрасываем вывод PB4 в нуль, чем зажи-
гаем светодиод
    ldi r27,$0
    rjmp scan1 ;Отправляемся на сканирование клавиату-
ры
scan1:
    sbis pinb,0 ;Если нажата кнопка ON/OFF(PD0),
    rjmp start ;то идем на старт
    sbis pinb,1 ;Если нажата кнопка «+»(PD1),
    rjmp start ;то идем на старт
    sbis pinb,2 ;Если нажата кнопка «-»(PD2),
    rjmp start ;то идем на старт
    rjmp scan1 ;Если ничего не нажато, то повторяем
цикл сканирования клавиатуры заново
start:
    sbi portb,4 ;Устанавливаем лог.1 на выводе PB4, чем
гасим светодиод
    sbi portb,3 ;Устанавливаем лог. 1 на выходе ШИМ (PB3)
    out tcnt0,r29;Загружаем в таймер/счетчик начальное
значение длины импульса ШИМ
    sei ;Разрешаем прерывания
    rcall pause_scan ;Вызываем подпрограмму задержки
    rjmp scan2 ;Переходим на сканирование клавиатуры
scan2:
    sbis pinb,0 ;Если нажата кнопка ON/OFF(PD0),
    rjmp off ;то переходим на часть программы выключе-
ние
    sbis pinb,1 ;Если нажата кнопка «+»(PD1),
    rjmp plus ;то переходим на часть программы увели-
чения значения ШИМ
    sbis pinb,2 ;Если нажата кнопка «-»(PD2),
    rjmp minus ;то переходим на часть программы умень-
шения значения ШИМ
    rjmp scan2 ;Если нечего не нажато, то повторяем
цикл сканирования клавиатуры заново
off:
    cli ;Запрещаем все прерывания и от таймера в том
числе
    cbi portb,3 ;Устанавливаем на выходе ШИМ (PB3) лог.
0
    rcall pause_scan ;Вызываем подпрограмму задержки
    сканирования клавиатуры
    rjmp stop ;Идем в начало программы на метку stop
plus:
    ldi r26,$ff ;Задаем максимальное значение ШИМ
    cpse r26,r28 ;Проверяем, не максимальное ли значение
    rjmp plus1 ;если нет, то идем на часть программы
увеличения значения ШИМ
    rjmp scan2 ;если максимальное значение, то идем
назад на сканирование кнопок
minus:
    ldi r26,$33 ;Задаем минимальное значение ШИМ
    cpse r26,r28 ;Проверяем, не минимальное ли значение
    rjmp minus1 ;если нет, то идем на часть программы
уменьшения значения ШИМ
    rjmp scan2 ;Если значение минимальное, то возвра-
щаемся на цикл сканирования клавиатуры
plus1:
    ldi r26,$33 ;Задаем дискретность ШИМ, то есть зна-
чение, на которое будет увеличиваться или уменьшаться значе-
ние ШИМ
    add r28,r26 ;Увеличиваем длительность импульса
    sub r29,r26 ;Уменьшаем значение паузы
    rcall pause_scan ;Вызываем подпрограмму задержки
```

