

Схемотехника

№ 3 (5) март 2001

И. О. Главного редактора:

Павел Асташкевич

Редакционная коллегия:

Алексей Сигаев

Александр Фрунзе

Виктор Йовчик

Литературный редактор:

Ольга Кузовчикова

Корректор:

Юлия Асташкевич

Дизайн и верстка:

Виктория Сычева (обложка)

Ирина Чикина

Отдел распространения:

Марина Трофимова

Юрий Рубичев

Алексей Бабурин

тел.: (902) 112-9838

e-mail: compitech@mtu-net.ru

Отдел рекламы:

Светлана Хабарова

Адрес редакции:

121351 Москва, ул. Ивана Франко,

д. 40, к. 1, стр. 2

тел./факс: (095) 737-9279,

768-9456

e-mail: shemotech@mtu-net.ru

www.compitech.ru

Издатель и учредитель

ООО "ИД Скимен"

Отпечатано в ЗАО "Красногорская
типография"

143400 МО, г. Красногорск,

Коммунальный квартал, 2

тел: (095) 562-0433

Тираж 5000 экз.

Заказ № 594

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

Редакция не несет ответственности за
информацию, приведенную в
рекламных материалах

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

Подписной индекс издания по каталогу
"Роспечать" — 66750 (со второго
полугодия 2001 г.)

Цена свободная

Содержание

Автоэлектроника

Контроллер в бесконтактных системах зажигания	2
Автомобильные часы-термометр-вольтметр	4
Применение акселерометров в автомобильной сигнализации	8

Аудиотехника

Сустейн и овердрайв эффекты для электрогитары	9
Еще раз об усилителях мощности	11

Измерительная техника

Генератор сигналов произвольной формы	12
---------------------------------------	----

Основы схемотехники

Аналоговые компараторы	14
Основы схемотехники жидкокристаллических дисплеев	18
Инструментальные усилители	22
Датчики температуры	24

Просто и доступно

Простое автоматическое зарядное устройство	26
Пульт управления детской железной дорогой	27
Музыкальный звонок — радиоточка	30
Логический пробник со звуковой индикацией	31

Системы безопасности

Пожарный извещатель пламени ИП332-1/2 "СК"	32
Детекторы перемещения и их практическое применение	34

Софт

Программное обеспечение анализа тепловых режимов печатных плат BetaSoft-Board	37
Реализация целочисленного БПФ на процессорах с архитектурой ARM	40
Verilog — инструмент разработки цифровых электронных схем	41
Создание аналоговых PSPICE-моделей радиоэлементов	45

Цифровая техника

Простая система настройки для УКВ ЧМ приемника	48
--	----

Справочный листок

Оптоэлектронные коммутаторы серии К294КП	51
Линейные стабилизаторы напряжения широкого применения	53

Контроллер в бесконтактных системах зажигания

Системы зажигания автомобилей постоянно совершенствуются в направлении повышения их качественных характеристик и надежности. Переход к бесконтактным системам зажигания исключил необходимость использования одного из самых ненадежных узлов – прерывателя с механической коммутацией первичной цепи катушки зажигания (КЗ). Одновременно с этим, при создании бесконтактных систем зажигания возникла потребность разработки новой элементной базы и новых систем на ее основе.

Основу бесконтактной системы зажигания автомобиля составляют несколько основных узлов:

- датчик распределителя на основе эффекта Холла;
- электронный коммутатор первичной цепи КЗ, который включает в себя контроллер зажигания и управляемый им ключевой транзистор, коммутирующий цепь первичной (низковольтной) обмотки КЗ;
- распределитель зажигания;
- свечи зажигания;
- дополнительные коммутацион-

ные устройства (замок зажигания, втягивающее реле стартера и т. д.).

Одним из наиболее популярных и надежных контроллеров системы зажигания является производимый компанией SGS-Thomson контроллер L497. Его основные технические характеристики:

- непосредственное управление ключевым составным транзистором в цепи коммутации КЗ;
- автоматическая регулировка угла опережения зажигания (УОЗ);

- программируемое ограничение пикового тока через обмотку КЗ;
- программируемый УОЗ в условиях, когда ток через КЗ не достигает величины, равной 94% от номинального значения;
- наличие выхода управления тахометром;
- наличие встроенной защиты от бросков тока;
- наличие схемы защиты внешнего транзистора от перенапряжений;
- внутренний стабилизатор напряжения;
- наличие защиты от переплюсовки источника питания;
- работоспособность при напряжении источника питания от 3,5 до 28 В;
- низкий потребляемый ток – от 5 до 25 мА.

Контроллер L497 выпускается в корпусах двух типов – DIP16 (L497B) для обычного печатного и SO16 (L497D1) для поверхностного монтажа. Для того чтобы лучше уяснить принципы построения системы зажигания на основе L497, рассмотрим его структурную схему (рис. 1) и познакомимся с назначением выводов, которое представлено в таблице 1.

На рис. 3 приведена типовая принципиальная схема применения контроллера L497. Обозначения на ней соответствуют обозначениям, приведенным в таблице 1.

Стабилитрон DZ2 обеспечивает защиту от перенапряжений транзистора драйвера, управляющего составным транзистором, стабилитрон DZ1 – защиту датчика Холла и защиту от перенапряжений по входу питания. Резистор R4 ограничивает ток через DZ1. Напряжение на коллекторе внешнего составного транзистора ограничивается делителем R2R3. Порог ограничения возрастает при уменьшении R2 или увеличении R3. Иногда при подборе транзистора Q1 для повышения стабильности работы схемы требуется ввести дополнительную цепь RoCo. Цепи контроллера по выводам 6, 3, 16, 15 защищены от переплюсовки питающего напряжения диодом D1.

Рассмотренный в этой статье контроллер целесообразно использовать не только при разработке новых систем зажигания, но и для модификации устаревших бесконтактных систем зажигания отечественных легковых автомобилей “Лада-Самара” моделей BA3-2108, -09 и “Ока”. Для них характерны наиболее частые отказы системы зажигания, связанные с неисправностями электронного коммутатора и датчика Холла.

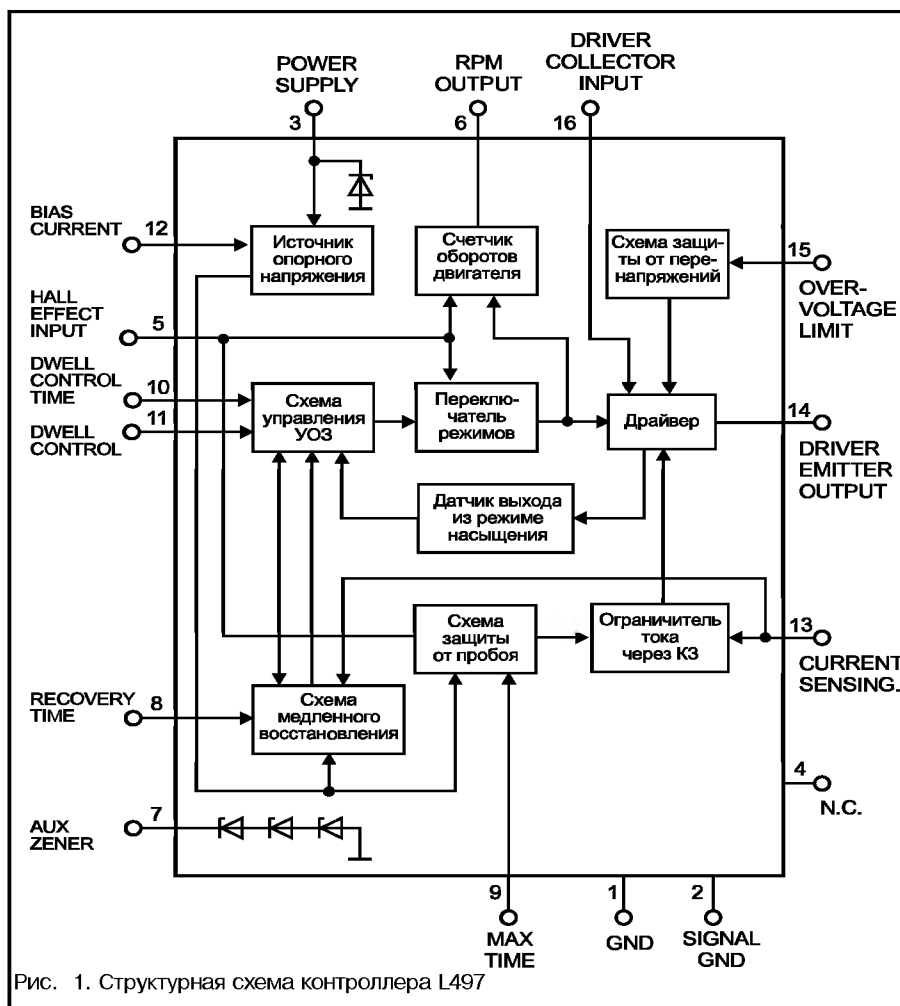
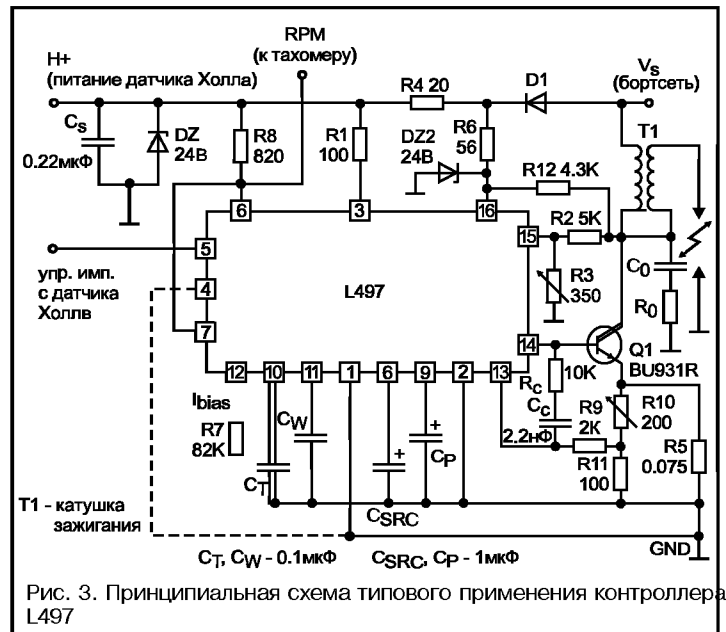
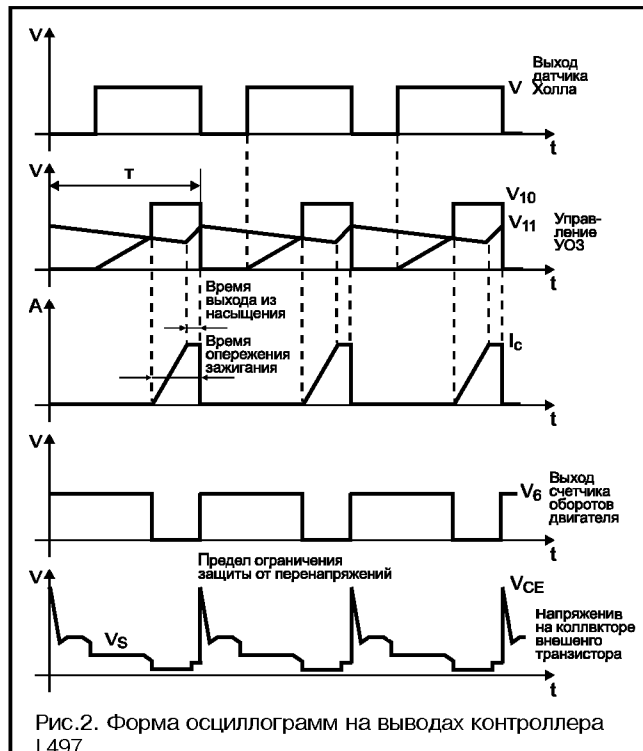


Рис. 1. Структурная схема контроллера L497

Таблица 1

№№	Обозначение	Назначение выводов, отдельные электрические параметры
1	Gnd	Общий (земляной) провод.
2	Signal Gnd	Общий сигнальный провод. Соединяется с общим проводом.
3	Power Supply	Вывод для подключения питающего напряжения. Напряжение на нем ограничивается напряжением стабилизации встроенного стабилитрона (7,5 В). Для ограничения тока стабилизации служит внешний резистор R5 ($I_{CT} = 18 \text{ mA}$).
4	NC	Этот вывод либо вообще не подключается, либо подключается к общему проводу.
5	Hall-Effect Input	Вход для подключения сигнала датчика Холла. Является также выходом схемы формирования угла опережения зажигания. Искра на свече образуется при перепаде сигнала с датчика Холла с высокого уровня (2,5 В) на низкий (0,6 В). Сила тока сигнала датчика изменяется в пределах от –50 до –400 мкА.
6	RPM Output	Выход (с открытым коллектором) счетчика оборотов на тахометр. При протекании тока через КЗ присутствует низкий уровень (0,5...0,8 В). Для защиты этого выхода от перенапряжений рекомендуется соединить вывод 6 с выводом 7. В этом случае резистор R8 ограничивает ток через стабилитрон, а R1 ограничивает выходной ток в аварийных ситуациях, когда на блок тахометра попадает напряжение бортовой сети автомобиля.
7	Aux. Zener	Вывод для подключения внешнего стабилитрона с напряжением стабилизации 21 В. Ток через стабилитрон должен быть ограничен с помощью внешнего резистора.
8	Recovery Time	"Время восстановления". Конденсатор, включенный между этим выводом и общим проводом определяет наклон фронта импульса в схеме формирования УОЗ при его росте от нуля до рабочего значения верхнего уровня (рис. 2). Это происходит после того, как ток через КЗ составляет не менее 94% от номинального значения во время перепада уровня импульса датчика Холла с высокого на низкий. Время медленного восстановления (slow recovery – src) составляет: $t_{SRC} = 12,9R7C_{SRC}$ (мс), где R7 – номинал резистора, подключенного к выводу 12 в кОм, а C_{SRC} – емкость конденсатора задержки, подключенного к выводу 8 в мкФ.
9	Max Conduction Time	"Максимальное время соединения". Конденсатор, подключенный между этим выводом и общим проводом, определяет время задержки схемы защиты от пробоя. После этого времени задержки ток через КЗ медленно снижается до нуля. Время задержки определяется по формуле: $T_P = 16C_P R7$ (мс). C_P – емкость конденсатора, подключенного к выводу 9 в мкФ.
10	Dwell Control Time	"Таймер схемы формирования УОЗ". Конденсатор C_T , подключенный между этим выводом и общим проводом, заряжается при высоком уровне выходного сигнала с датчика Холла и разряжается при его перепаде с высокого на низкий. Рекомендуемое значение – 100 нФ при использовании резистора номиналом 62 кОм, подключенного к выводу 12 (R7).
11	Dwell Control	"Управление УОЗ". Среднее напряжение на конденсаторе C_W зависит от числа оборотов двигателя и напряжения бортовой сети. Сравнение напряжений на емкостях C_W и C_T определяет время опережения зажигания. Для оптимальной работы значения емкостей C_W и C_T выбираются равными (100 нФ при R7 = 62 кОм).
12	Bias Current	"Ток смещения". Резистор, подключаемый между этим выводом и общим проводом, определяет внутренний ток, управляющий схемами формирования УОЗ, защиты от пробоя и формирования времени восстановления. Рекомендуемое значение – 62 кОм.
13	Current Sensing	"Датчик тока". Вывод используется для ограничения тока, протекающего через КЗ. Контрольный ток протекает через резистор датчика R_S и через делитель R10R11. Ток ограничивается до значения, определяемого формулой: $I_{SENS} = 0,32(R10 + R11)/(R_S R11)$.
14	Driver Emitter Output	Выходной сигнал для управления внешним составным транзистором. Для повышения стабильности и точности работы необходимо использовать элементы C_C и R9. Рекомендуемое значение R9 – 2 кОм. Для увеличения гибкости работы контроллера при различных вариантах его использования последовательно с емкостью C_C может быть включен резистор R_C . В зависимости от типа составного транзистора (транзистор Дарлингтона) значения C_C и R_C могут принимать значения от 1 до 100 нФ и от 5 до 30 кОм соответственно.
15	Overvoltage Limit	"Защита от перенапряжений". Внешний составной транзистор защищен от перенапряжений с помощью встроенного стабилитрона, включенного между этим выводом и выводом 14. Делитель напряжения R2R3 определяет порог ограничения напряжения на коллекторе транзистора: $V_{OVP} = (22,5/R3 + 5 \cdot 10^{-5}) \cdot R2 + 22,5$
16	Driver Collector Input	Через этот вывод протекает коллекторный ток встроенного драйвера внешнего составного транзистора. Внешний резистор R6 ограничивает ток базы составного транзистора.



Автомобильные часы-термометр-вольтметр

На бескрайних просторах нашей Родины довольно часто можно встретить несколько странных представителей мужского пола, которые скромно называют себя автолюбителями. Они, можно сказать, просто срослись со своими автомобилями. Для таких людей нет лучше отдыха, чем провести все выходные в гараже. Да и их любимцев сразу легко узнать. Салон автомобиля украшают многочисленные чёртики и наклейки, на крыльях выведены аккуратные стрелки из изолянта, а на бампере красуются 3–4 пары разнокалиберных фар. Приборная доска такого автомобиля скорее похожа на пульт управления ядерным реактором или на кабину самолета. Тут и там все той же изолянткой прикручены таинственные измерительные приборы. Как раз по просьбе подобного автолюбителя и было разработано устройство, описанное в данной статье.

Предлагаемое устройство предназначено для использования в автомобиле. Оно имеет следующие функциональные возможности:

- индикация текущего времени;
- будильник;
- таймер;
- индикация температуры в четырех точках;
- звуковая сигнализация при повышении температуры;
- индикация напряжения в бортовой сети автомобиля;
- звуковая сигнализация при падении напряжения бортовой сети;
- управление режимами работы устройства с помощью ИК-пульта.

Основой устройства является микроконтроллер AT89C2051 фирмы Atmel (рис. 1). Для отображения информации используется жидкокристаллический индикатор типа ЖКИ13–8/7–02. Несмотря на то, что в настоящее время доступны ЖКИ с встроенными контроллерами, иногда оказывается целесообразным применение специального ЖКИ. Причин может быть несколько. Распространенные ЖКИ китайского производства со-

пускается в 20-выводном пластмассовом DIP-корпусе. KP1820BG1 содержит встроенный тактовый генератор, резистивный делитель напряжения и делители частоты, с помощью которых формируются сигналы управления строками (общими электродами) и столбцами (сегментными электродами) ЖКИ в режиме 3-уровневого мультиплексирования. Одна микросхема имеет три выхода управления строками и 12 выходов управления столбцами. Предусмотрена возможность каскадирования схем, что позволяет использовать их для управления мультиплексным ЖКИ с числом сегментов более 36. Микросхема не требует никаких навесных компонентов и работает в диапазоне напряжения питания от 3 до 6 В. Назначение выводов микросхемы KP1820BG1 показано в таблице 1.

KP1820BG1 имеет четыре режима работы: одиночный, старший, младший и тестовый. В одиночном режиме одна микросхема управляет 36-сегментным ЖКИ, обеспечивая полную синхронизацию его работы. Старший и младший режимы предназначены для организации управления ЖКИ с числом сегментов более 36, тестовый режим – для контроля качества микросхем в процессе изготовления.

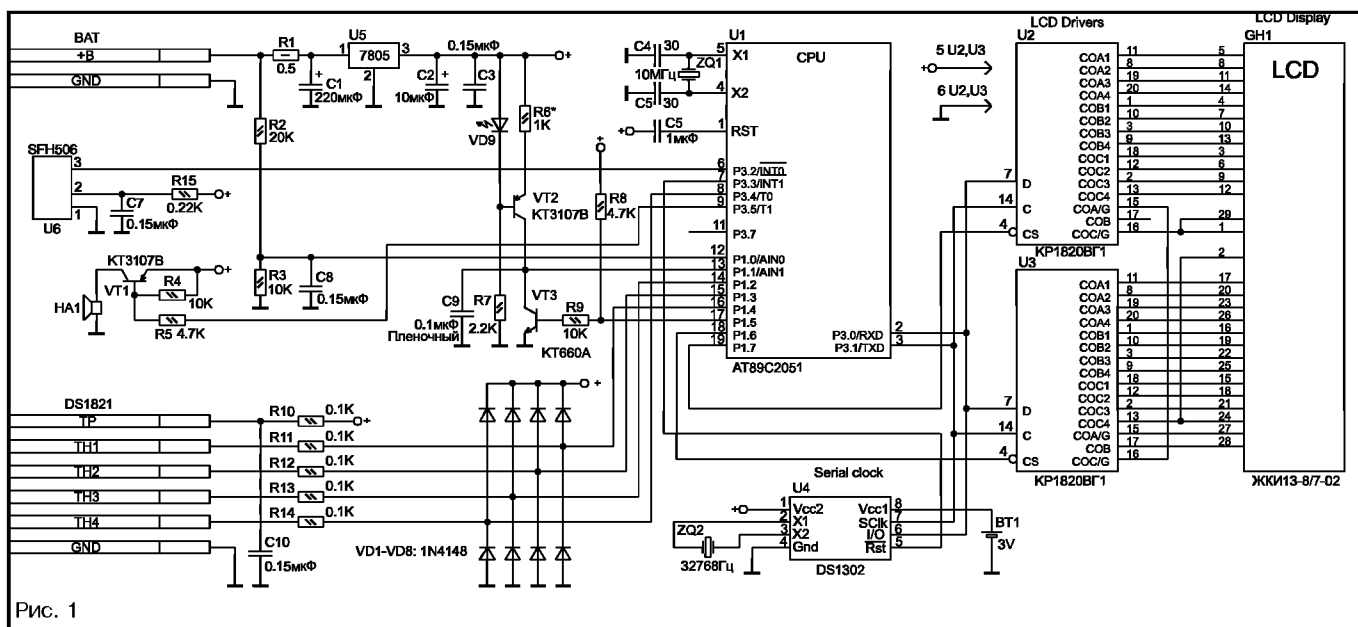


Рис. 1

встроенными контроллерами обладают целым рядом недостатков: отсутствие десятичных точек, плохой угол обзора, недостаточный в некоторых случаях размер символов. В то же время существует доступная и довольно удобная в использовании микросхема драйвера ЖКИ KP1820BG1. Она выпускается Минским ПО "Интеграл". Ввиду малой распространенности технической документации на эту микросхему, будет уместным остановиться на ней более подробно.

Микросхема KP1820BG1 [1] используется для управления 36-сегментным ЖКИ в режиме 3-уровневого мультиплексирования. Микросхема изготавливается по КМОП-технологии и вы-

Данные вводятся в микросхему в последовательном коде по входу D с синхронизацией записи фронтов тактовых импульсов по входу C (рис. 2). Код записываемых данных определя-

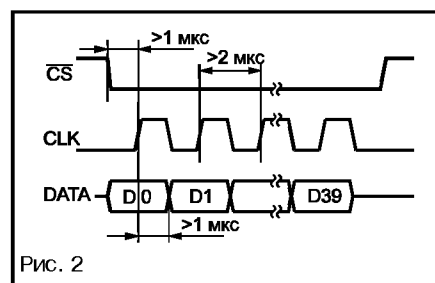


Рис. 2

Таблица 1. Назначение выводов микросхемы KP1820BG1

Вывод	Обозначения	Тип	Назначение
1...3	COB1, СОС3, COB3	Выход	Управление столбцами В1, С3, В3
4	CS	Вход	Выбор кристалла
5	Ucc	-	Напряжение источника питания
6	GND	-	Общий
7	D	Вход	Данные
8...13	COA2, COB4, COB2, COA1, СОС2, СОС4	Выход	Управление столбцами А2, В4, В2, А1, С2, С4
14	C	Вход	Тактовый сигнал С
15	COA/G	Выход	Управление строкой А (вход генератора G)
16	СОС/G	Выход	Управление строкой С (выход генератора G)
17	COB	Выход	Управление строкой В
18...20	СОС1, COA3, COA4	Выход	Управление столбцами В1, А3, А4,

ется конкретной схемой подключения шин управления строками и столбцами к сегментам ЖКИ, а также конфигурацией ЖКИ. На рис. 3 показан пример конфигурации ЖКИ, а в таблице 2 показан порядок следования битов в кодовой послылке для этого варианта подключения такого ЖКИ.

Биты D0..D7 соответствуют сегментам первого разряда, биты D8..D15 – второго и т. д. Биты D32..D35 соответствуют специальным сегментам P1...P4. Бит D36 может принимать любое значение. Биты D37 и D38 (Q6 и Q7) управляют режимом работы схемы согласно таблице 3. Бит D39 (Q8) предназначен для синхронизации работы двух и более микросхем при каскадировании.

Для загрузки микросхемы в одиночном режиме необходимо выполнить следующую последовательность действий:

- установить на входе CS уровень логического 0;
- записать восемь битов данных для каждой цифры первого–четвертого разрядов;
- записать четыре бита для специальных сегментов и четыре бита управления: 0|0|1|1|P4|P3|P2|P1;
- установить на входе CS уровень логической 1.

После установки микросхемы в нужный режим для последующей смены данных необязательно записывать все 40 бит информации.

Для загрузки микросхемы в старшем и младшем режимах необходимо выполнить следующую последовательность действий:

- установить на входе CS обеих схем уровень логического 0;
- записать 32 бита данных для младшей схемы;

- записать четыре бита для специальных сегментов младшей схемы и четыре бита управления: 1|1|1|1|P4|P3|P2|P1 (при подаче последней единицы обе микросхемы устанавливаются в младший режим, выводы COA/G обеих схем работают как входы генератора, и происходит синхронизация работы микросхем);

- установить на входах CS обеих схем уровень логической 1;
- установить на входе CS “старшей” схемы уровень логического 0;
- записать 32 бита данных для старшей схемы;
- записать четыре бита для специальных сегментов старшей схемы и четыре бита управления: 0|0|0|0|P4|P3|P2|P1 (после этого вывод COA/G старшей схемы начинает работать как выход управления строкой А, а вывод СОС/G – как выход встроенного генератора; импульсы с выхода генератора старшей схемы поступают на вход генератора COA/G младшей схемы, и оба кристалла начинают работать синхронно от генератора старшей схемы);
- установить на входе CS уровень логической 1.

Чтобы записать во внутренние регистры-защелки новые данные, нет необходимости сбрасывать обе схемы: достаточно записать данные по очереди во внутренние регистры-защелки каждой схемы. При этом в последний бит D39 должен быть записан ноль как для старшей, так и для младшей схемы.