```

    rjmp scan2 ;Возвращаемся назад на сканирование кла-
виатуры
minus1:
    ldi r26,$33 ;Задаем дискретность ШИМ, то есть зна-
чение, на которое будет увеличиваться или уменьшаться значе-
ние ШИМ
    add r29,r26 ;Увеличиваем длительность паузы ШИМ
    sub r28,r26 ;Уменьшаем длительность импульса ШИМ
    rcall pause_scan ;Вызываем подпрограмму задержки
    rjmp scan2 ;Возвращаемся назад на сканирование кла-
виатуры
;=====
;Подпрограмма задержки. Основная задача этой подпрограммы
- защита от дребезга контактов кнопок, также она задает
интервал, с которым будет действовать автоповтор при удержа-
нии кнопки.
;=====
pause_scan:
    ldi r25,3
    D_3: clr r24 ;Обнуляем регистр
    D_2: clr r23 ;Обнуляем регистр
    D_1: dec r23 ;Отнимаем единицу от значения данного
регистра
    brne D_1 ;Проверяем условие перехода
    dec r24 ;Отнимаем единицу от значения данного
регистра
    brne D_2 ;Проверяем условие перехода
    dec r25 ;Отнимаем единицу от значения данного
регистра
    brne D_3 ;Проверяем условие перехода
    ret ;Выходим из подпрограммы
```

.EXIT

Программа с клавиатуры обеспечивает следующий набор функций:

- включение устройства нажатием любой из кнопок ("On/Off", "+", "-");
- выключение кнопкой On/Off;
- изменение скважности ШИМ в сторону увеличения ("+") и уменьшения ("-");
- автоповтор при удержании "+" или "-".

Светодиод является индикатором работы ШИМ. Данная программа обеспечивает пять уровней скважности ШИМ.

Приведенная выше программа, а также программа (без пояснений), которая обеспечивает 20 уровней скважности ШИМ (плавная регулировка) представлены на сайте журнала по адресу <http://www.dian.ru/programs/index.html> в архиве 2003_11_Potap.

Так как таймер тактируется непосредственно от тактового генератора, то частота ШИМ зависит от частоты резонатора. В табл. 1 приведены некоторые частоты резонаторов, а также соответствующие им частоты ШИМ, измеренные при помощи осциллографа.

Таблица 1

Частота резонатора, МГц	Частота ШИМ, Гц
0,455	6930
2	7140
5,12	18000
8	28400
14,318	51000

В устройстве в качестве ключевого элемента применен транзистор. Он подходит для управления маломощными нагрузками (ток не более 1 А). Если же планируется применение мощных нагрузок с питанием от сети, нужно применить тиристор или симистор с соответствующими цепями согласования.

Особое внимание нужно уделить защите МК от высокочастотных помех, генератором которых могут быть нагрузка ШИМ (например, щетки электродвигателя) или же цепи питания.

Марис Потапчук,
mapic@online.com.ua

Квазисинхронный детектор

Автомобильный радиосторож, который систематически передает сигнал «все в порядке», а при возникновении опасности немедленно об этом оповещает, очень удобен при эксплуатации и внушает уверенность в сохранности автомобиля. При повторении такого устройства, описанного в [1], выяснилось, что его единственным критичным в настройке узлом является квазисинхронный детектор, роль которого заключается в выделении из шумоподобного цифрового сигнала посылки с заданной частотой. В статье предлагается схема детектора, не требующего настройки.

Принцип работы радиосторожа заключается в подаче с периодом 16 с ЧМ-манипулированных с частотой 1024 Гц пачек радиопульсов длительностью 1 с. При возникновении тревожной ситуации сигнал начинает излучаться немедленно и приемник оповещает владельца звуковым сигналом, а разрушение антенны, выход из строя передатчика или отключение питания приводят к прекращению приема периодических сигналов в приемнике и к включению звукового тревожного сигнала.

В радиоканале автосторожа использована частотная манипуляция, и на выходе частотного детектора в паузах присутствует шум, вызывающий на выходе компаратора, подключенного к нему, цифровой шумоподобный сигнал. При приеме пачки частотно-манипулированного сигнала на выходе компаратора появляется сигнал, близкий к меандру с частотой 1024 Гц. Задача описываемого детектора — сформировать прямоугольный импульс при приеме пачки.

Схема квазисинхронного детектора приведена на рис. 1. Повторяющиеся со схемой из [1] элементы имеют то же обозначение, что и в оригинале. На вход С счетчика DD3 с частотой делителя частоты генератора с кварцевой стабилизацией подан опорный сигнал с частотой 4096 Гц. Эта микросхема построена на основе сдвигающего регистра [2], и за счет перекрестной обратной связи с выхода 2 на вход D0 ее коэффициент пересчета устанавливается равным 4. На ее четырех выходах формируются сигналы формы «меандр», сдвинутые по фазе на четверть периода. Они суммируются по модулю 2 с входным сигналом в элементах микросхемы DD4 и сглаживаются цепочками R12C26, R13C27, R14C28 и R15C29 с постоянной времени 0,26 с. При шумоподобном сигнале на входе детектора на конденсаторах C26—C29 также присутствует шум с амплитудой, не превышающей нескольких десятков милливольт с посто-

янной составляющей около 4,5 В. В результате в точке соединения анодов диодов VD3—VD6 напряжение составит около +5 В, в точке соединения катодов VD7—VD10 — около 4 В.

Сигналы с выходов диодных сборок подаются на входы триггера Шмитта, собранного на ОУ DA4.1 и DA4.2. Триггер имеет практически дифференциальный вход с шириной петли гистерезиса, определяемой соотношением сопротивлений резисторов R19, R20 и напряжением питания:

$$U_{\text{ГИСТ}} = U_{\text{ПИТ}} R19/R20 = 9 \times 0,22/3,6 = 0,55 \text{ В.}$$

При шуме на входе детектора на выходе DA2.4 присутствует лог. 1, на выходе инвертора DD5.1 — лог. 0.

При появлении на входе квазисинхронного детектора импульсов «меандр» с частотой, равной четверти опорной частоты, и при совпадении фазы на входах одного из элементов микросхемы DD4, например, с выходом 10, на его выходе будет лог. 0, а на входе 3 DA4.1 напряжение близко к 0,5 В. Соответственно, на входах элемента с выходом 4 сигналы противофазны, напряжение на его выходе около 9,5 В. Триггер Шмитта переключается в противоположное состояние, на выходе DA4.2 — лог. 0, на выходе DD5.1 — лог. 1.

Если фазы сигналов не совпадают, на выходе RC-цепочки, подключенной к тому элементу, где они наиболее близки, напряжение не превышает 2,75 В, а там, где они максимально противофазны — не менее 6,75 В, что более чем достаточно для переключения триггера Шмитта.

Если частота входного сигнала близка к 1024 Гц, но не равна ей, на конденсаторах C26—C29 формируются сигналы треугольной формы с частотой, равной разности принимаемой частоты и четверти опорной частоты 4096 Гц, и сдвинутые по фазе на четверть периода (четы-

ре верхних графика на рис. 2). Амплитуда сигналов на конденсаторах от пика до пика близка к напряжению питания, а на выходах диодных сборок, выбирающих максимумы и минимумы из напряжений на конденсаторах, формируются сигналы, форма которых приведена на двух нижних диаграммах. Триггер Шмитта также переходит в противоположное состояние, на выходе DD5.1 — лог. 1.

При отклонении частоты входного сигнала от 1024 Гц амплитуда треугольных импульсов на конденсаторах C26—C29 резко падает и триггер Шмитта не срабатывает.

Таким образом, при приеме пачки манипулированного с частотой 1024 Гц сигнала на выходе DD5.1 формируется импульс. Реально этот импульс задержан относительно начала принимаемой пачки примерно на 0,5 с, а его длительность несколько более длительности пачки.

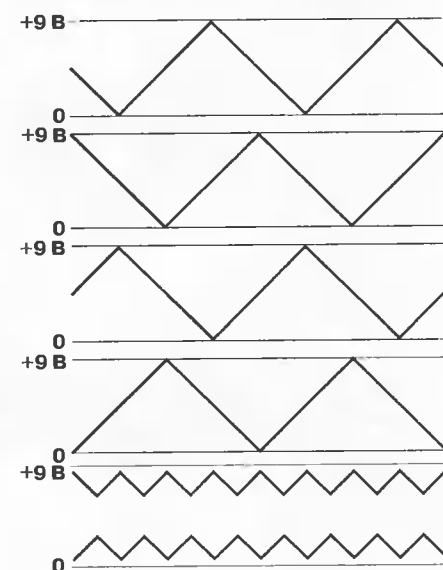


Рис. 2

В устройстве применена sdвоенная микросхема КМОП ОУ, допускающая синфазный входной сигнал в полном диапазоне напряжения питания и обеспечивающая такой же выходной сигнал («rail-to-rail»). Ее можно заменить на любые «rail-to-rail» ОУ, допускающие напряжение питания 9 В, например, КР1446УД11, КР1446УД12, КР1446УД14 [3], а при снижении напряжения питания цифровых узлов до 6...7 В — на любую микросхему этой серии. Микросхема DD5 может и не иметь триггерной характеристики, на ее место можно установить К561ЛА7.

Сергей Алексеев,
editor@dian.ru

Литература

1. С. Бирюков. Автомобильный радиосторож. — Радио, 2000, № 4, с. 33—35, № 5, с. 44—46.
2. С. А. Бирюков. Применение цифровых микросхем серий ТТЛ и КМОП. — М.: ДМК, 1999.
3. С. Христофоров. Операционные усилители серий КР1446 и КФ1446. — Схемотехника, 2001, № 12, с. 61—64.

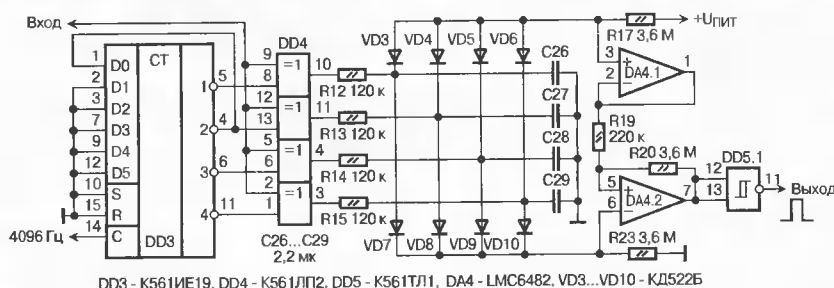


Рис. 1

Циклостационарные шумы

PSpice не позволяет получить правильные результаты анализа шумов для многих типов цепей. Цепи, в состав которых входят смесители, генераторы, квантизаторы и логические элементы, производят шум на выходе, мощность которого значительно изменяется во времени. Аналогично может изменяться чувствительность к шуму на входе, либо и то, и другое вместе. Новые алгоритмы моделирования, которые могут использоваться для расчета шумовых характеристик цепей этих типов, появились только недавно и пока не стали всем доступны. И они, и шум этого типа наверняка плохо знакомы большинству разработчиков. Данная статья вносит некоторую ясность, позволяющую оценить действие шума в таких цепях. При этом используется знакомая разработчикам терминология и понятия.

Математическое ожидание

Системы, в которых нет шума, детерминированы. Это означает, что повторяя тот же самый эксперимент мы получаем каждый раз тот же самый результат. Системы с помехами являются стохастическими — повторение того же самого эксперимента производит каждый раз немного различные результаты. Эксперимент проводится как испытание, а группа экспериментов проводится как множество испытаний. Шум можно охарактеризовать, используя средние числа по множеству, названные математическим ожиданием. Обозначим математическое ожидание оператором $E\{\cdot\}$. Математическое ожидание — предел среднего числа множества при стремлении числа испытаний к бесконечности. Пусть $vp(t)$ будет сигналом с шумами. Его можно разделить на чисто шумовой $p(t)$ и детерминированный сигнал $v(t)$ или стохастический и сигнальный:

$$vp(t) = v(t) + p(t), \quad (1)$$

где $p(t)$ — случайный шум с равномерным спектром, $v(t)$ — детерминированный сигнал.

Средняя величина сигнала с шумами — сигнал, свободный от шума $E\{vp(t)\} = v(t)$, при этом средняя величина помех является нулевой, т. е. $E\{p(t)\} = 0$. Дисперсия σ , определяемая как $\sigma^2 = E\{p(t)^2\}$, является критерием мощности шума на единицу времени. Более общей характеристикой шума является функция автокорреляции $Rn(\tau) = E\{p(t)p(t - \tau)\}$. Она показывает, как точки на том же самом сигнале, отделенном временным интервалом t , коррелированы друг с другом. Автокорреляция связана с дисперсией следующим образом: $\sigma = Rn(0)$. Выполняя преобразование Фурье автокорреляционной функции относительно переменной τ и затем усредняя по t , мы получим усредненную во времени спектральную плотность мощности, которую можно измерить неким абстрактным анализатором спектра.

Цветной или коррелированный во времени шум

Шум, который является полностью некоррелированным по времени, известен как белый шум. Для белого шума

спектральная плотность — постоянная величина, а автокорреляционная функция выглядит как δ -функция (функция единичного скачка, единичный импульс, центрированный в 0) $Rn(t, \tau) = R(t)\delta(t)$.

Если шум передается по цепи, которая содержит элементы аккумуляции энергии, например, конденсаторы и индуктивности, спектральная плотность выходного шума будет сформирована передаточной функцией этой цепи. Эта зависимость от частоты называется окраской шума.

Наличие в цепи элементов аккумуляции энергии также приводит к тому, что шум, проходя такую цепь, становится коррелированным во времени. Это происходит потому, что шум, произведенный в некоторое время, записывается в элементе аккумуляции энергии и появляется на выходе некоторое время спустя, что приводит к автокорреляционной функции, имеющей ширину, отличную от нуля.

Элементы аккумуляции энергии так формируют спектр шума, что он становится коррелированным во времени. Это общее свойство. Поэтому, если спектр шума имеет неравномерность в частотной области, этот шум является коррелированным во времени, и наоборот.

Циклостационарный или частотно-коррелированный шум

Цепи с изменяющимися во времени рабочими точками могут иметь математические ожидания, описывающие помехи, зависящие от времени. Если они изменяются периодически, то говорят, что помехи имеют циклостационарные свойства. Математические ожидания таких процессов называются циклостационарными [2]. Если они изменяются квазипериодически, то они называются полициклостационарными. Однако в этой статье мы не будем приводить различия между процессами полициклостационарными и циклостационарными.

Циклостационарность появляется тогда, когда изменяющаяся во времени рабочая точка модулирует помехи, сге-

нерированные генератором шума, параметры которого зависят от смещения, или когда цепь с изменяемыми во времени параметрами модулирует передаточную функцию от источника шума до его выхода на наблюдателя. Такие источники шума могут быть смоделированы, если модулировать выходную мощность стационарных генераторов шума.

Рассмотрим простой пример циклостационарных помех (рис. 1). Периодически работающий между генератором шума (резистор генерирует белый тепловой шум) и выходом на наблюдателя ключ приводит к появлению шума, имеющего периодически изменяющуюся статистику, так что шум на выходе — циклостационарный.

Шумы передаются от резистора до наблюдателя на выходе только тогда, когда ключ замкнут. Однако без запирающих элементов (элементов L, C) шум является полностью некоррелированным во времени (шум конкретного времени некоррелирован с шумом любого предшествующего времени), и поэтому он белый даже при том, что он циклостационарный. Иначе говоря, нельзя определить, что шум является циклостационарным, просто наблюдая



Рис. 1. Резистор генерирует белый тепловой шум. Переключатель периодически открывается и закрывается, так что шум на выходе — циклостационарный.

усредненную по времени его спектральную плотность мощности.

В примере на рис. 2 стационарный шум с произвольной спектральной плотностью мощности модулируется периодическим сигналом. Это пример обоих путей, которыми генерируются циклостационарные шумы (модулируемые генераторы шума и модулируемые пути распространения сигнала). В смесителе шумы модулируются сигналом мало-мощного генератора — гетеродином. В квантизаторе шум модулируется датчиком меток времени. В цифровом устройстве шумы модулируются логическими сигналами. В генераторе модуляция шумов производится сигналом, который им же и производится.

Модуляция может интерпретироваться как умножение во временной области или как свертка в частотной области (рис. 2). Таким образом, модуляция сигналом гетеродина — причина периодической помехи, которая размещается справа и слева на частотах, кратных частоте модуляции.

Шум от источника на некоторой частоте f копируется, и копии появляются на частотах $f \pm kf_0$, где k — целое число, f_0 — основная частота модулирующего периодического сигнала. И наоборот, шум на выходе на некоторой частоте f имеет вклад от источников шума на частотах $f \pm kf_0$.

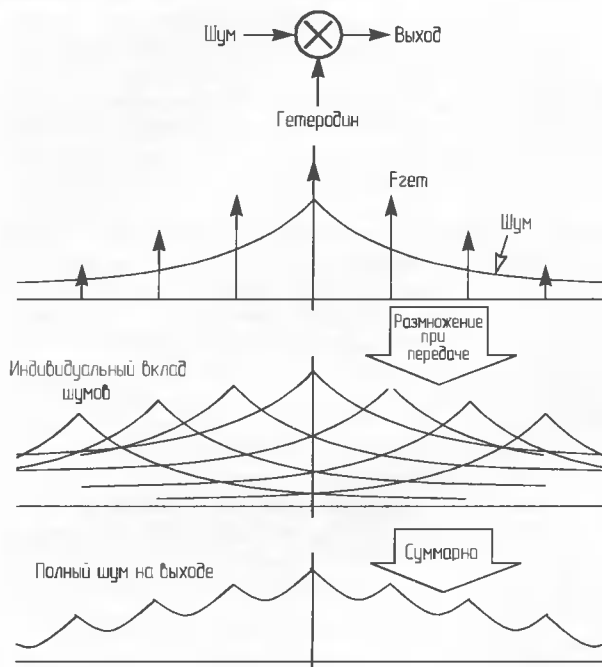


Рис. 2. Шумы преобразуются смесителем на выходе. Они размножаются и размещаются справа и слева у каждой гармоники сигнала гетеродина, приводя в результате к корреляции на частотах, отделенных $kf_{\text{гет}}$.

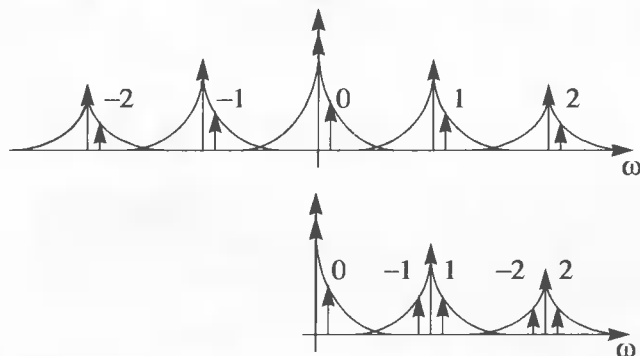


Рис. 3. При комплексном представлении вектора шума в частотах, отделенных $k\omega_0$, является коррелированным. При преобразовании в реальные сигналы комплексно-сопряженный шум в отрицательных частотах будет отражен к положительным частотам. В результате верхние и нижние боковые полосы содержат коррелированный шум.

Из-за преобразования размноженных копий того же самого источника шума помехи, отделенные kf_0 , будут коррелированными. Вспомним, что спектр шума можно перегибать относительно оси постоянного тока. Таким образом, помехи в верхних и нижних боковых полосах будут коррелированы. Рассмотрим верхний спектр на рис. 3, где указано расположение помех на частотах больше и меньше нуля. Это подразумевает, что используется комплексное векторное представление. Когда этот комплексный сигнал преобразован в реальный сигнал, комплексно-сопряженный сигнал на отрицательных частотах отображается на положительной частоте. Таким образом, сигнал в частотах выше и ниже гармоники на величину $\Delta\omega$ является коррелированным. Эти частоты называются верхними и нижними боковыми полосами гармоник.

Из предыдущего мы знаем, что:

- неравномерность по частоте дает корреляцию во времени;
- форма во времени дает корреляцию по частоте.

Это проявление дуальности формы спектра и корреляционной функции. Если одна из них известна, другая может быть восстановлена. Это важно, потому что позволяет нам выбрать временную или частотную область описания помехи в любом конкретном устройстве. В каждом конкретном случае надо просто выбрать более простую форму описания доминирующих статистических свойств шума — спектром или корреляцией.

Расчет шумов

Мы рассмотрим случай, когда шум настолько мал, что он не заставляет цепь вести себя нелинейно (есть одно исключение с генераторами, которое будет обсуждено позже), поэтому при вычислении шума будет использоваться метод возмущений, то есть расщепление сигнала с шумом на большие и малые компоненты. Большой сигнальный компонент (рабочая точка) является периодическим, а малый компонент (шум) — стохастическим. Сначала мы установим в нуль малую стохастическую часть, игнорируя все источники шума, и получим для периодического большого

сигнала установившееся решение, которое определяет рабочую точку цепи. После этого мы линеаризуем цепь в периодически изменяющейся рабочей точке для большого сигнала и наложим малый стохастический сигнал. Полученная линеаризованная система является зависящей от времени и, в отличие от линейных независимых от времени систем, может моделировать явления преобразования частоты, которые создают циклостационарность. Переменная во времени линейная система решается численно. Эти линейные изменяющиеся во времени системы обычно очень большие и требуют специальных численных методов для их решения. Подробней о численных методах можно узнать из [4].

Характеристики циклостационарного шума

Общеизвестны три способа измерения характеристики циклостационарного шума.

Средняя по времени спектральная плотность мощности подобна тому, что

можно было бы измерить неким анализатором спектра. Так как такая измерительная система имеет очень малую эффективную входную ширину полосы, то она проигнорирует как корреляцию в шуме, так и признаки циклостационарной природы шума. (Примем, что частота циклостационарности намного более высока, чем ширина полосы измерительной системы).

Второй метод состоит в том, чтобы использовать спектр наряду с информацией о корреляции в шуме между боковыми полосами. Это полное описание циклостационарности в шуме. Такой прием используется при рассмотрении влияния циклостационарного шума от одного каскада на следующий каскад, работающий синхронно. Два каскада будут синхронны, если они запускаются одним и тем же уровнем или часами, или если выход одного каскада заставил следующий каскад вести себя нелинейно. Этим методом относительно легко определить количество мощности в АМ или ФМ компонентах шума.

Третий метод состоит в том, чтобы анализировать шум, сфазированный или несфазированный в окрестностях точки наблюдения. Шум, сфазированный в окрестностях точки, определим как шум в последовательности полученных значений, когда периодический сигнал с шумом подвергается выборке в том же самом моменте времени каждого периода. Этот метод полезен для определения шума, который возникает при преобразовании непрерывного во времени сигнала к дискретно-разовому сигналу. Он также полезен при определении джиттера (неустойчивой синхронизации), связанного с тем, что сигнал с шумом пересекает порог.

Средняя по времени спектральная плотность мощности шума

Если каскад, который генерирует циклостационарный шум, снабжен фильтром, полоса пропускания которого настроена на одну боковую полосу (полоса пропускания не содержит гармоник и имеет ширину полосы меньше чем $f_0/2$, где f_0 — основная частота циклостационарности), то шум на выходе фильтра будет стационарен. Это истинно, потому что шум на любой частоте f_1 является некоррелированным с шумом на любой другой частоте f_2 , пока f_1 и f_2 находятся в пределах полосы пропускания.

Рассмотрим каскад, который генерирует циклостационарные помехи с частотой модуляции f_1 , соединенный последовательно с каскадом, переходные характеристики которого изменяются периодически на частоте f_2 (смеситель, квантизатор и т. д.). Предположим, что f_1 и f_2 не кратны (нет f_0 такой, что $f_1 = pf_0$ и $f_2 = mf_0$, где p и m — целые числа). Тогда нет никакого способа сместить f_1 кратным числом f_2 и сделать так, чтобы она попадала на коррелированную копию себя. В результате циклостационарная природа помех на выходе первого каскада может игнорироваться. В отношении своего эффекта действия на

последующий каскад шум от первого каскада может рассматриваться как являющийся стационарным, и мы можем характеризовать его, используя усредненную по времени спектральную плотность мощности [3, 5, 6].

Если f_1 и f_2 соразмерны, но m и p являются большими и без общих множителей, то будет усреднено много периодов f_1 и f_2 перед точным фазированием между двумя повторениями. В этом случае циклостационарную природу шума на выходе первого каскада тоже можно игнорировать.

Усредненная во времени спектральная плотность мощности может использоваться как основная модель шума, когда последующие каскады устраняют или игнорируют циклостационарную природу шума. Фильтрация устраняет циклостационарную природу шума, преобразовывая его к стационарному шуму, если используется фильтр одной боковой полосы с полосой меньше значения $f_c/2$. Циклостационарная природа шума игнорируется, если последующий каскад не синхронен с шумами, или если он синхронен, но рабочие частоты достаточно различаются по частоте так, чтобы использовался усредняющий эффект, который устраняет циклостационарность.

Если каскад, производящий циклостационарный шум, управляет следующим каскадом и его передаточная функция будет колебаться во времени синхронно с первым, то игнорируя циклостационарную природу шума от первого каскада (используя спектральную плотность мощности шума) мы получим при анализе неправильные результаты. Одно из мест, где это возможно — там, где фильтр на переключаемых конденсаторах производит выборку/хранение и оба каскада синхронизированы на той же скорости (или кратной той же самой скорости). Другое место там, где первый каскад производит периодический сигнал, который является достаточно большим, чтобы следующий возбуждаемый им каскад стал вести себя нелинейно. В этом случае большой периодический выходной сигнал будет модулировать усиление следующего каскада синхронно с циклостационарными помехами, произведенными первым каскадом. Это происходит, когда генератор возбуждает вход гетеродина смесителя или квантизатора, когда один логический элемент возбуждает другой или когда большой сигнал помехи доводит оба каскада до насыщения.

В этих случаях циклостационарный характер шума,

произведенного первым каскадом, нужно рассматривать при определении полной шумовой характеристики каскадов вместе.

АМ и ФМ шум

Можно разделить шум вблизи несущей на АМ и ФМ компоненты [1]. Рассмотрим шум на боковых полосах вблизи несущей. Представим эти боковые полосы и несущую как векторы. Индивидуально просуммируем векторы боковых полос с вектором несущей. Векторы боковых полос имеют частоту, отличную от несущей, и будут вращаться относительно нее. Одна из боковых полос будет вращаться в направлении $+\Delta\omega$, другая — в $-\Delta\omega$. Если шум не циклостационарен, то эти две боковые полосы будут некоррелированными, их амплитуда и фаза будут изменяться беспорядочно относительно друг друга. Два объединенных вектора боковых полос будут описывать эллипс, размер которого, форма и ориентация изменяются беспорядочно. Однако, если шум циклостационарен, то боковые полосы являются коррелированными. Это уменьшает описанные случайные изменения формы и ориентации эллипса, прочерченные векторами. Если шум является полностью коррелированным, то форма и ориентация останутся неизменными, хотя его размер все еще будет изменяться случайно.

Форма и ориентация эллипса определены относительными размерами АМ и ФМ элементов в шуме. Это демонстрируется на рис. 4. Например, генераторы преимущественно генерируют шум ФМ около несущей частоты, тогда как шум, поданный на вход усилителя переменного тока, почти полностью представлен АМ шумами на выходе этого усилителя. Ситуация, когда один компонент шума доминирует над другим, характерна для циклостационарного шума. Стационарный шум может также быть разделен на элементы АМ и ФМ, но всегда будут равные количества обоих.

Это общее правило, что стационарный шум, объединенный с большим периодическим или квазипериодическим сигналом, проходя сквозь каскад, производящий компрессию или входящий в режим насыщения, на выходе будет преимущественно фазовым. Стационарный шум содержит равные количества амплитудного и фазового шума. Каскад, производящий компрессию сигнала, подавляет амплитудный шум, именно это приводит к преобладанию фазового шума.

Окончание следует

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

Литература

1. A. Demir, A. Mehrotra, J. Roychowdhury. Phase noise in oscillators: a unifying theory and numerical methods for characterisation. — Proceedings of the 35th Design Automation Conference, June 1998.
2. Joel Phillips and Ken Kundert. Noise in Mixers, Oscillators, Samplers, and Logic. Version 1a, May 2000.
3. С. И. Баскаков. Радиотехнические цепи и сигналы. Учебник для вузов по спец. «Радиотехника», 2-е изд. — М: Высшая школа, 1988.
4. В. И. Каганов. Радиотехника + компьютер + MathCAD. — М: Горячая линия-Телеком, 2001.
5. В. И. Тихонов. Статистическая радиотехника. 2-е изд. — М: Радио и связь, 1982.
6. С. Королук. Справочник по теории вероятности и математической статистике. — М: Наука, Главная редакция физико-математической литературы, 1985.

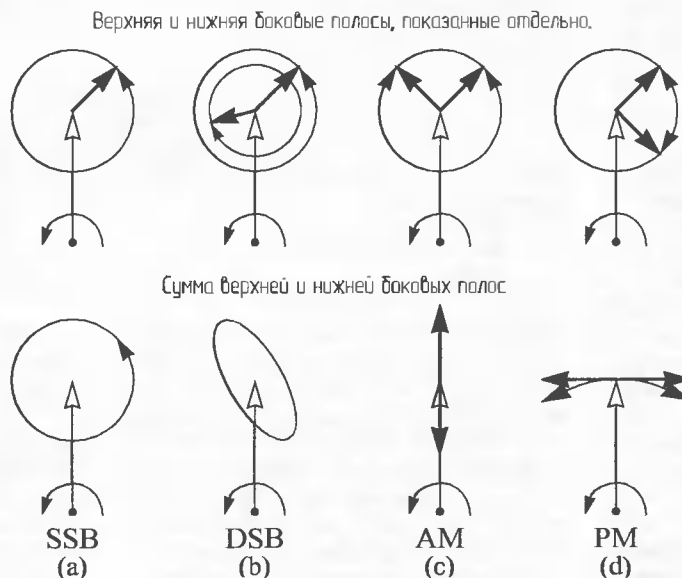


Рис. 4. Рисунок демонстрирует, каковы соотношения между амплитудой и фазой у боковых полос, вызывающих АМ и ФМ в несущем колебании. Векторы с полными стрелками представляют несущее колебание, векторы с черными стрелками представляют боковые полосы. Верхняя боковая полоса вращается по часовой стрелке, а нижняя — против часовой стрелки. Результирующие траектории на рисунке показаны ниже траекторий сигналов с разделенными компонентами. Модуляция с одной боковой полосой (только верхняя боковая полоса) (а), произвольная модуляция с двумя боковыми полосами, где нет никакого специального соотношения между боковыми полосами (б), амплитудная модуляция (фазы одинаковы и таковы, что результирующий вектор совпадает по направлению и параллелен несущему колебанию) (с), фазовая модуляция (фазы одинаковы и таковы, что результирующий вектор совпадает с направлением перпендикулярно несущему колебанию) (д).

Медицинский ультразвуковой датчик воздуха

В статье автор дает теоретическое обоснование выбора ультразвукового метода контроля, рассматривает конкретные примеры применения ультразвуковых датчиков воздуха в медицинской технике, приводит конструкцию, алгоритм работы, принципиальные схемы ультразвуковых датчиков воздуха, а также особенности работы датчиков при их применении.

Обеспечение высокой надежности работы современной аппаратуры, применяемой в самых различных областях современной техники, а также технологического контроля и управления, устанавливает жесткие требования к первичным преобразователям (датчикам). Широкое промышленное освоение и внедрение ультразвуковых приборов контроля в ряде ведущих отраслей промышленности и систем автоматизации механизмов, установок, аппаратов и комплексов дает большой экономический эффект вследствие их повышенной надежности и долговечности и сравнительно низкой себестоимости.

В жидких и газообразных средах с помощью ультразвуковых колебаний можно определять уровень жидкости в открытых и закрытых резервуарах и емкостях. Резервуары и емкости при этом могут находиться под повышенными давлением и температурой. С помощью ультразвуковых колебаний можно также определить расход жидкости, протекающей по магистралям и трубопроводам; наличие жидкости в пространстве между излучателем и приемником ультразвукового датчика; уровень сыпучих тел; расстояние и дальность для неподвижных и движущихся предметов в воздухе. Выдаваемая ультразвуковыми датчиками информация может быть как цифровой, так и аналоговой и в большинстве случаев используется для контроля и автоматизации процессов, протекающих в пространстве, зондированием ультразвуковым датчиком. Разнообразие условий эксплуатации и требований к контролю уровня жидкости, скорости потока и расхода жидкости в магистралях и трубопроводах в сочетании с различными физическими и химическими свойствами контролируемых жидких продуктов в широком диапазоне температур и давлений обусловили широкую гамму разновидностей и модификаций применяемых датчиков. Конструктивное исполнение и схемотехническое решение датчика может быть самым различным и привязано к каждому конкретному случаю.

Для вышеуказанных целей могут использоваться различные первичные преобразователи (датчики): поплавковые, емкостные, термометрические, оптические и ультразвуковые. Принцип работы перечисленных датчиков основан на различии тех или иных параметров сред. Так, при контроле уровня воды и воздуха используется различие следующих их параметров: плотность ρ ,

диэлектрическая проницаемость ϵ , теплопроводность α , оптическая плотность и акустическое сопротивление ρc , где c — скорость распространения ультразвуковых колебаний.

Для ультразвукового метода отношение акустических сопротивлений имеет большее значение, чем отношение соответствующих параметров ρ , ϵ , α при других способах контроля. Для воды и воздуха оно может быть легко подсчитано по соответствующим значениям ρ и c в этих средах.

$$\rho_{ж} c_{ж} / (\rho_{в} c_{в}) =$$

$$= 997 \times 1,497 \times 10^3 / (1,29 \times 3,43 \times 10^2) = 3400.$$

В то же время отношение диэлектрической проницаемости для емкостного метода не превышает 2,5 и только для воды равно 80. Отношение контролируемых параметров для различных методов контроля в разных средах при контроле уровня приведено в табл. 1.

Таблица 1

Среды	Отношение контролируемых параметров для различных методов контроля		
	емкостный	поплавковый	ультразвуковой
Вода и водные растворы	80	770	3400
Нефтепродукты:			
нефть	2	640	2500
машинное масло	2,2	710	2900
бензин	2,3	580	2000

Для поплавкового метода отношение плотностей достаточно велико, но применение поплавкового датчика ограничивается при большой вязкости контролируемой жидкости вследствие залипания поплавка и при малой плотности жидкости, когда поплавок тонет. Малая чувствительность емкостного датчика и низкая эксплуатационная надежность поплавкового послужили в ряде случаев причинами их замены на более эффективные и надежные ультразвуковые датчики.

Простота и надежность конструкции ультразвуковых сигнализаторов уровня, их универсальность, возможность использования практически в любых жидких средах, большой динамический диапазон чувствительности, хорошее соотношение сигнал/помеха, достаточно простая схемотехника обусловили все более широкое применение ультразвуковых сигнализаторов уровня в различных отраслях промышленности, судостроении, медицинской техники и т. д. Достоверность и надежность систем, использующих ультразвуковые сигнали-

заторы, очень высоки. Нужно отметить, что ультразвуковые сигнализаторы не контактируют непосредственно с предметами или объектами контроля.

Простое конструктивное исполнение, достаточно простая электрическая схема, высокая точность (0,1...0,5 мм), повышенная надежность и большой срок службы — причины массового применения ультразвуковых сигнализаторов.

Принцип работы подобных сигнализаторов уровня жидкости основывается на фиксации изменения энергии ультразвуковой волны, проходящей через жидкость или газ, вследствие резких различий значений акустического сопротивления этих сред. Для измерения уровня жидкости в большинстве случаев используется принцип прохождения ультразвуковых колебаний между излучателем и приемником акустического датчика. В качестве преобразователей электрических колебаний высокой частоты (порядка 1 МГц) в ультразвуковые, распространяющиеся в контролируемой среде между излучателем и приемником, обычно используется пьезокерамика (цирконат-титант свинца) в виде круглых пластин диаметром 6...30 мм толщиной 1...2 мм с резонансной частотой от 0,5 до 2 МГц. Возбуждение и прием колебаний производится в непрерывном или импульсном режиме.

Имеются две разновидности конструктивного исполнения дискретных сигнализаторов уровня:

- излучатель и приемник являются самостоятельными датчиками и уста-

навливаются напротив друг друга на заданной базе контроля;

- излучатель и приемник совмещены в одной конструкции в едином корпусе (двухщуповые датчики).

В обоих случаях чувствительные головки сигнализаторов выполняются практически одинаково, но во втором случае задача конструирования сигнализатора (как конструктивное исполнение, так и выбор схемотехнического решения) усложняется возможностью передачи сигнала акустической помехи по металлу или другому материалу корпуса сигнализатора. Сигнал помехи, минуя рабочий зазор, распространяется от излучателя к приемнику и может вызвать ложное срабатывание устройства. Выбор той или иной конструкции акустических датчиков дискретных сигнализаторов уровня жидкости определяется рядом факторов, из которых главными являются:

- условия эксплуатации (физические и химические свойства среды, давление и температура, взрывоопасность);

- акустические характеристики, в основном определяемые отношением сигнал/помеха;
- требования к конструктивному исполнению (габаритные размеры, способ закрепления пьезоэлементов).

Конструктивное исполнение чувствительной головки таких датчиков имеет три основных разновидности: стержневая, П-образная, С-образная.

Высокие тактико-технические и эксплуатационные характеристики современных ультразвуковых сигнализаторов, работающих на прохождении ультразвуковых колебаний через жидкость в рабочем зазоре, обусловили их широкое практическое применение.

Ультразвуковые сигнализаторы уровня являются универсальными по применению практически для любых жидкостей: прозрачных и оптически непрозрачных, вязких и в виде суспензий взвешенных частиц; пожаро- и взрывоопасных; агрессивных; электропроводных и неэлектропроводных. Кроме того, в сигнализаторах отсутствуют механически движущиеся элементы и детали, что обеспечивает их надежность в процессе эксплуатации и долговечность.

При работе ультразвуковых сигнализаторов в импульсном режиме используется временная селекция полезного сигнала от возможных сигналов помехи: по газу через рабочий зазор датчика и по металлу корпуса датчика. Это разделение возможно из-за различных скоростей распространения звука в этих средах: в жидкости — 1500 м/с; в газе — 340 м/с, т. е. в пять раз меньше; в металлах — 6000 м/с; т. е. в четыре раза больше. База прозвучивания b — расстояние между излучающим и приемным преобразователем сигнализатора уровня — составляет 4...40 мм. Время распространения между излучателем и приемником определяется базой датчика и средой, в которой сигнал распространяется. Скорость распространения звука в жидкости составляет порядка 1500 м/с. Если взять базу $b = 20$ мм, то для воды время распространения колебаний между излучателем и приемником в датчике будет равно

$$t_b = b/c = 0,02/1500 \approx 13 \text{ мкс.}$$

Поскольку сигнал помехи по газу достигает приемного преобразователя в пять раз позднее, его легко можно разделить во времени с сигналом по жидкости. Разделить полезный сигнал во времени с сигналом помехи по металлу намного сложнее. При одинаковых путях распространения сигналов в жидкости и в металле последний придет в четыре раза быстрее, поэтому для разделения сигналов целесообразно сделать путь распространения по металлу в 6...10 раз большим базы прозвучивания. Например если путь распространения по металлу $l = 180$ мм, то $t_m = 0,180/6000 \approx 30$ мкс.

Наиболее приемлемым для этих целей является С-образный датчик. Возбуждение излучателя осуществляется

короткими периодическими импульсами прямоугольной формы длительностью порядка $\tau = 0,5...1$ мкс с периодом 3...10 мс. При этом резонансная частота излучателя получается порядка 1 МГц. Использование радиоимпульсов повышает коэффициент передачи акустических датчиков, но значительно увеличивает длину зондирующих импульсов, которая в некоторых случаях становится сравнимой с базой прозвучивания. Поэтому в большинстве случаев в импульсных сигнализаторах уровнях жидкости возбуждение излучателя производится короткими видеоимпульсами прямоугольной формы. Существуют две основные модификации сигнализаторов уровня по базе между излучателем и приемником ультразвуковых колебаний — для малой базы (4...40 мм) и большой (0,5...5 м). В первой модификации (для рассматриваемых дальше примеров) используются двухщуповые датчики, работающие на частотах ≈ 1 МГц, но при этом применяются конструктивные элементы и особый алгоритм работы для развязки излучателя от приемника, т. е. для обеспечения значительного ослабления (до 1000 раз) помехи по металлу.

Учитывая вышеизложенное, структурную схему импульсного сигнализатора уровня можно условно разделить на две части — передающую и приемную. Передающая часть будет включать в себя задающий генератор, который формирует периодические импульсы с указанными выше параметрами, и выходной усилитель. Нагрузкой выходного усилителя является излучатель. Приемная часть включает в себя входной усилитель, на вход которого поступают сигналы с приемника акустического датчика; временной селектор; триггер. Временной селектор принимает сигнал с входного усилителя только в момент возможного прихода сигнала по жидкости, то есть открываются временные ворота на время, равное длительности сигнала через время прохождения сигнала по жидкости. Отсчет времени в цикле обработки идет по фронту импульса с задающего генератора. В начале цикла временной селектор сбрасывает триггер и при наличии полезного сигнала взводит его. Таким образом, при наличии жидкости между излучателем и приемником выходной сигнал триггера имеет уровень лог. 1, а при отсутствии — лог. 0.

Применение микроконтроллера значительно упрощает схему управления импульсного сигнализатора в целом, значительно сокращая число радиоэлементов. Приемная и передающая часть при этом размещаются на одной плате, размеры печатной платы минимизируются. Наличие в микроконтроллере универсального асинхронного последовательного приемо-передатчика (УАПП) упрощает задачу сопряжения платы управления сигнализатора уровня с компьютером по последовательному каналу связи (по интерфейсу RS-232 или RS-485). Применение, например, кана-

ла связи RS-232 позволит удалить сигнализатор уровня на 15 м от компьютера (длина кабеля оговорена стандартом, при наличии общего контура заземления она может быть существенно увеличена при некотором снижении рабочей скорости).

Рассмотрим конкретный пример практического применения ультразвукового сигнализатора уровня. В медицинской технике в кровопроводящей аппаратуре, а также в приборах и аппаратах, предназначенных для проведения инфузий различных лекарственных сред (инфузата), использующих кровопроводящие и инфузионные магистрали при перемещении крови или инфузата, возникает проблема контроля воздушных включений в крови или инфузате. Конструктивно в применяемых в медицине отечественных и зарубежных кровопроводящих и инфузионных магистралях предусмотрена ловушка воздуха. Контроль воздушных включений должен осуществляться посредством контроля уровня крови или инфузата в вертикально расположенной ловушке воздуха. Для контроля уровня жидкости (крови, инфузата) в ловушке воздуха необходим датчик воздуха (далее — датчик).

Основные технические требования, предъявляемые к датчику:

- первичный преобразователь (датчик или сигнализатор уровня) должен учитывать конструктивные особенности ловушки воздуха магистрали (материал, диаметр ловушки и т. д.);
- конструктивно датчик должен быть выполнен в виде компактного функционально законченного модуля с приличным дизайном, габаритные размеры модуля необходимо минимизировать и учесть, что датчик будет встраиваться в аппараты медицинской техники, при этом конструкция и электрическая схема датчика должны быть достаточно просты;
- достоверность и надежность работы датчика;
- небольшое энергопотребление и минимум питающих напряжений;
- датчик должен иметь минимум настроек и регулировок как в процессе проверки, так и в период эксплуатации;
- выходной сигнал датчика должен быть в уровнях ТТЛ;
- работа датчика должна быть визуально продублирована светодиодом;
- датчик должен срабатывать при снижении уровня жидкости в ловушке не более чем на 5 мм от контрольного.

Конструкция датчика воздуха включает в себя держатель ловушки воздуха, датчик (сигнализатор уровня), плату усилителя сигнала датчика (плату управления).

Применение любого датчика в качестве сигнализатора уровня в составе датчика воздуха накладывает на него особые требования. Эти требования обусловлены спецификой условий эксплуатации медицинской техники. В первую очередь необходимо выполнить все

требования по электробезопасности, которые предъявляются к медицинской технике. Нужно также учесть вероятность попадания контролируемой жидкости на устройство; быстродействие; вероятность правильного обнаружения жидкости (крови или инфузата); уровень радиопомех; точность, устойчивость корпуса к многократной дезинфекции и т. д. Кроме того, работа датчика не должна быть привязана к прозрачности среды. При перемещении крови в ловушке воздуха магистрали в некоторых случаях происходит активное пенообразование. Датчик должен исключить любые ложные срабатывания.

Ультразвуковой сигнализатор уровня, работающий в составе датчика воздуха, в полной мере отвечает вышеуказанным требованиям. Следует отметить, что алгоритм работы импульсных ультразвуковых сигнализаторов значительно сложнее, чем оптических или поплавковых, и при применении микросхем средней степени интеграции для функциональных узлов управления устройство получается достаточно сложным. База прозвучивания сигнализатора определяется диаметром ловушки воздуха. В настоящее время на рынке представлен широкий спектр одноразовых кровепроводящих и инфузионных магистралей как отечественных, так и зарубежных фирм. Подобные магистрали изготавливают из полимерных материалов, в основном из силикона или поливинилхлорида. Диаметр ловушки воздуха у разных типов магистралей может быть от 16 до 32 мм.

Рассмотрим датчик, работающий с одноразовыми полимерными магистралями, у которых внешний диаметр ловушки воздуха может быть от 18 до 20 мм, толщина стенки — до 1,5 мм. Ниже приведены основные технические характеристики датчика:

- питающие напряжения, В — +5, +12, -12;
- допустимые отклонения питающих напряжений — $\pm 5\%$;
- габаритные размеры, не более — 91×70×47 мм;
- масса, не более — 250 г;
- допустимое отклонение уровня жидкости от контролируемого уровня, не более — 10 мм;
- диапазон рабочих температур — 10...+50 °C;
- время непрерывной работы датчика, не менее — 12 ч.

Принципиальная схема датчика приведена на рис. 1.

Осциллограммы, поясняющие работу датчика, приведены на рис. 2.

Датчик разработан на базе микроконтроллера AT89C2051PI фирмы Atmel. Микроконтроллер имеет ОЗУ емкостью 128 байт и электрически перепрограммируемое flash ППЗУ (EEPROM) емкостью 2 кбайт с допустимым числом циклов перепрограммирования не менее 1000. Данные в ОЗУ при снятии питающего напряжения теряются. Программы, записываемые в ПЗУ, могут быть защищены одним из двух уровней за-

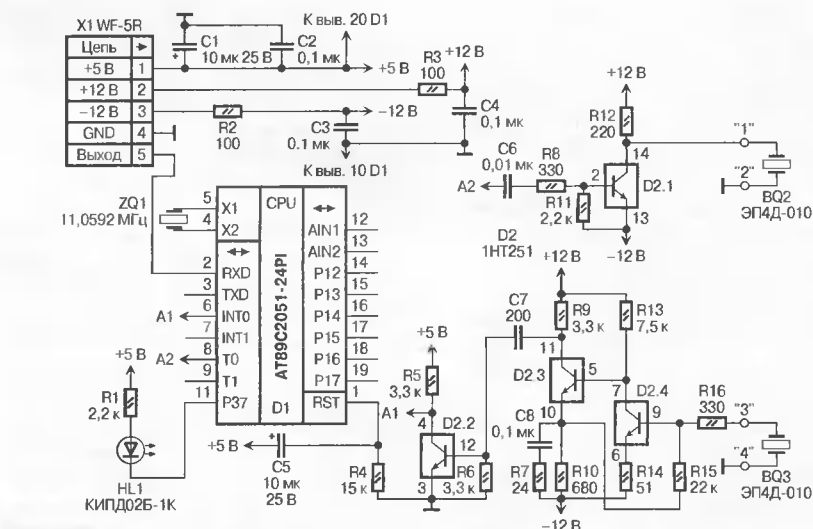


Рис. 1

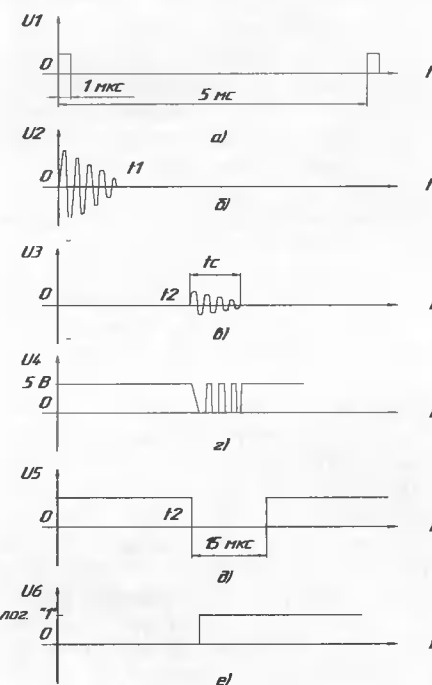


Рис. 2

щиты от несанкционированного считывания. Контроллер является восьмиразрядным КМОП МК и имеет процессорное ядро, совместимое с микроконтроллерами семейства MCS-51. Он работает в широком диапазоне питающих напряжений 2,7...6 В, имеет малый ток потребления в активном режиме — 14 мА при тактовой частоте 24 МГц и напряжении питания 5 В и 1,8 мА при тех же условиях в ждущем режиме (Idle Mode, IM). В ждущем режиме работа процессора прекращается, но ОЗУ, таймеры-счетчики Т/С, последовательный порт UART и система прерываний продолжают работать. Несомненное достоинство микроконтроллера — достаточно высокая нагрузочная способность портов

P1.0...P1.7 и P3.0...P3.5, P3.7, составляющая 20 мА. Данный микроконтроллер со своей архитектурой вполне подходит для решения задач управления при минимуме аппаратных затрат.

Микроконтроллер с вывода 8 подает импульс лог. 1 длительностью 1 мкс (рис. 2, а) на вход усилителя, собранного на D2.1. Импульс через конденсатор C6 и резистор R8 поступает на базу транзистора D2.1. Нагрузкой D2.1 служит пьезоэлемент BQ2. Усиленный импульс возбуждает BQ2 (рис. 2, б). Пьезоэлемент BQ2 является составной частью излучателя датчика. Конструктивно излучатель и приемник совершенно одинаковы. Внешний вид излучателя (приемника) показан на рис. 3.

Через время t_2 (отсчет времени идет по фронту запускающего импульса) сигнал поступает на пьезоэлемент BQ3 (приемник датчика), изображенный на рис. 2, в, и возбуждает его. Время t_2 (время распространения между излучателем и приемником), как уже вычислялось выше, составляет порядка 13 мкс. Экспериментально установлено, что при комнатной температуре для воды $t_2 \approx 15...17$ мкс. С пьезоэлемента BQ3 сигнал поступает на вход двухкаскадного усилителя собранного на D2.3, D2.4. Положительные полуволны сигнала через фильтр C7R6 поступают на базу транзистора D2.2, а с его коллектора — на вывод 6 микроконт-

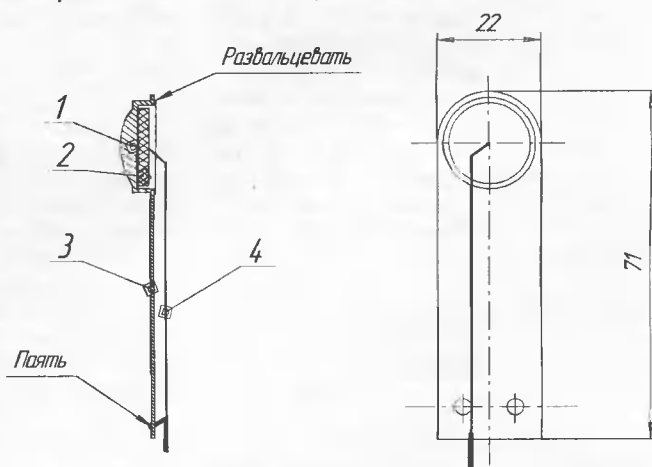


Рис. 3

роллера D1 (рис. 2, г). В микроконтроллере временной селектор организован следующим образом. В момент времени t_2 микроконтроллер начинает анализировать состояние вывода 6 и при наличии лог. 0 устанавливает на выводе 2 лог. 1. Время t_2 (20 мкс) задается программно. Отчет времени (начало каждого цикла) идет по фронту запускающего импульса с вывода 8 микроконтроллера D1. С момента времени t_2 микроконтроллер анализирует состояние вывода 6 (ждет лог. 0) только 15 мкс. Задержка, равная 20 мкс (рис. 2, д), подобрана экспериментально с учетом тех сред, с которыми будет работать датчик (раствор глюкозы, физиологический раствор и т. д.). Длительность ворот определяется длительностью принимаемого сигнала, приходящего с излучателя через рабочую среду в приемник. Длительность принимаемого сигнала t_c (рис. 2, в) может быть от 10 до 60 мкс и определяется рядом факторов: пьезоэлементами BQ2, BQ3, качеством склейки данных пьезоэлементов в стаканах приемника и излучателя, центровкой, коэффициентами усиления транзисторов в транзисторной матрице, акустическим контактом стакана (поз. 1, рис. 3) с корпусом ловушки воздуха и т. д.

В момент времени t_2 перед тем, как открыть ворота, микроконтроллер устанавливает вывод 2 в состояние лог. 0. Таким образом, временные ворота на-

строены только на полезный сигнал по жидкости. Если между излучателем и приемником (в рабочем зазоре) есть жидкость, то в интервале времени $t_2...t_3$ на входе запроса прерывания INT0 (вывод 6 микроконтроллера) будет присутствовать уровень лог. 0, а на выводе 2 микроконтроллера — лог. 1 (рис. 2, е), индикатор HL1 датчика включен. Если жидкости нет (воздух), на выводе 2 микроконтроллера — лог. 0, индикатор HL1 датчика выключен. Период следования запускающих импульсов (время между циклами) — 5 мс. Сигнал по металлу не попадает во временные ворота. Временной селектор реализован программно. Устройство управления с вышеуказанным алгоритмом работает очень устойчиво и достоверно. Элементы C5 и R4 при подаче напряжения питания +5 В осуществляют системный аппаратный сброс, он происходит при подаче лог. 1 на вход 1 (RST) микроконтроллера.

Питающие напряжения поступают на плату датчика через соединитель X1. Потребление тока по каждому каналу:

- +5 В — не более 20 мА;
- +12 В — не более 10 мА;
- -12 В — не более 10 мА.

С контакта 2 соединителя X1 напряжение +12 В поступает на фильтр из элементов R3, C4, а с контакта 3 напряжение -12 В — на фильтр из элементов R2, C3. Устройство собрано на

печатной плате размерами 40×70 мм из двусторонне фольгированного стеклотекстолита.

В датчике использованы резисторы типа С2-33Н, подойдут любые другие с допуском ±5 %. Конденсаторы C1, C5 — К50-35; C2—C6, C8 — К10-176-Н90; C7 — К10-17а-М47. Кварцевый резонатор ZQ1 на частоту 11,0592 МГц, корпус — НС-49S. Индикатор HL1 — КИПД02Б-1К красного цвета свечения. Микроконтроллер AT89C2051PI можно заменить на AT89C4051PI.

Окончание следует

Сергей Шишкин,
avangard@rol.ru

Литература:

1. О. И. Бабинов. Ультразвуковые приборы контроля. — Л.: Машиностроение, Ленинградское отд., 1985.
2. В. Б. Бродин, И. И. Шагурин. Микроконтроллеры. Архитектура, программирование, интерфейс. — М.: ЭКОМ, 1999.
3. Г. И. Пухальский, Т. Я. Новосельцева. Проектирование дискретных устройств на интегральных микросхемах: Справочник. — М.: Радио и связь, 1990.
4. А. В. Донской, О. К. Келлер, Г. С. Кратыш. Ультразвуковые технологические установки. — Л.: Энергия, 1982.

О повышении производительности труда при подготовке текстовых материалов

При подготовке текстового материала к публикации в периодическом издании для устранения обидных неточностей и опечаток требуется многократно перечитывать текстовые файлы. Само по себе это занятие не представляет трудности, но требует много времени и сосредоточенности. Проблема еще и в том, что текст во время набора заучивается почти наизусть и последующее перечитывание материала происходит на лету, т. е. мысленное восприятие текста несколько отличается от того, что читается глазами на экране монитора или свежераспечатанных листах бумаги.

Мысль о том, что неплохо было бы озвучивать набираемый текст и оценивать свой материал как бы со стороны, возникла давно, и в итоге наступил тот момент, когда все это стало возможным реализовать. Поиски требуемых для этого функций в тяжеловесной операционной системе Microsoft® Windows® XP Professional, вопреки ожидаемому, не увенчались успехом. Установленная версия Windows XP в этом плане предлагала лишь распознавание устной английской и китайской речи, а для русскоязычных пользователей — распознавание рукописного текста. Нашлась и возможность озвучивания отдельных английских слов, но было совершенно не ясно, есть ли возможность и как и в какую программу поместить для озвучивания текстовый файл, пусть даже и на английском языке.

Первый шаг по успешному решению этой проблемы помогла сделать небольшая бесплатная программа Texter (разработчик Вадим Грейфер) — замечательная альтернатива неуклюжему «Блокноту» от Microsoft. Эту программу можно найти на CD, который прилагается к журналу CHIP 2003, № 8 или скачать с сайта разработчика <http://vgsoft.by.ru> (Zip-архив 580 кб, без плагинов). Программа может работать в трех кодировках текстовых файлов — Windows, KOI8-R, DOS и

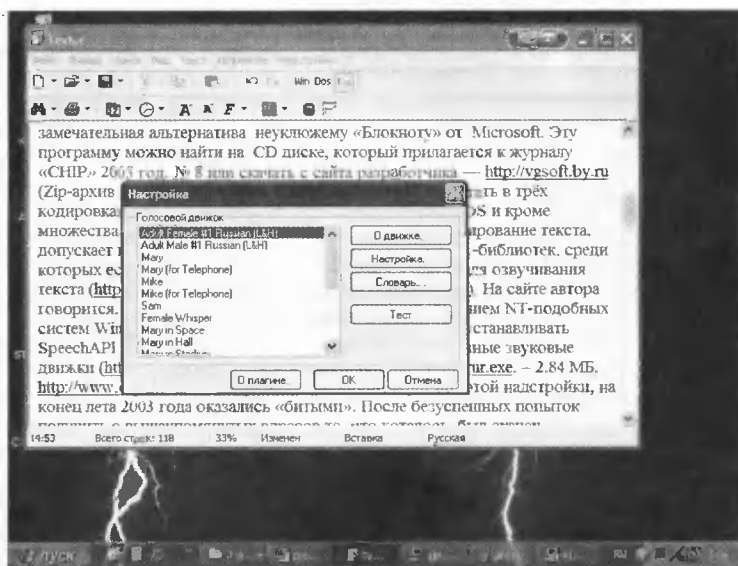
кроме множества уже встроенных функций, например, масштабирование текста, допускает подключение большого числа дополнительных модулей — DLL-библиотек, среди которых есть и DLL-модуль (175 кб), предназначенный для озвучивания текста (<http://www.igorkalinin.com/download/vadim/speak.zip>). На сайте автора говорится, что для работы этой надстройки под управлением NT-подобных систем Windows 2000 и Windows XP нет необходимости устанавливать SpeechAPI (824 кб). К сожалению, ссылки на русскоязычные звуковые движки (<http://vsen.boom.ru>) другой русско-английский голосовой движок (<http://activex.microsoft.com/activex/controls/agent2/lhttsrur.exe>) — 2,84 Мб, <http://www.digalo.com>), которые необходимы для работы этой надстройки, на конец лета 2003 г. оказались битыми. После безуспешных попыток получить с вышеупомянутых адресов то, что хотелось, был переписан рекомендованный бесплатной программой «Сервис менедж» (<http://vsen.boom.ru>) другой русско-английский голосовой движок (<http://activex.microsoft.com/activex/controls/agent2/lhttsrur.exe>) — файл smsetup.exe (731 кб).

Этот голосовой движок успешно устанавливается, после чего его основные файлы можно найти в папке C:\Windows\Lhsp. В результате его установки и установки голосового плагина Speak.dll в папку Texter\Plugins под управлением системы Windows XP редактор Texter перестал работать, хотя и при-

существовал в списке запущенных процессов. Претендующая на зачатки искусственного интеллекта XP ни прямо, ни косвенно, ни тонким намеком не прокричала о новых возможностях, а многочасовые блуждания по настройкам системы так и не привели к тому, чтобы услышать родную речь из уст компьютера с помощью самой XP.

Когда отчаяние достигло апофеоза и стало жаль бесполезно потраченного времени, был взят журнал «Мир ПК» за 2003 г., № 8 и на приложенном к нему диске нашлась демо-версия офисного пакета EasyOffice Premium (<http://www.e-press.com>). В аннотациях упоминается, что текстовый редактор EasyWord, кроме всего прочего, в отличие от известного Microsoft Word имеет возможность озвучивания текста. Предвидя возможные неприятности, вручную была создана контрольная точка восстановления системы (Пуск — Все программы — Стандартные — System Tools — Восстановление системы — Создать точку восстановления). Далее, отклоняя тревожные предупреждения Adobe Acrobat Reader 6.0 — просмотрщика файлов формата PDF, следуя инструкциям, выбрана полная установка EasyOffice Premium. Открывается EasyWord, в него загружаются Doc-файлы, после чего все тексты благополучно озвучиваются.

Через несколько минут обнаруживается, что не имеющие никакого отношения к EasyOffice и системе Windows XP программы Texter и «Сервис менеджер» автоматически подхватили звуковые движки и научились читать текст. В списках доступных голосовых движков значится 19 английских и два русских модуля. Смотрим, какие произошли изменения в системе Пуск — Панель управления — Речь — Преобразование текста в речь. Изменений никаких, Windows XP по-прежнему не умеет читать. Полюбовавшись мощью и красотами даже демо-версии EasyOffice, с грустью при-



нял решение об его удалении, все-таки, демо-версия, да и упрямо устанавливающийся английский интерфейс вместо обещанного русского сгладил восторг. После успешной деинсталляции к удивлению обнаружил, что новые голосовые возможности озвучивания текста остались. Сюрприз ожидает чуть позже — пакет EasyOffice так хорошо себя удаляет, что в системе не остается не только его файлов, но и программы из Microsoft Office перестают работать. Помогает восстановление системы до более раннего состояния. После восстановления системы компьютер вновь лишается дара речи. Следующим шагом была выборочная установка EasyOffice Premium — устанавливался только его компонент EasySPEAKER, т. е. «говорялка». Компьютер вновь умеет читать вслух. Так как голосовые настройки программ Texter и «Сервис Менеджер» превосходят возможности утилиты EasySPEAKER, то последняя удаляется, после чего и Microsoft Office работает, а «Сервис Менеджер», и Texter все еще умеют читать.

К сожалению, ни Word, ни Internet Explorer, ни Outlook Express, ни что-то другое из XP не смогли подхватить голосовые функции. Поэтому, текст придется озвучивать в Texter-е, помещая его туда через буфер обмена или перетаскиванием. Поручив компьютеру задание на озвучивание радиотехнического текста, поначалу забавно слышать произношение терминов и то, как звуковой движок интерпретирует буквенные сокращения. Отретушировать дикцию компьютера не составит труда, если воспользоваться редактором словарей L&N (РПС), разработанным для создания и изменения пользовательских словарей, которые предоставляют возможность настройки выходных данных системы синтеза речи по тексту, задавая особое произношение каких-либо слов или буквосочетаний (например, сокращений). Кроме того, редактор пользовательских словарей дает возможность прослушивать записи словаря с помощью синтезатора речи L&N. Параметры озвучивания синтезатора речи могут быть приведены в соответствие с вашими требованиями.

Как бы вы замечательно не настроили фонетические библиотеки и программы синтеза речи, не стоит полностью пренебрегать обычной проверкой текста, которую, в силу особенностей восприятия человеком информации, не заменит даже безупречная компьютерная диктовка. С другой стороны, продиктовка компьютером технического текста позволяет не только на несколько минут оторваться от компьютера, но и легко отследить такие ошибки, когда, например, вместо латинской литеры «С» набрана русская «С».

www.platan.ru
ПЛАТАН

ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ
ОТ ВЕДУЩИХ ПРОИЗВОДИТЕЛЕЙ



Семинар

"Силовые компоненты Mitsubishi"

5 ноября 2003 г.

В программе семинара:

- Новая технология производства кристаллов IGBT
- IGBT модули пятого поколения
- Интеллектуальные IGBT модули
- Высоковольтные интеллектуальные IGBT модули

Начало семинара: 10.00

Место проведения семинара:

м. "Кунцевская", к/т "Кунцево", ул. Ивана Франко, д. 14, вход свободный

Семинар проводится совместно с фирмой Mitsubishi Electric



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

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

(Окончание. Начало — № 6/2003)

Устройства USB

Завершая цикл статей "Устройства USB", я предлагаю вам познакомиться с еще одним важным устройством, которое называют концентратором, расширителем или просто "хабом" (от английского hub — узел).

Концентратор USB

Основное назначение концентратора — увеличение числа портов. В нашем случае HUB служит для получения из одного USB-порта семи портов USB. Кроме того, он имеет в своем составе разъемы для подключения клавиатуры PS/2, манипулятора "мышь" PS/2 и последовательный COM-порт.

HUB USB разработан на базе микросхемы FT8U100AX все той же фирмы FTDI, знакомой читателям из предыдущих статей. Краткое описание этой микросхемы было приведено в [1]. Напомню, что помимо своего прямого назначения — контроллера HUB — многофункциональная микросхема FT8U100AX включает в себя встроенные порты инфракрасного канала, двухпроводную шину I²C, последовательный интерфейс UART, порты PS/2 мыши и клавиатуры. Однако использовать все перечисленные интерфейсы в

одном устройстве невозможно, поскольку одни и те же выводы микросхемы в зависимости от конфигурации выполняют различные функции. Например, при использовании последовательного COM порта невозможно будет использовать инфракрасный порт IrDA, и наоборот.

Блок-схема данной микросхемы приведена на рис. 1.

Микросхема состоит из двенадцати основных функциональных блоков, связанных между собой магистральными шинами адреса ADDR, данных DATA и управления CTL. Блок EMCU MICROCONTROLLER CORE представляет собой встроенный восьмибитовый контроллер. Он производит запись и чтение дескрипторов (записей) во внешней программируемой памяти через шину External ROM Bus. Блок DATA SRAM 256 Bytes является статическим буфером данного контроллера объемом

256 байт, который используется для временного хранения данных. Блок FTDI SERIAL INTERFACE ENGINE обеспечивает следующие функции управления USB: NRZI кодирование/декодирование информации, разделение данных из непрерывного пакета, обнаружение начала и окончания пакета, параллельно-последовательное преобразование, проверку контрольной суммы CRC, декодирование кода производителя PID и другие важные функции внутреннего протокола интерфейса USB. Данный блок работает в паре с буфером данных ENDPOINT DATA BUFFER 256 Bytes. USB HUB REPEATER — блок, обеспечивающий маршрутизацию данных функционального назначения для FT8U100AX. Он выполняет функции соединения и разъединения потока данных, управляет скоростью данных при маршрутизации и обнаруживает специальные сигналы управления. Блок HUB PORT POWER CONTROL AND OVERCURRENT DETECT обеспечивает управление питанием и обнаружение токовой перегрузки. Вспомогательным блоком для поддержки интерфейса связи с клавиатурой и «мышью» PS/2 является блок PS/2 KEYBOARD I/F PS/2 MOUSE I/F. Кроме того, микросхема содержит блок двухпроводного последовательного интерфейса MASTER/SERIAL 2-WIRE SERIAL BUS, блок интерфейса последовательных инфракрасных портов SERIAL PORT 1, SERIAL PORT2 (IrDA SIR), SERIAL PORT3 (CIR) с блоком контроллера пульта управления FTIR Ir REMOTE CONTROL PORT и блок управления параллельными портами PARALLEL I/O PORTS 1-5. В качестве задающего генератора и узла синхронизации микросхемы используется блок OSC 48MHz.