Нужно сказать, что некоторые типы ЖК индикаторов неудовлетворительно работают при питании микросхем драйверов напряжением 5 В. Положение немного улучшается при снижении напряжения питания до 3,3–4,0 В. Это сделать совсем несложно,

Таблица 2. Порядок следования битов в кодовой послылке

Бит	Вывод	Сегмент ЖКИ	Бит	Вывод	Сегмент ЖКИ	Бит	Вывод	Сегмент ЖКИ
D0	COA1, СОС/G	H1	D13	COA2, COB	C2	D26	СОС4, COA/G	F4
D1	COB1, COB	G1	D14	COA2, COA/G	B2	D27	СОС4, COB	E4
D2	СОС1, COA/G	F1	D15	COB2, COA/G	A2	D28	COB4, СОС/G	D4
D3	СОС1, COB	E1	D16	COA3, СОС/G	H3	D29	COA4, COB	C4
D4	COB1, СОС/G	D1	D17	COB3, COB	G3	D30	COA4, COA/G	B4
D5	COA1, COB	C1	D18	СОС3, COA/G	F3	D31	COB4, COA/G	A4
D6	COA1, COA/G	B1	D19	СОС3, COB	E3	D32	СОС1, СОС/G	P1
D7	COB1, COA/G	A1	D20	COB3, СОС/G	D3	D33	СОС2, СОС/G	P2
D8	COA2, СОС/G	H2	D21	COA3, COB	C3	D34	СОС3, СОС/G	P3
D9	COB2, COB	G2	D22	COA3, COA/G	B3	D35	СОС4, СОС/G	P4
D10	СОС2, COA/G	F2	D23	COB3, COA/G	A3	D36	Не используется	
D11	СОС2, COB	E2	D24	COA4, СОС/G	H4	D37	Q6	
D12	COB2, СОС/G	D2	D25	COB4, COB	G4	D38	Q7	
						D39	Q8	

Таблица 3. Назначение битов управления микросхемой

Бит		Режим работы	Выход	
D36 (Q7)	D37 (Q6)		С0С/G	С0А/G
1	1	Младший	Выход управления строкой С	Вход генератора
0	1	Одиночный	То же	Выход управления строкой А
1	0	Тестовый	—	—
0	0	Старший	Выход внутреннего генератора	Выход управления строкой А

так как потребляемый драйверами ток очень мал. В цепь питания можно включить параметрический стабилизатор напряжения на основе TL431 или даже простой резистивный делитель. На всех цифровых входах драйверов также понадобятся делители напряжения.

В качестве часов реального времени использована микросхема DS1302 фирмы Dallas. Эта микросхема имеет отдельные входы для подключения основного и резервного источников питания, что избавляет от проектирования довольно хитрых схем перехода на резервный источник. Кроме того, имеется встроенная схема "капельной" зарядки резервного источника питания, которая может быть включена программно. Дополнительно микросхема имеет ОЗУ объемом 31 байт, которое может быть использовано для энергонезависимого хранения параметров. Из навесных элементов требуется только кварцевый резонатор. Здесь хочется предостеречь от применения дешевых некачественных резонаторов. Согласно рекомендациям фирмы Dallas, требуется резонатор, рассчитанный на емкость нагрузки 6 пФ. В противном случае, точность хода часов будет неудовлетворительной или даже появятся проблемы с запуском кварцевого генератора. Для обмена с микросхемой DS1302 используются общие с драйверами ЖКИ линии данных и тактирования. Разделены только сигналы CS и RST. К сожалению, микросхема DS1302 имеет довольно специфический 3-проводный интерфейс, который в фирменной документации описан весьма неоднозначно. Это довольно редкий пример плохого фирменного описания. Поэтому в новых разработках лучше применять более современные микросхемы, например DS1307 с интерфейсом I²C.

В качестве датчиков температуры использованы микросхемы цифровых термометров DS1821 фирмы Dallas. В цепях данных термометров включены защитные цепочки R11–R14, VD1–VD8, а в цепи питания – ограничивающий резистор R10 для защиты от короткого замыкания. Несмотря на то, что аппаратно имеется возможность подключить четыре термометра, данная версия программы работает только с тремя. Это вызвано недостаточным объемом памяти программ. Термометры устанавливаются в разных местах автомобиля. В данном случае они были установлены в салоне, на открытом воздухе и в моторном отсеке. Благодаря наличию заданных программно порогов, кроме индикации температуры осуществляется еще и контроль ее выхода за безопасные пределы. Ввиду недостаточного объема памяти программ, редактирование порогов температур не поддерживается. Пороги в виде констант внесены в текст программы. Для первого термометра

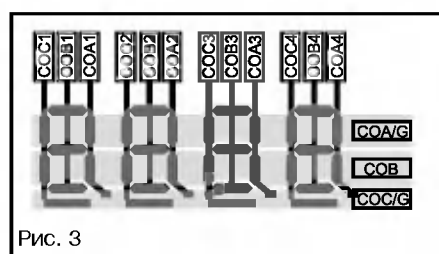


Рис. 3

+55°C, а для второго и третьего термометра – +99°C.

Для измерения напряжения бортовой сети построен простейший 8-разрядный АЦП на основе встроенного в микроконтроллер компаратора. Для

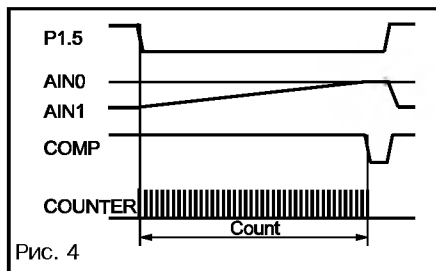
уменьшения влияния помех используется 16-кратное усреднение результатов. Принцип работы АЦП пояснен на рис. 4. На входе AIN1 формируется пилообразное напряжение, которое сравнивается с входным напряжением, поступающим через делитель R2, R3 на вход компаратора AIN0. Емкость C8 снижает влияние помех на показания вольтметра. Пилообразное напряжение формируется на емкости C9 в результате заряда ее стабильным током от генератора тока, собранного на элементах VT2, VD9, R6. Перед началом измерения конденсатор C9 разряжен с помощью открытого ключа VT3. Когда начинается цикл измерения,

на порту P1.5 устанавливается низкий логический уровень, транзистор VT3 закрывается, и напряжение на конденсаторе C9 начинает линейно нарастать. В это время разрешается счет программному счетчику. Счет идет до тех пор, пока напряжение на C9 не станет равным входному (на средней точке делителя R2, R3). После этого переключается встроенный компаратор, и счет запрещается. Значение, накопленное в счетчике, будет пропорционально входному напряжению. Применение генератора тока (а не резистора) позволяет получить линейный закон заряда АЦП, которая потребовала бы дополнительных затрат и без того дефицитной памяти программ. Необходимо отметить, что конденсатор C9 должен быть термостабильным, например, с пленочным диэлектриком типа K73-17. С помощью резистора R6 подбирают ток генератора таким образом, чтобы показания АЦП совпадали с реальным значением напряжения на входе +В. Кроме индикации напряжения осуществляется контроль его падения ниже порога 10 В. В случае такого падения включается звуковая сигнализация.

Таблица 4. Коды кнопок управления

Номер команды	Название команды	Внутренний код команды (после перекодировки)	Код ИК ДУ
			(до перекодирования)
1	Timer	0CH	00H
2	Clock	0DH	01H
3	Alarm	0EH	02H
4	Lock	0FH	03H
5	7	08H	08H
6	8	09H	09H
7	9	0AH	0AH
8	List	10H	0BH
9	4	05H	10H
10	5	06H	11H
11	6	07H	12H
12	Escape	11H	13H
13	Alarm Disable	14H	18H
14	Timer Clear	13H	1AH
15	0	01H	20H
16	Backspace	12H	22H
17	1	02H	28H
18	2	03H	29H
19	3	04H	2AH
20	Enter	0BH	2BH

Для управления устройством применяется ИК-пульт дистанционного управления. Конструктивно он выполнен на базе дешевого малогабаритного калькулятора. При этом используются только его корпус и клавиатура. В пульте применена микросхема INA3010D в корпусе SOIC. Для питания служат два элемента СЦ–30. Используемый номер системы кода RC-5 – 1EH. В зависимости от конфигурации конкретной клавиатуры, коды, соответствующие кнопкам, могут отличаться от



заданных. Для восстановления соответствия необходимо правильно заполнить перекодировочную таблицу в программе. Сделать это можно, даже не перетранслируя программы, с помощью шестнадцатеричного

редактора прямо в бинарном файле (Auto.bin). Таблица расположена по адресам 7B8H–7E3H. Соответствие функций управления, их внутренних кодов (после перекодировки) и кодов ИК ДУ (до перекодировки) приведено в таблице 4.

Схема пульта дистанционного управления на основе INA3010D была рассмотрена в одном из предыдущих номеров журнала.

Вот краткое описание команд управления:

- Clock – вход в режим установки текущего времени;
- Alarm – вход в режим установки времени будильника;
- Alarm Disable – выключение будильника;
- ! Timer – включение индикации значения таймера;
- ! Timer Clear – очистка таймера;
- ! List – включение циклической смены параметров;
- Lock – запрещение смены параметров;
- 0..9 – кнопки для ввода числовых значений параметров;
- Enter – ввод отредактированного параметра;
- Escape – отказ от редактирования параметра;
- Backspace – возврат на один символ при редактировании.

В качестве ИК приемника использована интегральная микросхема SFH-506 фирмы Siemens. Эта микросхема весьма чувствительна к помехам по цепи питания, поэтому применен фильтр R15C7.

В случае срабатывания будильника, превышения температурой установленного порога или понижения напряжения в бортовой сети, формируется звуковой сигнал. Для этого

использована малогабаритная динамическая головка HA1, которая подключена через транзисторный ключ VT1. Звуковые сигналы также формируются при нажатиях на кнопки управления.

Для питания устройства используется интегральный стабилизатор U5 типа 7805. Потребляемый устройством ток очень мал, поэтому радиатор для этой микросхемы не нужен.

Поскольку микросхемы контроллера ЖКИ требуют небольшого количества сигналов для связи с микроконтроллером, индикатор можно выполнить конструктивно в отдельном корпусе минимального размера и расположить его в удобном для обозрения месте. Провода датчиков температуры могут иметь длину несколько метров. При этом обязательно должен присутствовать земляной провод. Использовать в качестве земли кузовов автомобиля нежелательно. Удобно для термометров применять аудиокабель, который имеет два провода в общем экране, изолированном снаружи.

Код программы микроконтроллера и ее исходный текст доступны на сайте по адресу www.platan.ru/shem/.

Леонид Ридико,
wubblick@yahoo.com

Литература

1. Е. А. Иванюта, Н. И. Климович, В. А. Кособрюхов. Микросхема KP1820BG1 для управления мультиплексным ЖК-индикатором // Микропроцессорные средства и системы, №3, 1990, стр. 4–7.

Применение акселерометров в автомобильной сигнализации

В статье, посвященной датчикам удара и раскачивания, были рассмотрены простые конструкции, использующие магнито-индукционный принцип работы и с пьезоэлементом в качестве чувствительного элемента. Также в статье было упомянуто, что в качестве датчиков для автосигнализаций можно использовать акселерометры. Предлагаемая статья посвящена использованию акселерометров для обнаружения воздействий на автомобиль.

В качестве примера рассмотрим акселерометр ADXL202 фирмы Analog Devices, который может быть использован в качестве мультифункциональный сенсор для автомобильных сигнализаций, чувствительный как к удару/вибрации, так и к наклону/подъему автомобиля.

ADXL202 – малопотребляющий, низковольтный двухосный акселерометр с пределами измерения $\pm 2g$, выдающий аналоговый или цифровой сигнал, пропорциональный ускорению независимо вдоль каждой оси.

Обычно автосигнализации используют датчики, основанные на магнито-индуктивном принципе работы. Сенсоры такого типа имеют хорошую чувствительность, но только в определенной области автомобиля. Кроме того, эти сенсоры требуют усиления сигнала и приведения его к цифровому виду для сопряжения с микроконтроллером. Одним из главных их недостатков является нечувствительность к наклону автомобиля (статическому ускорению). Однако именно чувствительность к подъему/наклону автомобиля есть наиболее прямой путь обнаружить нападение на автомобиль, особенно в тех случаях, когда его пытаются угнать с помощью погрузки на другой автомобиль.

ADXL202 легко удовлетворяет приведенным выше требованиям, так как имеет необходимую чувствительность ко всем перечисленным видам воздействий и может быть напрямую подсоединен к микроконтроллеру.

ADXL202 имеет как цифровой (широко-импульсный), так и аналоговый выходы. Для применения в автомобильной сигнализации целесообразно использовать именно цифровой выход, так как это не требует АЦП и наличия различных аналоговых фильтров, описанных в файле Car_App.Pdf, находящемся на сайте Analog Devices. Все операции по обработке сигнала могут быть возложены на микроконтроллер, при этом не потребуются больших вычислительных ресурсов, так как обработка будет производиться без выполнения параллельных процессов.

Рассмотрим технику декодирования и обработки сигнала ADXL202 (описание самого акселерометра и схему включения можно найти на сайте фирмы Analog Devices – www.analog.com).

Цифровой выход ADXL202 выдает

результат в виде широко-модулированного сигнала, в котором отношение ширины импульса к периоду пропорционально приложенному ускорению. Таким образом, микроконтроллеру требуется измерить длительность импульсов и период их следования. При этом формула для вычисления ускорения будет иметь вид: $Acceleration = (Duty - Duty0g) / Duty1g$. Из описания на ADXL202 можно увидеть, что номинальный коэффициент заполнения при нулевом g равен 50%, а изменение коэффициента заполнения на один g равно 12,5%. При подстановке $T1$ – ширина импульса, $T2$ – период, формула примет вид $Acceleration = ((T1/T2) - 50\%) / 12,5\%$.

Однако, если коэффициенты заполнения при нулевом g и изменения на один g отличаются от вышеприведенных, то результат вычисления ускорения будет неверен. На практике коэффициент заполнения при нулевом g и чувствительность ADXL202 значительно меняются от устройства к устройству, что отражено в документации. Таким образом вышеприведенные формулы могут быть использованы для тех применений, где не требуется большая точность измерений. Для измерений с высокой точностью необходимо учитывать различную чувствительность и смещение нуля для различных экземпляров, что на практике можно реализовать в виде корректирующих коэффициентов.

Рассмотрим теперь способ определения коэффициента заполнения для реализации вычислений. Проще всего это сделать, используя таймеры/счетчики, которые встроены в большинство микроконтроллеров. Наиболее простое решение имеет следующий вид.

Счет запускается по переднему фронту на выходе X ($Ta = 0$, рис. 1), значение Tb (задний фронт) запоминается, и таймер останавливается на следующем переднем фронте Tc . Этот процесс повторяется также для выхода Y (Td , Te ,

Tf).

Обычно период $T2$ является константой, однако он имеет тепловой дрейф и некоторое фазовое дрожание. Для систем, не требующих точности измерения выше 0,1 g , $T2$ может быть измерен один раз. Однако для более аккуратного вычисления результата необходимо несколько определений значения $T2$ и усреднения результата. Усреднение необходимо периодически повторять для учета влияния температурного дрейфа.

При использовании ADXL202 в автосигнализации можно применить алгоритм обнаружения воздействий, приведенный на рис. 2.

Более подробную информацию по акселерометру ADXL202 можно узнать из технического описания и примеров применения, которые находятся на сайте фирмы Analog Devices.

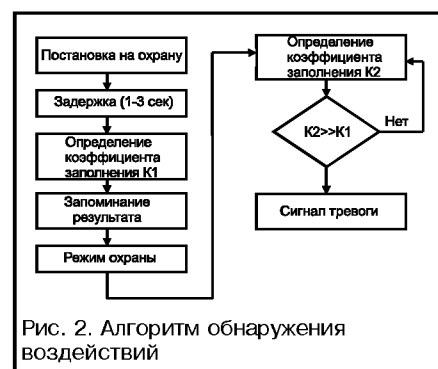


Рис. 2. Алгоритм обнаружения воздействий

Владимир Зимин



Рис. 1. Декодирование данных ADXL202

Сустэйн и овердрайв эффекты для электрогитары

Один из интересных видов обработки звукового сигнала электрогитары – это сжатие или компрессирование. Наиболее часто используется термин компрессор, хотя это и достаточно узкое понятие данного вида обработки. Компрессор “сжимает” сигнал, уровень которого превышает определенный порог. По принципу действия он похож на обычный ограничитель, но с существенно меньшими искажениями. Существует великое множество различных компрессоров, как статических, так и динамических, а также их комбинации, например компрессор-лимитер.

Один из вариантов приставки для электрогитары, выполняющей функции динамического компрессора, – сустэйн. В отличие от обычного компрессора, она “следит” за уровнем сигнала. При высоком уровне она его ослабляет, а при низком – усиливает. Вроде бы все достаточно просто, но сигнал инструмента зависит от многих факторов: самой гитары, датчиков (звукоснимателей), игры, манеры исполнения. Все это порождает резкие изменения уровня сигнала, которые очень сложно адекват-

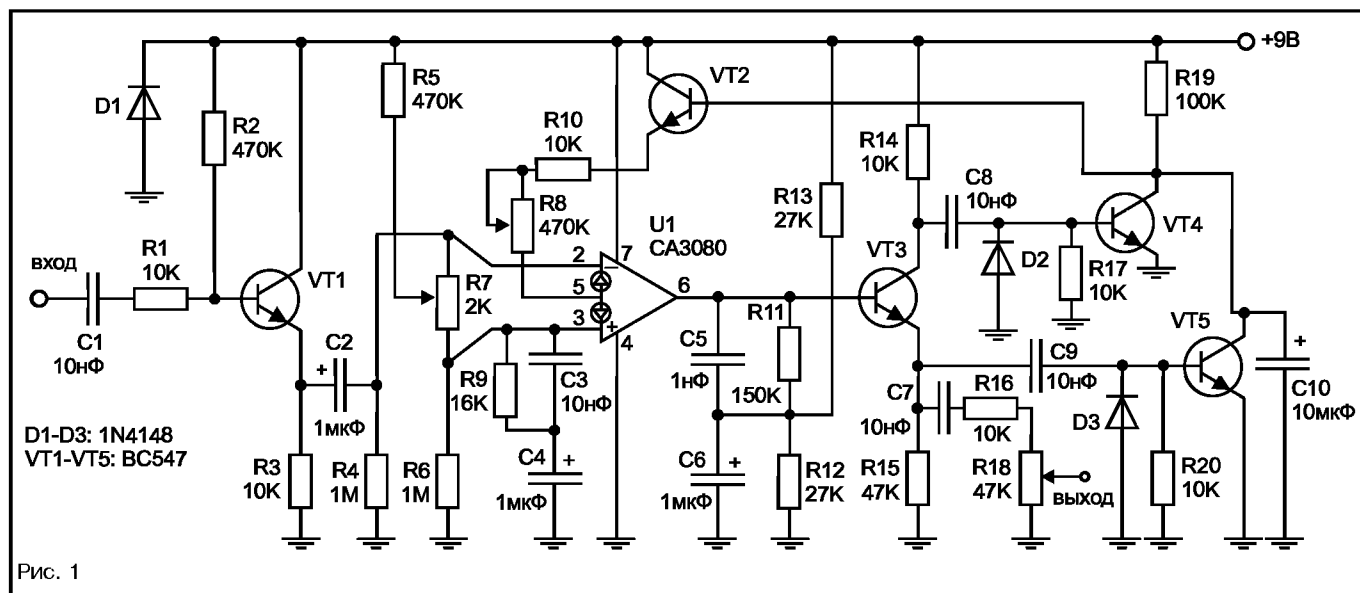
сигнала, одинаковые по амплитуде, но сдвинутые по фазе на 180° во всем звуковом диапазоне. Далее сигнал подается для пикового детектирования на транзисторы VT4 и VT5, которые выполняют роль ключей. Таким образом осуществляется двухполупериодное выпрямление сигнала, уровень которого зависит от величины входного. После фильтрации конденсатором C10, амплитудная огибающая сигнала через транзистор VT2 поступает на управляющий вход микросхемы U1. Таким

образом, при сильном сигнале на входе будет происходить ослабление сигнала на выходе, и наоборот.

Другой вариант компрессора фирмы DOD показан на рис. 2. Здесь в качестве управляющего элемента применена резистивная оптотара. В некоторых моделях вместо светодиода используются малоинерционные лампочки накаливания. Если у кого-нибудь возникнут проблемы с приобретением оптотары, то ее несложно изготовить самостоятельно. Важно лишь то, чтобы в ней обязательно использовался фоторезистор, а не фотодиод или фототранзистор. В качестве излучателя можно использовать малогабаритную лампочку СМН 6,3 В 20 мА. Для этого нужно уменьшить резистор R12 до сопротивления 150 Ом. Всю эту конструкцию необходимо поместить в светонепроницаемый корпус.

Принцип работы этого компрессора схож с предыдущим. Только роль инвертора сигнала здесь выполняет каскад на операционном усилителе U2. При снятии сигнала с входа и выхода этого каскада мы имеем тот же парафазный сигнал, что и в предыдущем устройстве.

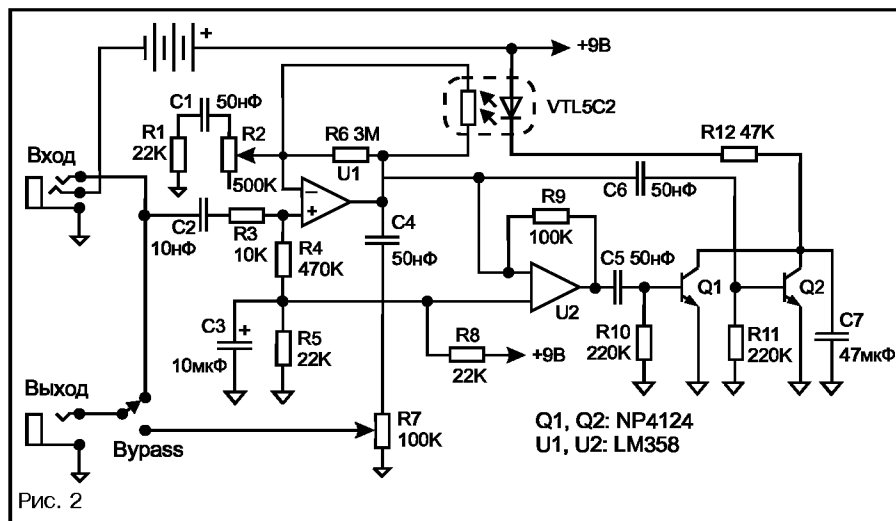
В заключение, вашему вниманию



но отследить. Ко всему этому следует еще добавить большое различие в амплитуде и длительности звучания первой и шестой струны.

Для более полного понимания принципа работы подобных устройств рассмотрим две схемы. Это динамические компрессоры фирм MXR и DOD.

На рис. 1 изображена “классическая” схема динамического компрессора фирмы MXR, выполненная на операционном усилителе с изменяемым коэффициентом усиления. Сигнал с электрогитары подается на эмиттерный повторитель VT1 и далее на вход усилителя U1. Усиленный сигнал поступает на фазоинвертор, выполненный на транзисторе VT3. Он необходим для того, чтобы получить два



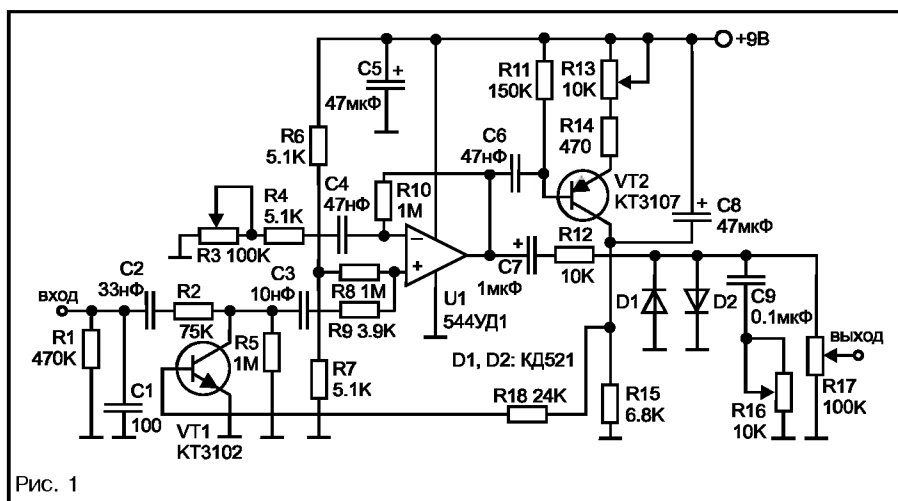


Рис. 1

предлагается собственная разработка автора. Помимо простоты и хорошей повторяемости, она необычна еще тем, что сочетает в себе две функции – сустейн и овердрайв. Остановимся более подробно на описании работы самой схемы и назначении деталей.

Сигнал с электрогитары поступает на вход схемы (резистор R1). Параллельно резистору подключен конденсатор C1, который выполняет роль фильтра, срезающего частоты за пределами звукового диапазона. Это, как правило, радиочастоты, способные нарушить нормальную работу приставки. Далее, через управляемый делитель напряжения, состоящий из резистора R2 и транзистора VT1, сигнал через конденсатор C3 поступает на вход усилителя U1. Линейный режим усилителя обеспечивается подачей половины напряжения питания при помощи резисторов R6 и R7 через резистор R8 на неинвертирующий вход операционного усилителя. Коэффициент усиления задается соотношением $R10/(R3+R4)$. Чувствительность можно менять плавно при помощи потенциометра R3 (Gain). Она подбирается в процессе игры и зависит от типа гитары. Гитарный регулятор громкости при этом должен

находиться в полностью открытом состоянии. Так как это неинвертирующий каскад, было бы правильно добавить в формулу +1, но для удобства этой поправки можно пренебречь.

Схема имеет также регулятор тембра (Tone) C9R16 и регулятор уровня (Volume) R17. После усиления сигнал разделяется на две части, одна из которых поступает на двухсторонний ограничитель D1 D2. Другая поступает на пиковый детектор, выполненный на транзисторе VT2. Режим этого детектора можно изменять при помощи потенциометра R13 (Mode). Когда его величина минимальна, работает только сустейн. При максимальной величине получается режим сустейн + овердрайв. Это достигается изменением порога выпрямления. При увеличении этого порога уменьшается управляющее напряжение на транзисторе VT1. Одновременно растет и выходное напряжение сигнала, достигая уровня ограничения диодами D1, D2. Происходит «обогащение» сигнала гармониками – эффект овердрайв.

После фильтрации конденсатором C8, управляющее напряжение через резистор R18 поступает на базу транзистора VT1. Помимо фильтрации выпрям-

ленного напряжения, этот конденсатор, вместе с резисторами R15, R18, а также внутренними сопротивлениями транзисторов VT1 и VT2, формирует времена атаки и затухания. Для этого варианта схемы они подобраны оптимально. Даже при игре на инструменте с использованием медиатора, звук сохраняет первичный рисунок атаки, в результате чего пропадает «стерильность» и «ватность» звучания, присущая многим другим компрессорам. Послезвучие (затухание) получается плавным и тягучим, без каких-либо заметных искажений. Конечно, это выполняется только в том случае, если потенциометр R13 выставлен в режиме сустейн.

Транзистор VT1 выполняет роль изменяемого сопротивления, и при повышении сигнала ослабляет его на входе усилителя. Для адаптации к частотной характеристике электрогитары и получения более ровного по длительности звучания всех струн, номиналы конденсаторов C2, C3, C4, C6 выбраны относительно небольшими.

Схема не критична к типу используемых транзисторов. Желательно, чтобы VT1 был малошумящий. Из доступных это транзисторы KT3102E (Ж, Д). В качестве операционного усилителя подойдет и K140UD6, 7 (608, 708), правда шумы при этом немного возрастут. Схема начинает работать при уровне входного сигнала 1,5 мВ, поэтому надо уделить тщательное внимание экранированию как гитары, так и самой приставки. Даже малейший «фон» во время затухания струны станет очень заметным за счет «вытягивания» усиления сустейном.

Александр Воробьев,
alex@hit.mldnet.com

Еще раз об усилителях мощности

4. Циклическая схема защиты

В интегральных УМЗЧ защита от перегрузки по току обычно выполняется за счет линейного ограничения тока оконечного каскада в сочетании с защитой от перегрева. При интегральном исполнении это оправдано благодаря хорошей тепловой связи внутри кристалла.

Для дискретного усилителя гораздо более подходит циклическая защита, периодически отключающая выходной каскад при возникновении аварийного режима. При этом усилитель может находиться в состоянии перегрузки или короткого замыкания сколь угодно долго. После устранения перегрузки нормальная работа УМЗЧ восстанавливается автоматически. Описание предлагаемой схемы защиты представлено в отдельной главе, т. к. данная схема является самостоятельным устройством и может быть применена практически для любого усилителя, как линейного, так и импульсного. Принципиальная схема блока защиты приведена на рис. 13, а соответствующий перечень элементов – в таблице 3. Порог срабатывания схемы устанавливается резисторами R6*, R9*. Ориентировочно их номинал можно определить из соотношения:

$$R6 = R9 = (10 \cdot I_{sc} - 35) / 0,35,$$

где I_{sc} – ток короткого замыкания (перегрузки).

Ток нагрузки усилителя создает падение напряжения на измерительных резисторах R19, R20 усилителя. При достижении этим напряжением заданного уровня, открыва-

ются транзисторы Q1 или Q2 схемы защиты. При этом срабатывают компараторы D1.1 и D1.2. Открывшиеся транзисторы Q5 и Q6 запирают оконечные транзисторы выходного каскада усилителя. Время удержания усилителя в отключенном состоянии определяется постоянной времени C1R11.

Предложенный усилитель ни в коей мере не претендует на звание УМЗЧ “всех времен и народов”. Для опытного радиолюбителя данная схема может использоваться в качестве базовой, позволяющей ему разработать по своим требованиям окончательный вариант конструкции,

удовлетворяющий конкретным требованиям. При этом данный усилитель обеспечивает достаточно хорошую линейность и высокие динамические характеристики при большой мощности и невысоких затратах.

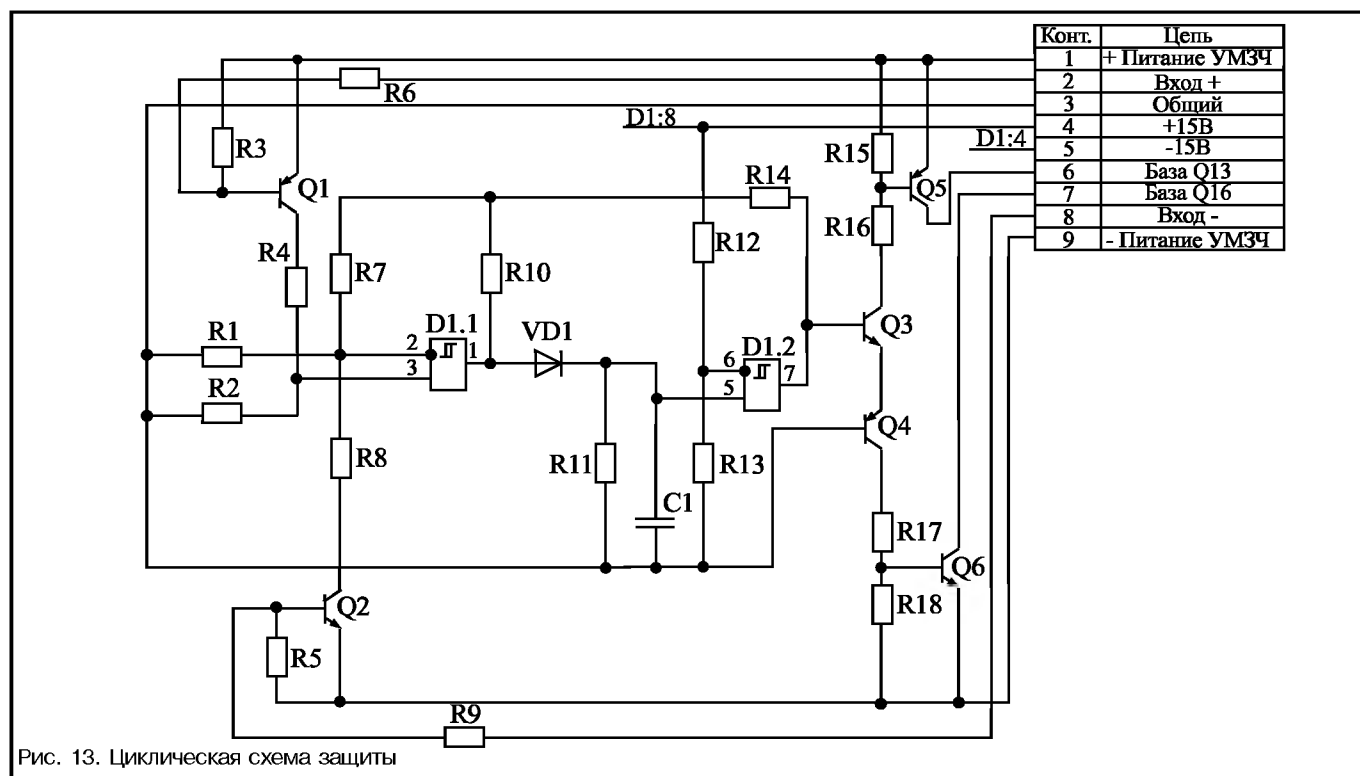
Андрей Колпаков,
kai@megachip.ru

Литература:

1. TDA7294 ST-Microelectronics Data-sheet
2. TDA7250 ST-Microelectronics Data-sheet
3. Teruo M., Yoshihito C. Sampling-Frequency Considerations in Digital Audio. – JAES, 1978, v. 26, N 4.
4. И. А. Алдошина, А. Г. Войшвилло. Высококачественные акустические системы и излучатели – М., “Радио и связь”, 1985.

Таблица 3

Поз. обозначение	Номинал, рекомендуемый тип	Производитель	Количество	Примечание
C1	0,1 мкФ		1	
D1	LM2903	Motorola	1	
R1, R2, R13	0,125 Вт – 10 кОм		3	
R3, R5	0,125 Вт – 100 Ом		2	
R6*, R9*	0,125 Вт – 100 Ом		2	
R4, R7, R8, R12	0,125 Вт – 100 кОм		4	
R11	0,125 Вт – 1 МОм		1	
R10, R14, R15, R18	0,125 Вт – 1 кОм		4	
R16, R17	0,125 Вт – 30 кОм		2	
Q1, Q4, Q5	Транзистор BC161	Philips	3	Vce > 60
Q2, Q3, Q6	Транзистор BC546	Philips	3	Vce > 60



Генератор сигналов произвольной формы

При тестировании различных систем их разработчики должны исследовать поведение системы при подаче на ее вход как стандартных сигналов, так и сигналов, имеющих различные отклонения от нормы. В реальных условиях работы на систему могут действовать помехи, искажающие форму сигнала, и разработчику необходимо знать, как поведет себя устройство при тех или иных искажениях. Для этого ему необходимо либо смоделировать помеху при прохождении стандартного сигнала, либо подать на вход искаженный сигнал, полученный при помощи генератора сигналов произвольной формы (ГСПФ). Первый путь гораздо сложнее и дороже, поэтому чаще всего используется второй.

Генераторы сигналов произвольной формы используются также в случаях, когда для отладки и испытания устройств нужно подавать на их вход сигналы нестандартной формы, получить которые без использования таких генераторов крайне трудно.

Концепция построения ГСПФ

В основе построения ГСПФ лежит синтез аналогового сигнала по его образцу, записанному в ОЗУ генератора. Типовая структура ГСПФ представлена на рис. 1.

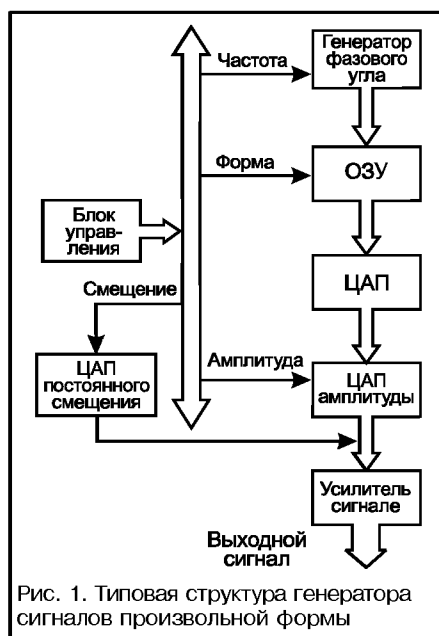


Рис. 1. Типовая структура генератора сигналов произвольной формы

Генератор фазового угла (ГФУ) генерирует периодическую линейно нарастающую последовательность адресов ячеек ОЗУ (фазу сигнала). Крутизна нарастания последовательности зависит от частоты, задаваемой блоком управления (БУ).

В соответствии с изменением адресов на входе ОЗУ, меняются и данные на его выходе. Последовательность выдаваемых данных образует цифровой образ генерируемого сигнала. Он преобразуется в аналоговую форму при помощи цифро-аналогового преобразователя, затем сигнал ослабляется в соответствии с заданной амплитудой, и в

него вводится нужное постоянное смещение. После усиления получается выходной сигнал нужной формы, частоты, амплитуды с требуемым постоянным смещением.

Технические характеристики генератора

- Частота генерируемого сигнала – 0,0001...22000 Гц.
- Амплитуда выходного сигнала – 0...10 В.
- Постоянное смещение выходного сигнала – -5...+5 В.
- Выходной ток – до 100 мА.
- Количество отсчетов на период – 8192.
- Температурная относительная нестабильность частоты – менее 10^{-5} / °C.
- Долговременная относительная нестабильность частоты – не более 10^{-5} / 1000 ч.
- Точность установки частоты – $7 \cdot 10^{-6}$ Гц.
- Напряжение питания – 10...12 В.
- Потребляемая без нагрузки мощность – 0,9 Вт.

Структура комплекса ГСПФ

Программно-аппаратный комплекс генерации сигналов произвольной формы состоит из собственно генератора, подключенного к ЭВМ через последовательный порт RS-232C, и программы управления генератором, работающей под Windows 9x.

1. Структура аппаратной части генератора

Принципиальную схему аппаратной части можно скачать по адресу www.platan.ru/shem/. Она выполнена в соответствии со структурой, приведенной на рис. 1. Единственное отличие состоит в том, что блок управления разработанного генератора подключен через блок сопряжения к ЭВМ. Из ЭВМ при помощи программы управления задаются форма и другие параметры сигнала.

Блок управления генератором построен на базе микроконтроллера AT89C52. Он принимает от ЭВМ команды изменения параметров сигнала и выдает соответствующие команды другим блокам генератора. Кроме того, генератор имеет SPI-подобный интерфейс для подключения управляющего устройства, отличного от ЭВМ. Наличие такого интерфейса позволяет использовать генератор в составе комплекса для снятия частотных характеристик.

Блок управления принимает и устанавливает частоту, смещение и амплитуду сигнала. Данные о форме выходного напряжения также проходят через блок управления. Стандартные формы (пила, меандр, белый шум и синусоида) рассчитываются непосредственно микроконтроллером.

Усилитель сигнала построен на малошумящем операционном усилителе MAX427 и позволяет получить выходной ток до 100 мА.

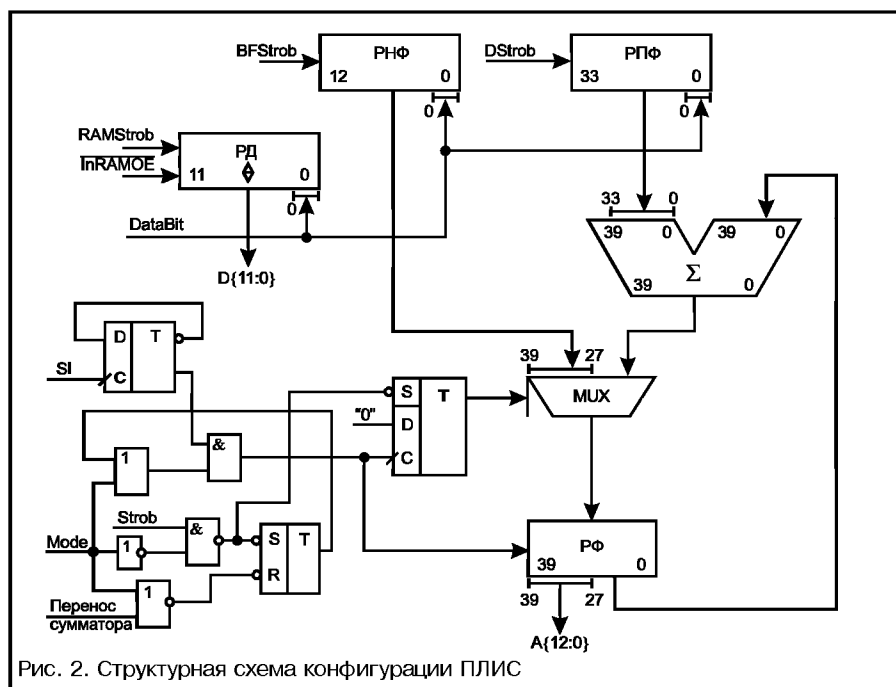


Рис. 2. Структурная схема конфигурации ПЛИС

ЦАП постоянного смещения AD7943 – умножающий 12-разрядный ЦАП с последовательным вводом данных, позволяющий получить смещение сигнала в диапазоне от -5 до $+5$ В с дискретностью $2,44$ мВ.

ЦАП амплитуды AD7943 – умножающий 12-разрядный ЦАП с последовательным вводом данных. Позволяет задавать амплитуду выходного сигнала в диапазоне от 0 до 10 В с дискретностью $2,44$ мВ.

ЦАП MX565A – быстродействующий 12-разрядный ЦАП с параллельным вводом данных. Время установления с точностью до половины младшего разряда – не более 250 нс.

ОЗУ UM6264 содержит цифровой образ формы. Форма хранится в виде 8192 12-разрядных отсчетов. Это позволяет получить выходной сигнал достаточно высокого качества.

Генератор фазового угла построен на основе ПЛИС EPF8282 фирмы ALTERA. Структура, записываемая в ПЛИС, приведена на рис. 2.

Схема может работать в трех режимах: нормальной генерации, ждущем, загрузки данных в блок ОЗУ.

В режиме нормальной генерации (на входе Mode единица) регистр приращения фазы (РПФ) загружается из БУ значением, соответствующим частоте. При нормальной генерации содержимое РПФ суммируется с младшими разрядами регистра фазы (РФ), и сумма записывается в РФ по приходу SI. Тринадцать старших разрядов РФ подаются на адресные входы блока ОЗУ. Таким образом, частота переполнения РФ соответствует частоте генерируемого сигнала.

При ждущем режиме (на входе Mode ноль) ГФУ ожидает прихода стробирующего сигнала на вход Strob. По приходу этого сигнала генерируется сигнал с начальной фазы, записанной в регистре начальной фазы (РНФ), и до конца периода. После окончания периода ГФУ снова переходит в состояние ожидания строба.

При загрузке данных в ОЗУ они сначала последовательно записываются в регистр данных (РД), а затем, при подаче сигнала InRAMOE, выставляются на входы данных блока ОЗУ. Это сделано для экономии числа используемых выводов микроконтроллера и упрощения топологии печатной платы.

Как видно из структуры ПЛИС, реализация такого операционного автомата на микросхемах малой степени интеграции потребовала бы большого количества разнотипных элементов, что привело бы к увеличению габаритов и уменьшению надежности системы. Поэтому удобно применять ПЛИС.

2. Опытный образец генератора

Опытный образец был собран на двусторонней печатной плате размером 175×110 мм. Потребление опытного образца без нагрузки составляет $0,9$ Вт. Внешний вид опытного образца генератора приведен на рис. 3:

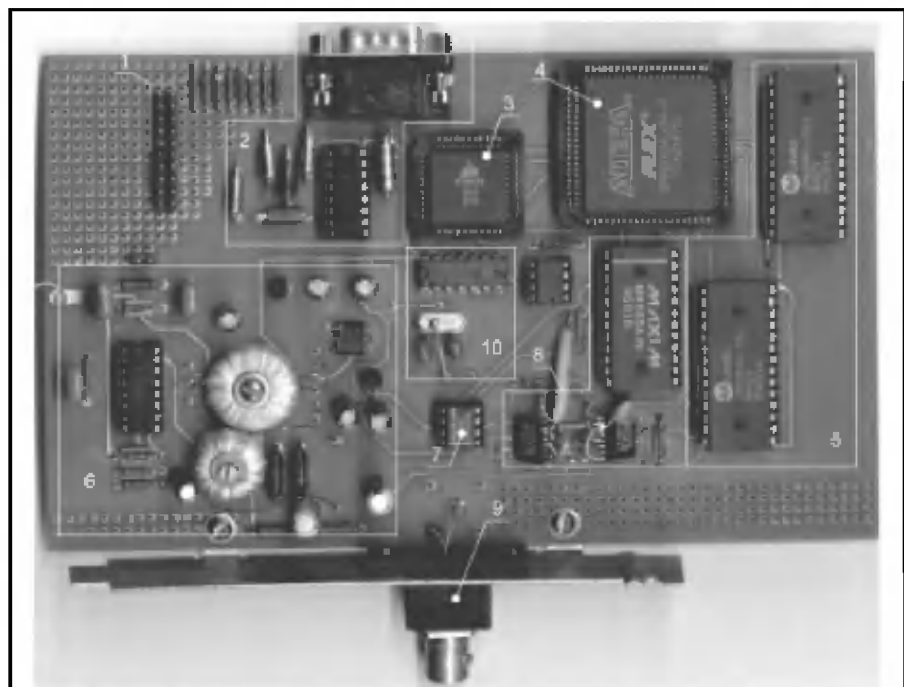


Рис. 3. Вид опытного образца платы генератора

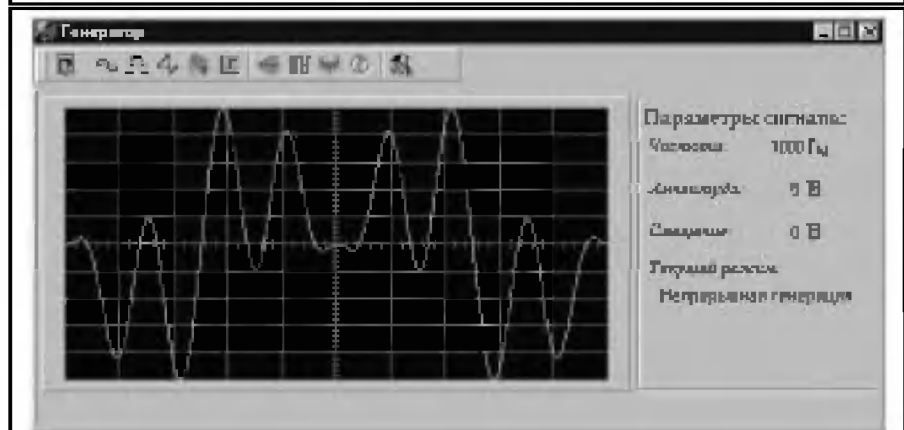


Рис. 4. Главное окно программы управления генератором

ратора приведен на рис. 3:

- 1 – разъем для подключения анализатора частотных характеристик;
- 2 – блок сопряжения с RS-232C;
- 3 – блок управления;
- 4 – генератор фазового угла на ПЛИС;
- 5 – ОЗУ;
- 6 – источник питания;
- 7 – усилитель выходного сигнала;
- 8 – блок цифро-аналогового преобразования;
- 9 – разъем для подключения потребителя сигнала.

Программа управления генератором

Программа управления генератором создана в среде Delphi 4.5. Программа предназначена для работы под Windows 9x. Вид главного окна программы, которое позволяет использовать все возможности аппаратной части генератора, представлен на рис. 4.

Программа позволяет задавать параметры сигнала: частоту, амплитуду, постоянное смещение. Кроме стандартных форм – меандра, пилю, синусоиды и белого шума – можно загрузить в генератор и

произвольную форму. Для ввода произвольной формы сигнала можно нарисовать ее при помощи мыши или задать форму при помощи формулы. Созданную форму можно сохранить и восстановить впоследствии.

Существует режим последовательного изменения параметров сигнала, таких как амплитуда, частота и смещение. При этом изменение может быть плавным, когда задаются начальное и конечное значения параметра, шаг приращения, период приращения. Возможно также изменение одного из параметров сигнала по форме, записанной в файле. Это позволяет генерировать частотно- и амплитудомодулированные сигналы. При этом формы модулируемого и модулирующего сигнала могут быть абсолютно произвольными.

Демонстрационный вариант прошивки микроконтроллера и управляющую программу можно скачать по адресу www.platan.ru/shem/.

Александр Волович,
al_volovich@mail.ru

Аналоговые компараторы

Компаратор – это сравнивающее устройство. Аналоговый компаратор предназначен для сравнения непрерывно изменяющихся сигналов.

1. Общие сведения

Входные аналоговые сигналы компаратора: $U_{вх}$ – анализируемый сигнал и $U_{оп}$ – опорный сигнал сравнения; а выходной – $U_{вых}$ – дискретный или логический сигнал, содержащий 1 бит информации:

$$U_{вых} = \begin{cases} U_{вых}^1 & \text{при } U_{вх} - U_{оп} > 0; \\ U_{вых}^0 & \text{при } U_{вх} - U_{оп} < 0. \end{cases}$$

Выходной сигнал компаратора почти всегда действует на входы логических цепей и потому согласуется с ними по уровню и мощности. Таким образом,

компаратор – это элемент перехода от аналоговых к цифровым сигналам, поэтому его иногда называют однобитным аналого-цифровым преобразователем.

Неопределенность состояния выхода компаратора при нулевой разности входных сигналов нет необходимости уточнять, так как реальный компаратор всегда имеет либо конечный коэффициент усиления, либо петлю гистерезиса (рис. 1).

Чтобы выходной сигнал компаратора изменился на конечную величину $|U_{вых}^1 - U_{вых}^0|$ при бесконечно малом изменении входного сигнала, компаратор должен иметь бесконечно большой коэффициент усиления (эюра 1 на рис. 2) при

полном отсутствии шумов во входном сигнале. Такую характеристику можно имитировать двумя способами: использовать усилитель с очень большим коэффициентом усиления, либо ввести положительную обратную связь.

Рассмотрим первый путь. Как бы велико ни было усиление, при $U_{вх} \geq 0$

характеристика будет иметь вид, представленный на рис. 1а. Это приведет к двум неприятным последствиям. Прежде всего, при очень медленном изменении $U_{вх}$ выходной сигнал также будет изменяться замедленно, что плохо отразится на работе последующих логических схем (эюра 2 на рис. 2). Еще хуже то, что при таком медленном изменении $U_{вх}$ около нуля выход компаратора может многократно с большой частотой менять свое состояние под действием помех (так называемый “дребезг”, эюра 3 на рис. 2). Для устранения этого явления обычно вводят положительную обратную связь, которая обеспечивает переходной характеристике компаратора гистерезис (рис. 1б). Наличие гистерезиса хотя и вызывает некоторую задержку в переключении компаратора (эюра 4 на рис. 2), но существенно уменьшает, даже устраняет дребезг $U_{вых}$.

В качестве компаратора может

быть использован операционный усилитель (ОУ), как это показано на рис. 3. Усилитель включен по схеме инвертирующего сумматора, однако вместо резистора в цепи обратной связи включены параллельно стабилитрон VD_1 и диод VD_2 .

Пусть $R_1 = R_2$. Если $U_{вх} - U_{оп} > 0$, то диод VD_2 открыт и выходное напряжение схемы небольшое отрицательное, равное падению напряжения на открытом диоде. При $U_{вх} - U_{оп} < 0$ на стабилитроне установится напряжение, равное его напряжению стабилизации $U_{ст}$. Это напряжение должно соответствовать единичному логическому уровню цифровых интегральных микросхем (ИМС), входы которых подключены к выходу компаратора. Таким образом, выход ОУ принимает два состояния, причем в обоих усилитель работает в линейном режиме. Многие типы ОУ не допускают сколько-нибудь существенного входного дифференциального напряжения. Включение по схеме, изображенной на рис. 3, обеспечивает работу ОУ в режиме компаратора практически с нулевыми дифференциальными и синфазными входными напряжениями. Недостатком данной схемы является относительно низкое быстродей-

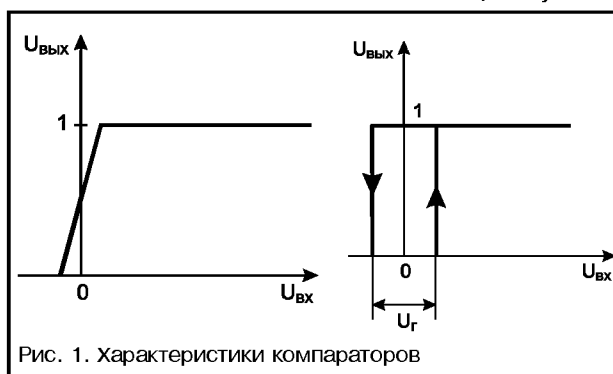


Рис. 1. Характеристики компараторов

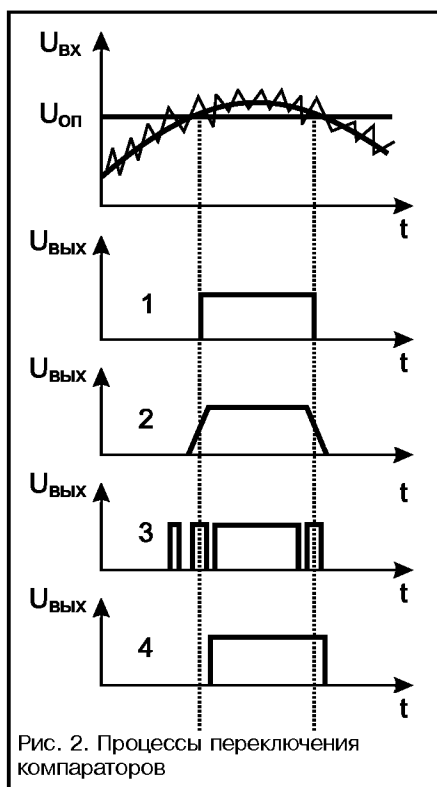


Рис. 2. Процессы переключения компараторов

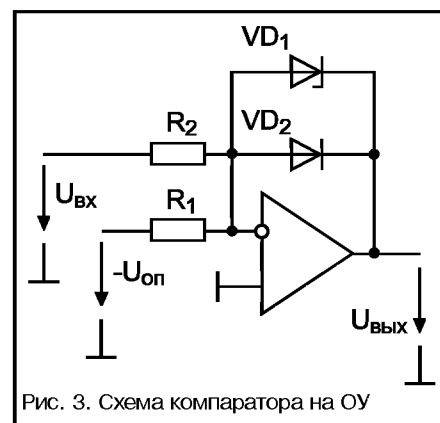


Рис. 3. Схема компаратора на ОУ

ствие, обусловленное необходимостью частотной коррекции, так как ОУ работает в линейном режиме со 100-процентной обратной связью. Используя для построения компаратора обычные ОУ, трудно получить время переключения менее 1 мкс.