Более подробную информацию на эту микросхему можно найти на сайте www.ftdichip.com.

Рассмотрим конкретную реализацию семипортового HUB USB на базе этой микросхемы. Схема данного устройства приведена на рис. 2.

Как видно из схемы, центральным звеном устройства является микросхема D3 FT8U100AX, которая обеспечивает все основные функции HUB. Непосредственно к ней подключена микросхема постоянной программируемой памяти D4. В этой микросхеме хранятся микропрограммы, используемые концентратором для работы с некоторыми внешними устройствами. Входящий поток USB подключается к разъему X0. Конденсаторы C2 и C3 гасят высокочастотные помехи на шине данных потока USB. Через согласующие резисторы R2 и R3 дифференциальный поток данных поступает на вход микросхемы концентратора D3. Транзистор VT1 обеспечивает подключение подтягивающего резистора R65 для установки максимальной скорости обмена по интерфейсу. Узел сброса всего устройства выполнен на элементах R66, R67, R7, C8 и VD1. Задающий генератор построен на ZQ1, C6, C7, R5 и R4. Элементы L1,

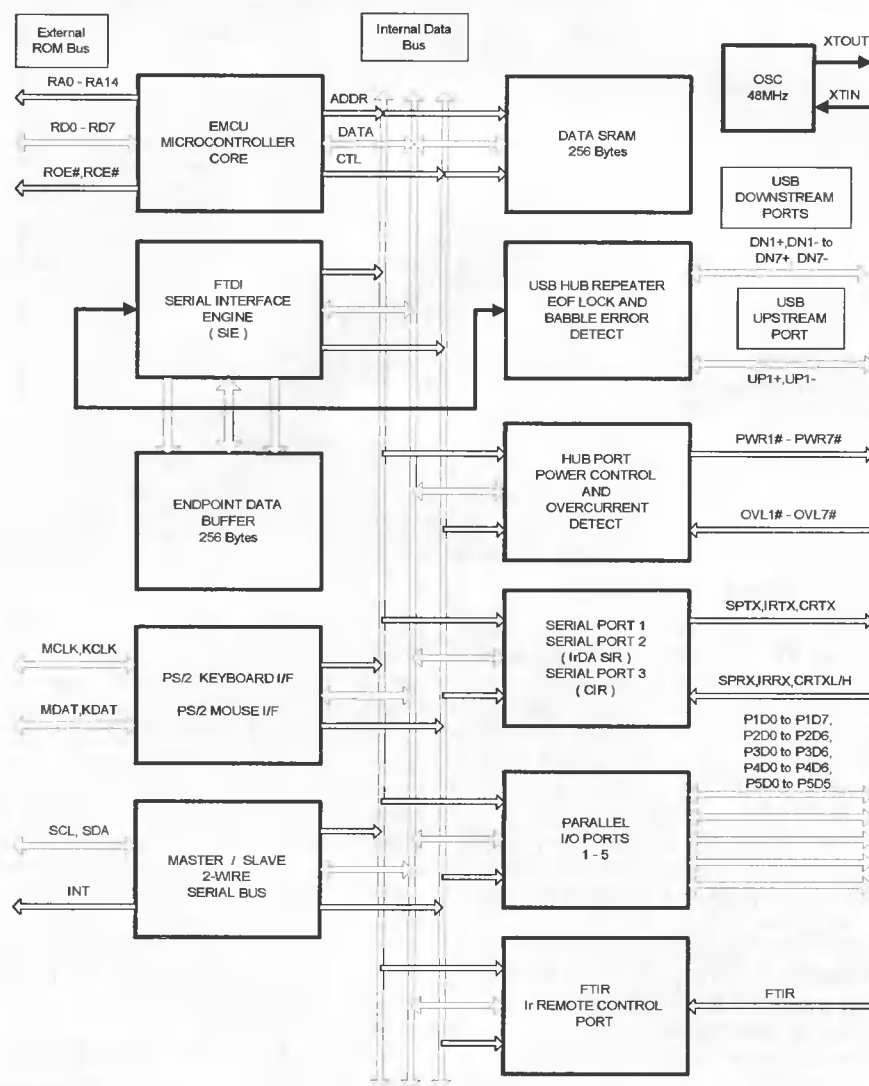


Рис. 1

C4 и C5 обеспечивают стабильный запуск и работу кварцевого резонатора на третьей гармонике резонансной частоты, которая составляет 48 МГц. Микросхемы D1 и D2 с элементами R8—R23 и C9—C12 обеспечивают ограниченное по току питание выходных портов USB. Регистры D5 и D6 формируют сигналы управления индикацией, выполненной на светодиодах HL1—HL11, резисторах R69—R79 и транзисторах VT2, VT3. Светодиоды отображают состояние портов при работе концентратора. Светодиоды HL1—HL7 являются двухцветными и отображают состояние выходных портов USB. Так, свечение светодиода желтым цветом означает низкую скорость потока USB с подключенным к данному порту устройством. Зеленый цвет указывает на максимальную скорость работы по этому порту. При включении питания концентратора все светодиоды должны зажегаться на короткое время, что говорит о правильной инициализации всех его внутренних устройств. Микросхема перепрограммируемой памяти D7 используется для хранения сведений об устройстве (его название, коды производителя и т. д.). Она программируется внутрисхемно, о чем будет сказано ниже. Преобразователь уровней сигналов D9 совместно с элементами C69—C72 обеспечивает преобразование уровней сигналов COM-порта, выведенных на разъем X8 в соответствии со стандартом RS-232. Цепочка элементов R68C68 служит для снижения помех. Выходные потоки USB портов и интерфейсные сигналы клавиатуры и «мыши» выведены на разъемы X1—X9 через согласующие фильтрующие и корректирующие элементы C13—C53 и R24—R59. Самостоятельные предохранители FU1—FU9 обеспечивают дополнительную защиту концентратора от выхода из строя при возникновении коротких замыканий в его выходных питающих цепях.

Питание концентратора осуществляется от внешнего источника напряжением +5 В мощностью не менее 20 Вт, что обусловлено необходимостью обеспечения энергией всех подключаемых к концентратору внешних устройств. Этот источник подключается к разъему XP1. С помощью стабилизатора D8 из +5 В формируется напряжение +3,3 В, необходимое для питания внутренних элементов концентратора. Конденсаторы, подключенные к цепям питания, предназначены для фильтрации питающих цепей.

После сборки концентратора необходимо запрограммировать микросхему перепрограммируемой памяти EEPROM D7, включенную в его состав. Для этого существует специальная программа e2prog.exe. Она доступна на сайте www.ftdichip.com. Перед ее запуском необходимо установить драйверы виртуальных портов VCP, которые также доступны на указанном выше сайте. Установка этих драйверов начинается автоматически после подключения концентратора к компьютеру с помощью стандартного кабеля USB и подключе-

ния его к источнику питания через разъем XP. Процедура этой установки подробно описана в [2]. Напомним лишь, что перед установкой драйверов необходимо убедиться в том, что на вашем компьютере имеется порт USB и он разрешен в SETUP. После запуска программы e2prog.exe на экране монитора появится основная форма программы, которую необходимо заполнить. Изображение этой формы и образец ее заполнения приведены на рис. 3.

Далее необходимо щелкнуть мышкой по кнопке с вытянутой рукой или выбрать в меню Device функцию Advanced Setup и в появившемся окне (см. рис. 4) отметить поля подключаемых портов. Первые семь из этих портов являются портами USB. Порт 8 является после-

довательным COM-портом, а девятый порт поддерживает клавиатуру и «мышь». Если при изготовлении концентратора некоторые из этих портов не устанавливались на плату, то и отмечать их в конфигураторе не следует. Флажок в поле Plug and Play устанавливается, если необходима поддержка данной функции для подключаемых к концентратору устройств.

Далее следует выполнить операцию программирования микросхемы D7. Для этого необходимо выполнить в меню Device функцию Program. Результат программирования будет отображен на экране монитора.

После успешного программирования можно выполнить тестирование COM-порта концентратора, если он присут-

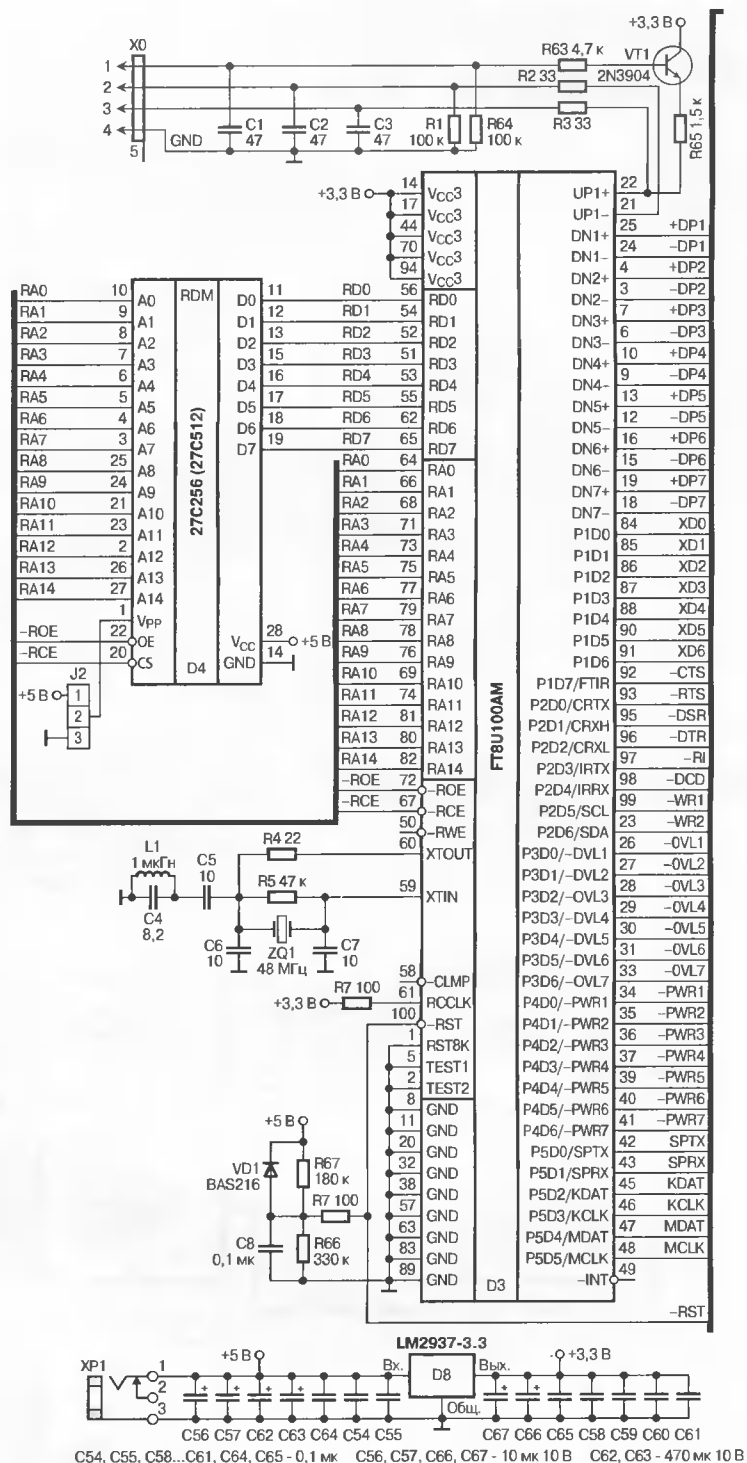


Рис. 2-1

ствуется на плате. Для этого потребуется тестирующий кабель, схема и способ изготовления которого подробно описан в [2]. Запускается тест функцией Test из того же меню Device. Результат тестирования также будет отображен на экране монитора.

В концентраторе присутствует еще одна микросхема памяти D4, которая является однократно программируемой (OTP ROM) и служит для хранения микропрограмм. Данные микропрограммы позволяют выполнить более гибкую на-

стройку конфигурации подключаемого устройства. На сайте фирмы FTDI (ссылка на который приведена выше) можно найти прошивки этой микросхемы для работы с клавиатурой и «мышью» компьютеров типа Apple.

После выполнения всех перечисленных операций концентратор готов к работе.

Фирма FTDI продолжает развивать свою продукцию, и, возможно, в скором времени появятся на свет ее новые компоненты, поддерживающие протокол USB2.0. Тогда мы с вами смо-

жем вернуться к этой теме и раскрыть ее в новом качестве. Но это уже дело будущего...

Олег Вальпа,
sandh@narod.ru

Литература

1. О. Вальпа. Устройства USB. — Схемотехника. 2003, № 6, с. 36, 37.

2. О. Вальпа. Устройства USB. Адаптер USB-COM. — Схемотехника, 2003, № 7, с. 36—39, № 8, с. 39—42.

Еще раз об использовании ЖК-индикаторов фирмы Holtek

В журнале «Схемотехника» неоднократно описывались конструкции с использованием жидкокристаллических индикаторов на основе контроллеров HT1610 фирмы Holtek. Они были разработаны для применения в телефонных аппаратах, но с успехом используются в различных измерительных устройствах и приборах. Преимущества этих индикаторов — простое последовательное управление, требующее всего двух сигнальных линий, и малое энергопотребление. Благодаря этому их легче и проще использовать, чем индикаторы на основе контроллеров HD44780 фирмы Hitachi, имеющие гораздо более широкие возможности, но управляемые, как минимум, по семи сигнальным линиям.

Однако в последнее время индикаторы на основе HT1610 не только заметно подешевели, но и стали гораздо более капризными. Очень часто они оказываются неработоспособными в устройствах, в которых работали индикаторы, купленные два-три года назад. Автору настоящих строк пришлось потратить некоторое время и поэкспериментировать с новыми индикаторами, прежде чем они перестали «глючить».

Первое, с чем возникли проблемы — уменьшившееся сопротивление индикаторов по входам DI и CLK. Известно, что выходы многих микроконтроллеров, в частности серии AT89 фирмы Atmel, имеют невысокую нагрузочную способность, когда они находятся в единичном состоянии. Поэтому здесь и возникли сложности.

Напомню, что поскольку номинальное напряжение питания индикаторов составляет всего 1,5 В, а сигнальные входы не рассчитаны на прямое соединение с пятивольтовыми выходами управляющих микросхем, выходы последних требуют согласования со входами HT1610. Самый простой и одновременно весьма эффективный способ такого согласования — использование последовательно включенных резисторов номиналом от 47 до 68 кОм (рис. 1).

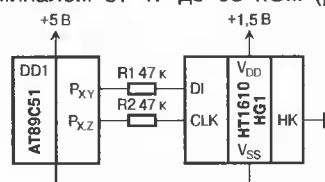


Рис. 1

Однако приобретаемые в последнее время индикаторы, соединенные таким образом с контроллерами фирмы Atmel, не выводят на экран принимаемую информацию, как будто контроллер ничего не передает индикатору.

Изменить ситуацию удалось следующим образом (рис. 2). Каждый из выходов DI и CLK индикатора подключается к шине питания 5 В через два последовательно соединенных резистора номиналом 22...33 кОм. Выход микроконтроллера, управляющий соответствующим входом индикатора, соединен с точкой соединения резисторов этого входа. Таким образом, если на вход индикатора подается единичный сигнал, «подтягивание» его к плюсу питания осуществляется не внутренними резисторами микроконтроллера, а внешними, что обеспечивает достаточный для управления ток во входной транзистор HT1610. Нулевой сигнал с выхода микроконтроллера снижает напряжение в точке соединения резисторов до 0,1...0,2 В, обеспечивая четкое переключение входного транзистора.

Увы, это оказалось еще не все. Многие индикаторы проявили странное свойство — правильность отображения выводимой информации оказалась за-

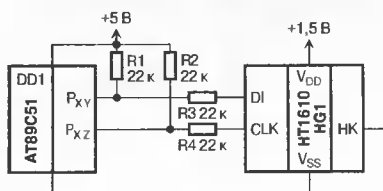


Рис. 2

него для отображения, и от знакомств, занимаемых этими цифрами. При этом во всем остальном индикатор вроде бы работал нормально, в режиме часов отображал любые цифры, но если нужно было отобразить переданные от МК цифры 5, 6 или 3 в трех- или четырехзначном числе, на индикаторе появлялось число совсем другой разрядности, даже отдаленно не напоминающее то, что выводилось микроконтроллером.

Исправить положение удалось увеличением напряжения питания, подаваемого на HT1610. При этом в ряде случаев индикаторы начинали нормально работать, когда питающее напряжение было в пределах 1,5...1,55 В (номинальное напряжение питания индикатора согласно спецификации — $1,5 \pm 0,05$ В). Однако по меньшей мере каждый третий индикатор требовал для нормальной работы напряжение в пределах 1,6...1,65 В. С другой стороны, повышение напряжения питания индикатора приводило к засветке неотображаемых сегментов, что затрудняло чтение выводимой информации. Поэтому оказалось необходимым довольно точно подбирать напряжение, чтобы, с одной стороны, индикатор правильно отображал все цифры во всех знакоместах, а с другой — не засвечивались сегменты, которые должны быть погашены. Проще всего этого достичь с использованием несложного регулятора напряжения, как показано на рис. 3. Вращая движок подстроечного резистора, вы

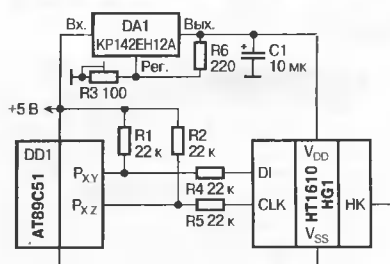


Рис. 3

устанавливаете напряжение питания в соответствии с критериями, описанными в предыдущем предложении, после чего индикатор начинает нормально работать.

Александр Фрунзе,
alex.fru@mtu-net.ru

(Продолжение. Начало — № 5/2003).

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

Основные характеристики ПЛИС XC2C128

Микросхема XC2C128 семейства CoolRunner-II содержит 128 макроячеек, которые входят в состав восьми функциональных блоков. Помимо стандартных логических ресурсов ПЛИС XC2C128 включает в себя встроенный делитель частоты тактового сигнала и триггеры-защелки, предназначенные для фиксации входных данных при использовании технологии DataGATE. Массив блоков ввода/вывода ПЛИС XC2C128 организован в виде двух банков. Для каждого банка ввода/вывода предусмотрена возможность применения отдельного источника

питания выходных каскадов VCCIO. Тем самым в рамках одной микросхемы обеспечивается возможность одновременно использования стандартов ввода/вывода, требующих различных значений напряжения питания.

Микросхемы рассматриваемого типа выпускаются в трех модификациях, которые обозначаются соответствующими числовыми индексами -4, -6, -7. Значение индекса указывает максимальную задержку распространения сигнала от входного контакта ПЛИС до выходного через комбинационную логику.

В справочной документации, предоставляемой фирмой-производителем на

микросхему XC2C128, к моменту написания данной статьи отсутствуют значения тока, потребляемого ПЛИС от источника питания в динамическом режиме, и зависимость этого показателя от частоты сигналов реализуемого устройства. Поэтому при выходе обновленной версии документации для данного типа микросхем соответствующие предельные и типовые значения потребляемого тока, а также частотные характеристики могут быть представлены позже, в последующих частях данной публикации.

Граничные значения основных временных и частотных параметров ПЛИС XC2C128 приведены в табл. 34. В отличие от аналогичных таблиц, представленных ранее для микросхем XC2C32 и XC2C64, табл. 34 дополнительно содержит предельные значения временных параметров сигнала управления защелками входных данных, предназначенными для применения в технологии DataGATE, и сигнала синхронного сброса встроенного делителя частоты тактового сигнала.

Таблица 34

Обозначение	Параметр	Параметр для класса ПЛИС по быстродействию					
		-4		-6		-7	
		Миним.	Макс.	Миним.	Макс.	Миним.	Макс.
TPD1	Задержка распространения сигнала от входного контакта до выходного через комбинационную логику при использовании одиночного термина, нс	—	4,2	—	5,6	—	6,7
TPD2	Задержка распространения сигнала от входного контакта до выходного через комбинационную логику при использовании суммы термов, нс	—	4,5	—	6,0	—	7,5
TSUD	Время установления сигнала на «быстром» входе ПЛИС, нс	1,7	—	2,0	—	2,3	—
TSU1	Время установления сигнала на входе ПЛИС при использовании одиночного термина, нс	1,8	—	2,4	—	2,5	—
TSU2	Время установления сигнала на входе ПЛИС при использовании суммы термов, нс	2,1	—	2,8	—	3,3	—
THD	Время удержания сигнала на «быстром» входе ПЛИС, нс	0	—	0	—	0	—
TH	Время удержания сигнала на входе ПЛИС, нс	0	—	0	—	0	—
TCO	Задержка переключения сигнала на выходе ПЛИС по отношению к глобальному тактовому сигналу на входе GCK, нс	—	3,4	—	4,5	—	6,0
FTOGGLE	Внутренняя частота переключений, МГц	—	416	—	250	—	192
FSYSTEM1	Максимальная системная частота при использовании одиночного термина, МГц	—	263	—	213	—	159
FSYSTEM2	Максимальная системная частота при использовании суммы термов, МГц	—	244	—	196	—	141
FEXT1	Максимальная внешняя частота при использовании одиночного термина, МГц	—	192	—	145	—	118
FEXT2	Максимальная внешняя частота при использовании суммы термов, МГц	—	182	—	137	—	108
TPSUD	Время установления сигнала на «быстром» входе ПЛИС при тактировании сигналом, формируемым матрицей логических произведений, нс	1,0	—	0,9	—	1,5	—
TPSU1	Время установления сигнала на входе ПЛИС при использовании одиночного термина и тактировании сигналом, формируемым матрицей логических произведений, нс	1,1	—	1,3	—	1,7	—
TPSU2	Время установления сигнала на входе ПЛИС при использовании суммы термов и тактировании сигналом, формируемым матрицей логических произведений, нс	1,4	—	1,7	—	2,5	—
TPHD	Время удержания сигнала на «быстром» входе ПЛИС при тактировании сигналом, формируемым матрицей логических произведений, нс	0,4	—	0,9	—	1,0	—
TPH	Время удержания сигнала на входе ПЛИС при тактировании сигналом, формируемым матрицей логических произведений, нс	0,3	—	0,5	—	0,8	—
TPCO	Задержка переключения сигнала на выходе ПЛИС по отношению к тактовому сигналу при тактировании сигналом, формируемым матрицей логических произведений, нс	—	4,1	—	5,6	—	6,8
TOE/TOD	Задержка разрешения выхода ПЛИС, нс	—	4,3	—	5,6	—	7,0
TPOE/TPOD	Задержка разрешения выхода ПЛИС при использовании управляющих термов, нс	—	4,8	—	6,4	—	7,3
TMOE/TMOD	Задержка разрешения выхода ПЛИС при использовании в качестве управляющего выходного сигнала макроячейки, нс	—	5,5	—	7,2	—	9,2

Продолжение таблицы 34

Обозначение	Параметр	Параметр для класса ПЛИС по быстродействию					
		-4		-6		-7	
		Миним.	Макс.	Миним.	Макс.	Миним.	Макс.
ТРАО	Задержка сброса/установки выхода ПЛИС при использовании управляющих термов, нс	—	5,9	—	7,4	—	9,1
ТАО	Задержка сброса/установки выхода ПЛИС при использовании глобального управляющего сигнала, нс	—	6,0	—	7,3	—	9,3
TSUEC	Время установления сигнала на входе разрешения синхронизации, нс	1,9	—	2,5	—	2,6	—
THEC	Время удержания сигнала на входе разрешения синхронизации, нс	0	—	0	—	0	—
TCW	Длительность импульса глобального тактового сигнала, нс	1,2	—	2,0	—	2,6	—
TPCW	Длительность импульса тактового сигнала при тактировании сигналом, формируемым матрицей логических произведений, нс	4,5	—	6,0	—	7,5	—
TDGSU	Время установления сигнала на входе ПЛИС по отношению к сигналу управления защелками DataGATE, нс	5,0	—	7,0	—	9,0	—
TDGHO	Время удержания сигнала на входе ПЛИС относительно сигнала управления защелками DataGATE, нс	5,0	—	7,0	—	9,0	—
TDGR	Время восстановления сигнала управления защелками DataGATE для фиксации новых данных, нс	—	5,0	—	7,0	—	9,0
TDGW	Длительность импульса сигнала управления защелками DataGATE, нс	2,0	—	2,5	—	4,0	—
TCDRSU	Время установления сигнала на входе сброса встроенного делителя частоты относительно спада тактового сигнала на входе GCK2, нс	0,8	—	1,3	—	2,0	—
TCDRHO	Время удержания сигнала на входе сброса встроенного делителя частоты относительно спада тактового сигнала на входе GCK2, нс	0	—	0	—	0	—

Значения внутренних параметров временной модели микросхемы XC2C128 представлены в табл. 35. В заключительной части этой же таблицы приведены значения дополнительных параметров для всех поддерживаемых сигнальных стандартов ввода/вывода. Дополнительные параметры позволяют скорректировать значения некоторых характеристик временной модели ПЛИС (в частности, задержек входных и выходных буферных элементов) в соответствии с используемым стандартом ввода/вывода.

Микросхемы XC2C128 выпускаются в корпусах трех типов — VQFP100, CSP132 и TQFP144, основные характеристики которых приведены в табл. 36.

Таблица 35

Обозначение	Параметр	Параметр для класса ПЛИС по быстродействию, нс					
		-4		-6		-7	
		Миним.	Макс.	Миним.	Миним.	Макс.	Миним.
Задержки буферных элементов							
TIN	Задержка входного буферного элемента	—	1,6	—	2,3	—	2,4
TDIN	Задержка прохождения сигнала через цепь «быстрого» входа	—	1,9	—	2,4	—	3,0
TGCK	Задержка глобального тактового буферного элемента (GCK)	—	1,4	—	1,8	—	2,5
TGSR	Задержка буферного элемента глобального сигнала сброса/установки (GSR)	—	2,2	—	2,8	—	3,5
TGTS	Задержка буферного элемента глобального сигнала управления тристабильными выходами кристалла (GTS)	—	1,6	—	2,1	—	3,0
TOUT	Задержка выходного буферного элемента	—	1,8	—	2,3	—	2,8
TEN	Задержка сигнала разрешения выхода выходного буферного элемента	—	2,7	—	3,5	—	4,0
Задержки логики формирования термов							
TCT	Задержка логики формирования управляющих термов	—	0,5	—	0,6	—	0,9
TLOGI1	Задержка логики формирования одиночного терма	—	0,4	—	0,5	—	0,8
TLOGI2	Задержка логики формирования суммы термов	—	0,3	—	0,4	—	0,8
Задержки макроячейки							
TPDI	Задержка прохождения сигнала от входа до выхода макроячейки через комбинационную логику	—	0,4	—	0,5	—	0,7
TSUI	Время установления сигнала на входе данных триггера макроячейки	1,2	—	1,4	—	1,8	—
THI	Время удержания сигнала на входе данных триггера макроячейки	0	—	0	—	0	—
TECSU	Время установления сигнала на входе разрешения синхронизации триггера макроячейки	1,2	—	1,4	—	1,8	—
TECHO	Время удержания сигнала на входе разрешения синхронизации триггера макроячейки	0	—	0	—	0	—
TCOI	Задержка переключения триггера макроячейки	—	0,2	—	0,4	—	0,7
TAOI	Задержка асинхронного сброса/установки триггера макроячейки	—	2,0	—	2,2	—	3,0
Задержки цепей обратной связи							
TF	Задержка прохождения сигнала через цепь обратной связи	—	2,0	—	2,4	—	3,0
TOEM	Задержка прохождения сигнала разрешения выхода, формируемого в макроячейке	—	1,2	—	1,5	—	2,0

Продолжение таблицы 35

Обозначение	Параметр	Параметр для класса ПЛИС по быстродействию, нс					
		-4		-6		-7	
		Миним.	Макс.	Миним.	Миним.	Макс.	Миним.
Задержки буферных элементов							
Дополнительные задержки для стандарта ввода/вывода 1.5V CMOS							
THYS15	Дополнительная задержка входного триггера Шмитта	—	2,0	—	3,0	—	4,0
TOUT15	Дополнительная задержка выходного буферного элемента	—	0,5	—	0,8	—	1,0
TSLEW15	Дополнительная задержка, вносимая цепью управления длительностью фронтов сигнала на выходе выходного буферного элемента	—	2,0	—	3,0	—	4,0
Дополнительные задержки для стандарта ввода/вывода 1.8V CMOS							
TIN18	Дополнительная задержка входного буферного элемента	—	0,0	—	0,0	—	0,0
THYS18	Дополнительная задержка входного триггера Шмитта	—	2,0	—	3,0	—	4,0
TOUT18	Дополнительная задержка выходного буферного элемента	—	0,0	—	0,0	—	0,0
TSLEW18	Дополнительная задержка, вносимая цепью управления длительностью фронтов сигнала на выходе выходного буферного элемента	—	2,0	—	3,0	—	4,0
Дополнительные задержки для стандарта ввода/вывода 2.5V CMOS							
TIN25	Дополнительная задержка входного буферного элемента	—	0,5	—	0,8	—	1,0
THYS25	Дополнительная задержка входного триггера Шмитта	—	1,5	—	2,5	—	3,0
TOUT25	Дополнительная задержка выходного буферного элемента	—	1,5	—	2,5	—	3,0
TSLEW25	Дополнительная задержка, вносимая цепью управления длительностью фронтов сигнала на выходе выходного буферного элемента	—	2,0	—	3,0	—	4,0
Дополнительные задержки для стандарта ввода/вывода 3.3V CMOS/TTL							
TIN33	Дополнительная задержка входного буферного элемента	—	0,7	—	1,0	—	2,0
THYS33	Дополнительная задержка входного триггера Шмитта	—	1,0	—	2,0	—	3,0
TOUT33	Дополнительная задержка выходного буферного элемента	—	1,0	—	2,0	—	3,0
TSLEW33	Дополнительная задержка, вносимая цепью управления длительностью фронтов сигнала на выходе выходного буферного элемента	—	2,0	—	3,0	—	4,0
Дополнительные задержки для стандарта ввода/вывода SSTL2-1							
TIN21, TFIN21, TGCK21, TGSР21, TGTS21	Дополнительные задержки входных буферных элементов	—	1,5	—	1,8	—	2,5
TOUT21	Дополнительная задержка выходного буферного элемента	—	0	—	0	—	0
Дополнительные задержки для стандарта ввода/вывода SSTL3-1							
TIN31, TFIN31, TGCK31, TGSР31, TGTS31	Дополнительные задержки входных буферных элементов	—	1,5	—	1,8	—	2,5
TOUT31	Дополнительная задержка выходного буферного элемента	—	0	—	0	—	0
Дополнительные задержки для стандарта ввода/вывода HSTL-1							
TIN1, TFIN1, TGCK1, TGSР1, TGTS1	Дополнительные задержки входных буферных элементов	—	1,5	—	1,8	—	2,5
TOUT1	Дополнительная задержка выходного буферного элемента	—	0	—	0	—	0

Таблица 36

Тип корпуса	Размеры корпуса, мм	Расстояние между выводами, мм	Тепловое сопротивление кристалл-окружающая среда, °C/Вт	Тепловое сопротивление кристалл-корпус, °C/Вт	Число пользовательских выводов
Very Thin Quad Flat Pack (VQFP100)	14×14	0,5	47,5	12,5	80
Chip Scale Package (CSP132)	8×8	0,5	72,4	15,7	100
Thin Quad Flat Pack (TQFP144)	20×20	0,5	46,1	7,9	100

Все типы корпусов, перечисленные в табл. 36, используются для реализации ПЛИС, предназначенных для применения как в коммерческом, так и промышленном диапазоне температур. Для коммерческого диапазона температур производятся микросхемы всех трех указанных выше классов быстродействия, а для промышленного диапазона температур — только ПЛИС с быстродействием –7.

Продолжение следует

Валерий Зотов, walerry@euro.ru

Многозадачный режим в микроконтроллерах семейства x51

В ряде случаев в разрабатываемой микроконтроллерной системе МК должен решать несколько независимых друг от друга задач. К сожалению, в посвященной микроконтроллерам литературе примеров реализации переключения между задачами практически нет, в связи с чем разработчикам приходится набивать шишки самостоятельно. Приводимая ниже информация позволит сократить затраты времени на подобную разработку.

Когда речь заходит о многозадачном режиме, все тут же вспоминают Windows — классический пример, где этот режим реализован. Но трудно сразу привыкнуть к мысли, что многозадачность — это не привилегия могучих процессоров, работающих на частотах свыше сотни мегагерц и имеющих десятки и сотни мегабайт памяти. Как это не удивительно на первый взгляд, но многозадачный режим без особых затрат реализуется и на таком простом «думателе», как стандартный МК семейства x51.

Зачем это нужно? К примеру, вам в устройстве нужно контролировать два-четыре не очень быстро протекающих процесса, в ходе которых при наступлении того или иного события нужно программным путем реализовать 50-миллисекундную задержку, причем независимо от состояния в другом контролируемом процессе и т. д. Можно попытаться написать программу, которая в каждый конкретный момент времени анализирует состояние датчиков каждого из процессов и дальше принимает решения по каждому из них с учетом состояния других. Но это очень сложный путь, учесть все возможные комбинации состояний крайне трудно, очень легко что-то не предусмотреть, и вам придется потратить уйму времени на идентификацию неучтенного события.

Гораздо проще написать программу работы с каждым из устройств независимо, так, как будто она единственная, отладить ее и после этого объединить написанные программы в главную программу, где, например, микроконтроллер работает с каждой из программ фиксированный промежуток времени, например 10 мс, после чего аккуратно сохраняет содержимое регистров и переходит ко второй программе. Спустя 10 мс он корректно завершает работу со второй программой и возвращается к первой (я говорю о случае переключения между двумя задачами). И так далее, пока не выключится питание...

Как это реализовать? Вспомним, что в архитектуре x51 предусмотрено четыре комплекта регистров общего назначения. То, с каким именно комплектом регистров мы работаем, определяет состояние битов RS1 и RS0 регистра PSW (соответственно PSW.4 и PSW.3). Изменяя состояние RS1 и RS0, мы можем менять комплект регистров, с которыми мы работаем. При этом тот комплект, который не используется в данный момент, сохраняется неизменным (если вы не портите его содержание записью в эти регистры не как в регистры, а как в обычные ячейки внутреннего ОЗУ). Иными словами, некая часть механизма переключения между двумя, тремя или четырьмя задачами в микроконтроллерах семейства x51 уже предусмотрена.

Что еще надо сохранять? Как правило, аккумулятор, регистры В, PSW и DPTR. В вашем конкретном случае, возможно, потребуется сохранять что-то еще, но это несложно сделать по аналогии с тем, что приведено ниже в тексте программы-примера. Очевидно, что для сохранения каждого из комплектов регистров нужно несколько стеков — по числу задач. Но так как переключения стеков в МК x51 не предусмотрено, нам просто нужно организовать эти несколько стеков где-то в ОЗУ и осуществлять переключение изменением содержимого регистра SP.

Переключение легче всего осуществить при помощи прерывания от таймера. Подпрограмма прерывания сохраняет в стеке завершаемой программы ее регистры, осуществляет переключение со стека одной задачи на стек другой и восстанавливает регистры задачи, с которой ей предстоит работать в ближайшие 10 мс. Далее таймер настраивается на вызов прерывания через 10 мс, запускается, и на этом прерывание завершается.

Конкретная реализация программы, осуществляющей параллельное независимое выполнение двух различных задач, приведена ниже. Рассмотрим ее поподробнее.

Старт программы начинается с метки START. Первые 11 команд формируют стек второй задачи. Вначале в SP заносится начальный адрес 24-байтового массива ячеек ОЗУ, в котором будет находиться стек второй задачи (точнее, стек будет располагаться в ячейках 68H—7FH, а в SP заносится 67H). Далее в стек заносится стартовый адрес второй задачи (т. е. адрес, куда надо будет перейти после завершения первого выполнения фрагмента первой задачи, на него осуществится переход по команде RETI). Устанавливается в единицу бит PSW.3, он указывает на то, что вторая задача будет работать со вторым банком регистров общего назначения, и модифицированный таким образом регистр PSW также сохраняется в стеке. Затем в стеке последовательно сохраняются аккумулятор, регистры В и DPTR.

После этого полученное значение указателя стека сохраняется в SP_NEXT, а в SP заносится начальный адрес 24-байтового массива ячеек ОЗУ, в котором будет находиться стек первой задачи (точнее, стек будет располагаться в ячейках 50H—67H, а в SP заносится 4FH). Далее настраивается таймер-счетчик 0 (подробнее см. в [1], стр. 226—228) и запускается на счет. Завершает стартовый блок команда перехода на выполнение задачи 1.

Собственно, задачи 1 и 2 в данном примере — демонстрационные, первая состоит в формировании на выводе P1.0 меандра с периодом 1 с, а вторая — в формировании на выводе P1.1 меандра с вдвое большим периодом. На месте этих задач вы должны разместить свои реальные задачи. На всякий случай обращаю ваше внимание на то, что они не должны использовать одни и те же ячейки ОЗУ, еще раз убедитесь в этом после завершения сборки программы.

Основная изюминка — в подпрограмме обслуживания прерывания по таймеру TIMER_ISR. Она вызывается примерно через каждые 65 мс и осуществляет следующие действия. После остановки таймера и запрещения прерываний подпрограмма сохраняет в стеке текущей задачи ее регистры, о которых мы говорили выше. Далее осуществляется обмен содержимым ячеек SP и SP_NEXT. Напомним, что в первой из них к моменту завершения первого выполнения фрагмента первой задачи хранится указатель стека первой из задач, а во второй — соответственно второй задачи. После обмена SP определяет стек второй задачи, и именно из него происходит загрузка аккумулятора и остальных регистров, а на хранящийся в этом стеке адрес возврата микроконтроллер переходит по команде RETI. Таким образом, после настройки и запуска таймера и следующего за этим завершения прерывания МК оказывается полностью во второй задаче и выполняет ее до следующего прерывания. И так далее...

Файл с макроопределениями DEFS.INC можно найти в [1], с. 229—231.