2. Аналоговый интегральный компаратор

Итак, компаратор – это быстродействующий дифференциальный усилитель постоянного тока с большим усилением, малым дрейфом и смещением нуля и логическим

выходом. Его входной каскад должен обладать большим коэффициентом ослабления синфазной составляющей (КОСС) и способностью выдерживать большие синфазные и дифференциальные сигналы на входах не насыщаясь, т. е. не попадая в режимы, из которых компаратор будет долго выходить. Для повышения помехозащищенности желательно снабдить компаратор стробирующим логическим входом, разрешающим переключение компаратора только в тактовые моменты.

Схема первого промышленного интегрального компаратора $\mu A710$ (отечественный аналог – 521CA2), разработанного Р. Видларом (R.J. Widlar) в США в 1965 г., приведена на рис. 4. Она представляет собой дифференциальный усилитель на транзисторах VT1, VT2, нагруженный на каскады ОЭ на VT5 и VT6. Каскад на VT5 через транзистор VT4 управляет коллекторным режимом входного каскада и через транзистор в диодном включении VT7 фиксирует потенциал базы транзистора VT8, делая его независимым от изменений положительного напряжения питания. Каскад на VT6 представляет собой второй каскад усиления напряжения.

Эмиттерные выводы транзисторов VT5 и VT6 присоединены к стабилитрону VD1 с напряжением стабилизации 6,2 В, поэтому потенциалы баз указанных транзисторов соответствуют $\approx 6,9$ В. Следовательно, допустимое напряжение на входах компаратора относительно общей точки может достигать 7 В. На транзисторе VT8 выполнен эмиттерный повторитель, передающий сигнал с коллектора VT6 на выход. Постоянная составляющая сигнала уменьшается до нулевого уровня стабилитроном VD2.

Если дифференциальное входное напряжение превышает +5...+10 мВ, то транзистор VT6 закрыт, а VT5 близок к насыщению. Выходной сигнал компаратора при этом не может превысить +4 В, так как для более положительных сигналов открывается диод на VT7, не допуская излишнего роста выходного напряжения и насыщения VT5. При обратном знаке входного напряжения VT6 насыщается, потенциал его коллектора оказывается близок к напряжению стабилизации стабилитронов VD1 и VD2, поэтому потенциал выхода близок к нулю.

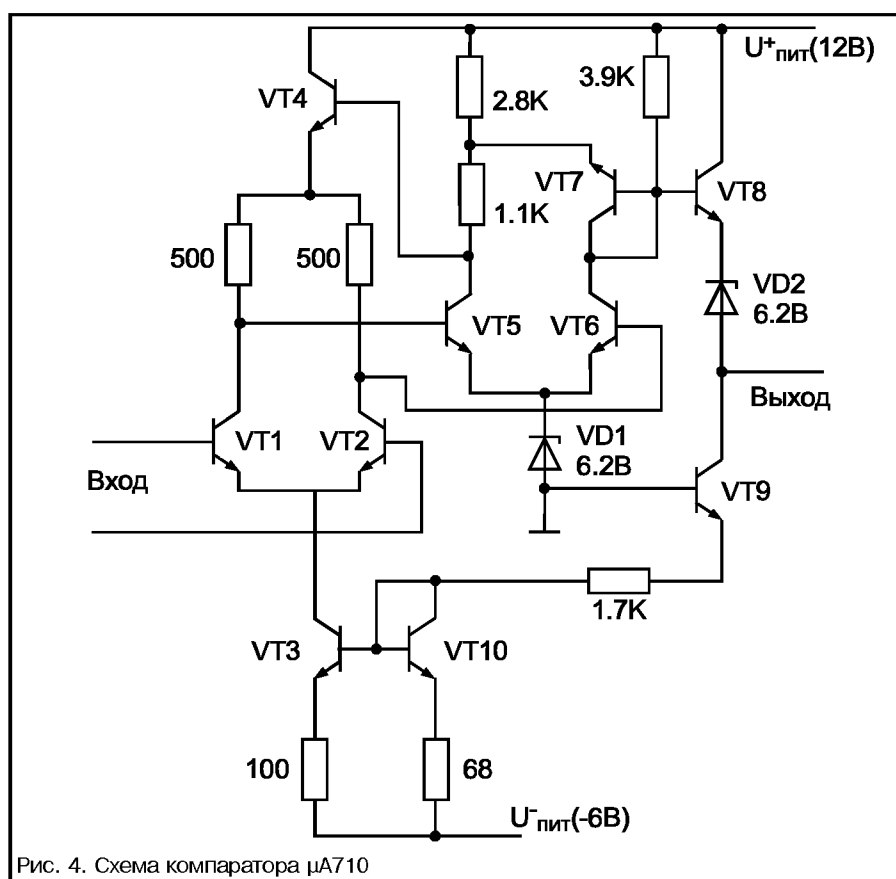


Рис. 4. Схема компаратора $\mu A710$

Транзистор VT9 – источник тока 3 мА для смещения VT8 и VD2. Часть этого тока (до 1,6 мА) может отдаваться в нагрузку, требующую наличия вытекающего тока на входе (один вход логики ТТЛ серии 155 или 133).

В дальнейшем эта схема развивалась и совершенствовалась. Схемы многих компараторов имеют стробирующий вход для синхронизации, а некоторые модификации снабжены на выходе триггерами-защелками, т. е. схемами, фиксирующими состояние выхода компаратора по приходу синхронимпульса.

Выходные каскады компараторов обычно обладают большей

гибкостью, чем выходные каскады операционных усилителей. В обычном ОУ используют двухтактный выходной каскад, который обеспечивает размах напряжения в пределах между значениями напряжения питания (например, ± 13 В для ОУ типа 140УД7, работающего от источников ± 15 В). В выходном каскаде компаратора эмиттер, как правило, заземлен, и выходной сигнал снимается с “открытого коллектора”. Выходные транзисторы некоторых типов компараторов, например 521CA3 или LM311, имеют открытые, т. е. неподключенные, коллектор и эмиттер. Две основные схемы включения

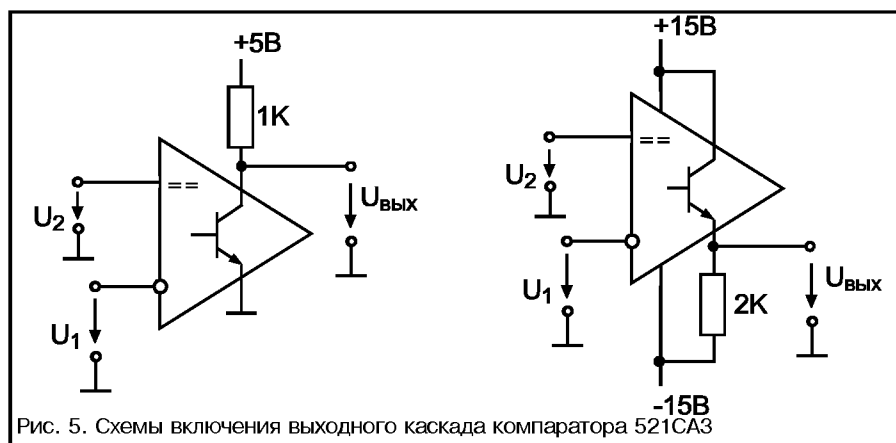


Рис. 5. Схемы включения выходного каскада компаратора 521CA3

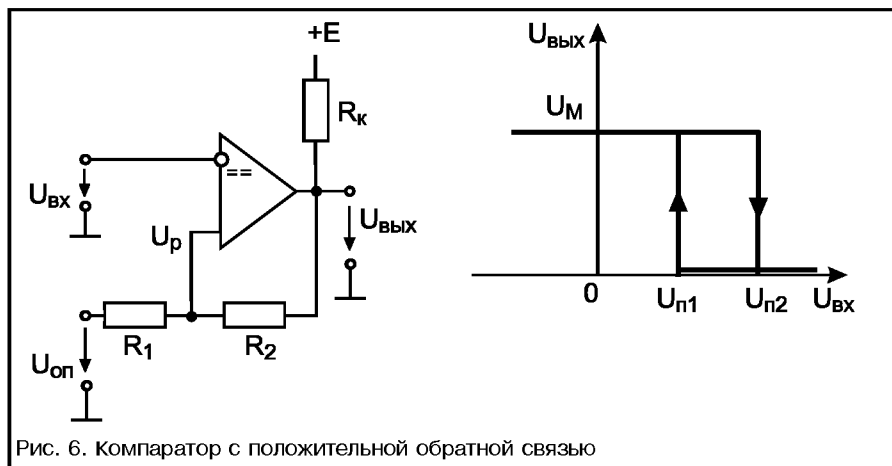


Рис. 6. Компаратор с положительной обратной связью

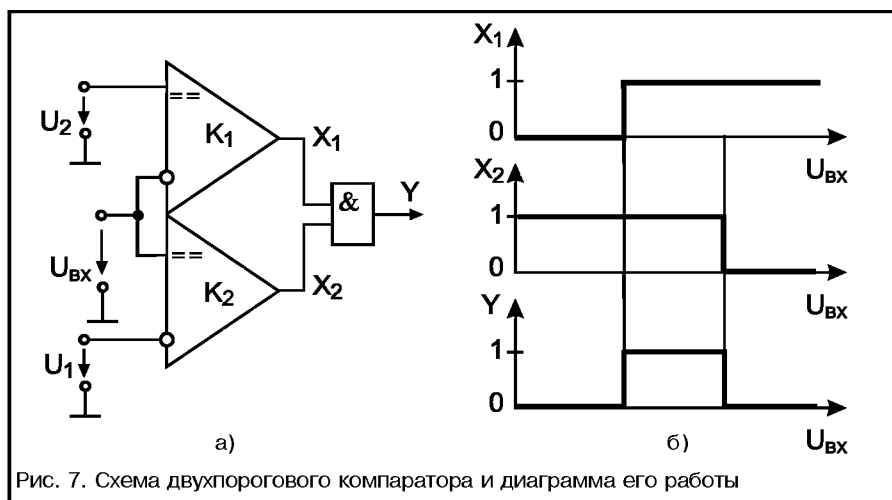


Рис. 7. Схема двухпорогового компаратора и диаграмма его работы

компараторов такого типа приведены на рис. 5.

На рис. 5а выходной транзистор компаратора включен по схеме с общим эмиттером. При потенциале на верхнем выводе резистора, равном +5 В, к выходу можно подключать входы ТТЛ, nМОП и КМОП-логику с питанием от источника 5 В. Для управления КМОП-логикой с более высоким напряжением питания следует подключить верхний вывод резистора к источнику питания данной цифровой микросхемы.

Если требуется изменение выходного напряжения компаратора в пределах от $U_{\text{пит}}^+$ до $U_{\text{пит}}^-$, выходной каскад включается по схеме эмиттерного повторителя (рис. 5б). При этом заметно снижается быстродействие компаратора и происходит инверсия его входов.

Некоторые модели интегральных компараторов (например, AD790, MAX907) имеют внутреннюю неглубокую положительную обратную связь, обеспечивающую их переходной характеристике гистерезис с шириной петли, соизмеримой с напряжением смещения нуля.

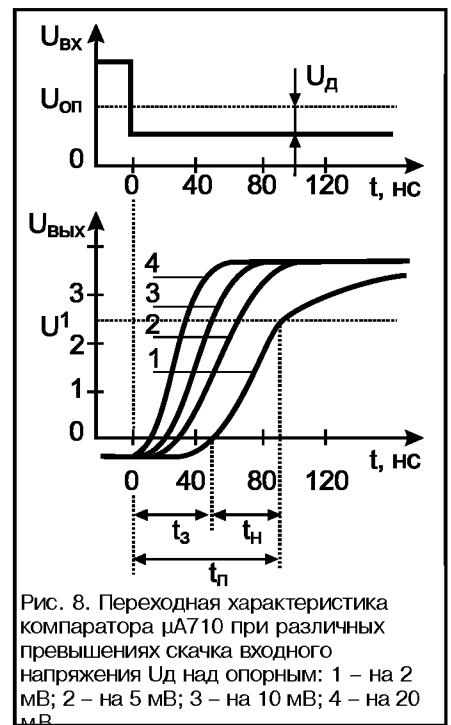
На рис. 6а приведена схема включения компаратора с открытым коллектором на выходе, переходная характеристика которой имеет гистерезис (рис. 5б). Пороговые напряжения этой схемы определяются по формулам

$$U_{п1} = \frac{U_{оп}R_2}{R_1 + R_2}, U_{п2} = \frac{ER_1 + U_{оп}(R_2 + R_k)}{R_1 + R_2 + R_k}.$$

Из-за несимметрии выхода компаратора петля гистерезиса оказывается несимметричной относительно опорного напряжения.

В заключение перечислим некоторые особенности компараторов по сравнению с ОУ.

1. Несмотря на то что компараторы очень похожи на операционные усилители, в схемах с ними почти никогда не используют отрицательную обратную связь, так как в этом случае весьма вероятно (а при наличии внутреннего гистерезиса – гарантировано) самовозбуждение компараторов. Использование отрицательной обратной связи возможно

Рис. 8. Переходная характеристика компаратора $\mu A710$ при различных превышениях скачка входного напряжения U_d над опорным: 1 – на 2 мВ; 2 – на 5 мВ; 3 – на 10 мВ; 4 – на 20 мВ

только при преобладании положительной ОС (например, в схеме мультивибратора).

2. В связи с тем, что в схеме нет отрицательной обратной связи, напряжения на входах компаратора неодинаковы.
3. Из-за отсутствия отрицательной обратной связи входное сопротивление компаратора относительно низко и может меняться при изменении входных сигналов.
4. Выходное сопротивление компараторов значительно и различно для разной полярности выходного напряжения.

3. Двухпороговый компаратор

Двухпороговый компаратор (или компаратор “с окном”) фиксирует, находится ли входное напряжение между двумя заданными пороговыми значениями или вне этого диапазона. Для реализации такой функции выходные сигналы двух компараторов необходимо подвергнуть операции логического умножения (рис. 7а). Как показано на рис. 7б, на выходе логического элемента единственный уровень сигнала будет иметь место тогда, когда выполняется условие

$$U_1 < U_{ВХ} < U_2,$$

так как в этом случае на выходах обоих компараторов будут единичные логические уровни. Такой компаратор выпускается в виде ИМС $\mu A711$ (отечественный аналог – 521CA1).

Таблица

Наименование компаратора	Напряжение питания, В	Коэффициент усиления, В/мВ	Напряжение смещения, мВ	Входной ток, нА	Выходные уровни	Диапазон допустимых дифференциальных напряжений, В	Ток потребления, мА	Максимальный выходной ток, мА	Время переключения, нс	Примечание
Универсальные компараторы										
521CA2	+12; –6	1,5	3	25000	ТТЛ	5	8	2,5	90	Аналог mA710
SE521	±5...±15	5	5	20000	ТТЛ	5	5	–	12	Открытый коллектор
Прецизионные компараторы										
521CA3	±3...±15	200	3	100	ТТЛ, КМОП	30	6	50	200	Открытый коллектор и эмиттер
AD790	+5...±15	Гистерезис	0,25	1800	То же	15	10	10	40	Открытый коллектор
597CA3	±12...±18	70	3	350	То же	–	2	10	300	Сдвоенный
Быстродействующие компараторы										
597CA1	±5; –5,2	1	2	10000	ЭСЛ, ТТЛ	3	35	10	6,5	Триггер-защелка
SE9685	+5; –5,2	300	5	20000	ЭСЛ	5	–	–	2,3	Парафазный выход
MAX9685	+5; –5,2	–	5	10000	ЭСЛ	7	32	30	1,3	Триггер-защелка
Микромощные компараторы										
MAX922	±1,25...±5,5	10	10	5	ТТЛ, КМОП	$U_{пит}+0,3$ В	3,2 мкА	4	12000	Сдвоенный
TLC339	±1,5...±8	–	5	0,005	ТТЛ, КМОП	–	10 мкА	10	2500	Счетверенный, открытый сток

4. Параметры компараторов

Параметры, характеризующие качество компараторов, можно разделить на три группы: точностные, динамические и эксплуатационные.

Компаратор характеризуется теми же точностными параметрами, что и ОУ. Это коэффициент дифференциального усиления, смещение нуля входного напряжения, величина входного тока.

Основным динамическим параметром компаратора является время переключения $t_{п}$. Это промежуток времени от начала сравнения до момента, когда выходное напряжение компаратора достигает противоположного логического уровня. Время переключения измеряется при постоянном опорном напряжении, подаваемом на один из входов компаратора, и скачке входного напряжения $U_{вх}$, подаваемого на другой вход. Это время зависит от величины превышения $U_{вх}$ над опорным напряжением. На рис. 8 приведены пе-

реходные характеристики компаратора mA710 для различных значений дифференциального входного напряжения $U_{д}$ при общем скачке входного напряжения в 100 мВ. Время переключения компаратора $t_{п}$ можно разбить на две составляющие: время задержки $t_{д}$ и время нарастания до порога срабатывания логической схемы – $t_{н}$. В справочниках обычно приводится время переключения для значения дифференциального напряжения, равного 5 мВ после скачка.

Эксплуатационные параметры компараторов определяют допустимые режимы работы их входных и выходных цепей, требования к источникам питания и температурный диапазон работы. Важными эксплуатационными параметрами являются уровни выходных сигналов, а также способы подключения нагрузки к выходу компаратора. Ограничения эксплуатационных параметров обусловлены конечными значениями пробив-

ных напряжений и допустимыми токами через транзисторы компаратора. Поскольку компараторы, в отличие от ОУ, могут работать со значительными дифференциальными входными напряжениями, важными характеристиками компаратора являются максимально допустимые величины дифференциального и синфазного входных напряжений.

В настоящее время производятся сотни наименований интегральных компараторов. Эти ИМС можно условно разделить на следующие группы: универсальные (общего применения), быстродействующие, прецизионные, микромощные.

В таблице 1 приведены основные параметры некоторых моделей компараторов различных типов.

Георгий Волович,
g_volovich@mail.ru

Основы схемотехники жидкокристаллических дисплеев

Введение

В настоящее время разработчику электронной аппаратуры доступна широкая гамма как жидкокристаллических символьных индикаторов, так и матричных ЖКЭ. Как правило, у дистрибьюторов этих устройств имеется техническая информация общего плана, что часто бывает не достаточно для уверенного использования данного изделия. На сайтах производителей почти всегда удается получить достаточно полное описание использования конкретного типа производимого ими ЖКИ. Однако использование этой информации предполагает изначально знание разработчиком электрооптики ЖК-ячеек и основ схемотехники ЖКИ. К сожалению, нельзя назвать ни одного источника среди изданных за последние 20 лет на русском языке, который бы содержал столь необходимые сведения. Были изданы книги, которые, в основном, касались физико-химических явлений в ЖК материалах или содержали технологические аспекты ЖК индикаторов. Очень полезная образовательная информация по электрооптике и методам адресации ЖКИ имеется в материалах конференций Japan Display XX, Euro Display XX, SIDXX. Однако они доступны в Internet только для действительных членов SID (Society International Display) или же стоят достаточно дорого. Кроме того, далеко не каждый сможет сориентироваться в том обилии информации, касающейся всех аспектов данной темы. Автор данной статьи хотел по мере сил заполнить информационный пробел в этой области проектирования схем управления ЖКИ и ЖКЭ, а также поделиться рядом практических рекомендаций, основанных на длительном опыте разработки заказных ЖКИ, матричных ЖКЭ и схем управления ими. Информация, изложенная в этой статье, будет полезна для разработчиков, которых не устраивает ни один из широко доступных ЖКИ и вынужденных разрабатывать заказной ЖКИ со своей схемой управления. В статье приведен краткий обзор драйверов ЖКИ различных производителей только для предварительного анализа характеристик микросхем. Данная информация не сможет заменить полную техническую документацию, предоставляемую производителем.

1. Физические и математические аспекты адресации ЖКИ

Условимся, что речь здесь пойдет только об ЖКИ, использующих TN (Twist Nematic) и STN (Super Twist Nematic) материалы. В цели данной статьи не входит подробное описание электрооптических явлений,

присущих данным эффектам. При желании можно подробно ознакомиться с их физическими, химическими и оптическими аспектами, обратившись к списку литературы, приведенному в конце статьи.

Топология любого ЖКИ, и тем более ЖКЭ, представляет собой матрицу, образованную ортогональной системой строчных и столбцовых электродов. Для

определения посредством использования свертки (умножения) двух матриц, представляющих собой временные функции приложенных, соответственно, к строкам и столбцам напряжений (рис. 1). Для любого типа ЖКИ цикл развертки состоит из чередования нескольких фаз. Для каждой фазы времени существует свой набор уровней напряжений на строках и столбцах.

Обычно при пассивной матричной адресации используется последовательная развертка по строкам, т. е. последовательно во времени выбирается строка за

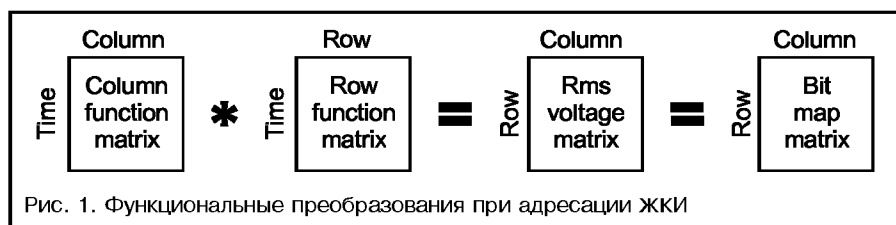


Рис. 1. Функциональные преобразования при адресации ЖКИ



Рис. 2. Матричная функция строчной развертки при последовательной адресации

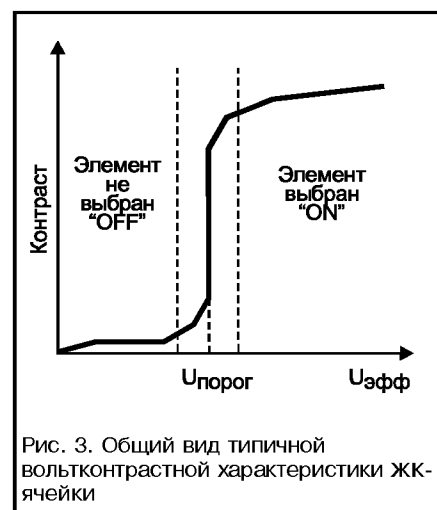


Рис. 3. Общий вид типичной вольтконтрастной характеристики ЖК-ячейки

варианта прямой адресации имеет вырожденный случай – число строк равно 1. Система строчных и столбцовых электродов расположена на двух параллельных прозрачных подложках. В процессе адресации (развертки) ЖКИ должно быть выполнено следующее функциональное преобразование: битовая карта матрицы изображения трансформируется в матрицу потенциалов, приложенных к узлам пересечения строк и столбцов. Каждый узел пересечения (ЖК-ячейка) представляет один элемент изображения – пиксель. Потенциал для каждого пикселя должен быть в идеале прямо пропорционален своему образу в памяти (битовой карте).

ЖК-ячейка является объектом, оптическое состояние которого

строкой. Каждому моменту времени соответствует только одна выбранная строка. Вид строчной функции для данного типа адресации показан на рис. 2.

Этот метод прост в реализации, но требует использования нескольких аналоговых уровней напряжений (от 3 до 6). Но, как будет показано ниже, используемый последовательный метод развертки является не единственным возможным для создания матрицы потенциального рельефа, адекватного битовой карте изображения.

В начале 70-х годов, когда поведение ЖК-ячейки не было хорошо изучено, ошибочно предполагалось, что ячейка ведет себя как пиковый детектор и, соответственно, величина контраста определяется максимальной амплитудой

приложенного за период развертки напряжения. Только позднее была установлена истинная зависимость контраста от приложенного напряжения. Как теперь известно, основной параметр качества изображения – контрастное отношение – определяется отношением эффективных напряжений для выбранного и невыбранного элементов изображения. Эффективное или среднеквадратичное напряжение для каждой ЖК ячейки, определяется по следующей формуле:

$$U_{эфф.} = (1/T \cdot \int |U_{row}(t) - U_{column}(t)|^2 dt)^{1/2},$$

где: T – период развертки (или число фаз для дискретных функций); $U_{row}(t)$ – функция изменения напряжения на строке, относящейся к данному пикселю, обычно это ступенчатая функция изменения напряжения по фазам развертки; $U_{column}(t)$ – функция изменения напряжения на столбце, образующем данный пиксель, обычно это ступенчатая функция изменения напряжения по фазам развертки.

Вольтконтрастная характеристика ЖК-ячейки определяет оптическое состояние (контраст) в зависимости от уровня

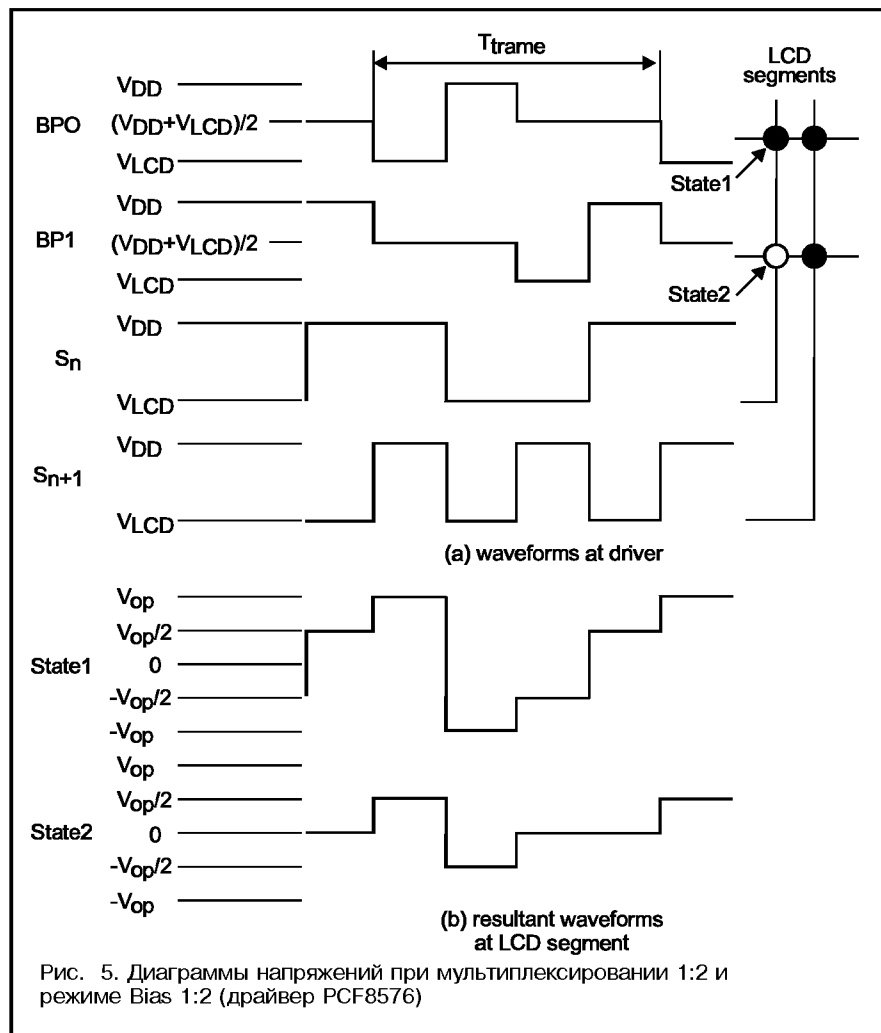


Рис. 5. Диаграммы напряжений при мультиплексировании 1:2 и режиме Bias 1:2 (драйвер PCF8576)

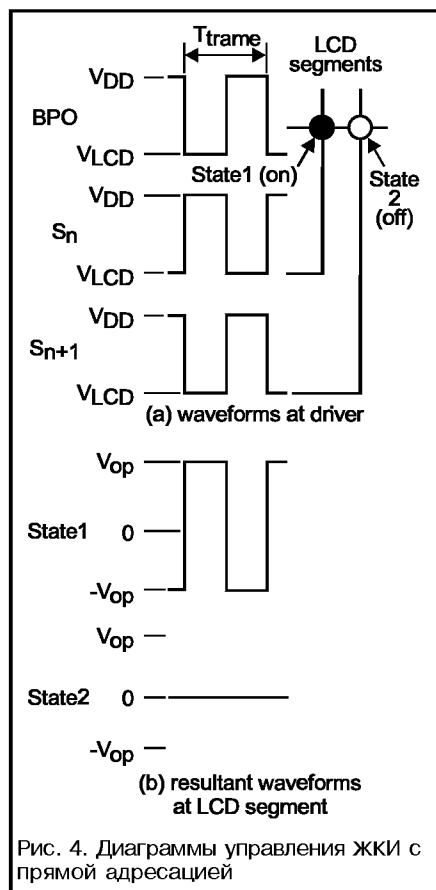


Рис. 4. Диаграммы управления ЖКИ с прямой адресацией

эффективного напряжения, приложенного к электродам ЖК-ячейки.

Основные параметры ЖК-ячейки, определяющие оптические характеристики ЖК дисплея, – это пороговое напряжение и крутизна вольтконтрастной характеристики. Чем меньше порог, тем меньшие амплитудные напряжения требуются при формировании строчных и столбцовых напряжений. Чем круче крутизна характеристики – тем лучше мультиплексная способность материала, что очень важно при использовании в матричных ЖКЭ с большим числом строк. При адресации требуется, чтобы эффективное напряжение для выбранного состояния было выше порогового напряжения, а напряжение для невыбранного – ниже. Выполнение этого условия обеспечит хороший контраст и отсутствие паразитной подсветки невыбранных элементов изображения.

Связь между числом мультиплексируемых строк и максимально достижимым контрастом определена в [1]:

$$V_{on}/V_{off} = ((N^{1/2} + 1)/(N^{1/2} - 1))^S \quad (1)$$

2. Реализация низкомultipлексных режимов адресации

Разные производители в условиях графических изображений драйверов ЖКИ применяют различные символичные названия для столбцовых и строчных выводов. Для строчных выводов используются, например, наименования BPI (Back Plane) в документации Philips, но чаще – $ROWi$ или $COMi$ (Common). Столбцовые выводы именуют $COLi$ (Column), $SEGi$ (segment) или просто Si . Число строк ЖКИ определяет коэффициент мультиплексирования – Duty (Duty Cycle). Для низкомultipлексных ЖКИ эти значения составляют 1:2, 1:3 или 1:4. Экзотические варианты типа 1:5 или 1:6 теоретически возможны, но на практике не реализуются вследствие нецелесообразности. В некоторых микросхемах драйверов есть возможность программно выбирать тип генератора уровней напряжений строк и столбцов. Характеристика гене-

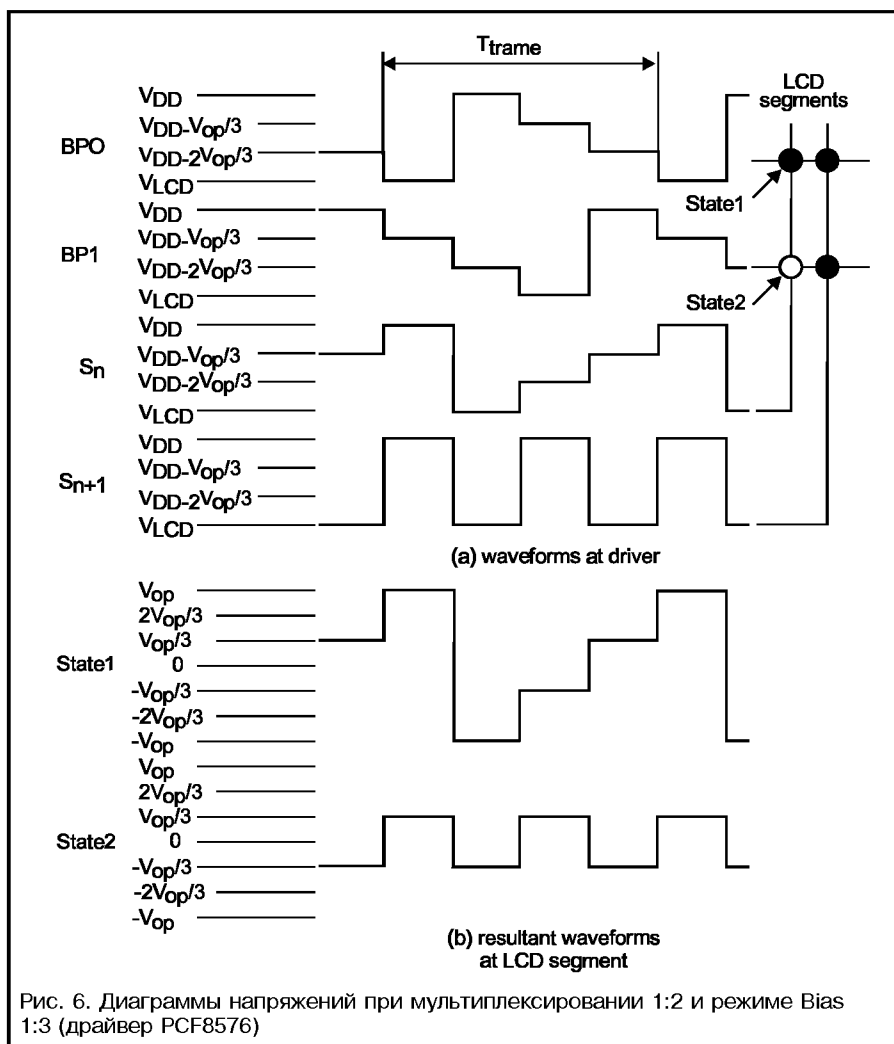


Рис. 6. Диаграммы напряжений при мультиплексировании 1:2 и режиме Bias 1:3 (драйвер PCF8576)

ратора, называемая Bias, по сути определяет тип схемы формирования напряжений для строк и столбцов. Типом схемы определяется число уровней напряжения. Для Bias 1:2 это 3 уровня, а для 1:3 – 4 уровня. В матричных

ЖКИ используется 6 уровней напряжений. В драйверах низкомultipлексных ЖКИ не используется Bias больше 1:3. Регулировка контраста изображения производится изменением амплитудных значений выходных сиг-

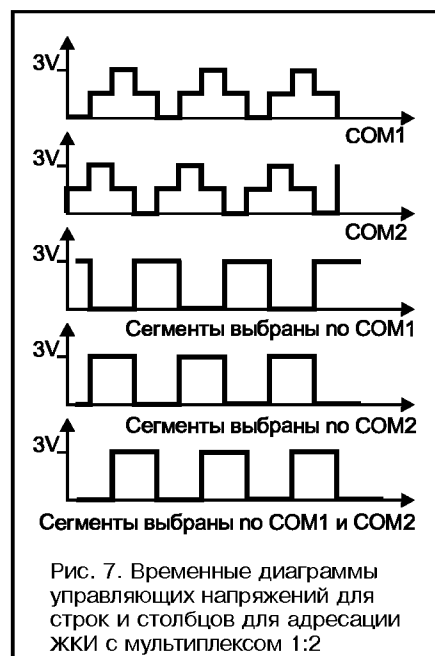


Рис. 7. Временные диаграммы управляющих напряжений для строк и столбцов для адресации ЖКИ с мультиплексом 1:2

налов посредством увеличения или уменьшения напряжения, питающего схему Bias. Возможна подстройка контраста и изменением типа схемы Bias 1:2 или 1:3. Обычно драйверы, имеющие малое число столбцовых выводов, обладают возможностью каскадирования, т. е. наращивания числа столбцов, и возможностью синхронной работы. В этом случае в драйвере предусмотрен эстафетный механизм для загрузки данных (как в КР1820ВГ1), а также обеспечивается выбор режима master-slave для синхронной и согласованной работы нескольких драйверов в связке. В качестве иллюстрации, ниже рассмотрены диаграммы низкомultipлексных режимов адресации ЖКИ в драйвере Philips PCF8576 [2], [3].

2.1.1. Прямая адресация ЖКИ

В ЖКИ с прямой адресацией каждый сегмент изображения имеет свой сегментный (столбцовый) вывод. Прямая адресация – самая простая для реализации, поскольку требуется всего два уровня напряжений. Поэтому прямая адресация ЖКИ легко реализуется на любых цифровых микросхемах, в том числе и на портах контроллеров или же в структуре ПЛИС. На рис. 4 представлены диаграммы прямой адресации. Здесь и далее в комментариях к рисункам используются следующие обозначения:

T_{frame} – период цикла развертки;

V_{dd} – напряжение питания логики драйвера;

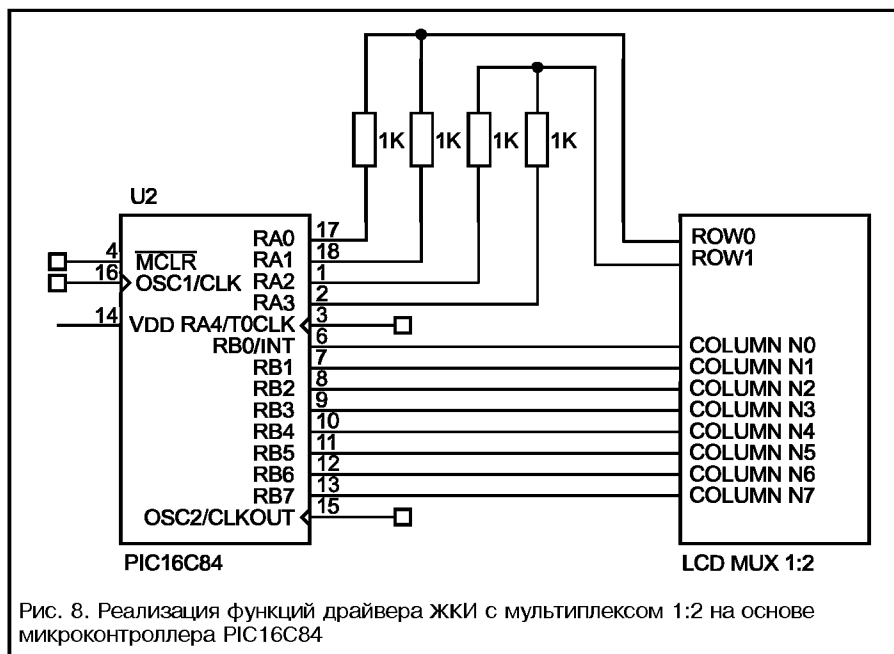


Рис. 8. Реализация функций драйвера ЖКИ с мультиплексом 1:2 на основе микроконтроллера PIC16C84

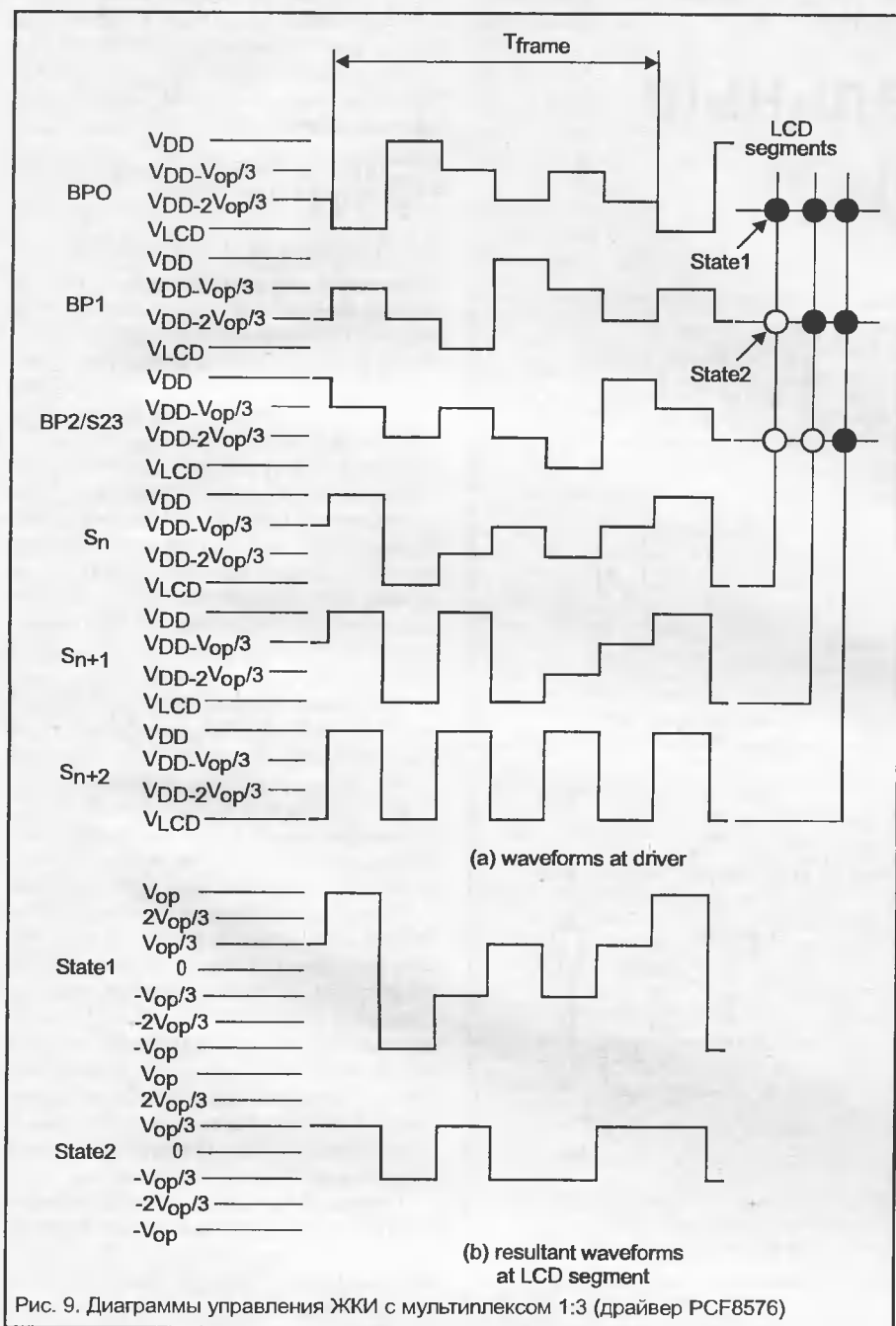


Рис. 9. Диаграммы управления ЖКИ с мультиплексом 1:3 (драйвер PCF8576)

лей, управляющих строками и столбцами;

$V_{op} = V_{dd} - V_{lcd}$ – максимальное действующее напряжение на драйвере, состоящее из напряжения питания логики и напряжения смещения для выходных формирователей строк и столбцов;

$V_{sn}(t)$ – функция напряжения, приложенного к n -му столбцу (сегменту – s);

$V_{bpi}(t)$ – функция напряжения, приложенного к i -ой строке (в качестве названия строки в документации Philips используется термин "Back Plane");

$V_{state1}(t)$ – функция разности напряжений, приложенных между строкой и столбцом для выбранного элемента изображения;

$V_{state2}(t)$ – функция разности напряжений, приложенных между строкой и столбцом для невыбранного элемента изображения;

$V_{off}(rms)$ – расчетная величина эффективного (среднеквадратичного) напряжения на невыбранном элементе изображения;

$V_{on}(rms)$ – расчетная величина эффективного (среднеквадратичного) напряжения на выбранном элементе изображения;

S_n – столбцовое (сегментное) напряжение;

B_{pi} – строчное (Backplane) напряжение.

2.1.2. Адресация ЖКИ с мультиплексом 1:2

Адресацию ЖКИ с таким мультиплексом можно осуществлять в двух

режимах Bias: с использованием трех (1:2) или четырех (1:3) уровней напряжений. На рис. 5 и 6 показаны диаграммы для обоих режимов в драйвере PCF8576.

Соотношения эффективных напряжений для выбранного и невыбранного пикселя при использовании режима Bias 1:2:

$$V_{state1}(t) = V_{sn}(t) - V_{bp0}(t);$$

$$V_{on}(rms) = 0,791V_{op};$$

$$V_{state2}(t) = V_{sn}(t) - V_{bp1}(t);$$

$$V_{off}(rms) = 0,354V_{op}.$$

Соотношения эффективных напряжений для данного режима Bias 1:3:

$$V_{state1}(t) = V_{sn}(t) - V_{bp0}(t);$$

$$V_{on}(rms) = 0,745V_{op};$$

$$V_{state2}(t) = V_{sn}(t) - V_{bp1}(t);$$

$$V_{off}(rms) = 0,333V_{op}.$$

Сравнивая соотношения для эффективных напряжений выбранных и невыбранных состояний элементов изображения ЖКИ, полученных при выборе разных режимов Bias, можно заметить, что, если использовать большее число уровней напряжения, можно уменьшить напряжение питания V_{op} . Меняя режим Bias, можно подстраиваться под величину порогового напряжения используемого ЖКИ, чтобы добиться оптимального контраста. На рис. 7 показаны временные диаграммы для мультиплекса 1:2, реализованные в контроллере электронных игр. Реализация диаграмм здесь несколько проще, чем в драйвере PCF8576.

Функции драйвера ЖКИ с мультиплексом 1:2 и Bias 1:2 могут быть реализованы, например, на портах А и В микроконтроллера PIC16C84, как показано на рис. 8 [10]. Трехуровневые сигналы управления строками синтезируются 2-разрядными ЦАП программно на выводах порта А. Диаграмма, показанная на рис. 7, реализуется программно и, ввиду простоты, не требует специальных комментариев.

2.1.3. Диаграммы управления ЖКИ с мультиплексом 1:3

Ниже приводятся соотношения эффективных напряжений для выбранного и невыбранного пикселя при использовании данного режима.

$$V_{state1}(t) = V_{sn}(t) - V_{bp0}(t);$$

$$V_{on}(rms) = 0,638V_{op};$$

$$V_{state2}(t) = V_{sn}(t) - V_{bp1}(t);$$

$$V_{off}(rms) = 0,333V_{op}.$$

Александр Самарин,
samar@zelax.ru

Продолжение следует

Инструментальные усилители

6. Основные области применения ИУ

• **Измерительные системы.** Усиление малых сигналов на фоне высоких синфазных помех. Работа в мостовых схемах, используемых, в частности для термометров сопротивления и тензометров. Масштабирование и инверсия опорных напряжений, точный сдвиг уровней, исключение падений напряжения и помех от посторонних токов, протекающих в общих проводниках, особенно заземляющих.

• **Медицинские измерения.** Широко применяются в электрокардиографии, электроэнцефалографии, измерителях артериального давления.

• **Аудиотехника.** Высокочувствительные предусилители, особенно микрофонные, согласующие схемы. Линии передачи сигналов в среде с высоким уровнем помех, исключение помех от общих земляных шин.

• **Промышленный интерфейс “токовая петля 4...20 мА”.** Практически единственный широко используемый аналоговый промышленный интерфейс.

• **Высокоскоростные согласующие устройства.** Системы высококачественной обработки изображений. Смещение уровней, буферизация, корреляционные устройства коррекции изображений. Здесь границы применения ИУ и высокочастотных дифференциальных усилителей нечеткие, даже в области классификации. Например, Linear Technology относит к ИУ дифференциальный усилитель LT1194 с полосой 35 МГц и фиксированным усилением $10 \pm 0,5\%$ истроенный высокочастотный OUL13989 с полосой 150 МГц и фиксированным усилением +1; +2; -1.

7. Схемы включения инструментальных усилителей

7.1. Коррекция и настройка

Нулевой уровень входного напряжения. Напомним, что приведенное ко входу RTI смещение нуля равно сумме смещений входного усилителя и смещения выходного, деленного на усиление входного. Обычно ИУ могут иметь независимые цепи подстройки для обоих. При усилении более 100 подстраивают только входной усилитель. Если же усиление меньше или по условиям применения необходимо изменять усиление, настраивают оба. Сначала настраивают входной, закоротив R_G или установив максимальное усиление. Затем, при номинальном или минимальном усилении, – выходной.

Смещение по выходному напряже-

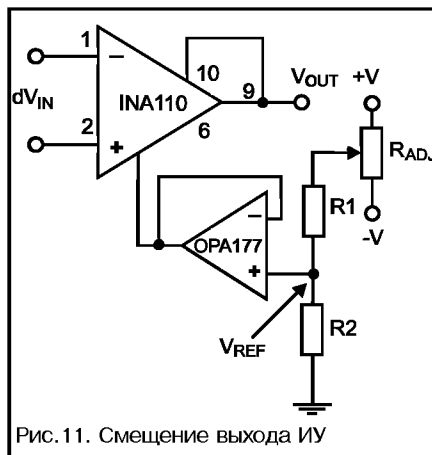


Рис. 11. Смещение выхода ИУ

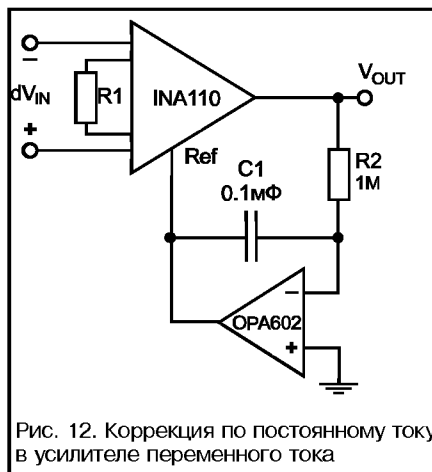


Рис. 12. Коррекция по постоянному току в усилителе переменного тока

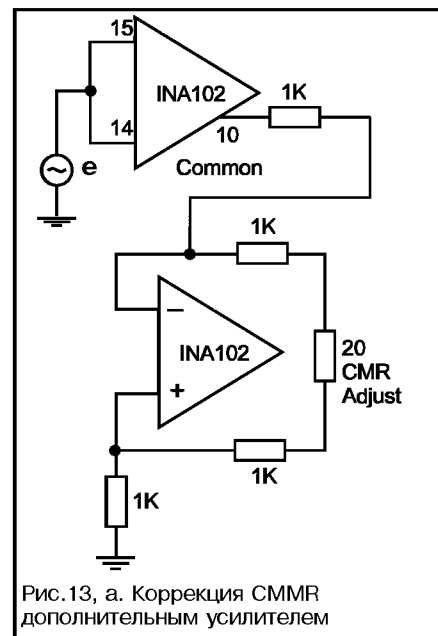


Рис. 13, а. Коррекция CMMR дополнительным усилителем

нию. Если требуется сместить выходное напряжение на значение U_{REF} , это напряжение подается на вывод Ref ИУ (рис. 11). Вывод Ref может быть использован и для коррекции выходного уровня по постоянному напряжению в усилителях переменного тока, например, при программном изменении усиления, как это показано на рис. 12. Находит применение и периодическая коррекция выходного уровня, когда по внешней команде на вход ИУ подается нулевое напряжение и с помощью ЦАП, подключенного на вывод Ref, компенсируется постоянное напряжение на выходе. Установка ЦАП остается неизменной до следующего цикла коррекции.

Подавление синфазного сигнала на постоянном токе и низких частотах

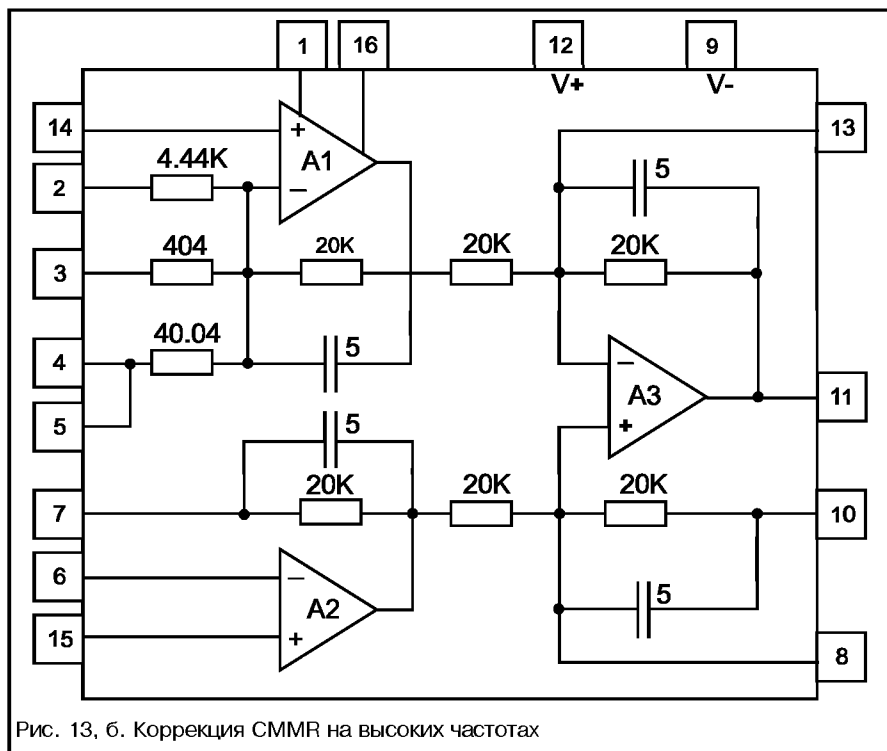


Рис. 13, б. Коррекция CMMR на высоких частотах

тах. Схемы такой коррекции одинаковы и для простых вычитателей и для схем на базе трех ОУ. Обычно коррекция производится введением последовательно в цепи обратной связи (вывод Sense) и опорного уровня (вывод Ref) небольших резисторов. Если вывод Sense недоступен, для коррекции только по выводу Ref может потребоваться дополнительный инвертор на выходе ИУ. Универсальная схема с дополнительным ОУ (рис. 13а), использующая только вывод Ref, позволяет корректировать дисбаланс любого знака. В схемах ИУ на двух ОУ коррекция осуществляется подстройкой величины резистора, соединенного с опорным уровнем (R2 на рис. 2). При этом схема (рис. 13а) также может оказаться полезной.

Подавление синфазного сигнала на высоких частотах. В структуре на двух ОУ ограничения полосы частот, в которой достигается высокое значение CMMR, связанные с частотной зависимостью усилителя A1, могут быть снижены путем коррекции с помощью показанного на рис. 2 конденсатора С. В некоторых случаях последовательно с ним следует ввести дополнительный резистор (LTC1100).