```
.ORG 0
#INCLUDE "DEFS.INC"

SP_NEXT .EQU 4FH ; next task's SP holder (04FH)
SP1 .EQU 4FH ; 24 bytes for stack 1
(050H...067H)
SP2 .EQU 67H ; 24 bytes for stack 2
(068H...07FH)
```

```

.....
;;          Startup and initialization          ;;
.....

.ORG      0

        LJMP      START

.ORG      0BH

        LJMP      TIMER_ISR

.ORG      100H

START:
        MOV       SP, #SP2

        MOV       DPTR, #TASK2
        PUSH      DPL
        PUSH      DPH      ; push TASK2 (will return from
ISR to TASK2)

        XRL       PSW, #8
        PUSH      PSW      ; push PSW (register bank = 1
for task 2)
        XRL       PSW, #8

        PUSH      ACC      ; push A
        PUSH      B        ; push B
        PUSH      DPL
        PUSH      DPH      ; push DPTR

        MOV       SP_NEXT, SP ; ISR will get SP from
SP_NEXT

        MOV       SP, #SP1 ; done with task 2, now task
1

        ACALL     SETUP_TIMER ; setup timer and enable
timer interrupt

        AJMP      TASK1      ; go to task 1!

SETUP_TIMER:

        CLR       TR0
        CLR       TR1

        MOV       IP, #0
        MOV       IE, #0
        MOV       TMOD, #00000001B
        MOV       DPTR, #0
        MOV       TLO, DPL
        MOV       TH0, DPH

        SETB      ET0
        SETB      EA
        SETB      TR0
        RET

.....
;;          Delay          ;;
.....

DEL20:
        MOV       R1, #0FDH
LPEX:   MOV       R2, #26H
LPIN:   DJNZ      R2, LPIN
        DJNZ      R1, LPEX
        RET

DEL01S:
        ACALL     DEL20
        ACALL     DEL20
        ACALL     DEL20
        ACALL     DEL20
        ACALL     DEL20
        RET

```

DEL05S:

```

        ACALL     DEL01S
        ACALL     DEL01S
        ACALL     DEL01S
        ACALL     DEL01S
        ACALL     DEL01S
        RET

```

```

.....
;;          Timer ISR          ;;
.....

```

TIMER_ISR:

```

        CLR       TR0
        CLR       EA

        PUSH      PSW
        PUSH      ACC
        PUSH      B
        PUSH      DPL
        PUSH      DPH      ; pushed everything

        MOV       A, SP_NEXT
        MOV       SP_NEXT, SP
        MOV       SP, A      ; swapped SPs

        MOV       DPTR, #0
        MOV       TLO, DPL
        MOV       TH0, DPH

        POP       DPH
        POP       DPL
        POP       B
        POP       ACC
        POP       PSW      ; popped everything

        SETB      EA
        SETB      TR0

        RETI          ; continue other task

```

```

.....
;;          Task 1          ;;
.....

```

TASK1:

```

        SETB      P1.0
        LCALL     DEL05S
        CLR       P1.0
        LCALL     DEL05S
        SJMP      TASK1

```

```

.....
;;          Task 2          ;;
.....

```

TASK2:

```

        SETB      P1.1
        LCALL     DEL05S
        LCALL     DEL05S
        CLR       P1.1
        LCALL     DEL05S
        LCALL     DEL05S
        SJMP      TASK2