ИУ находят применение в высокочастотных устройствах, например, в устройствах коррекции видеоизображений, в частности привязки уровней. При этом обычно используют «классическую» схему на трех ОУ, часто на дискретных элементах. С повышением частоты влияние асимметрии внутренних емкостей ОУ увеличивается, и CMMR падает. Для поддержания его на приемлемом уровне или получения более гарантированного значения, необходима коррекция. На упрощенной схеме INA102 (рис. 13б) показаны корректирующие емкости первого (A1 и A2) и второго (A3) каскадов. В схемах на дискретных элементах, как и в INA102, входы A3 доступны и дополнительные корректирующие емкости, балансировкой которых минимизируют CMMR, могут быть подключены параллельно корректирующим A3 внутренним емкостям. В монолитных и гибридных ИУ обычно выходы A1 и A2 выведены наружу, а входы A3 – нет. В этом случае высокочастотная коррекция CMMR может быть получена только дополнительными емкостями между выходами и инвертирующими входами первого каскада. В схемах на базе двух ОУ коррекция осуществляется подстройкой значения емкости (иногда последовательно с ней – дополнительный резистор), включенной параллельно резистору, соединенному с опорным уровнем (С на рис. 2).

Усиление. Часто в схеме ИУ имеется несколько внутренних резисторов, подогнанных с очень высокой точностью, замыканием которых можно устанавливать точные значения коэффициента усиления. Рис. 14 показывает, как это делается в ИУ типа LTC1100 на базе двух ОУ в 14-выводном корпусе, где

недоступны точки подключения показанного на рис. 2 внешнего резистора установки усиления R_G . На рис. 6 видно, как это делается для ИУ на базе трех ОУ. Если

пользователь не устраивают фиксированные значения коэффициента усиления, устанавливаемые программой или переключателями, то он может воспользоваться пассивной резисторной или активной схемой. Коррекцию

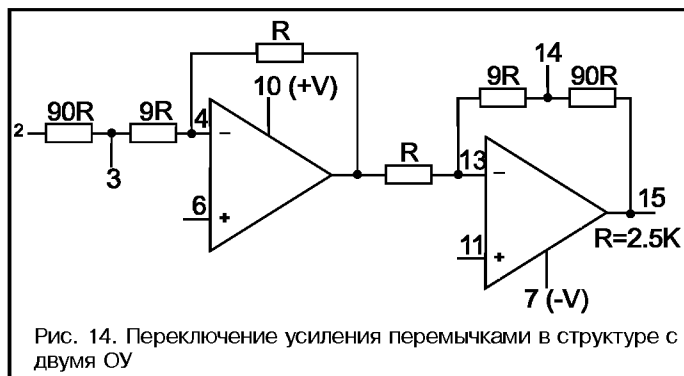


Рис. 14. Переключение усиления переключателями в структуре с двумя ОУ

усиления в сторону увеличения без снижения CMMR можно достигнуть подключением выводов Ref и Sense к выходу через дополнительную резисторную схему (рис. 15). Сигнал с выхода ИУ через дополнительный ОУ может быть подан на выводы опорного уровня (Ref) или обратной связи (Sense). На рис. 16 общее усиление может быть только увеличено, хотя при отрицательном или большем 1 значении усиления дополнительного ОУ, при подключении к выводу Sense оно может быть уменьшено. При этом значение CMMR на не очень высоких для ИУ частотах также изменится мало.

7.2. Дополнительные входные и выходные цепи

Развязка по питанию. Хотя ИУ часто используются на низких и инфранизких частотах, следует помнить, что они содержат и высокочастотные усилители, для которых должны удовлетворяться обычные для высокочастотных схем требования, – по возможности короткие цепи связи, расположенные максимально близко конденсаторы развязки по питанию, желательно керамические конденсаторы параллельно небольшим, лучше танталовым, электролитическим конденсаторам.

Защита входов. ИУ имеют высокочувствительные входы, которые для надежной работы устройств весьма желательно защитить от разрушения в результате случайного попадания высокого напряжения. Обычно входы выдер-

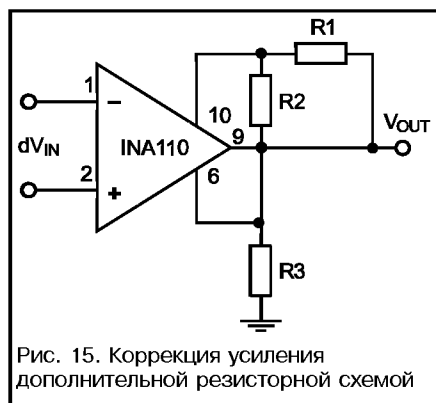


Рис. 15. Коррекция усиления дополнительной резисторной схемой

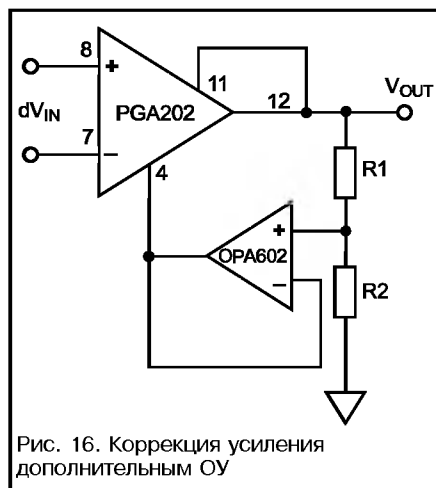


Рис. 16. Коррекция усиления дополнительным ОУ

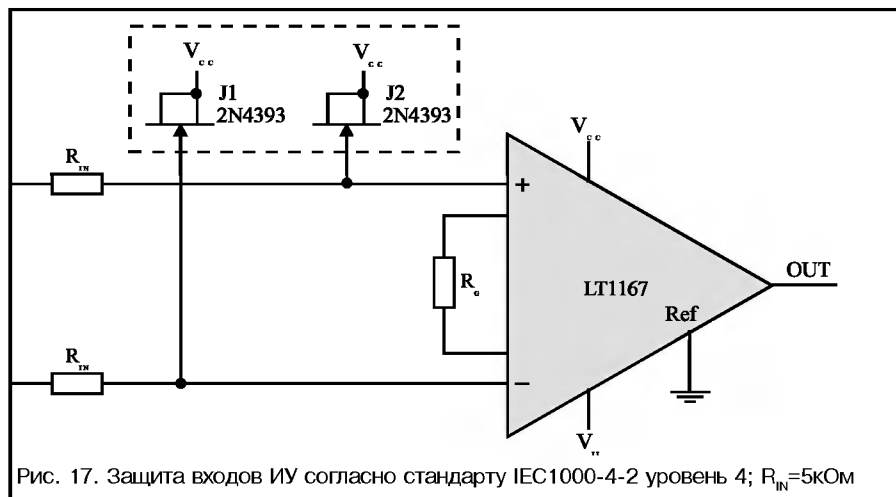


Рис. 17. Защита входов ИУ согласно стандарту IEC1000-4-2 уровень 4; $R_{IN}=5k\Omega$

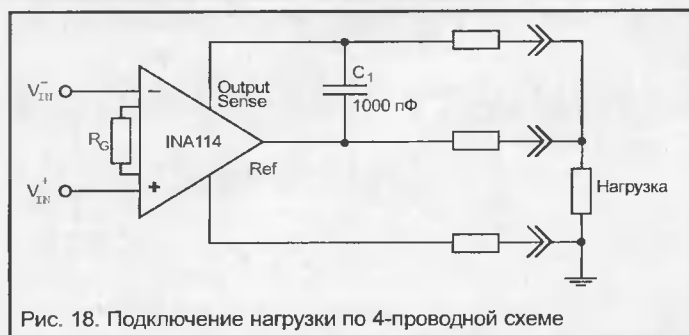


Рис. 18. Подключение нагрузки по 4-проводной схеме

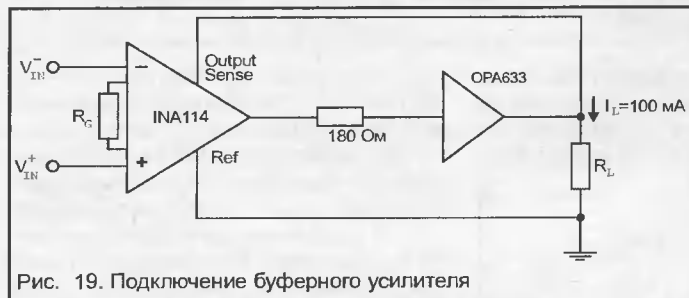


Рис. 19. Подключение буферного усилителя

сокого напряжения. Обычно входы выдерживают без разрушения ток не более 20 мА. Особенно коварен электростатический разряд, который, в силу распространения легко электризующихся

LT1167, где в качестве ограничительных диодов с подпором напряжением питания использованы переходы затворов полевых транзисторов, имеющих малые утечки. Нередко защитные диоды уже

синтетических материалов, возникает совершенно неожиданно. При конструировании цепей защиты входов можно ориентироваться на рекомендации международного стандарта IEC1000-4-2, соответствующего защите от контакта с шиной 8 кВ постоянного тока и 15 кВ при электростатическом разряде. На рис. 17 показана соответствующая этой рекомендации цепь защиты входов

имеются на самом кристалле, и следует только выбрать значение внешнего резистора защиты, компромиссное между степенью защиты и допустимыми шумами. Защитные устройства на полевых структурах, ограничивающие входные токи при перегрузках, аналогичные рассмотренным ранее применительно к рис. 6, выпускаются и как отдельные элементы. Максимальное напряжение для них составляет до 100 В [7].

Буферизация выхода. При работе на удаленные или значительные нагрузки целесообразно подключать нагрузку по 4-проводной схеме (схеме Кельвина). При этом (рис. 18) в напряжениях на выводах Ref и Sense нет составляющих, зависящих от тока нагрузки и подсоединяющих ее проводников, чем исключается снижение точности, вызываемое этими факторами. Если для увеличения тока нагрузки необходимо использовать буферный усилитель, для исключения существенного снижения точности его следует охватить общей с ИУ обратной связью, как показано на рис. 19.

Валерий Авербух,
206vniims@vniiofi.ru

(Окончание. Начало № 1–2/2000, 1–2/2001)

Датчики температуры

Контроль температуры микропроцессора

Современные компьютеры требуют, чтобы как аппаратные, так и программные средства работали корректно, не взирая на различные обстоятельства, способные вызвать поломку или блокировку системы. Цель контроля аппаратных средств заключается в мониторинге критических состояний в компьютерной системе и корректировке их в случае возникновения каких-либо проблем.

Напряжение питания и температура — два критических параметра микропроцессора. Если напряжение падает ниже допустимого минимума, дальнейшее функционирование следует прекратить до возвращения напряжения на приемлемый уровень. В некоторых случаях, при понижении напряжения питания желательно осуществить сброс процессора. Также рекомендуется сбрасывать микропроцессор в момент включения или выключения. При понижении напряжения может потребоваться подключение к резервной батарее питания.

В условиях низкого напряжения, путем блокировки сигнала Chip Enable, осуществляется принудительное задержание микропроцессору записывать информацию в CMOS-память.

Многие процессоры могут быть запрограммированы на периодическую выдачу сигнала "watchdog"-таймера. Наличие этого сигнала показывает, что в ходе выполнения программы процессор работает верно и не "завис" в каком-то бесконечном ее цикле.

Необходимость мониторинга компонентов компьютера полезна для ряда ИС, традиционно называемых "microprocessor supervisory products", которые выполняют некоторые или все функции. К ним относятся приборы от простых ручных генераторов сброса (с цепями подавления дребезга) до подсистем контроля на базе микроконтроллеров с встроенными температурными сенсорами и АЦП. Семейство ADM фирмы Analog Devices используют специально для выполнения различных функций контроля в разнообразных микропроцессорных системах.

Контроль температуры очень важен для микропроцессоров Pentium II. По этой причине, все новые Pentium II снабжены расположенным на кристалле PNP-транзистором, который предназначен для отслеживания фактической температуры чипа. Коллектор транзистора соединен с подложкой, а база и эмиттер выведены двумя отдельными контактами Pentium II.

ADM1021 — микропроцессорный температурный контроллер, специально спроектированный для того, чтобы преобразовывать выходной сигнал, зависящий от температуры чипа, в цифровую форму. Упрощенная аналоговая часть ADM1021 представлена на рис. 35.

Основные характеристики ADM1021:

- Встроенный и внешний термодатчик;
- Точность 1°C для встроенного сенсора;
- Точность 3°C для дистанционного сенсора;
- Программно-устанавливаемые верхний/нижний температурные пределы;
- двухпроводной SMBus последовательный интерфейс;
- максимальный рабочий ток — 70 мкА;
- ток режима микроразличия — 3 мкА;
- напряжение питания от +3 до +5,5 В;
- 16-контактный QSOP-корпус.

Техника измерения температуры идентична описанному выше " ΔV_{BE} " принципу. Через термочувствительный транзистор пропускаются два различных тока (I и $I-N$). Измеряется падение напряжения на транзисторе в том и в другом случае. В ADM1021 номинальный ток I составляет 6 мкА, а для $N = 17$ $N \cdot I = 102$ мкА. Различие в падении напряжения база-эмиттер, V_{BE} , и есть PTAT-напряжение, описываемое выражением:

$$\Delta V_{BE} = (kT/q) \cdot \ln(N)$$

На рис. 35 наружным термодатчиком является транзистор на подложке микропроцессора, хотя с тем же успехом можно использовать и дискретный транзистор. В последнем случае, коллектор нужно соединить с базой и не заземлять. Для предотвращения помех от шины заземления, накладывающихся на результат измерения, отрицательный вывод датчика заземляется не напрямую, а через внутренний диод. Если сенсор работает в условиях помех, можно использовать дополнительный конденсатор С как фильтр шумов (помех). Его рекомендуемая емкость – 2200 пФ, но она не должна быть более 3000 пФ.

Для измерения ΔV_{BE} через чувствительный транзистор попеременно пропускаются токи I и $N \cdot I$. Результирующее напряжение через низкочастотный фильтр 65 кГц поступает на шоппер-усилитель, который выполняет функции усиления и синхронизации. Результирующее постоянное напряжение, пропорциональное ΔV_{BE} , оцифровывается восьмибитовым АЦП. Чтобы в дальнейшем снизить воздействие помех (шумов), осуществляется также цифровое фильтрование с усреднением по результатам 16 циклов измерений.

В добавление скажем, что ADM1021 содержит встроенный температурный датчик, и его сигнал используется в некоторых схемах включения.

Один младший разряд АЦП соответствует 1°C , так что АЦП может теоретически измерять от -128 до $+127^\circ\text{C}$. На практике же самым низким значением является -65°C , так как это минимально допустимая температура микросхемы.

Результаты измерений температуры встроенным и удаленным датчиками сохраняются в соответствующих регистрах (local и remote temperature value registers) и сравниваются с предельно допустимыми значениями, хранящимися в регистрах-ограничителя local high (low) limit register и remote high (low) limit register, как показано на рис. 36. При выходе результата измерений за установленные границы формируется сигнал ALERT, который может быть использован, как сигнал прерывания.

Ограничительные регистры, равно как и режим работы контроллера, програм-

мируются по последовательной шине SMBus (System Management Bus). Содержание любого регистра также может быть считано по SMBus. Функциями контроля и конфигурации являются: переключение прибора из нормального режима в режим ожидания, запирание или отпирание предупреждающего сигнала ALERT, и выбор частоты преобразования, которая может быть установлена от 0,0625 до 8 Гц.

Walt Kester, James Bryant,
Walt Jung,

Перевод
и обработка

Александра Фрунзе и Андрея
Асташкевича

Литература:

1. Ramon Pallas-Areny and John G. Webster, *Sensors and Signal Conditioning*, John Wiley, New York, 1991.
2. Dan Sheingold, Editor, *Transducer Interfacing Handbook*, Analog Devices, Inc., 1980.
3. Walt Kester, Editor, *1992 Amplifier Applications Guide, Section 2, 3*, Analog Devices, Inc., 1992.

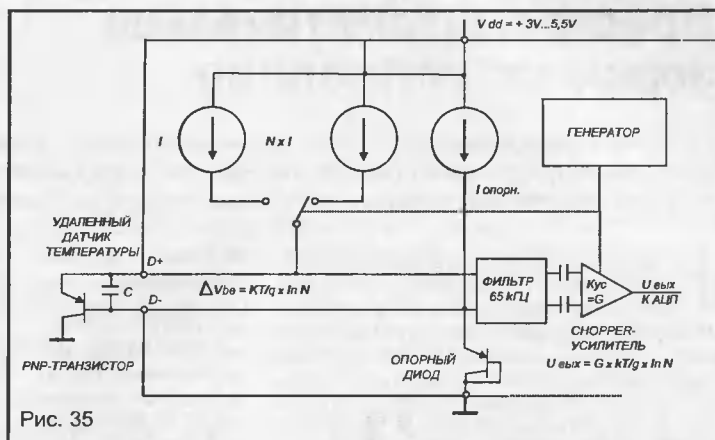


Рис. 35

4. Walt Kester, Editor, *System Applications Guide, Section 1, 6*, Analog Devices, Inc., 1993.

5. Jim Williams, *Thermocouple Measurement, Linear Technology Application Note 28*, Linear Technology Corporation.

6. Dan Sheingold, *Nonlinear Circuits Handbook*, Analog Devices, Inc.

7. James Wong, *Temperature Measurements Gain from Advances in High-precision Op Amps*, *Electronic Design*, 15 may 1986.

8. OMEGA *Temperature Measurement Handbook*, Omega Instruments, Inc.

9. *Handbook of Chemistry and Physics*, Chemical Rubber Co.

10. Paul Brokaw, *A Simple Three-Terminal IC Bandgap Voltage Reference*, *IEEE Journal of Solid State Circuits*, Vol. SC-9, December, 1974.

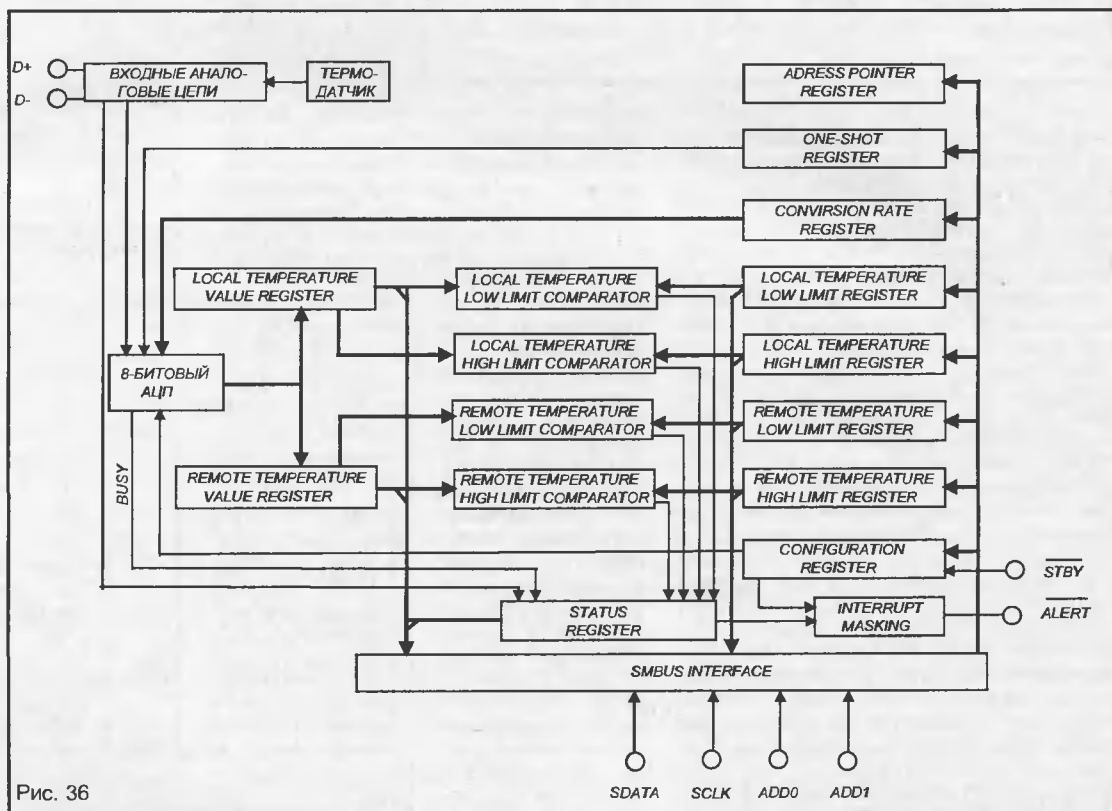


Рис. 36

Простое автоматическое зарядное устройство

Проблема заряда аккумуляторов интересует многих специалистов. От правильности процесса заряда зависит долговечность аккумуляторов и длительность цикла работы аппаратуры без обслуживания.

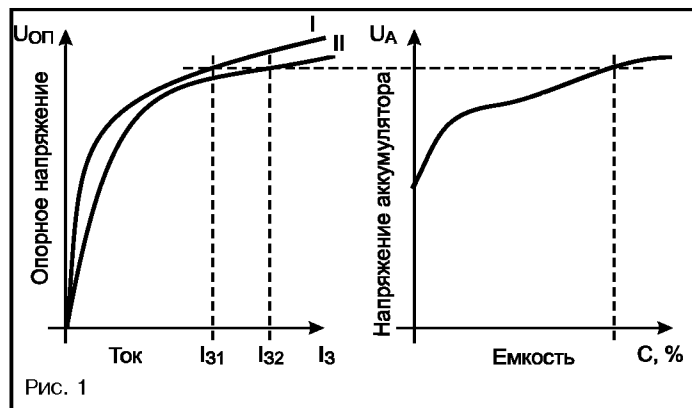
Кривая изменения напряжения на NiCd-аккумуляторе имеет "горб", то есть в конце процесса заряда. Это свойство аккумуляторов подметили и другие авторы [1]. В настоящее время распространены зарядные устройства различной степени сложности и стоимости. В них реализуются разные алгоритмы заряда аккумуляторов: по времени заряда, с контролем емкости и др. Предлагаемая схема зарядного устройства удачно сочетает нелинейные свойства опорных элементов [2] и эффект увеличения напряжения в конце процесса заряда аккумуляторов.

Принцип работы зарядного устройства на основе опорного элемента поясняется на рис. 1. В течение всего времени заряда аккумулятора напряжение (U_A) на нем при токе заряда немного ниже напряжения опорного элемента ($U_{оп}$). Через опорный элемент протекает ток небольшой величины ($< I_{31}$). На конечном этапе заря-

личины зарядного тока напряжение стабилизации опорного элемента легко может быть подстроено резистором R2 до требуемой величины. ВАХ такого опорного элемента, снятая экспериментально, приведена в таблице 1. Однако такой простейший опорный элемент имеет существенный недостаток: возможен недозаряд аккумулятора из-за повышенного дифференциального сопротивления опорного элемента (ВАХ имеет существенный наклон, и требуется

Таблица 1

Ток (мА)	Оп.напр. (В)	Дифф.с опр. (Ом)	Оп.напр. (В)	Дифф.с опр. (Ом)	Оп.напр. (В)	Дифф.с опр. (Ом)
1			7,86		7,86	
2			9,07	1210	9,13	1270
3	9,73		10,06	991	9,85	720
4			10,12	60	9,88	30
5	9,85	60	10,14	20	9,89	10
7	9,92	35	10,17	15	9,92	15
10	9,99	23	10,19	7	9,95	10
15	10,11	24	10,23	8	9,98	6
Примечание	Схема по рис. 2а(1)		Схема по рис. 2б(II)			
	R2 = 820 Ом		R2=1 кОм, R3=270 Ом		R2=1 кОм, R3=300 Ом	



да напряжение на аккумуляторе начинает расти и сравнивается с опорным напряжением. При этом ток, протекающий через опорный элемент, увеличивается вследствие нелинейности его ВАХ (до I_{31} или I_{32}). Токи могут различаться при разных схемах опорных элементов (I или II). Соответственно, автоматически уменьшается ток заряда аккумулятора, процесс заряда замедляется и, при дальнейшем росте напряжения на аккумуляторе, практически прекращается. Таким образом, в конце заряда опорный элемент пропускает через себя почти весь зарядный ток (I_3), чем и осуществляется защита аккумулятора от перезаряда. Схема зарядного устройства для аккумуляторной батареи типа 7Д-0.1, зарядный ток которой равен 15 мА, показана на рис. 2а. Она предназначена для питания электронного тестера, но может быть использована в различной бытовой аппаратуре. Сетевое напряжение 220 В через балластные конденсаторы C1, C2 и резистор R1 поступает на диоды VD1-VD4. Выпрямленное двухполупериодное напряжение поступает на опорный элемент. Светодиодный индикатор в цепи опорного элемента показывает увеличение тока (или уменьшение тока через аккумулятор) и сигнализирует об окончании процесса заряда. В зависимости от типа аккумулятора и ве-

политой. С таким опорным элементом гарантирован полный заряд аккумулятора. Настройка напряжения опорного элемента производится, исходя из расчета 1,41-1,42 В на один элемент типа Д-0.1. Разряженный аккумулятор подсоединяется к зарядному устройству через соответствующий соединитель, и по яркости индикатора можно примерно определить степень разряженности аккумулятора. Диод VD7 защищает схему от неправильного подключения аккумулятора; в этом случае индикатор светиться не будет. В процессе заряда свечение индикатора будет изменяться. В начале заряда, когда напряжение на аккумуляторе низкое, весь зарядный ток идет через него, и светодиод дает неяркий свет. Однако в конце за-

ряда напряжение на аккумуляторе растет, и ток заряда перераспределяется: через аккумулятор уменьшается, а через опорный элемент он возрастает – и светодиод светится ярко. Это и сигнализирует об окончании заряда. Но, как следует из характеристики опорного элемента, за процессом заряда можно не следить, так как перезаряд исключен.

Схема зарядного устройства не кри-

тичная к используемым элементам. Необходимо только соблюдать требуемое опорное напряжение. Подойдут любые транзисторы с любым коэффициентом усиления. При окончательной проверке требуется подстройка напряжения опорного элемента в соответствии с примененной аккумуляторной батареей.

Наличие индикатора позволяет дополнительно использовать предлагаемое зарядное устройство как пробник напряжения и как определитель полярности (естественно, без подключения к сети).

Игорь Кольцов,
shemotech@mtu-net.ru

Литература

1. А. М. Сигаев. Зарядное устройство с голосовой индикацией. – "Схемотехника", №1/2000.
2. И. Л. Кольцов. Стабилитроны и устранение их недостатков. – "Схемотехника", №1/2001.