        END

```

Файл с текстом приведенной выше программы можно найти на www.pyrometer.ru.

Александр Фрунзе,
Алексей Фрунзе,
alex.fru@mtu-net.ru

Литература:

1. А. В. Фрунзе. Микроконтроллеры? Это же просто! Т. 1. — М.: ООО «ИД Скимен», 2002.

ИК-барьер на микроконтроллере

Инфракрасным барьером (далее просто ИК-барьером) называют устройство оптической охраны, способное формировать невидимую человеческому глазу оптическую преграду, пересечение которой приводит к срабатыванию сигнализации. Обычно данные устройства изготавливаются на цифровых микросхемах малой степени интеграции. Как результат — большие габариты устройств, сложные схемотехнические решения, десятки элементов, а отсюда и небольшая надежность.

Еще одной особенностью устройств данного вида является то, что, как правило, передатчик и приемник изготавливаются в виде отдельных блоков с раздельным питанием от батарей. Но на практике сложно обеспечить своевременную замену элементов питания, а также синхронное включение обоих устройств без дополнительных связей. В описываемом устройстве питание обеих частей обеспечивается от одного источника питания, с которым они соединяются при помощи проводов, в результате обеспечивается одновременное включение устройства на нужный интервал времени. Также стоит сказать несколько слов об ИК-коде, который передается передатчиком и принимается приемником устройства. В простых устройствах, чаще всего, это импульс, следующий с определенным периодом. Ясно, что ни о какой защищенности такого кода (точнее импульса) не может быть и речи, так как данные устройства срабатывают даже от фоновых засветок.

Все вышеперечисленное побудило разработать устройство оптической охранной сигнализации, лишенное этих недостатков. Конечно, такого рода сигнализацию сложно представить себе без микроконтроллера. Применение микроконтроллера позволяет сильно упростить схему самого устройства, повысить его надежность, а также за счет применения более сложного ИК-кода повысить защиту системы.

Выбор был сделан в пользу микроконтроллера AT90S2313 фирмы Atmel. Почему был выбран именно этот микроконтроллер? Дело в том, что в состав этого микроконтроллера входит универсальный асинхронный приемник/передатчик (UART), при помощи которого можно легко организовать приемник/передатчик ИК-сигналов с минимальными затратами ресурсов процессора, которые могут пригодиться при построении на базе ИК-барьера полноценной системы сигнализации.

Принципиальная схема устройства приведена на рис. 1. К выводу 11 (PD6) подключен светодиод HL2, который сигнализирует о нормальной работе устройства. ИК-светодиод HL1, который, собственно, и является излучателем ИК-кода, через токоограничительный резистор R1 подключен к выводу 8 (PD4) микроконтроллера. Переданный код принимается стандартным ИК-приемником DA1. Усиленный и инвертированный сигнал с выхода приемника подается на вывод 2 (PD0/TXD) микроконтроллера. Кроме этого, в состав устройства входит пьезоизлучатель BA1 и кнопка SB1 "Вкл.". Первый является звуковым сигнализатором, сигнал на который подается с выхода внутреннего ШИМ микроконтроллера (вывод 15). Кнопка "Вкл." подключена к выводу 6 (PD2/INT0) и используется для включения/выключения устройства. При выключении микроконтроллер переходит в режим Sleep. Энергопотребление процессора в этом режиме не превышает 10 мкА.

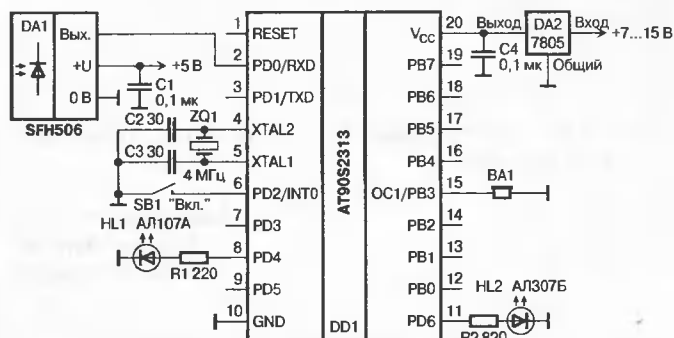


Рис. 1

Алгоритм работы устройства следующий. Сформированный байт кода переписывается в регистр UDR передатчика UART. В это же время запускается подпрограмма, которая анализирует логическое состояние вывода TXD (выхода передатчика UART). При наличии низкого логического уровня запускается ШИМ (широтно-импульсный модулятор), подключенный к выводу PD4 и построенный с использованием прерывания таймера/счетчика 0. Частота ШИМ равна частоте резонанса стандартного ИК-приемника кода RC-5 (36 кГц). При появлении на выводе TXD сигнала высокого уровня ШИМ выключается и на выводе PD4 устанавливается низкий логический уровень, при котором ИК-светодиод не излучает. Таким образом происходит модуляция каждого бита кода, а битов «старт» и «стоп», необходимых для правильной работы UART. Одновременно с передачей ИК-кода ведется также его прием, это возможно благодаря тому, что UART микроконтроллера AT90S2313 может работать в дуплексном режиме, то есть вести одновременно как передачу сигнала, так и его прием. Далее принятый байт сравнивается с переданным байтом. Если эти байты совпадают, то цикл передачи повторяется с той лишь разницей, что передаваемый байт изменяется. Менять код (байт) после каждого цикла передачи можно по любому математическому закону или вообще синтезировать случайным образом. В данном случае код изменяется простым суммированием единицы и предыдущего значения байта. Если же переданный и принятый байты не совпадают, а такое может случиться, если на оптической линии передачи сигнала появилась преграда, то включается сигнализация. Аналогичное включение сигнализации произойдет, если UART вообще не принял байт. Если по истечении времени работы сигнализатора (около 5 с) линия оптической связи будет восстановлена (исчезнет преграда), то система снова перейдет в режим охраны.

Программа устройства написана на языке программирования Ассемблер и приведена ниже.

```
.INCLUDE      «2313def.inc»
;=====
;                                     Программа «ИК-барьера»
;                                     Написана для AT90S2313.
;=====
.org 000
    rjmp reset          ;Вектор сброса
.org 001
    rjmp ext_int0;Вектор прерываний от вывода INT0
.org 006
    rjmp tim_ovf0;Вектор прерываний от таймера/счетчика 0.
;=====
;Подпрограмма обработки прерываний от вывода INT0.
;=====
ext_int0:
    ldi r31,25
    rcall pause ;Вызываем подпрограмму задержки
    reti        ;Выход из подпрограммы обработки прерываний
;=====
;Подпрограмма обработки прерываний от таймера/счетчика 0.
;=====
tim_ovf0:
    out tcnt0,r18;Заружаем таймер длительностью полупериода частоты модуляции
    inc r19          ;Увеличиваем значение регистра на единицу
    sbrc r19,0        ;Проверяем на четность младший бит
```

```

r19
    cbi portd,4 ;Устанавливаем на выводе PD4 логический
0
    sbrs r19,0 ;Проверяем на четность младший бит
r19
    sbi portd,4 ;Устанавливаем на выводе PD4 логический
1
    reti ;Выход из подпрограммы обработки преры-
вания
;=====
; С этого места собственно и начинается основная програм-
ма.
;=====
reset:
    ldi r16,0b01010010
    out ddrd,r16 ;Устанавливаем направление работы порта
D
    ldi r16,0b01101100
    out portd,r16;Включаем подтягивающие резисторы
    ldi r16,0b00001000
    out ddrb,r16 ;Устанавливаем направление работы порта
B
    ldi r16,0b11110111
    out portb,r16;Устанавливаем соответствующие уровни на
выходах порта B
    ldi r16,$80
    out spl,r16 ;Инициализируем стек
    ldi r16,0b00011000
    out ucr,r16 ;Разрешаем роботу приемника и передат-
чика UART
    ldi r16,$ff
    out ubrr,r16 ;Задаем скорость работы UART
    ldi r16,$1
    out tccr0,r16;Синхронизируем работу таймера/счетчика
0 напрямую от тактового генератора
    ldi r16,$1
    out tccr1b,r16 ;Синхронизируем работу таймера/
счетчика 1
    ldi r16,$30
    out msucr,r16;Разрешаем энергосберегающий режим ра-
боты микроконтроллера
    ldi r18,$cb ;Задаем полупериод частоты модуляции
    sei ;Разрешаем прерывания
    clr r1 ;Очищаем регистр
start:
    sbis pind,2 ;Проверяем, не нажата ли кнопка
    rjmp sleep ;Если нажата, то переходим на метку sleep
    clr r2 ;Очищаем регистр
    inc r1 ;Увеличиваем значение регистра на еди-
ницу
    rcall uart ;Вызываем подпрограмму модуляции
сигнала
    sbis usr,txc ;Проверяем, принял ли приемник UART пе-
реданный байт
    rjmp signal ;Если нет, то включаем сигнализацию
    sbic usr,fe ;Проверяем, не было ли ошибки
кадра
    rjmp signal ;Если была ошибка кадра, то включаем
сигнализацию
    in r2,udr ;Переписываем значение из прием-
ника UART в регистр
    cpc r1,r2 ;Сравниваем переданный и приня-
тый байт
    rjmp signal_1;Если не равно, то включаем сигнализа-
цию
    ldi r31,1
    rcall pause
    rjmp start ;Возвращаемся в начало цикла

signal: in r2,udr ;Переписываем значение из
приемника UART
signal_1: ldi r25,3 ;Задаем число сигналов сиг-
нализации
signal_2: ldi r16,0b11000001
    out tccr1a,r16 ;Разрешаем работу ШИМ

```

```

    cbi portd,6 ;Гасим светодиод
    ldi r16,170
    out ocr1a,r16 ;Задаем частоту ШИМ
    ldi r31,10 ;Задаем время задержки
    rcall pause ;Вызываем подпрограмму задержки
    clr r16
    out tccr1a,r16 ;Запрещаем работу ШИМ
    sbi portd,6 ;Включаем светодиод
    ldi r31,5 ;Задаем время задержки
    rcall pause ;Вызываем подпрограмму задержки
    dec r25 ;Отнимаем единицу от значения
регистра
    breq start ;Если нулевое значение, то идем
на метку start
    rjmp signal_2;Если нет, то повторяем цикл
sleep:
    cbi portd,6 ;Гасим светодиод
    ldi r31,25
    rcall pause ;Вызываем подпрограмму задержки
    ldi r16,$40
    out gimsk,r16;Разрешаем прерывания от вывода INTO
    sleep ;Переходим в энергосберегающий режим
    sbi portd,6 ;Включаем светодиод
    ldi r16,$0
    out gimsk,r16;Запрещаем прерывания от вывода INTO
    rjmp start ;Возвращаемся на start