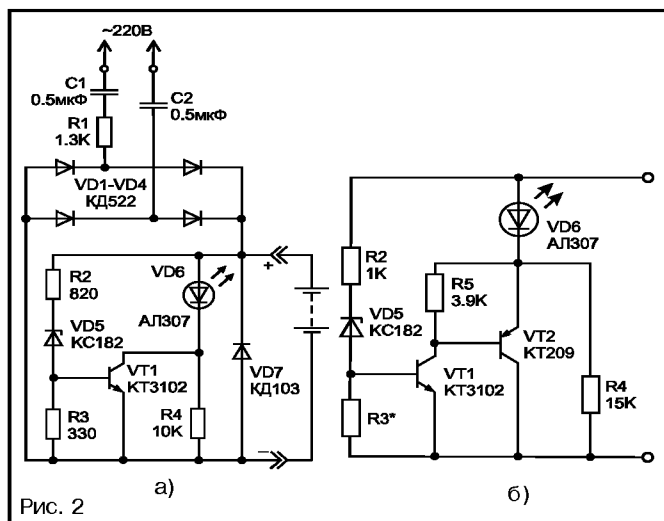


Рис. 2

Пульт управления детской железной дорогой

Мало кто будучи мальчишкой не мечтал об игрушечной железной дороге. Читатель постарше может помнить это электрическое чудо в московском "Детском Мире", где на огромном макете с горами, лесами, тоннелями, семафорами, станционными строениями завораживающе сновали туда-сюда миниатюрные, но такие похожие на настоящие, разноцветные поезда. Автор не исключение, он можно сказать "простоял" свое детство возле того самого макета. Пятилетнему внуку повезло больше – на день рождения родители вручили ему подарок, который на несколько часов поглотил все его внимание. Далее – стоп. Сели батарейки. Уже после двух недель ежедневных покупок батареек взрослым стало ясно, что надо принять какое-то кардинальное решение. Но продающиеся в магазинах специальные питающиеся от сети пульты для управления игрушечной железной дорогой поражают либо своим убожеством, либо ценой, а то и тем и другим вместе взятыми. Тогда и родилась мысль сделать такой пульт своими руками.

Вообще говоря, при создании какой-либо игрушки для детей рекомендуется руководствоваться двумя принципами.

Принцип первый – игрушка должна быть ребенку интересной, а это возможно только в четырех случаях: если ребенок в процессе игры узнает что-то новое, если в процессе игры он имитирует действия взрослых, если в процессе игры он реализует свою волю, а именно – управляет кем-либо или чем-либо, и, наконец, если в процессе игры он совмещает первое, второе и третье.

Принцип второй, а может быть и первый – игрушка должна быть безопасной. Это особенно касается электрифицированных игрушек. Понятно, что существуют отработанные требования безопасности, изложенные в соответствующих нормативных документах, и если вы занялись самостоятельным изготовлением игрушки, то познакомьтесь с ними. Ну а если это по каким-то причинам невозможно, то по крайней мере не пренебрегайте собственными познаниями в этой области и элементарным здравым смыслом.

Стараясь следовать этим двум принципам, автор попытался создать устройство, которое также не противоречило бы здравому смыслу и в смысле его стоимости.

Описываемый ниже пульт предоставляет возможность выбора направления движения поезда – вперед/назад, задания его скоростного режима – нормальный/экспресс, пуска и остановки состава – старт/стоп. В нем предусмотрена защита от перегрузок и короткого замыкания. Все управление кнопочное, а светодиодная индикация полностью отображает происходящее на железной дороге.

Пульт включает в себя собственно источник питания железной дороги и систему управления им. Источник питания собран на малогабаритном стандартном трансформаторе ТПП205-220/50 мощностью 3,25 Вт,

имеющем, что чрезвычайно важно, хорошую и надежную изоляцию между первичной и вторичными обмотками, поскольку именно эта изоляция и обеспечивает защиту от поражения электрическим током*. Каждая из вторичных обмоток в номинальном режиме рассчитана на ток 0,29 А, что является вполне достаточным для движения одного состава.

Сглаженное емкостью С1 напряжение питания для железной дороги подается от выпрямителя VD2...VD5 через резистор R1, транзистор VT2 и группу переключающих контактов K1.1 и K1.2. С помощью этих контактов при включении/выключении реле K1 производится переполюсовка напряжения питания, обеспечивающая изменение направления движения состава на обратное. Транзистор VT2 используется как ключевой элемент, с помощью которого производится подача напряжения при пуске и его отключение как в случае намеренной остановки поезда, так и при перегрузке источника питания или случайном коротком замыкании. Резистор R1 является элементом системы защиты источника питания от перегрузок и короткого замыкания, которая включает также резисторы R2...R5, транзистор VT1 и стабилизатор VD1.

Изменение величины питающего напряжения и, следовательно, скорости движения состава производится дополнительным подключением или отключением одной из вторичных обмоток трансформатора через контактную группу K2.2 реле K2.

Питание системы управления и индикации осуществляется от отдельного выпрямителя VD6...VD9. Это сделано для того чтобы, во-первых, максимально полезно использовать нагрузочные возможности вторичных обмоток относительно мало-мощного трансформатора, поскольку ток обмотки одного включенного реле может составлять 100 мА и более, а, во-вторых, простейшим образом исключить влияние на систему управления и индикации изменений выходного напряжения основно-

го источника.

Система управления и индикации содержит четыре триггера, два из которых, – DD2.1 и DD2.2 – представляют собой D-триггеры микросхемы K561ТМ2, а два других – RS-защелки – собраны на инверторах DD1.2, DD1.3 и DD1.4, DD1.5, в качестве которых использованы базовые элементы микросхемы K561ЛН2.

Первый триггер DD2.1 обеспечивает начальные установки системы и фиксирует сигнал со схемы защиты от перегрузок и короткого замыкания. Второй триггер DD2.2 вырабатывает сигналы для управления реле K2. Триггер на инверторах DD1.4 и DD1.5 делает то же для реле K1. И, наконец, триггером на инверторах DD1.2 и DD1.3 через инвертор DD1.1 осуществляется управление транзистором VT2 для пуска и остановки поезда, а также в случае перегрузки источника питания или короткого замыкания.

Выполнение двух триггеров на достаточно мощных инверторах, выходы которых по паспорту обеспечивают входящий ток не менее 8 мА, сделало возможной индикацию состояния этих триггеров путем непосредственного подключения светодиода с соответствующим токоограничивающим резистором к выводу каждого инвертора.

Светодиод HL6 загорается при подключении пульта к сети и гаснет при переводе пульта в рабочее состояние. Его повторное включение возможно лишь при срабатывании устройства защиты от перегрузок и короткого замыкания, о чем это включение и сигнализирует.

Свечение светодиода HL2 означает, что напряжение питания на железную дорогу подано, и поезд движется. Свечение светодиода HL3 означает, что напряжение питания отключено и поезд остановлен.

Свечение светодиодов HL4 и HL5 сообщает о той или иной полярности напряжения источника питания, которое может быть подано или подано в настоящий момент на железную дорогу. Иначе говоря светодиоды HL4 и HL5 индицируют условно "прямое" и "обратное" направление движения поезда.

В цепи питания светодиода HL1 имеется два резистора R7 и R6, причем последний коммутируется контактами K2.1 реле K2. Когда реле K2 выключено, его подвижные контакты находятся в верхнем по схеме положении. При этом к выпрямителю VD2...VD5 подключены лишь две вторичные обмотки трансформатора, резистор R6 включен последовательно резистору R7, и ток через светодиод HL1 не превышает 1,5 мА, светодиод горит тускло. При включении реле K2 к выпрямителю VD2...VD5 подключаются три вторичные обмотки трансформатора, напряжение источника питания увеличивается практически в полтора раза, резистор R6 отключается, а R7 соединяется непосредственно с общим проводом. Ток светодиода HL1 увеличивается приблизительно до 10...12 мА и соответствующим образом увеличивается его яркость. Таким образом индицируется скорость, с какой должен двигаться поезд.

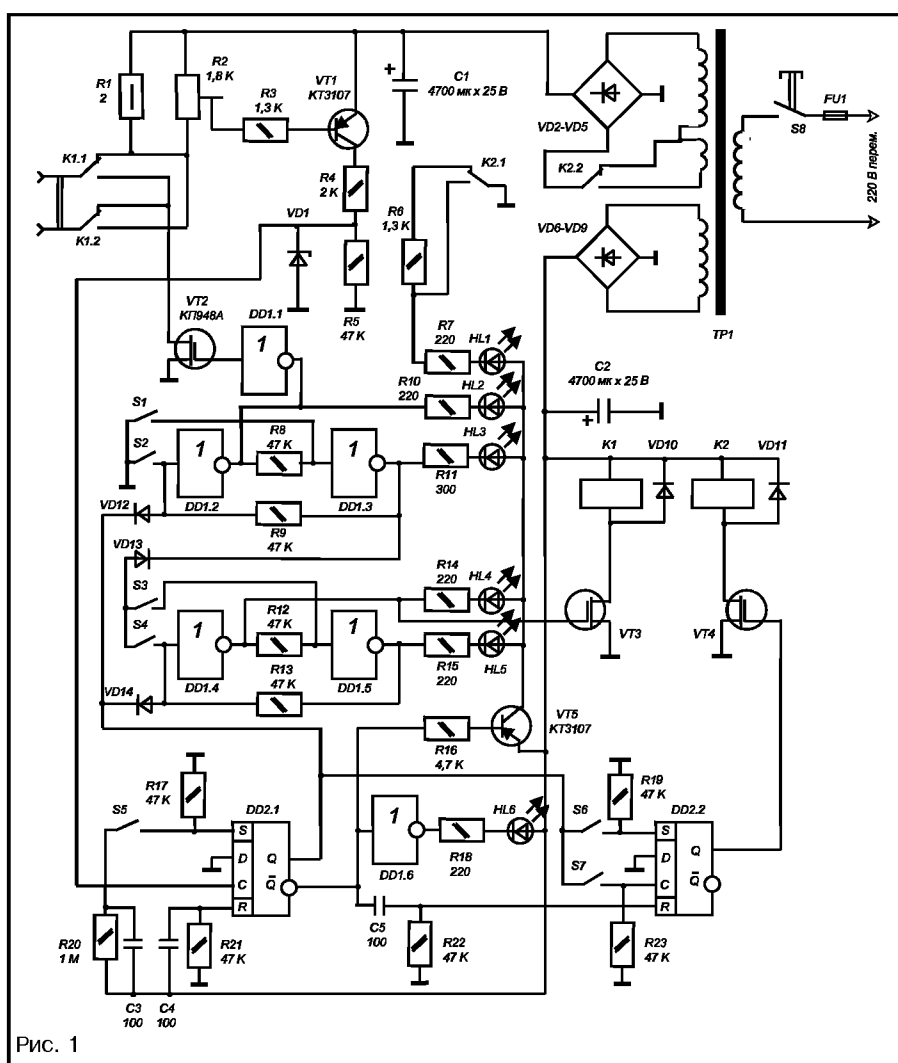


Рис. 1

Пульт работает следующим образом. При включении вилки в сеть на асинхронный вход R триггера DD2.1 через цепочку C4, R21 подается импульс начальной установки. В результате на инверсном выходе Q# триггера DD2.1 появляется логическая единица (далее "1"). Этой "1" запирается транзистор VT5, и светодиоды HL1...HL5 оказываются выключенными вне зависимости от того, каковы состояния выходов остальных триггеров. А светодиод HL6 наоборот включается, так как при этом на выходе инвертора DD1.6 оказывается логический 0 (далее "0"). Этой же "1" через цепочку C5, R22 производится установка в "0" выхода Q триггера DD2.2. При этом транзистор VT4 запирается, и реле K2 остается в обесточенном состоянии, его подвижные контакты в верхнем по схеме положении, а действие кнопок S6 и S7, подключенных к выходу Q триггера DD2.1, оказывается заблокированным. С этого же выхода Q "0" через диоды VD12 и VD14 подается на входы инверторов DD1.2, DD1.4 и жестко фиксирует их выходы, являющиеся управляющими выходами соответствующих триггеров, в состоянии "1", блокируя таким образом действие кнопок S1...S4. При этом транзистор VT3 отпирается, реле K1 срабатывает, и его подвижные контакты переходят в нижнее по схеме положение,

подключая вывод источника питания железной дороги положительной полярности к нижнему по схеме гнезду. Транзистор VT2 благодаря инвертору DD1.1 наоборот оказывается заперт.

Таким образом, при подключении пульта к сети напряжение питания на железную дорогу не поступает, горит один единственный светодиод HL6, а действие всех управляющих кнопок заблокировано.

Перевод пульта в рабочее состояние производится кнопкой S5. При ее нажатии на асинхронный вход S триггера DD2.1 через цепочку R17, C3, R20 подается короткий импульс и триггер DD2.1 переключается, на его инверсном выходе Q# появляется "0", который отпирает транзистор VT5. В результате, поскольку состояния остальных триггеров не изменились, включаются светодиоды HL1...HL5, а светодиод HL6 гаснет, так как на выходе инвертора DD1.6 появляется "1". В то же время "1", появившаяся на выходе Q триггера DD2.1, запирает диоды VD12, VD14 и разблокирует кнопки S1...S4, а также делает доступным переключение триггера DD2.2 кнопками S6 и S7. Пульт готов к работе.

Теперь при нажатии на кнопку S1 триггер на инверторах DD1.2, DD1.3 переключается, на выходе инвертора DD1.2 появляется "0", транзистор VT2 через инвер-

тор DD1.1 отпирается и на железную дорогу подается напряжение источника питания, равное приблизительно 6...6,5 В, что соответствует "нормальной" скорости движения поезда.

Для ускорения движения поезда следует нажать кнопку S6, при этом по асинхронному входу S переключается триггер DD2.2, отпирается транзистор VT4 и срабатывает реле K2. В результате подаваемое на железную дорогу напряжение становится 9,5...10 В, а яркость светодиода HL1 увеличивается в 4...5 раз. Перевод триггера DD2.2 в начальную установку и возврат к прежнему скоростному режиму производится нажатием кнопки S7, при котором положительным фронтом на счетном входе C на выход Q записывается "0", постоянно присутствующий на информационном входе D.

Для смены направления движения поезда следует нажать кнопку S3, при этом переключается триггер на инверторах DD1.4, DD1.5, транзистор VT3 запирается и обесточивает реле K1. В результате контактные группы K1.1 и K1.2 переполюсовывают источник питания так, что его вывод положительной полярности оказывается подключенным к верхнему по схеме гнезду. При этом светодиод HL5 гаснет, а HL4 включается. Возврат к прежнему направлению движения производится нажатием кнопки S4, которое приводит триггер в исходное состояние. Здесь следует заметить, что последние эволюции разрешены только при "остановленном поезде", то есть после нажатия кнопки S2, когда на выходе инвертора DD1.3 фиксируется "0". В противном случае на катод диода VD14 подается "1" и он оказывается запертым, вследствие чего нажатие кнопок S3, S4 не может изменить текущее состояние триггера на инверторах DD1.4, DD1.5.

Система защиты от перегрузки и короткого замыкания работает следующим образом. Ток, потребляемый движущимся поездом, протекая по резистору R1, создает на нем падение напряжения, часть которого с движка подстроечного резистора R2 через токоограничивающий резистор R3 подается на базу транзистора VT1. Если потребляемый ток в норме, напряжение на базе невелико, транзистор заперт, и напряжение на резисторе R5 отсутствует. Если же потребляемый ток превысит некоторое заданное значение, транзистор VT1 откроется и на резисторе R7 появится напряжение, величина которого ограничена стабилитроном VD1 таким образом, чтобы оно не превысило напряжение питания схемы управления и индикации при любых напряжениях на выходе выпрямителя VD2...VD5. Фронтом этого напряжения по счетному входу C на Q выход триггера DD2.1 запишется "0", постоянно присутствующий на его информационном входе D. На инверсный же выход Q# соответственно запишется "1", и пульт перейдет в исходное состояние, соответствующее моменту его подключения к сети. После устранения неисправности, вызвавшей перегрузку или короткое

замыкание, перевод пульта в рабочее состояние производится также кнопкой S5. Упомянутая ранее цепочка C3, R17 не позволяет подавать напряжение на выходные гнезда пульта при перегрузке или коротком замыкании в нагрузке на время, превышающее ее постоянную времени $t=C3R17$. При указанных на схеме номиналах это время не превышает 500 мкс, что абсолютно безопасно для источника питания. Резистор же R20 служит для разрядки конденсатора C3 после размыкания кнопки S5.

Правильно собранный из исправных деталей пульт не требует никакой регулировки, кроме установки порога срабатывания защиты. В данном случае рекомендуется в качестве порога выбрать величину тока на 10% превышающую номинальное значение тока вторичных обмоток, а именно 0,32 А.

Что касается компонентов, то в описанной конструкции применены биполярные транзисторы КТ3107 (VT1, VT5) и полевые КП948А (VT2...VT4). Стабилитрон VD1 типа 2С139В можно заменить на КС139А, при этом нужно только проверить, чтобы его напряжение стабилизации было не более 4 В при токе около 5 мА. Для индикации направления (светодиоды HL4, HL5) использованы мнемонические светоизлучающие диоды красного цвета КИПМОЗБ-1К со светящейся площадкой в форме равнобедренного треугольника. Они установлены на панели пульта горизонтально рядом друг с другом как две стрелки, указывающие противоположные направления. Остальные светодиоды HL1 – АЛ307ЕМ желтого цвета свечения, HL2

и HL3 – АЛ307ГМ и АЛ307КМ соответственно зеленого и красного цветов, а HL6 – оранжевый. В выпрямительных мостах (VD2...VD9) использованы диоды Шоттки 1N5819₁ для шунтирования реле – кремниевые диоды 1N4001 (VD10, VD11), остальные диоды – КД521 или КД522 с любым буквенным индексом. Реле К1 и К2 – РЭС9 (паспорт РС4.529.029-10 или РС4.529.029-15). Тут следует заметить, что если в случае отсутствия диодов Шоттки их можно вполне безболезненно заменить в выпрямителе VD2...VD5 соответствующими кремниевыми диодами или, например, мостом КЦ407А, то с выпрямителем VD6...VD9 не все так просто. Дело в том, что указанные реле имеют сопротивление обмотки $36 \pm 3,6$ Ом и по паспорту должны работать при напряжении питания 6 В. Реле типа РЭС9, да и прочих типов, предназначенных для широкого применения, вообще не выпускались на напряжения ниже 6 В. Они, однако, если не требуется их паспортного быстродействия, чрезвычайно надежно работают и при 4 В, что многократно проверено. Но при более низких напряжениях часто возникают проблемы. Замена диодов Шоттки на кремниевые в выпрямителе VD6...VD9 уменьшает выходное напряжение источника питания схемы управления и индикации с 4,2 до 3,7 В. Поэтому далеко не каждое реле при этом будет работать. Если же существует возможность произвести их отбор, то можно найти реле, которые надежно работают и при 3,5 В (примерно одно реле из десяти) и таким образом решить проблему. С другой стороны диоды Шоттки

уже давно стали постоянной позицией фирм, торгующих компонентами, а их цена вплотную приблизилась к ценам обычных кремниевых диодов.

В заключение замечу, что на первый взгляд приведенная схема хотя и весьма проста, может показаться несколько перегруженной. Необходимо, однако, помнить, что терзать ее будет маленький ребенок, который может одновременно нажимать несколько разных кнопок и держать их так сколько угодно долго, или класть на рельсы любимого оловянного солдатика, или бог знает что ему, пытливому, еще взбредет в голову. При всем при этом для него не должно возникнуть опасных ситуаций, а пульт должен остаться цел, и десяток “лишних” резисторов не слишком высокая плата за надежность.

**При самостоятельном изготовлении трансформатора следует знать, что в соответствии с ГОСТ 27570.0-87 “Безопасность бытовых и аналогичных электрических приборов” изоляция между первичной и вторичной обмотками должна выдерживать испытательное напряжение 3750 В. Поэтому для катушки с обмотками необходимо обязательно применять секционированный каркас, на котором первичная обмотка наматывается на одной секции, а вторичные на другой, или использовать стержневую конструкцию сердечника с двумя катушками на каждом из стержней. Очень хороший результат дает заливка уже собранного трансформатора силиконовым герметиком, а также пропитка готовой катушки цирезином.*

Музыкальный звонок – радиоточка

Предлагаемое устройство предназначено для приема радиопередач в диапазоне УКВ ЧМ (FM).

При нажатии кнопки S1 прибор переключается на мелодию, которая является сигналом звонка. Технические характеристики устройства приведены в таблице 1.

На рис. 1 представлена принципиальная схема звонка. Рассмотрим принцип работы устройства.

Микросхема DA1 (174XA34) включена по типовой схеме. Катушки индуктивности L1, L2, конденсаторы C1, C2, C3, C13, C20 определяют диапазон принимаемых частот. Варикап VD3 осуществляет настройку на заданную волну с помощью резистора R18. Сигнал точной настройки через цепь DA1/9, VD2, VT1, VT2 поступает

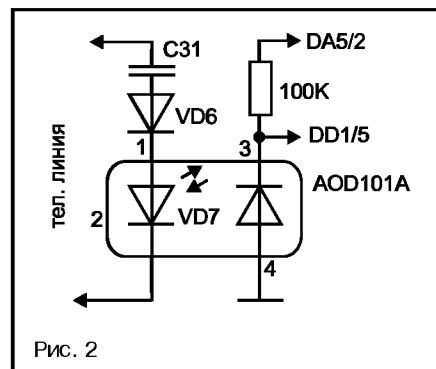


Рис. 2

на светодиод VD4. Чем больше сигнал (точная настройка), тем ярче горит светодиод. НЧ сигнал снимается с DA1 и поступает на транзистор VT3, с которого

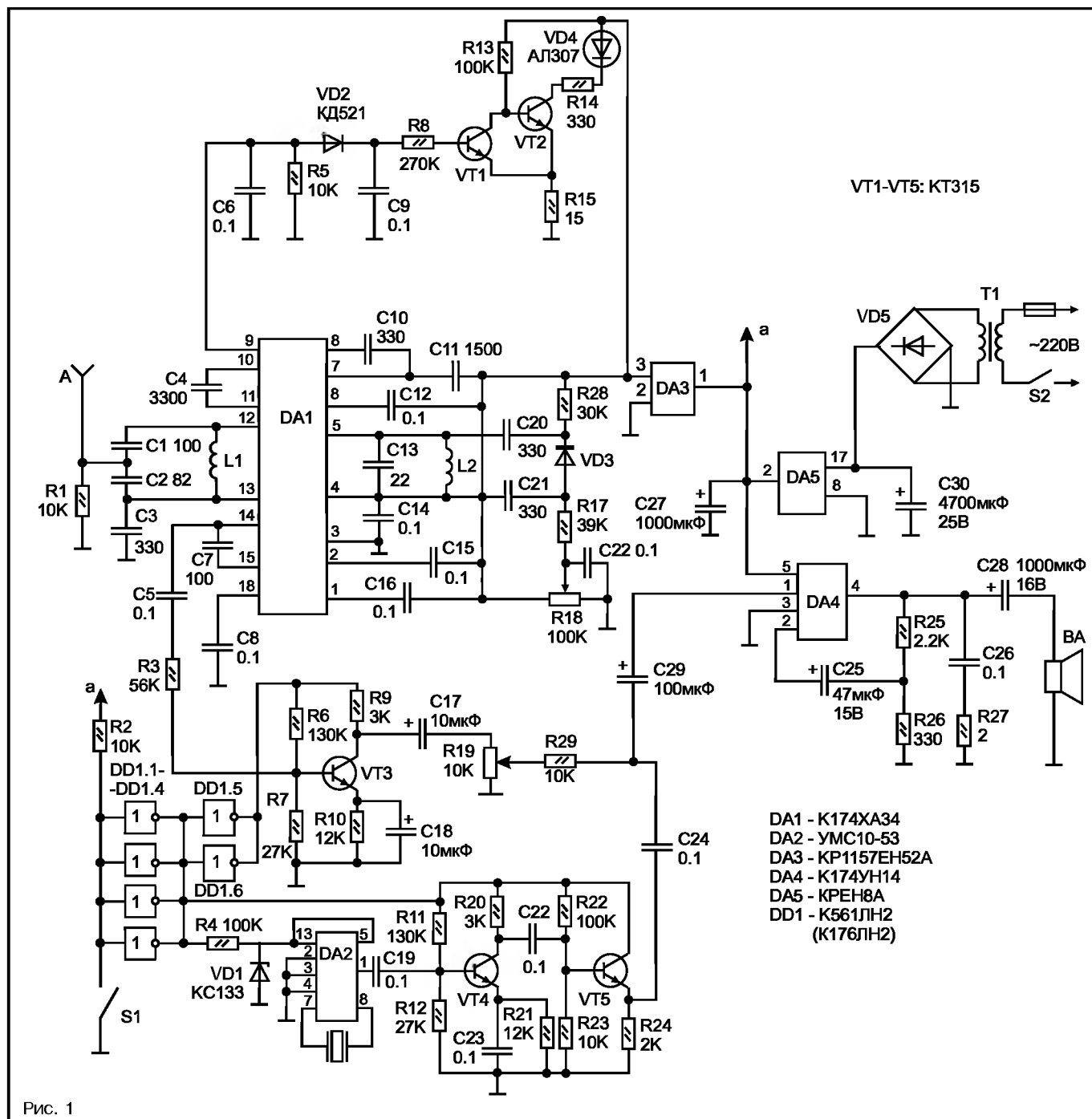


Рис. 1

DA1 - K174XA34
DA2 - УМС10-53
DA3 - KP1157EH52A
DA4 - K174УН14
DA5 - КРЕН8А
DD1 - K561ЛН2
(K176ЛН2)

Таблица 1

Чувствительность приемника	не менее 100 мкВ
Диапазон принимаемых частот	68–74 МГц или 88–108 МГц
Выходная мощность	не менее 2 Вт
Полоса частот	140 кГц
Количество режимов работы	2
Напряжение питания	~ 220 В или +12 В
Потребляемая мощность	не более 10 Вт

далее передается на регулятор громкости. При нажатии S1 напряжение питания снимается с VT3 и поступает на DA2, VT4, VT5, что обеспечивает звуковой сигнал. Сигнал поступает на DA4 (174УН14), включенную также по типовой схеме. Микросхемы DA3 и DA4 обеспечивают стабилизированное напряжение питания, а нестабилизированное напряжение поступает на вход DA5 или с диодного моста D5, или с разъема X1.

Несколько слов о настройке. При исправных элементах настройка заключается в подстройке катушек L1 и L2 (раздвигая и сдвигая витки). После настройки витки необходимо зафиксировать воском, стеарином или клеем. R26 определяет коэффициент усиления DA4. Вывод 7 DD1 соединяется с “землей”, вывод 14 DD1 – со вторым выводом 2DA5.

В таблице 2 представлены используемые полупроводниковые компоненты и их возможные замены.

При изготовлении устройства понадобится громкоговоритель мощностью не менее 3 Вт и сопротивлением обмотки по постоянному току от 4 до 16 Ом, трансформатор с выходным напряжением 12–24 В и мощностью не менее 10 Вт, а также предохранитель на ток 0,15 А.

При некоторой доработке устройство может работать как телефонный звонок. Для этого вместо кнопки S1 подключается схема, представленная на рис. 2.

Конденсатор C31 – не электролитический, емкостью 0,1 мкФ, рассчитан на рабочее напряжение не менее 250 В. В качестве VD6 используется КД205.

Если устройство используется только как радиоприемник, то контакт между резистором R3 и конденсатором C5

Таблица 2

Микросхемы	
DA1	K174XA34 – TDA7021
DA2	УМC7-01 – 9-015
DA3	78L05 – KP1157EH52A
DA4	K174УН14 или TDA2003
DA5	KPEH8A или 7809
DD1	K176JIA7, K561JIA7, K564JIA7
Транзисторы	
любые маломощные (КТ315, КТ503...)	
Диоды	
VD1	KC133
VD2	KD521, KD522...
VD3	любой варикап
VD4	любой светодиод видимого спектра
VD5	любой однофазный мост с током не менее 200 мА

соединяется с регулятором громкости.