;=====
; Подпрограмма модуляции и передачи байта UART.
;=====

uart:
    out udr,r1 ;Загружаем байт в регистр пере-
датчика UART
up:
    out tcnt0,r18;Загружаем таймер длительностью полупе-
риода частоты модуляции
    ldi r16,$2
    out tmsk,r16;Разрешаем прерывания по переполнению
таймера/счетчика 0
    up_1:
        sbis pind,1 ;Проверяем логический уровень на выводе
PD1
        rjmp up_1
        ldi r16,$0
        out tmsk,r16;Запрещаем прерывания по переполнению
таймера/счетчика 0
        cbi portd,4 ;Устанавливаем логический 0 на выводе
PD4
        down:
            sbis pind,1 ;Проверяем логический уровень на выводе
PD1
            rjmp up
            sbic usr,txc ;Проверяем, не установлен ли флаг окон-
чания передачи
            rjmp exit
            rjmp down
        exit:
            sbi usr,txc ;Сбрасываем флаг окончания пере-
дачи
            ret
;=====
; Подпрограмма задержки.
;=====
pause:
    d_3: clr r30
    d_2: clr r29
    d_1: dec r29
        brne d_1
        dec r30
        brne d_2
        dec r31
        brne d_3
        ret
.EXIT

```

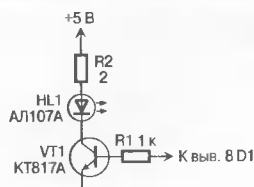


Рис. 2

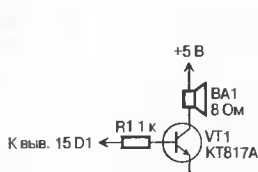


Рис. 3

Устройство размещено на плате размерами 50×50 мм. ИК-светодиод и ИК-приемник размещают в удобных местах, а к плате подключают при помощи соединительных кабелей (длиной до 2 м).

При помощи устройства, схема которого представлена на рис. 1, можно организовать оптическую линию охраны длиной до 2 м. Если требуется покрыть большее расстояние, можно воспользоваться доработкой, представленной на рис. 2. Еще одним вариантом увеличения расстояния оптической линии связи является использование в качестве излучателя ИК-лазера. В самом простом исполнении это может быть обычная лазерная указка. Как правило, данные указки уже имеют в своем составе гасящий резистор (около 200 Ом), поэтому ее подключение сводится к подсоединению выводов указки к выводам микроконтроллера. В качестве звукового сигнализатора для увеличения громкости можно использовать обычную динамическую головку (рис. 3).

Хочется заметить, что устройство получилось очень надежным. За полгода работы не наблюдалось каких-либо существенных сбоев. Также, благодаря наличию сложного кода устройству не страшны ни ИК-помехи, ни различные засветки. Как уже выше упоминалось, на базе устройства очень легко мож-

но построить полноценную систему сигнализации. Этому способствует наличие большого числа свободных выводов микроконтроллера, к которым можно подключить необходимые датчики (например, герконы, контактные датчики и др.).

В заключение нужно отметить, что освоение этого метода передачи данных UART с помощью ИК-излучения открывает большие перспективы. В первую очередь, это обмен информацией между микроконтроллерными устройствами или микроконтроллером и персональным компьютером в тех случаях, когда обычное соединение с помощью проводов невозможно. Вторая область видимого применения данного метода — это организация ИК-управления различными устройствами. Прием ИК-кода UART практически не отнимает полезных ресурсов контроллера, в то время как для приема других стандартов необходимо писать сложные декодеры.

Также было замечено, что ИК-приемо/передатчик, описываемый выше, хорошо работает на отражение. Используя его схему, можно построить устройство, аналогичное описываемому в статье О. Николайчука «Интеллектуальный малогабаритный фотодатчик, работающий на отражение» («Схемотехника», 2001, № 6, с. 60—63) с меньшим числом деталей и сделать его более защищенным от фоновых засветок (так как передается не просто импульс, а сложный код). Более того, в результате экспериментов выяснилось, что чувствительность ИК-приемника сильно зависит от частоты модуляции ИК-сигнала, а это значит, что мы можем не только определить наличие объекта перед датчиком, но и с определенной точностью определить расстояние до этого объекта.

Марис Потапчук,
mapic@online.com.ua

Автоматический корректор часов

В последнее время во многих регионах нашей страны происходит периодическое отключение электроэнергии, в результате чего выключаются все бытовые электроприборы, а электронные часы, не имеющие энергонезависимого режима работы, при этом сбрасываются. Сброс показаний часов приводит к неразберихе и утомляет регулярной переустановкой. Особые неудобства это доставляет при ночных отключениях, поскольку во многих домах такие часы выполняют функции ночника. Для того, чтобы облегчить жизнь и избавиться от подобных неудобств, я предлагаю изготовить разработанный мною автоматический корректор часов.

Корректор предназначен для отслеживания пропадания электроэнергии и восстановления показаний реального времени на любых электронных часах, имеющих органы ручной коррекции.

Данный корректор содержит в себе микроконтроллер с микросхемой энергонезависимых часов (CMOS-часы) и позволяет автоматически устанавливать истинное время на электронных часах, к которым он подключен, после появления напряжения в сети.

Устройство состоит из нескольких недорогих и легкодоступных элементов. Его структурная схема приведена на рис. 1. Данная схема не требует особых пояснений. Она показывает, из каких узлов состоит корректор и как он подключается к электронным часам.

Принципиальная схема устройства приведена на рис. 2. Из нее видно, каким образом соединяются все элементы и какие контакты корректора используются для подключения к часам.

Поскольку корректор не имеет собственного сетевого источника питания, а использует одно из питающих напряжений электронных часов от 5 до 40 В, в

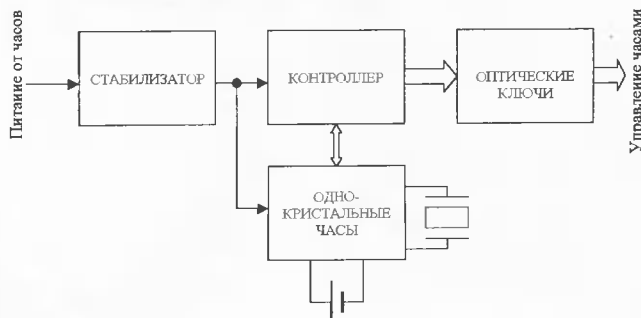


Рис. 1

нем установлен стабилизатор напряжения выполненный на микросхеме DA1. Конденсаторы СР1, С1—С3 обеспечивают дополнительную фильтрацию напряжения питания. Однокристалльные часы корректора выполнены на микросхеме DD2. Кварцевый резонатор ZQ1 обеспечивает работу генератора часов на частоте 32768 Гц. Конденсаторы С6 и СТ1 предназначены для коррекции частоты генератора часов. Питание микросхемы происходит либо от стабилизатора напряжения DA1 через диод VD2, либо от элемента питания GB1 напряжением 3,6 В через диод VD3. Диоды обеспечивают защиту от разрядки элемента питания через остальные элементы при отсутствии сетевого питания. Через диод VD4 и токоограничивающий резистор R2 производится подзарядка элемента питания GB1 до рабочего напряжения 3,6 В от стабилизатора DA1. Избыток зарядного напряжения гасится на диодах VD2 и VD4. Резисторы R3 и R4 подтягивают интерфейсные линии шины I²C к источнику питания. По этой последовательной

двухпроводной шине с помощью линии синхронизации SCL и линии данных SDA происходит запись и чтение времени микроконтроллером DD1 из однокристалльных часов DD2. Микроконтроллер работает под управлением программы, зашиваемой в него внутрисхемно (без выпаивания) через разъем J1. Кнопка SB1 предназначена для установки времени в однокристалльных часах DD2. При пропадании питания

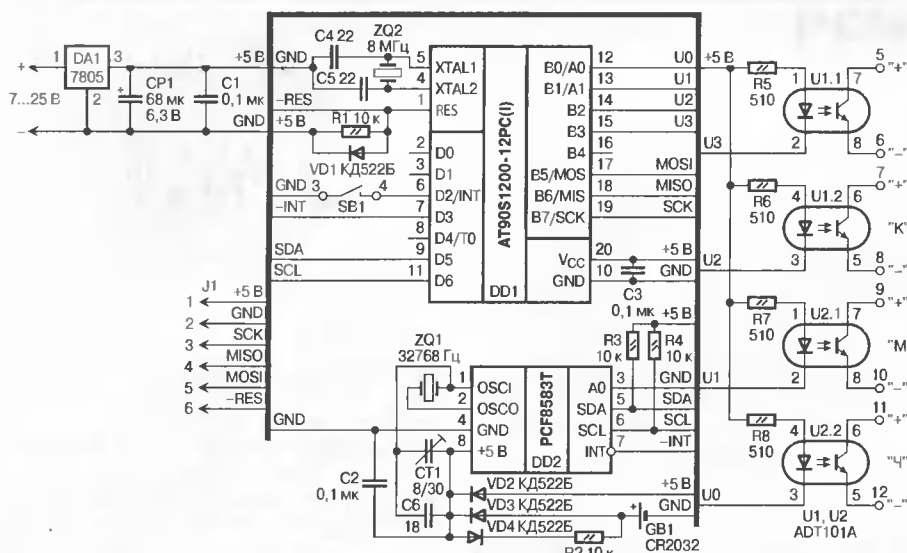


Рис. 2

контроллер сбрасывается при помощи диода VD1. При наличии напряжения в сети резистор R1 удерживает вход сброса контроллера в пассивном состоянии. В качестве элементов задающего генератора для контроллера используются кварцевый резонатор ZQ2 и конденсаторы C4 и C5. Управление электронными часами осуществляется через оптрон U1 и U2, обеспечивающие гальваническую развязку, что позволяет подключать корректор практически к любым электронным часам, имеющим кнопки коррекции часов и минут. Резисторы R5—R8 ограничивают ток управления через оптрон. Допускается отклонение номиналов применяемых резисторов и конденсаторов на 20 %. Кроме того, в качестве кварцевого резонатора ZQ2 можно использовать любой другой на частоту 12 МГц с последующей коррекцией программы микроконтроллера. Сам микроконтроллер может быть в любом корпусе, поскольку не требуется его программирование в отдельном программаторе. Малогабаритный элемент питания GB1 — типа CR2032, который применяется в современных персональных компьютерах и является в настоящее время легкодоступным и недорогим элементом. Поскольку однокристальные часы корректора потребляют микроамперный ток от этого элемента, его хватает на много лет работы.

Все элементы можно разместить на небольшой макетной плате. Плата устанавливается внутри электронных часов в любом подходящем месте с обеспечением электрической изоляции от других элементов часов. Корректор можно включить до программирования контроллера с целью подстройки кварцевого генератора часов. Для этого необходимо подключить высокоомный вход частотомера к выводу 2 микросхемы DD2 и с помощью подстроечного конденсатора СТ1 установить частоту генератора близкой к 32768 Гц.

При подключении корректора к часам необходимо определить полярность сигналов на кнопках коррекции часов, минут и сброса с помощью мультиметра. Положительный контакт должен подклю-

чаться к коллектору транзистора оптрона, а отрицательный — к эмиттеру. Контакты 9 и 10 корректора подключают к кнопке коррекции минут электронных часов, контакты 11 и 12 — к кнопке коррекции часов, а контакты 7 и 8 — к кнопке сброса часов. Оставшиеся контакты 5 и 6 зарезервированы для дальнейшего расширения функций устройства.

Алгоритм программы для контроллера приведен на рис. 3. При включении электронных часов подается питание и на корректор. Контроллер корректора запускает и определяет состояние управляющей кнопки SB1. Если она не нажата, то из однокристальных часов, которые непрерывно работают, считывается текущее время и устанавливаются показания электронных часов. Если кнопка нажата, то происходит установка однокристальных часов совместно с установкой показаний электронных часов. После этого контроллер переходит в спящий режим работы и потребляет при этом ток менее миллиампера. Внутренние однокристальные часы устанавливаются один раз при первом включении корректора, поскольку в дальнейшем они работают безостановочно. При пропадании сети питания этих часов происходит от внутреннего элемента питания. В выключенном состоянии эти часы могут работать несколько недель.

Текст программы корректора на ассемблере и прошивка для программирования микроконтроллера в hex-формате приведены на сайте журнала по адресу <http://www.dian.ru/programs/index> в архиве 2003_11_Valpa_Clock. Из комментариев, сопровождающих программу, видно, какие значения необходимо корректировать при смене частоты генератора контроллера или других параметров программы в случае такой необходимости. Описание системы команд контроллера можно найти в [1].

Перед установкой корректора в корпус часов необходимо запрограммировать микроконтроллер. Это можно сделать любым доступным внутрисхемным программатором. Некоторые программаторы со схемами и программным



Рис. 3

обеспечением представлены на русскоязычном сайте фирмы Atmel по адресу <http://www.atmel.ru/Hardware>.

Данный корректор установлен автором в электронные часы, входящие в состав трехпрограммного приемника АЯН-301. Для питания было использовано внутреннее напряжение 25 В часов.

После подключения корректора к электронным часам и их включения необходимо установить время в самом корректоре. Это делается следующим образом. Выключите электронные часы и, удерживая кнопку SB1 в нажатом состоянии, вновь включите часы. При этом контроллер корректора вначале обнулит показания электронных часов, замыкая контакты кнопки "К" на 1,5 с. Затем он замкнет контакты кнопки "Ч" и будет удерживать их до тех пор, пока будет нажата кнопка SB1. При этом электронные часы производят автоматическое увеличение значения своих часов с периодичностью 0,5 с, а корректор производит установку энергонезависимых часов. Показания электронных часов начнут изменяться в сторону увеличения. По показаниям электронных часов следите за ходом установки. При достижении необходимого значения часов отпустите кнопку SB1 и вновь нажмите ее через 0,5...2,5 с. Через 3 с корректор замкнет контакты кнопки "М" и начнется установка минут аналогично установке часов. При достижении необходимого значения минут отпустите кнопку. Теперь внутренние часы корректора установлены, как впрочем и время на самих электронных часах, и можно не переживать за перебои в подаче электроэнергии. При любом таком сбое корректор сам автоматически установит ваши часы. Так современная техника приходит на помощь своим старым прототипам, и ретро-устройства обретают новую жизнь. Кстати сказать, большинство современных телевизоров и видеомagneтофонов, имеющих встроенные часы, также страдают таким недостатком. Возможно, после прочтения этой статьи у некоторых читателей появятся идеи и решения, как устранить этот недостаток с помощью, например, автоматизированного пульта дистанционного управления.

Олег Вальпа,
sandh@narod.ru

Литература

1. <http://www.atmel.ru>

Новые мощные УМЗЧ класса Hi-Fi

Эта статья продолжает ряд публикаций, посвященных усилителям мощности, предлагаемых радиолюбителям фирмой "Мастер КИТ". В статью включены две последние разработки — NM2042 (мощный усилитель низкой частоты 140 Вт) и NM2043 (мощный автомобильный мостовой Hi-Fi усилитель низкой частоты 4x77 Вт). Усилители спроектированы с учетом всех необходимых требований и выполнены на современной интегральной элементной базе. Предлагаемые УМ обладают высокими эксплуатационными характеристиками, высокой надежностью, простотой в изготовлении и подключении и оптимальным соотношением цена/качество, что на сегодняшний день является немаловажным фактором. Собрать устройства можно из наборов "Мастер КИТ" NM2042 и NM2043.

Перед специалистами "Мастер КИТ" была поставлена и успешно решена задача по подготовке технической документации и выпуску линейки УМЗЧ для использования в Hi-Fi звуковой технике. Постепенно номенклатура этих устройств расширяется и дополняется новыми изделиями. В этой статье будут рассмотре-

ны две новые разработки — NM2042 и NM2043.

Обе предложенные модели усилителей мощности обладают минимальным уровнем собственных шумов, минимальным уровнем нелинейных искажений и широкой полосой воспроизводимых частот. Различаются они по максимальной выходной мощности, на-

пряжению питания (двуполярное или однополярное "автомобильное" 14,4 В) числу каналов усиления и внешнему конструктивному исполнению.

Радиолюбители сами могут развести печатную плату, однако нужно учитывать, что это очень ответственная и серьезная работа. Не все знают, что, например, неправильная трассировка печатных проводников в мощном усилителе может в десятки раз увеличить уровень его нелинейных искажений или сделать вообще неработоспособным. Поэтому для разработки печатных плат привлекались профессиональные конструкторы, специализирующиеся в этой области.



Адреса некоторых магазинов, в которых можно приобрести продукцию МАСТЕР КИТ

Россия

Москва

- «Митракон», e-mail: mtk@mitracon.ru, www.mitracon.ru.
3-й Павловский пер, д. 14/18, стр. 1. Тел.: (095) 959-83-85, тел./факс: 959-90-66, 959-96-32. Проезд до ст. м. «Серпуховская», «Павелецкая», далее 10 мин. пешком.
- «Чип и Дип», e-mail: sales@chip-dip.ru, www.chip-dip.ru
ул. Беговая, д. 2.
ул. Гиляровского, д. 39. Тел. единой справочной: (095) 945-52-51, 945-52-81.
- «Митинский» радиорынок, место С19. Вывеска «Мастер Кит».
Проезд до ст. м. «Тушинская», авт. 2 или маршрутным такси до радиорынка. Время работы: 10.00—17.00 без выходных.
- «Царицыно», радиорынок, место 126.
Проезд до ст. метро «Царицыно», далее пешком 5 мин.
Время работы: 9.00—16.00 без выходных.
- «На Можайке», радиорынок, нав. 14/22.
Проезд до ст. м. «Киевская» или «Молодежная», далее бесплатным экспрессом до магазина «Три кита». Время работы: 9.00—18.00.
Выходной день: понедельник.
- «Посылторг», наборы по почте наложенным платежом, e-mail: post@solon.ru, http://www.solon.ru
111401, г. Москва, а/я 1. Тел.: (095) 304-72-31.

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

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

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

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

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

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

Набережные Челны. «Радионавигация», «Радиотехника», «Электроника» сеть магазинов, e-mail: nafikof@radel.kazan.ru
Тел.: единой справочной: (8552) 42-75-04, 42-02-95

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

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

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

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

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

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

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

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

Тула. «Радиомаркет», e-mail: radiom@tula.net
Красноармейский проспект, д. 7, офис 1.12. Тел.: (0872) 20-01-93

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

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

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

Беларусь

Минск, продажа под заказ, срок до 5 дней. Тел.: (375-17) 288-13-13, 282-03-37, моб. 8-029-682-03-37.

Брест. ОДО «Горбаль», e-mail: gorbal@brs.by
ул. Гоголя, д. 82. Тел.: 26-31-06.

Гомель. «DAEWOO», e-mail: daewoo@gomel.by
ул. Интернациональная, д. 10. Тел.: 8-(029)-651-39-17.

Мозырь. УП «Гала», e-mail: gala@mozyr.by
ул. Я. Коласа, д. 21. Тел.: 8-(023-51)-2-64-74.

Украина

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

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

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

Мощный усилитель низкой частоты NM2042

Предлагаемый усилитель НЧ обладает минимальным коэффициентом нелинейных искажений и уровнем собственных шумов. Устройство имеет небольшие габариты. Широкий диапазон питающих напряжений и сопротивлений нагрузки расширяет область применения этого УМ. Его можно использовать как на открытом воздухе для проведения различных мероприятий, так и в домашних условиях в составе музыкального аудиоконфлексса. Усилитель хорошо зарекомендовал себя как УМЗЧ для сабвуфера.

Усилитель выполнен на интегральной микросхеме TDA7293. Благодаря широкому диапазону питающих напряжений и возможности отдавать ток в нагрузку до 10 А, микросхема обеспечивает одинаковую максимальную выходную мощность на нагрузках от 4 до 8 Ом. Одной из основных особенностей этой микросхемы является применение полевых транзисторов в предварительных и выходных каскадах усиления и возможность параллельного включения нескольких ИМС для работы с низкоомной нагрузкой (<4 Ом).

Управление режимом работы микросхемы осуществляется при помощи переключателя SW1. Для включения УМЗЧ SW1 необходимо замкнуть. Соединитель SW2 предусмотрен для технологических целей. Для нормальной работы в SW2 необходимо замкнуть контакты 2 и 3.

Катушку L1 следует изготовить самостоятельно, она бескаркасная трехслойная и содержит по десять витков провода ПЭВ диаметром 1,0 мм в каждом слое. Намотку необходимо вести на оправке 12 мм. Ориентировочная индуктивность — 5 мкГн.

Напряжение питания подается на контакты X3 (+), X6 (-) и X7 (общий), источник сигнала подключается к X1 (+) и X2 (общий), нагрузка — к X4 (+) и X5 (общий).

Конструктивно усилитель выполнен на печатной плате из фольгированного стеклотекстолита. Конструкция предусматривает установку платы в корпус, для этого в ней выполнены монтажные отверстия по краям платы под винты 2,5 мм. Для удобства подключения питающего напряжения, источника сигнала и нагруз-

ки на плате зарезервированы посадочные места под клеммные винтовые зажимы.

Микросхему усилителя необходимо установить на теплоотвод (в набор не входит) площадью не менее 600 см². Для повышения надежности работы усилителя при монтаже рекомендуется использовать теплопроводную пасту типа КТП-8.

Технические характеристики усилителя

Напряжение питания, двуполярное, В,	±12...50
Пиковое значение выходного тока, А	10
Ток в режиме покоя, мА	30
Ток в режиме MUTE/ST-BY, мА	0,5
Выходная мощность, Вт, при коэффициенте гармоник 1 %, U _p = ±30 В, R _н = 4 Ом	80
при коэффициенте гармоник 10 % и U _p = ±45 В, R _н = 8 Ом	140
U _p = ±30 В, R _н = 4 Ом	110
Коэффициент усиления A _u , дБ	30
Диапазон воспроизводимых частот, Гц	20...20000
Входное сопротивление, кОм	22
Размеры печатной платы, мм	47×55

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

Таблица 1

Позиция	Наименование	Кол.
C1	470 пФ	1
C2	0,47 мкФ	1
C3, C10	22 мкФ/63 В	2
C4, C5	10 мкФ/63 В	2
C6, C7, C11	0,1 мкФ	3
C8, C9	1000 мкФ/63 В	2
DA1	TDA7293	1
L1	5 мкГн	1
R1	1 кОм	1
R2	10 кОм	1
R3	30 кОм	1
R4, R5, R9—R12	22 кОм	6
R6	20 кОм	1
R7	680 Ом	1
R8, R14	4,7 Ом	2
R13	270 Ом	1
VD1	1N4148	1

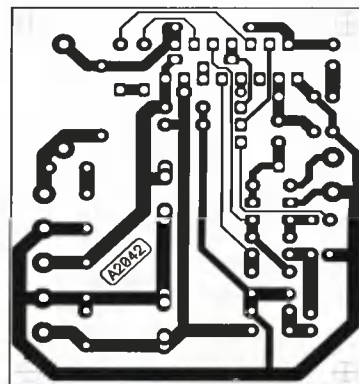


Рис. 4

Мощный автомобильный мостовой Hi-Fi усилитель низкой частоты NM2043

Основное назначение этого УМЗЧ — установка в автомагнитоле вместо старого усилителя НЧ для повышения ее выходной мощности или для проведения мероприятий на открытом воздухе с использованием аккумуляторной батареи 12 В в качестве основного источника питания аппаратуры. Благодаря использованию мостовой схемы включения усилитель развивает мощность до 80 Вт на нагрузке 2 Ом в каждом из четырех каналов. Особенностью усилителя является использование полевых транзисторов в выходных каскадах. Устройство обладает малыми габаритами, широким диапазоном питающих напряжений и сопротивлений нагрузки.

УМЗЧ выполнен на интегральной микросхеме TDA7560 (DA1). Эта ИМС представляет собой УМЗЧ класса АВ и устанавливается в автоаудиоустройствах для получения высококачественного мощного выходного музыкального сигнала. Микросхема рассчитана на работу с нагрузкой 4...2 Ом, искажения сигнала удовлетворяют требованиям Hi-Fi, она имеет защиту от короткого замыкания и от перегрева. К особенностям микросхемы следует отнести использование полевых транзисто-



Рис. 1

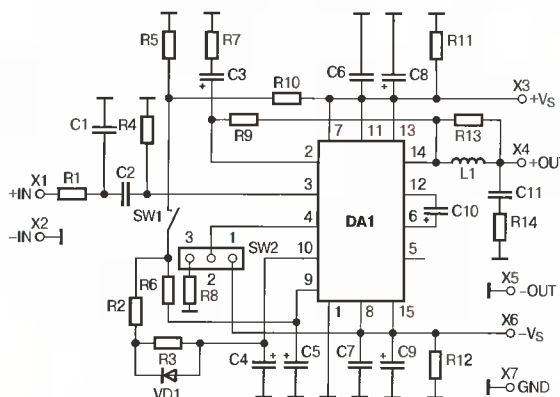


Рис. 2

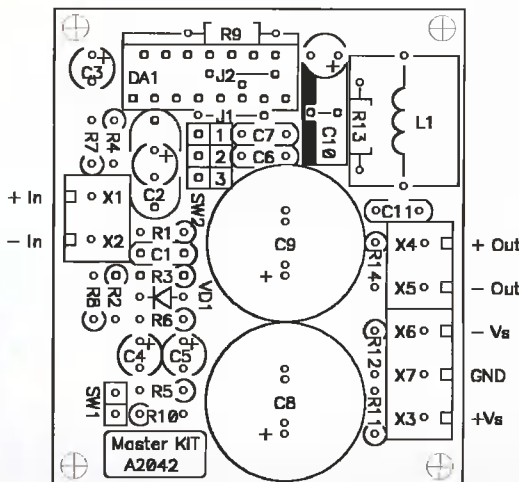


Рис. 3

ров в выходных каскадах. Микросхема содержит четыре идентичных мостовых усилителя мощности до 80 Вт на нагрузке 2 Ом.

Переключатели SW1 (ST-BY) и SW2 (MUTE) предназначены для управления режимами работы ИМС. Замыкание контактов в SW1 управляет режимом ST-BY (дежурный/рабочий), а SW2 — режимом MUTE (пауза).

Особое внимание следует обратить на подключение микросхемы к источнику питания:

- микросхема чрезвычайно чувствительна к напряжению питания — максимум 18 В;
- переполюсовка источника питания приводит к выходу ИМС из строя ($U_{обр} = 6$ В максимум).

Напряжение питания подключается к контактам X9 (+) и X10 (–), источники сигнала — к X1 (+), X2 (–); X3 (+), X4 (–); X5 (+), X6 (–); X7 (+), X8 (–), усиленный сигнал снимается с контактов X11, X12; X13, X14; X15, X16; X17, X18.

Технические характеристики усилителя:

Напряжение питания, В 6...18
(типовое 14,4)

Пиковое значение выходного тока, А 10

Ток в режиме покоя, мА 200

Максимальная выходная мощность, Вт, при $R_n = 4$ Ом, $U_n = 14,4$ В 50

$R_n = 2$ Ом, $U_n = 14,4$ В 80

Коэффициент усиления по напряжению A_u , дБ 26

Входное сопротивление, кОм 100

Диапазон воспроизводимых частот, Гц 20...20000

Размеры печатной платы, мм 51×50

Общий вид усилителя представлен на рис. 5, принципиальная схема — на рис. 6, расположение элементов на плате и подключение усилителя — на рис. 7, вид печатной платы со стороны установки микросхе-



Рис. 5

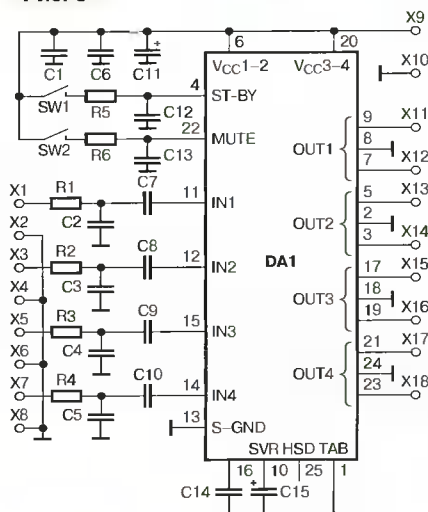


Рис. 6

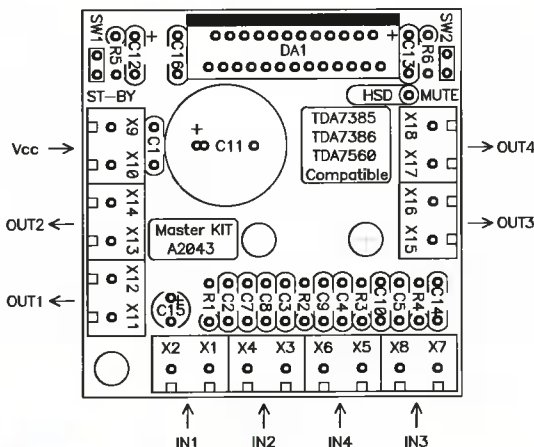


Рис. 7

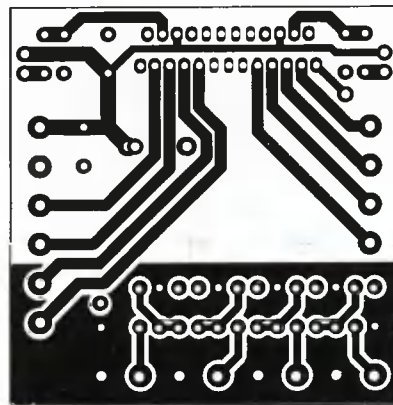


Рис. 8

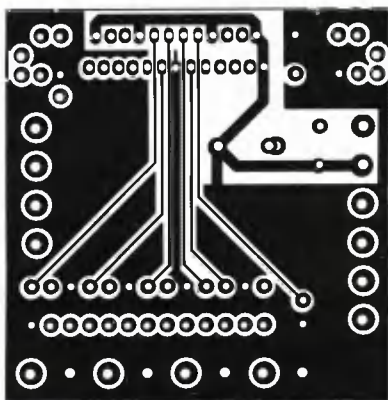


Рис. 9

Таблица 2

Позиция	Наименование	Кол.
C1, C6—C10	0,1 мкФ	6
C2—C5	470 пФ	4
C11	2200 мкФ/25 В	1
C12—C14	0,47 мкФ	3
C15	47 мкФ/25 В	1
DA1	TDA7560	1
R1—R4	1 кОм	4
R5	10 кОм	1
R6	47 кОм	1

мы — на рис. 8, с противоположной — на рис. 9. Перечень элементов приведен в табл. 2.

Григорий Ганичев,
ganichev@masterkit.ru

Семинар по продукции Renesas

Ближайший семинар состоится 28 ноября 2003 г. Тема семинара: **Продукция компании «Renesas»** (СП между «Mitsubishi» и «Hitachi»). В ходе семинара будут рассмотрены следующие вопросы:

- «Renesas» — преемник «Mitsubishi» и «Hitachi»
 - Предлагаемая продукция и поддержка заказчиков. Микроконтроллеры и отладочные средства для них
 - «Renesas» — производитель № 1 на рынке 8- и 32-разрядных микроконтроллеров в мире
 - Память (flash, SRAM, EEPROM, карты памяти CF и MMC)
 - Транзисторы общего назначения
 - Предлагаемые Reference platform, а также получение документации для быстрого начала производства
 - Электронные счетчики электроэнергии
 - Маломощные электроприводы для стиральных машин, кондиционеров, компрессоров
 - Медицинские цифровые термометры и измерители сахара в крови
- Всем посетителям будут предложены дополнительные материалы в виде компакт-дисков и тематических раздаточных материалов.

Регистрация: на сайте <http://www.macroteam.ru> или по тел: (095)306-0026.

Чтобы сэкономить время и избавить вас от рутинной работы по поиску необходимых компонентов и изготовлению печатных плат, «Мастер КИТ» предлагает наборы NM2042 и NM2043. Каждый набор состоит из печатной платы, всех необходимых компонентов и инструкции по сборке и эксплуатации.

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

На нашем сайте работает конференция и электронная подписка на рассылку новостей. В разделе «КИТЫ в журналах» предложены радиотехнические статьи для специалистов и радиолюбителей.

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

Спрашивайте наборы и модули «МАСТЕР КИТ» и журналы «Схемотехника» в магазинах электронных компонентов вашего города.

Приборы iButton

Драйверы среднего уровня iButton DS1994

Драйверы среднего уровня прибора iButton DS1994(93/92) состоят из пяти подпрограмм, тексты которых приведены далее.

```
// Подпрограмма записи в блокнотную память
// последовательности NUM байтов начиная с адреса,
// определяемого старшим HA2 и младшим LA1 байтами
void iB94_WR_SCRATCHPAD (byte HA2, byte LA1, byte NUM,
char *fmt,...)
{
    register int i;

    GetFMT (); // Сформировать строку в
буфере fmtbuf
    iB_Reset (); // Сбросить iButton
    iB_SKIP_ROM (); // Выполнить команду ПРО-
ПУСТИТЬ ROM
    iBWR_Byte (0x0F); // Передать код команды
    iBWR_Byte (LA1); // Передать младший адрес
    iBWR_Byte (HA2); // Передать старший адрес
    for(i=0;i<NUM;i++) // Передать строку
    iBWR_Byte(fmtbuf[i]);
    iB_Reset (); // Завершить операцию
}

// Подпрограмма чтения блокнотной памяти
// Подразумевается, что прочитанная блокнотная память
// будет сравниваться с записанным оригиналом
void iB94_RD_SCRATCHPAD (void)
{
    iB_Reset (); // Сбросить iButton
```

```

iB_SKIP_ROM (); // Выполнить команду ПРО-
ПУСТИТЬ ROM
iBWR_Byte (0xAA); // Передать код команды
iB_TA1 = iBRD_Byte (); // Прочитать первый байт
адреса
iB_TA2 = iBRD_Byte (); // Прочитать второй байт
адреса
iB_ES = iBRD_Byte (); // Прочитать байт статуса
iBRD_String (32); // Прочитать блокнотную
память
iB_Reset (); // Завершить операцию
}

// Подпрограмма копирования блокнотной памяти в
// страницу, заданную при записи
void iB94_COPY_SCRATCHPAD (void)
{
iB_Reset (); // Сбросить iButton
iB_SKIP_ROM (); // Выполнить команду ПРО-
ПУСТИТЬ ROM
iBWR_Byte (0x55); // Передать код команды
iBWR_Byte (iB_TA1); // Записать байт адреса,
// предварительно считан-
ный
// подпрограммой
iB94_RD_SCRATCHPAD
iBWR_Byte (iB_TA2);
iBWR_Byte (iB_ES); // Записать байт состояния
// предварительно считан-
ный
// подпрограммой
iB94_RD_SCRATCHPAD

```

www.platan.ru

ПЛАТАН

ЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ
ОТ ВЕДУЩИХ ПРОИЗВОДИТЕЛЕЙ

Электронные ключи iButton

- Уникальный идентификационный номер
- Энергонезависимая память обеспечивает сохранность и конфиденциальность информации
- Удобство использования: информация легко считывается на ключ iButton с компьютера или контроллера
- Возможность выполнения различных дополнительных функций

DS1990A	Электронный ключ с уникальным 64-битным регистрационным номером
DS1992	Электронный ключ с энергонезависимой памятью объемом 1 кбит
DS1994	Электронный ключ с энергонезависимой памятью объемом 4 кбит, а также с часами реального времени и календарем

DALLAS
SEMICONDUCTOR

International
IOR Rectifier

intersil

VISHAY

Bourns
INC.

Honeywell

muRata

AMP

CRYDOM

DATA VISION
Kingbright

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

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

ARGUSSOFT

ЗАО "АГУССОФТ Компани"

ДЕПАРТАМЕНТ МИКРОЭЛЕКТРОНИКИ

ОФИЦИАЛЬНЫЙ
ДИСТРИБЬЮТОР
Ф И Р М :

Новые драйверы MOSFET/IGBT на 40V, 30A

ANALOG
DEVICES

IXYS

AMEL

BURNS

CLARE

BRCD DEVICES

TRACO
POWER

tyco Electronics

BRUNN
Communication GmbH

HANTRONIX

Honeywell

Защита от понижения напряжения, совместимость по входу с TTL/CMOS, рабочая температура 55+125°C. Рекомендованы для управления MOSFET/IGBT, применения в импульсных источниках питания, управления двигателями, в импульсных генераторах, усилителях класса D. Подробности на сайте www.ixys.com. Весь спектр продукции IXYS: IGBT, MOSFET, тиристоры, ультрабыстрые диоды, GaAs диоды Шоттки, полумостовые драйверы и др. у официального дистрибьютора.

Время выключения от напряжения питания

Время выключения от напряжения питания

Офис в Москве
125080, Москва
Почтовый ящик 95
Тел./факс (495) 214-8701/495-214-8702
E-mail: info@argussoft.ru
pamporova@argussoft.ru

Офис в Санкт-Петербурге
603 03, Санкт-Петербург
ул. Инженерная, д.3, оф. 305
Тел./факс (812) 567 1166
E-mail: spb@argussoft.ru

Офис в Новосибирске
63 002, Новосибирск
ул. Советская, д.65
Тел./факс (383) 22 40-11
E-mail: nns@argussoft.ru

Офис в Калининграде
236010, Калининград
ул. Плехановская, д.104
оф. 47001
Тел./факс (3432) 74-11-42 75-11-41
E-mail: ural@argussoft.ru

Интернет: <http://www.argussoft.ru>

```

Time (40);          // ЗАДЕРЖКА ~50 мкс
iB_Reset ();        // Завершить операцию
}

// Подпрограмма записи (верхний уровень) в память
// последовательности NUM байтов, начиная с адреса,
// определяемого старшим HA2 и младшим LA1 байтами
void iB94_WR_MEMORY (byte HA2, byte LA1, byte NUM, char
*fmt,...)
{
    GetFMT ();          // Сформировать строку в
буфере fmtbufiB94_WR_SCRATCHPAD (HA2, LA1, NUM, TBUFF);
                                // Записать строку в блок-
нотную память
iB94_RD_SCRATCHPAD (); // Считать строку из блок-
нотной памяти
// Сравнить записанную строку с оригиналом
iB94_COPY_SCRATCHPAD (); // Скопировать строку в ос-
новную память
}

// Подпрограмма чтения из основной памяти строки из NUM
байтов,
// начиная с адреса, определяемого старшим HA2 и младшим
LA1 байтами
void iB94_RD_MEMORY (byte HA2, byte LA1, byte NUM)
{
    iB_Reset ();          // Сбросить iButton
iB_SKIP_ROM ();        // Выполнить команду ПРО-
ПУСТИТЬ ROM
iBWR_Byte (0xF0);      // Передать код команды
iBWR_Byte (LA1);       // Записать адрес
iBWR_Byte (HA2);
iBRD_String (NUM);     // Считать NUM байтов
iB_Reset ();          // Завершить операцию
}

```

Как уже указывалось в третьей части статьи, в приборе есть таймер реального времени RTC, представляющий собой пятиразрядный двоичный счетчик реального времени (Binary RTC — Real Time Clock) со встроенным задающим кварцевым генератором и кварцевым резонатором на частоту 32768 Гц. Кварцевый генератор может включаться и выключаться программно. Все времязависимые счетчики имеют двойную буферизацию, что позволяет считывать текущее значение времени без нарушения функции счета. Счетчик наращивает значение 256 раз в секунду. Младший байт пересчитывает доли секунды. Старшие четыре байта пересчитывают секунды. Счетчик имеет предварительную установку начального значения. Полный объем счетчика составляет 136 лет. Рекомендуется устанавливать начальное значение счетчика аналогично компьютерному счетчику RTC, в котором оно соответствует 12 часам дня 1 января 1970 г. Далее приводится подпрограмма записи времени в этот счетчик. При этом предполагается, что величина текущего времени получена из компьютера в микроконтроллер через, например, интерфейс RS-232 виде четырех байт b1...b4.

```

// Подпрограмма установки таймера реального времени DS1994
void iButton_TIME_WRITE (void)
{
    int i;

    memset(TBUFF, '\0', sizeof(TBUFF)); // Очистить буфер
TBUFF[0]=0x38;          // Записать адрес
TBUFF[1]=0xF0;
TBUFF[2]=0;             // Обнулить 5й байт
TBUFF[3]=(unsigned char)b1; // Установить млад-
ший байт
TBUFF[4]=(unsigned char)b2;
TBUFF[5]=(unsigned char)b3;
TBUFF[6]=(unsigned char)b4; // Установить стар-
ший байт
iB_Reset ();          // Сбросить iButton
iB_SKIP_ROM ();        // Выполнить команду ПРО-
ПУСТИТЬ ROM
iBWR_Byte (0x0F);      // Передать код команды

```

```

iBWR_Byte (0x00);      // Передать адрес
iBWR_Byte (0x02);
for(i=0; i<30; i++)    // Передать последователь-
ность кодов
    iBWR_Byte(TBUFF[i]);
iB_Reset ();          // Сбросить iButton
iB_SKIP_ROM ();        // Выполнить команду ПРО-
ПУСТИТЬ ROM
iBWR_Byte (0xAA);      // Передать код команды
iB_TA1 =iBRD_Byte ();  // Считать адрес
iB_TA2 =iBRD_Byte ();
iB_ES =iBRD_Byte ();   // Считать статус
iBRD_String (30);      // Прочитать блокнотную
память
iB_Reset ();          // Сбросить iButton
iB_SKIP_ROM ();        // Выполнить команду ПРО-
ПУСТИТЬ ROM
iBWR_Byte (0x55);      // Передать код команды
iBWR_Byte (iB_TA1);    // Передать адрес
iBWR_Byte (iB_TA2);
iBWR_Byte (iB_ES);     // Подтвердить статус
Time (40);
iB_Reset ();          // Завершить операцию
}

```

В приведенной выше подпрограмме специально не использованы подпрограммы более высокого уровня, чтобы показать последовательность операций в развернутом виде.

Хотя это и не относится напрямую к теме нашей статьи, т. е. программированию приборов iButton, ниже приводится фрагмент программы на языке Borland C++ Builder ver.4, демонстрирующий, каким образом можно считать с RTC персонального компьютера и преобразовать в величины b1—b4 текущее время.

В функции следует объявить переменную t, статические переменные b1—b4, а далее следует собственно преобразование величины встроенного счетчика RTC в четыре передаваемых в микроконтроллер байта:

```

void TimeConvert (void)
{
    time_t      t;
    unsigned char b1, b2, b3, b4;

    t = time(NULL) - _timezone + 3600;
    b1 = (unsigned char)(t&0xFF); // Младший байт
    b2 = (unsigned char)(_lrotr(t, 8)&0xFF);
    b3 = (unsigned char)(_lrotr(t, 16)&0xFF);
    b4 = (unsigned char)(_lrotr(t, 24)&0xFF); // Старший
байт
    .....
}

```

И конечно же читателя заинтересует, как реализовать преобразование считываемой четырехбайтной величины времени в привычные нам часы, минуты, секунды и календарь. Ниже при рассмотрении драйверов верхнего уровня мы увидим, как считываемые из iButton четыре байта преобразуются в величину long RTC_Counter. Сейчас же мы рассмотрим функцию, преобразующую эту величину в элементы структуры iButton_RTC.

```

void RTC_TCorrect (void)
{
    // Массив числа дней в месяце
    code byte Days[12]= {31, 28, 31, 30, 31, 30, 31, 31, 30, 31, 30, 31};
    static unsigned long time; // Локальное время
в секундах
    static unsigned i;         // Число четырехго-
дичных циклов
    static unsigned CTD;      // Текущее время в
днях
    static int CTH;           // Текущее время в часах

    time = RTC_Counter; // Переписать локальное
время в
// секундах с 00:00:00 часов по

```

```
// Гринвичу 1 Января 1970 года в
// локальную переменную
RTC.SEC = (byte)(time % 60); // Текущее время в
секундах
time /= 60; // Локальное время в мину-
тах
RTC.MIN = (byte)(time % 60); // Текущее время в
минутах
time /= 60; // Локальное время в часах
i = (unsigned)(time / (1461L * 24L)); // Число четы-
рехгодичных циклов
time %= 1461L * 24L; // Число часов со
времени окончания
// последнего четырехгодичного цикла
RTC.YEAR = i*4+1970; // Текущий год
CTD = 1461*i; // Текущее время в днях
while (1)
{
    CTH = 365*24; // Число часов в году
    if (!(RTC.YEAR & 3))
        CTH += 24;
    if (time < CTH)
        break;
    CTD += CTH / 24;
    RTC.YEAR++;
    time -= CTH;
} // Вычисление числа часов
// с начала текущего года
RTC.HOUR = (byte)(time % 24); // Текущее время в
часах
time /= 24; // Локальное время в часах
RTC.DAY = (byte)time; // Текущее время в днях
CTD += (byte)time + 4;
RTC.WDAY = CTD % 7; // Текущий день недели
time++;

if (!(RTC.YEAR & 3)) // Коррекция висо-
косного года
{
    if (time > 60)
        time--;
    else
    {
        if (time == 60)
        {
            RTC.MONTH = 1;
            RTC.DAY = 29;
            return;
        }
    }
}
for (RTC.MONTH=0; Days[RTC.MONTH] < time; RTC.MONTH++)
    time -= Days[RTC.MONTH];
RTC.DAY = (byte)time; // Текущий день месяца
}
```

Аналогичным образом можно программировать и обраба-
тывать остальные три счетчика, имеющиеся в приборе
DS1994.

Общие драйверы верхнего уровня

Вот, наконец, пройдя последовательно через ряд уровней,
мы и добрались до рассмотрения самого верхнего уровня
драйверов. Если все описанные ранее уровни драйверов
практически не зависели от поставленной нами задачи-про-
тотипа, то оставшиеся программы верхнего уровня непосред-
ственно связаны с поставленной задачей. Драйверы верх-
него уровня включают две большие основные
подпрограммы и одну вспомогательную.

```
// Подпрограмма записи структуры удостоверения
// в прибор iButton
void iButton_WRITE (void)
{
    int i;

    if (iB_CODE==0x02) // Если подключен
```

```
прибор DS1991
{
    iB91_NEW_PASSWORDS (); // Обновить пароли

    iB91_WR_SUBKEY (0,0x10,16,IB.LASTNAME); // Фамилия
    iB91_WR_SUBKEY (0,0x20,16,IB.NAME); // Имя

    iB91_WR_SUBKEY (0,0x30,8,IB.BIRTHDAY); // Дата рож-
дения
    iB91_WR_SUBKEY (0,0x38,8,IB.DATA9);

    iB91_WR_SUBKEY (1,0x10,32,IB.ADDRESS); // Адрес
    iB91_WR_SUBKEY (1,0x30,8,IB.DATA1);
    iB91_WR_SUBKEY (1,0x38,8,IB.DATA2);
    iB91_WR_SUBKEY (2,0x10,8,IB.DATA3);
    iB91_WR_SUBKEY (2,0x18,8,IB.DATA4);
    iB91_WR_SUBKEY (2,0x20,8,IB.DATA5);
    iB91_WR_SUBKEY (2,0x28,8,IB.DATA6);
    iB91_WR_SUBKEY (2,0x30,8,IB.DATA7);
    iB91_WR_SUBKEY (2,0x38,8,IB.DATA8);
}
if (iB_CODE==0x04) // Если под-
ключен прибор DS1994
{
    sprintf (TBUF," %-16s %-16s",IB.LASTNAME,IB.NAME);
    iB94_WR_MEMORY (0,0x00,32,TBUF); // Фамилия и имя
    sprintf (TBUF," %-32s",IB.ADDRESS);
    iB94_WR_MEMORY (0,0x20,32,TBUF); // Адрес
    sprintf (TBUF," %-8s %-8s %-8s %-8s",
        IB.DATA7,IB.DATA6,IB.DATA5,IB.DATA4);
    iB94_WR_MEMORY (0,0x60,32,TBUF);
    sprintf (TBUF," %-8s %-8s %-8s %-8s",
        IB.DATA3,IB.DATA2,IB.DATA1);
    iB94_WR_MEMORY (0,0x80,32,TBUF);
    iButton_TIME_WRITE ();
}
}

// Подпрограмма чтения структуры удостоверения
// из прибора iButton
void iButton_READ (void)
{
    static int i;

    if (iB_CODE==0x02) // Если подключен DS1991
    {
        iB91_RD_SUBKEY (0,0x10,16); // м е м с р у
        (IB.LASTNAME,iBuff,16);
        iB91_RD_SUBKEY (0,0x20,16); // м е м с р у
        (IB.NAME,iBuff,16);
        iB91_RD_SUBKEY (0,0x30,8); // м е м с р у
        (IB.BIRTHDAY,iBuff,8);
        iB91_RD_SUBKEY (0,0x38,8); // м е м с р у
        (IB.DATA9,iBuff,8);
        iB91_RD_SUBKEY (1,0x10,32); // м е м с р у
        (IB.ADDRESS,iBuff,32);
        iB91_RD_SUBKEY (1,0x30,8); // м е м с р у
        (IB.DATA1,iBuff,8);
        iB91_RD_SUBKEY (1,0x38,8); // м е м с р у
        (IB.DATA2,iBuff,8);
        iB91_RD_SUBKEY (2,0x10,8); // м е м с р у
        (IB.DATA3,iBuff,8);
        iB91_RD_SUBKEY (2,0x18,8); // м е м с р у
        (IB.DATA4,iBuff,8);
        iB91_RD_SUBKEY (2,0x20,8); // м е м с р у
        (IB.DATA5,iBuff,8);
        iB91_RD_SUBKEY (2,0x28,8); // м е м с р у
        (IB.DATA6,iBuff,8);
        iB91_RD_SUBKEY (2,0x30,8); // м е м с р у
        (IB.DATA7,iBuff,8);
        iB91_RD_SUBKEY (2,0x38,8); // м е м с р у
        (IB.DATA8,iBuff,8);
    }
    if (iB_CODE==0x04) // Если подключен
    DS1994
```

```
{
    iB94_RD_MEMORY (0,0x00,16);      м е м о р и я
    (IB.LASTNAME,iBuff,16);
    iB94_RD_MEMORY (0,0x10,16);      м е м о р и я
    (IB.NAME,iBuff,16);
    iB94_RD_MEMORY (0,0x20,32);      м е м о р и я
    (IB.ADDRESS,iBuff,32);
    iB94_RD_MEMORY (0,0x40,8); м е м о р и я
    (IB.BIRTHDAY,iBuff,8);
    iB94_RD_MEMORY (0,0x48,8); м е м о р и я (IB.DATA9,iBuff,8);
    iB94_RD_MEMORY (0,0x50,8); м е м о р и я (IB.DATA8,iBuff,8);
    iB94_RD_MEMORY (0,0x60,8); м е м о р и я (IB.DATA7,iBuff,8);
    iB94_RD_MEMORY (0,0x68,8); м е м о р и я (IB.DATA6,iBuff,8);
    iB94_RD_MEMORY (0,0x70,8); м е м о р и я (IB.DATA5,iBuff,8);
    iB94_RD_MEMORY (0,0x78,8); м е м о р и я (IB.DATA4,iBuff,8);
    iB94_RD_MEMORY (0,0x80,8); м е м о р и я (IB.DATA3,iBuff,8);
    iB94_RD_MEMORY (0,0x88,8); м е м о р и я (IB.DATA2,iBuff,8);
    iB94_RD_MEMORY (0,0x90,8); м е м о р и я (IB.DATA1,iBuff,8);
    iButton_TIME_READ ();
}
```

```
// Подпрограмма чтения времени из DS1994
void iButton_TIME_READ (void)
{
    iBuff_Clear (); // Очистить буфер
    iB94_RD_MEMORY (0x02,0x00,30); // Читать регистры RTC

    b1=(long)iBuff[3]; // Получить байты
    b2=(long)iBuff[4];
    b3=(long)iBuff[5];
    b4=(long)iBuff[6];

    RTC_Counter=b1+_lrol_(b2,8)+_lrol_(b3,16)+_lrol_(b4,24);
    RTC_TCorrect (); // Преобразовать счетчик
    времени в // переменные структуры
    времени
}
```

Следует отметить, что значения величины long RTC_Counter следует корректировать программно в отсутствие подключенного прибора iButton путем формирования прерываний и наращивания значения RTC_Counter раз в секунду.

Подпрограммы обнаружения приборов iButton

Существует два основных способа обнаружения подключения прибора iButton к микроконтроллеру: способ программного опроса и способ обнаружения по прерыванию. Оба способа имеют определенные достоинства и недостатки.

В случае реализации способа обнаружения путем программного опроса микроконтроллер должен с определенным интервалом времени производить сброс линии ввода/вывода, к которой может быть подключен прибор iButton. При этом он должен затрачивать на ожидание ответного импульса от вероятно подключенного прибора iButton значительное время (см. функцию сброса). Это, конечно, является недостатком. Достоинством этого способа является то, что в этом случае достаточно просто определяется момент отключения прибора iButton.

В случае реализации способа обнаружения по прерыванию микроконтроллер не тратит времени на формирование импульсов сброса и ожидание ответных импульсов и может решать в это время другие задачи, что, безусловно, является достоинством. С другой стороны, в этом случае невозможно определить момент отключения прибора iButton, что является недостатком. На практике второй способ в чистом виде используется достаточно редко, а вместо него используется комбинированный способ, при котором обнаружение момента подключения производится по прерыванию, а обнаружение момента отключения — путем программного опроса.

Рассмотрим первый случай.

```
// Подпрограмма определения состояния подключения iButton
void iButton_Test (void)
{
    byte PT;
    iB_Reset (); // Сбросить iButton
    if (IFLAG>LASTFLAG) // Если флаг изменился
    {
        // Здесь может быть сообще-
        // ние // об обнаружении iButton
        // например на LCD
        PT=0; // Обнулить счетчик циклов
        while (PT++<25)
        {
            iB_Reset (); // Сбросить iButton
            iB_READ_ROM (); // Прочитать ROM
            if ((iB_CODE==0x02)|(iB_CODE==0x04))
                iB_STATUS=1; // Обнаружен
            iButton DS1991 или DS1994
            if (iB_CODE==0x02) // Если обна-
            ружен DS1991
                iB91_Pass_Calc (); // Вычислить
                пароли
                iBuff_Clear (); //
                Очистить буфер
                iButton_ALL_CLEAR (); // Очистить
                структуру
                iButton_READ (); // Прочитать
                Button // Путем анализа данных удостовериться,
                что // что прибор не чистый и установить
                статус
                iB_STATUS=2; // Прибор системы
                if (iB_STATUS)
                {
                    LASTFLAG=IFLAG; // Обновить
                    флаг присутствия
                    return;
                }
            }
            else if (IFLAG<LASTFLAG) // Флаг обна-
            ружения снят
            {
                iBuff_Clear (); //
                Очистить буфер
                iID_Clear (); // Очистить
                номер
                iB_STATUS=0; // iButton отключен
            }
            LASTFLAG=IFLAG; // Обновить
            флаг присутствия
        }
    }
}
```

Во втором случае прерывание устанавливает флаг NEWIBT, как это показано выше. Основная программа периодически проверяет значение этого флага, и если он установлен, вызывает функцию считывания iButton, которая может выглядеть, например следующим образом:

```
// Подпрограмма считывания данных iButton
byte Get_iButton (void)
{
    iB_Reset (); // Сбросить iButton
    if (IFLAG) // Ответный импульс
    {
        // Сообщение о подключении iButton
        iB_Reset (); // Сбросить iButton
        iB_READ_ROM (); // Читать ROM
        if (iB_CODE==0x02) // Если обнаружен
        {
            DS1991
            iB91_Pass_Calc (); // Вычислить пароли
            iBuff_Clear (); // Очистить
            буфер
            iButton_ALL_CLEAR (); // Очистить струк-
            туру
        }
    }
}
```

```

        iButton_READ ();          // Прочитать Button
        return OK;
    }
    else
    {
        iBuff_Clear ();           // Очистить
буфер
        iID_Clear ();             // Очистить номер
        return ERROR;
    }
}

```

Во втором примере анализ прочитанного содержимого iButton и присвоение статуса для краткости опущен. Это делается аналогично первому случаю.

В заключение приведем обещанный фрагмент файла объявления MAIN.H, касающийся объявлений подпрограмм описанной системы драйверов приборов iButton.

```

extern void WDT (void);
extern void Time (unsigned D);
extern void Delay (unsigned D);
extern void MKS (byte D);

void iBuff_Clear (void);
void iBuff_Clear (void);
void iID_Clear (void);
void iButton_ALL_CLEAR (void);
void iB_Set (bit CH);
byte iB_Get (void);
void iBWR_Bit (bit B);
byte iBRD_Bit (void);
void iBWR_Byte (byte CH);
byte iBRD_Byte (void);
void iBRD_String (int NUM);
void iBWR_String (int NUM);
void iB_Reset (void);

```

```

void iB_Number (void);
void iB_READ_ROM (void);
void iB_SKIP_ROM (void);
void iB91_RD_ID (int PAGE);
void iB91_Pass_Calc (void);
void iB91_WR_Password (int PAGE);
void iB91_WR_ID (int PAGE);
void iB91_WR_New_Page_Password (byte PAGE);
void iB91_NEW_PASSWORDS (void);
void iB91_WR_SUBKEY (byte PAGE, byte ADDR, byte NUM, char
*fmt,...) ;
void iB91_RD_SUBKEY (byte PAGE, byte ADDR, byte NUM) ;
void iB91_WR_SCRATCHPAD (byte ADDR, byte NUM) ;
void iB91_RD_SCRATCHPAD (byte ADDR, byte NUM) ;
void iB91_COPY_SCRATCHPAD (byte PAGE, byte BLOCK) ;
void iB94_WR_SCRATCHPAD (byte HA2, byte LA1, byte NUM,
char *fmt,...) ;
void iB94_RD_SCRATCHPAD (void) ;
void iB94_COPY_SCRATCHPAD (void) ;
void iB94_WR_MEMORY (byte HA2, byte LA1, byte NUM, char
*fmt,...) ;
void iB94_RD_MEMORY (byte HA2, byte LA1, byte NUM) ;
void iButton_TIME_WRITE (void);
void RTC_TCorrect (void);
void iButton_WRITE (void);
void iButton_READ (void);
void iButton_TIME_READ (void);
void iButton_Test (void);
byte Get_iButton (void);

```

Автор надеется, что приведенные в рамках настоящего цикла статей краткие сведения о приборах iButton и описанная система драйверов помогут читателю освоить этот новый интересный и перспективный элемент.

Олег Николайчук,
onic@ch.moldpac.md

Уважаемые читатели журнала «Схемотехника»!

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

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

Третий том посвящен арифметическим операциям со знаковыми и беззнаковыми целыми числами длиной от 2 до 32 байт, а также некоторым простым приемам оптимизации программ по быстродействию.

Четвертый том (его выпуск только намечается) посвящен работе с плавающей запятой, специальным быстрым алгоритмам расчета и общим методам аппроксимации с заданной точностью любых разумных функциональных зависимостей, что позволяет вести быстрые расчеты даже на микроконтроллерах с производительностью в единицы MIPS.

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

У вас есть возможность подписаться на книгу А. Фрунзе «Микроконтроллеры? Это же просто!». Стоимость первых трех томов книги, включая доставку, составляет 277 руб. 20 коп. (в т. ч. НДС). Доставка книг осуществляется через почтовое отделение.

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

Для того чтобы подписаться через редакцию, необходимо:

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

Наши реквизиты:

ООО «ИД СКИМЕН»
ИНН 7731195492 КПП 773101001
Р/с 40702810100000000456 в ОАО КБ «Промбанк» в г. Москва
К/с 30101810100000000554
БИК 044525554
ОКОНХ 84500 ОКПО 52744508
Юридический адрес: 121351, г. Москва, ул. Ивана Франко, 40, стр. 2, отдел распространения.