Коэффициент усиления микросхемы DA4 подбирается резистором R26 (чем меньше номинал, тем больше усиление).

Вместо трансформатора T1 и диодного моста VD5 можно подключить аккумулятор напряжением 12...24 В.

Логический пробник со звуковой индикацией

При налаживании цифровых устройств, собранных на интегральных микросхемах КМОП, нередко возникает необходимость оперативной проверки логических уровней в различных точках схемы. Для этого требуется специальное устройство – пробник. Контроль, как правило, осуществляется по принципу “больше – меньше”, “есть – нет”.

Обычно логические пробники имеют световую индикацию, удобную для зрительного восприятия. Однако при этом требуется постоянное зрительное внимание на индикатор пробника. Логический пробник со звуковой индикацией более удобен для работы и облегчает ремонтные операции.

На рис. 1 приведена электрическая схема логического пробника со звуковой индикацией. Этот пробник позволяет определять уровень напряжения (логический 0 или логическая 1) в точках тестируемой схемы на цифровых микросхе-

на световом индикаторе появляется желтый цвет.

Схема пробника построена на основе микросхемы КР1436АП1, которая содержит выходной усилитель и два генератора, соединенные последовательно, причем первый управляет вторым [1].

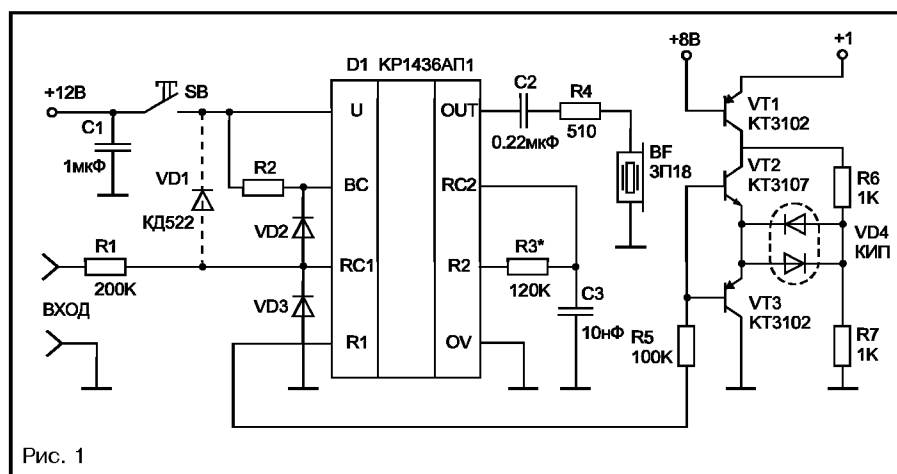


Рис. 1

мах КМОП. При наличии на входе пробника высокого уровня напряжения (логическая 1) световой индикатор – светодиод – светится красным свечением. Звуковой индикатор – пьезоизлучатель – издает звук низкой частоты. Если на вход пробника поступает низкий уровень напряжения, то светодиод светится зеленым светом. Частота звука при этом более высокая. Когда пробник подключен к контрольной точке с импульсным сигналом, то пьезоизлучатель издает звук средней частоты, а

Таблица 1

Триггер НЧ	Вход 3				Выход 4
	U _{ПОР.,Н}		U _{ПОР.,В}		U _{ВЫХ}
	1,85		4,2		7,22
	Гистерезис				
	2,35				
Триггер ВЧ	Вход 7				Выход 6
	U _{ПОР.,Н}	U _{ПОР.,В}	U _{ПОР.,Н}	U _{ПОР.,В}	U _{ВЫХ}
	2,88	4,96	2,1	4,77	7,22
	Гистерезис				
	2,08		2,67		

Экспериментально установлено, что генераторы должны быть выполнены на основе триггеров Шмитта. Параметры триггеров Шмитта приведены в таблице 1. Из этих данных можно сделать вывод, что управление вторым триггером изменяет (уменьшает) его гистерезис. Функциональная схема микросхемы КР1436АП1 показана на рис. 2. При неподключенных времязадающих цепях триггеры имеют устойчивое состояние выходов: 4 – логическая 1, 6 – логический 1 (~ 7 В).

Взаимодействие элементов схемы пробника происходит следующим образом. Вход пробника подсоединяется к тестируемой цепи. Сигнал с проверяемой точки поступает через схему защиты (элементы

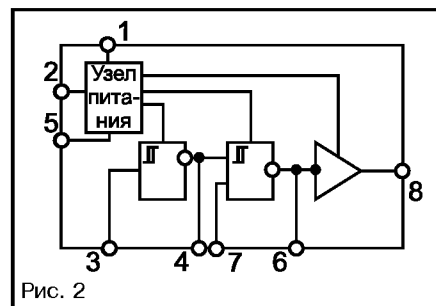


Рис. 2

VD1, VD2, VD3 и R1) на вход первого триггера Шмитта и устанавливает его в логическую 1 (при логическом 0 на входе) или в логический 0 (при логической 1 на входе). Так как этот триггер управляет вторым триггером Шмитта, на котором собран генератор, то, в соответствии с логикой работы, на выходе генератора будет высокая или низкая частота импульсов. Это будет зависеть от уровня сигнала на входе пробника или в тестируемой точке. Как показано на схеме (рис. 1), световой индикатор выполнен на двухцветном светодиоде и через согласующий каскад на транзисторах VT1 и VT2 подключен к выходу 4 (R1). Этот выход мало мощный, и транзисторы должны иметь большое усиление.

При желании пробник может быть дополнен кнопкой SB для подачи питания только во время измерения.

Игорь Кольцов,
shemotech@mtu-net.ru

Литература:

1. И. Л. Кольцов. Дверной звонок из старого телефона. – “Схемотехника”, №1/2001, , с.

Пожарный извещатель пламени ИП332-1/2 "СК"

Проблема своевременного обнаружения пожаров становится все более актуальной: по данным международной ассоциации "Системсервис", за последние 16 лет число пожаров в России и в других странах СНГ увеличилось более чем в 3 раза, а материальный ущерб от них возрос более чем в 4 раза [1]. Причиной возросшего числа пожаров не всегда является обычная беспечность: сложная техника увеличивает вероятность нестандартных ситуаций и требует применения систем автоматического контроля за ее функционированием.

Для обеспечения пожарной безопасности производят специальные извещатели, которые анализируют различные характеристики окружающей среды и выявляют пожароопасные признаки. Одной из новых разработок в этой области является пожарный извещатель пламени ИП332-1/2 "СК", физические основы функционирования которого изложены в [2]. Отличительными особенностями данного изделия являются: использование для регистрации инфракрасного излучения пламени уникальных фотоприемников ИК-диапазона (ОАО "НИИ "ГИРИКОНД", г. Санкт-Петербург, www.giricond.spb.ru); высокая чувствительность и помехозащищенность; возможность использования как в закрытых помещениях, так и на открытых площадках.

Работа извещателя основана на преобразовании инфракрасного излучения пламени и источников оптических помех в электрические сигналы, их последующей логической обработке и выдачи тревожного сигнала при регистрации пламени. В качестве сенсора использован двухспектральный фотогальванический приемник излучения ФМ611, чувствительный в области 0,4...1,0 мкм и в области 1,6...4,5 мкм. Фотоприемник определяет принцип построения датчика и его функциональные особенности. Известно, что основная доля излучения пламени приходится на область спектра 1,5...5,0 мкм. В то же время у таких источников, как Солнце и электроосветительные лампы, максимум излучения находится в пределах 0,4...1,5 мкм (см. <http://www.spectrex-inc.com/>

technical/mdetectionf.htm). Это позволяет реализовать спектральный принцип селекции пламени на фоне оптических помех и добиться высокой степени помехозащищенности.

Принципиальная электрическая схема извещателя ИП332-1/2 "СК" приведена на рис. 1, а схема блока питания – на рис. 2. Фотоприемник BL1 ФМ611 имеет в своем составе два фотогальванических приемника ИК-излучения и один излучающий диод. Основной канал (выводы 4–7) регистрирует излучение с длиной волны 1,6...4,5 мкм, защитный канал (выводы 5, 6) чувствителен к излучению в спектральном диапазоне 0,4...1,0 мкм. Каждый фотогальванический приемник выдает фототок, пропорциональный интенсивности излучения в своем диапазоне. При облучении входного окна излучением пламени преобладает сигнал основного канала, при воздействии на входное окно излучения Солнца и осветительных приборов большее значение имеет сигнал защитного канала – таким образом осуществляется селекция пламени на фоне оптических помех.

Принципиальная схема построена с целью обеспечения заданной чувствительности и помехозащищенности (по ГОСТ Р 50898-96) при возможно низком токе потребления в дежурном режиме. Входные усилители DA1, DA2 преобразуют фототоки основного и защитного каналов в напряжения, которые подаются

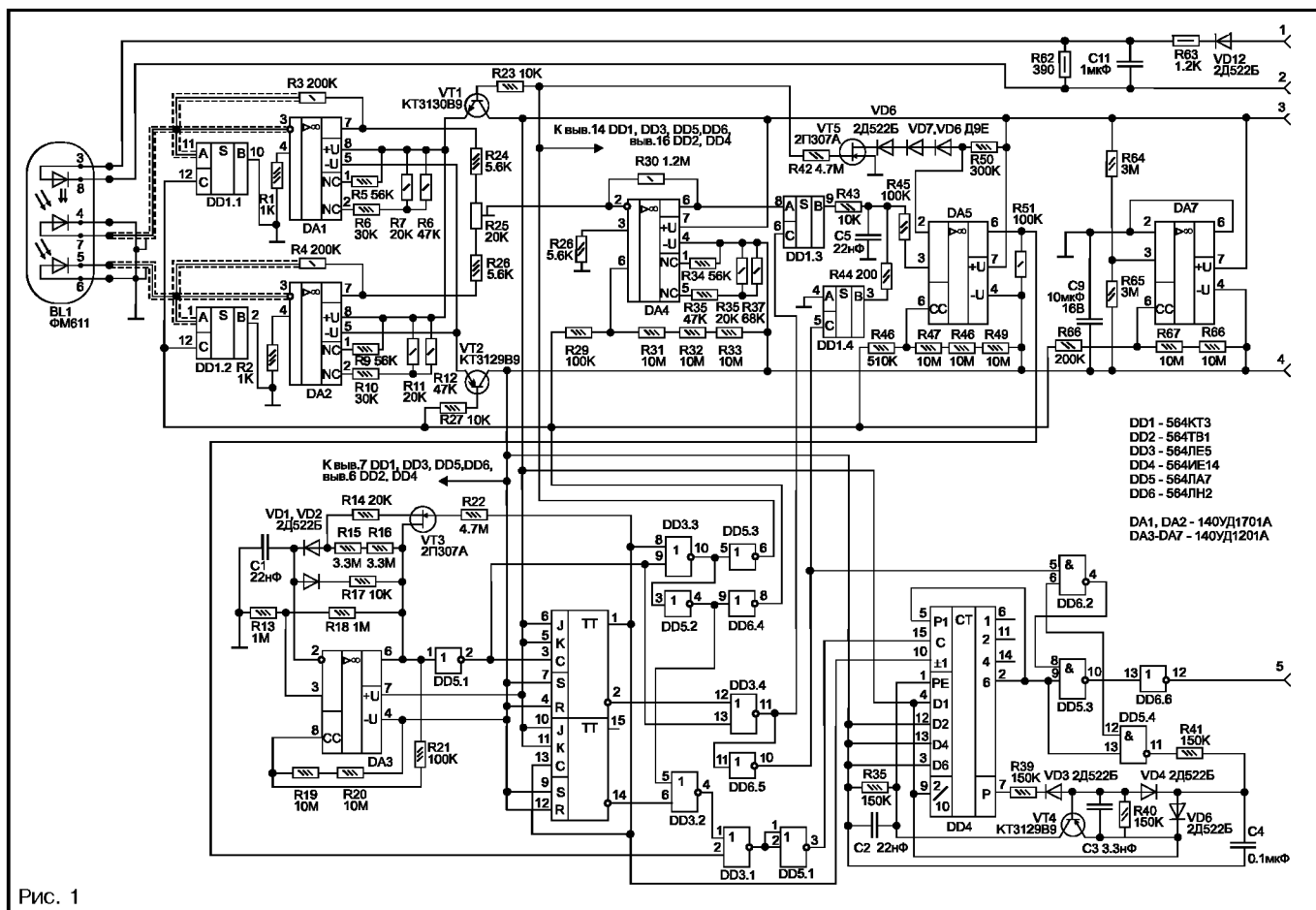


Рис. 1

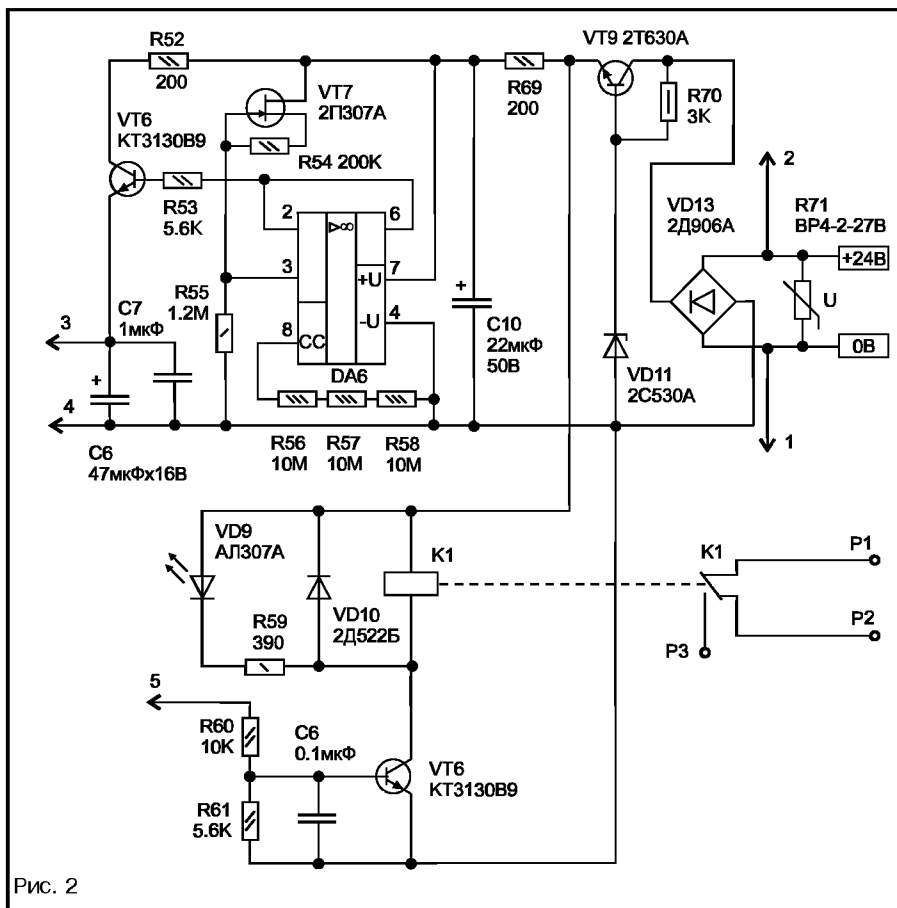


Рис. 2

на схему вычитания на резисторах R24–R26, обеспечивающую необходимую помехозащищенность. Фотогальванические приемники ИК-излучения основного канала имеют КПД около 0,1%, а защитного канала – около 10%, и, как следствие, фотосигналы чрезвычайно малы, поэтому в первых каскадах использованы прецизионные операционные усилители и коррекция напряжения смещения нуля. Далее сигнал со схемы вычитания поступает на усилитель DA4, где усиливается до уровня порога компаратора, выполненного на DA5. В качестве порога срабатывания компаратора взято падение напряжения на последовательно включенных двух германиевых и одном кремниевом диоде. Такое включение кребро с целью температурной компенсации изменения чувствительности фотоприемника. Переключение компаратора в состояние с высоким напряжением на выходе означает, что в поле зрения извещателя имеется повышенный уровень ИК-излучения в диапазоне 1,6...4,5 мкм, свойственный излучению пламени.

Описанные элементы схемы при постоянном питании потребляют ток более 3 мА, что достаточно много для датчиков, которые включены круглосуточно. С целью уменьшения тока потребления до приемлемых величин был использован импульсный режим питания узлов с большим потреблением. Для этого на микросхемах DA3, DD2, DD3, DD5, DD6 и сопутствующих элементах построен

генератор управляющих импульсов, которые обеспечивают согласованную активизацию усилительных узлов и переход в неактивное состояние. Последовательность вырабатываемых импульсов представлена на рис. 3. В течение 1 мс с периодом 180 мс питающее напряжение подается на усилители DA1, DA2 140УД1701А. В это же время через управляющие выходы микросхем DA4, DA5, DA7 140УД1201А увеличивается ток, что улучшает скоростные свойства усилителей. Во время присутствия этого импульса происходит обработка сигналов фотоприемника, и при идентификации пламени компаратор подает импульс на вход счетчика DD4 564ИЕ14. После получения 15 импульсов подряд счетчик останавливает счет и вырабатывает сигнал "Тревога" на исполнительную схему. С целью недопущения влияния переходных процессов на работу компаратора, его вход подключается на 0,1 мс позже включения питания и отключается на 0,1 мс раньше выключения питания. В результате использования описанного алгоритма средний ток потребления снижается до 75 мкА.

Исполнительная схема в тревожном режиме вырабатывает сигнал в виде замыкания контактов реле. Для организации питания узлов схемы используется стабилизатор напряжения на микросхеме DA6 и формирователь искусственного нуля на микросхеме DA7. Извещатель ИП332-1/2 "СК" при прямой полярности

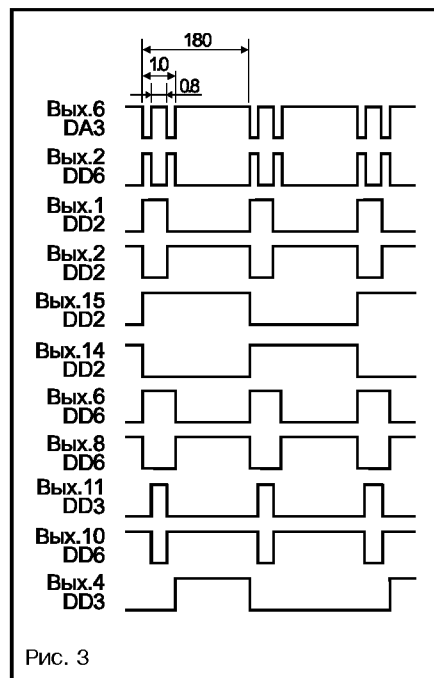


Рис. 3

питания работает в дежурном режиме, при обратной – в режиме контроля работоспособности. Для реализации указанных режимов служат: мостовая схема VD13, элементы R62, R63, C11, VD12 и внутренний излучающий диод фотоприемника ФМ611 (выводы 3–8).

Извещатель пламени ИП332-1/2 "СК" предназначен для индивидуального подключения со специализированными средствами оповещения. В промышленных и других условиях, когда используются стандартные приемо-контрольные пульты и требуется контролирование больших площадей, следует применять вариант извещателя ИП332-1/1. И тот, и другой извещатели имеют необходимые сертификаты пожарной безопасности: сертификат пожарной безопасности №ССПБ.RU.ОП002.В.00575 от 19.05.2000г. и сертификат соответствия №РОСС.RU.ББ05.Н00269 от 19.05.2000г.

Вадим Кулагов,
vb-kulagov@mail.ru

Литература:

1. М. М. Любимов, А. Н. Членов. Система обеспечения безопасности объектов. – М: Системсервис, 1998, с. 2–3.
2. Л. К. Дийков, Ф. К. Медведев, Ю. Л. Шелехин, С. П. Варфоломеев, Н. П. Анисимова, В. Б. Кулагов. Электронно-оптические извещатели пламени. ИК-приемники нового поколения. Электроника-НТБ, №6/2000, с. 26.

Детекторы перемещения и их практическое применение

Существует несколько видов детекторов перемещений, которые различаются между собой по типу используемых датчиков. В предлагаемой статье будут рассмотрены детекторы перемещения на основе датчиков инфракрасного (ИК) излучения.

ИК излучение присутствует в элект-ромагнитном спектре. Его длина волны больше длины волны видимого света. ИК излучение невозможно увидеть невооруженным глазом, но оно определяется с помощью специальных датчиков. Человеческое тело, а также тела животных активно излучают в ИК диапазоне. Максимум такого излучения приходится на длину волны 9,4 мкм.

Для детектирования ИК излучения применяют пироэлектрические датчики. Их

напряжения. Поскольку датчик реагирует на ИК излучение в широком диапазоне, для сужения последнего применяется специальный фильтр, ограничивающий восприятие датчиком ИК излучения только в диапазоне от 8 до 14 мкм.

На рис. 1 изображена структурная схема детектора перемещений. Вывод 2 датчика через шунтирующий резистор сопротивлением 100 кОм соединен с корпусом. Сигнал с датчика подается на двухкаскадный согласованный усилитель, обеспечивающий общий коэффициент

усиления 10000. При типовом применении полоса пропускания усилителя ограничена до 10 Гц для ослабления высокочастотных помех и надежного срабатывания компаратора при восприятии положительных и отрицательных перепадов

выходного напряжения датчика. Хорошо отфильтрованное напряжение питания величиной от 3 до 15 В подается на вывод 1 датчика.

Датчик RE200B имеет два чувствительных элемента, включенных по схеме компенсации напряжения. Такой способ включения позволяет избавиться от

сторонних сигналов, вызываемых вибрацией, изменением температуры и солнечного освещения. При перемещении человека в зоне действия датчика сначала активизируется один элемент, а затем другой (рис. 2). Источник излучения перемещается в горизонтальной плоскости. При этом выводы 1 и 2 также должны быть расположены в горизонтальной плоскости.

Для увеличения дальности зоны действия датчика применяют линзы Френеля. С их использованием эта зона увеличивается примерно до 25–30 м. В комплекте с дат-

чиком поставляется комплект линз FL65. Линза является собирательной, но, в отличие от обычных выпуклых линз, линзы Френеля имеют гораздо меньшие размеры, обусловленные их конструкцией (рис. 3).

На рис. 4 изображена типовая схема применения ИК датчика перемещения. Элементы R11 и C6 задают время включения реле RY1 после срабатывания датчика перемещения. В схеме используется датчик типа RE200 B, который имеет следующие характеристики:

- реакция на тепловое излучение в спектре 5...14 мкм;
- выходное напряжение 20 мВ;
- напряжение шумов 0,4 мВ;
- напряжение смещения 0,1 В;
- напряжение питания от 2,2 до 15 В;
- рабочая температура от -30 до +70°C.

Выводы датчика внутренне соединены: вывод 1 – со стоком, вывод 2 – с истоком полевого транзистора, вывод 3 – общий. Между выводами 2 и 3 должен быть включен резистор сопротивлением 100 кОм.

В схеме детектора перемещений используется дешевый счетверенный операционный усилитель LM324. Первые два ОУ – IC1A, IC1B – выполняют функции усилителя, два другие – функции компаратора. Выпрямленный диодами D3, D4 сигнал поступает на одновибратор IC2, который управляет транзисторным ключом Q1. В цепь коллектора транзистора Q1 включена обмотка исполнительного реле.

Не всегда бывает удобно или возможно связать датчик с исполнительным устройством посредством проводов. В таких случаях оптимальной является связь датчика с исполнительным устройством по радиоканалу. В странах Европы

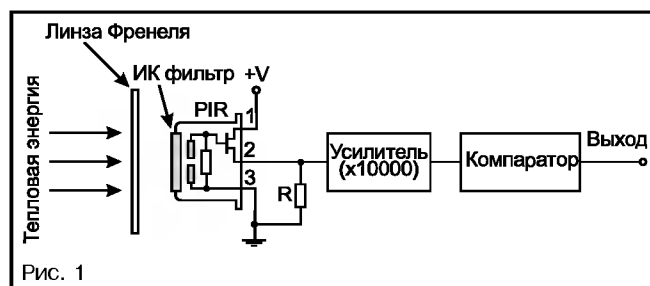


Рис. 1

создают на основе специального кристаллического материала, способного при воздействии на него ИК излучения вырабатывать поверхностный электрический заряд. Этот заряд усиливается встроенным в ИК датчик усилителем на полевом транзисторе, обеспечивающим формирование управляющего

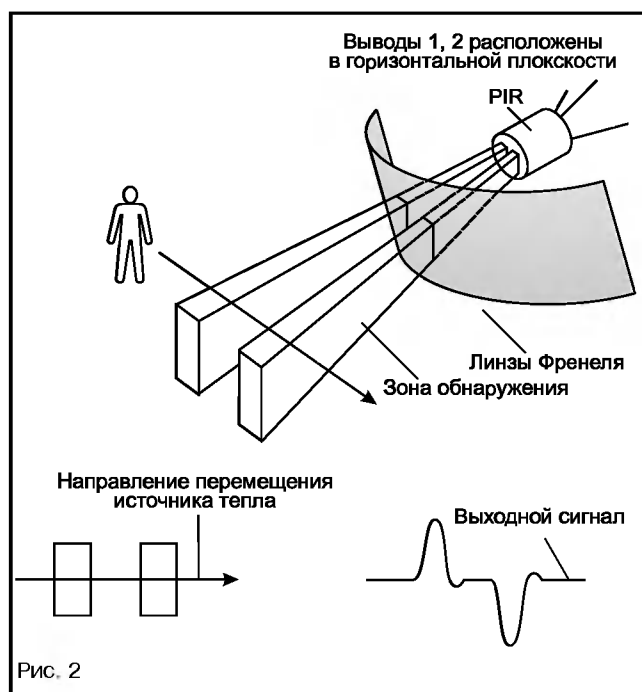


Рис. 2

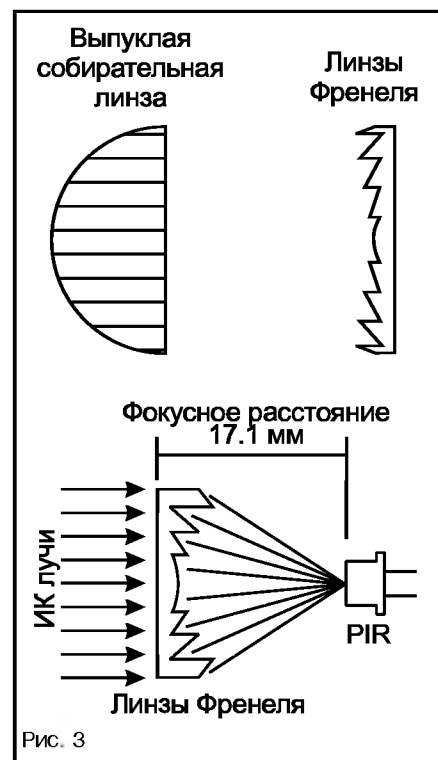


Рис. 3

и США разрешена работа устройств дистанционного управления и автосигнализации на частоте 418 МГц. Устройства, отвечающие условиям применения для работы на этой частоте, не требуют сертификации и разрешения. Если раньше существовали некоторые трудности в проектировании и изготовлении таких передатчиков устройств, то после выпуска унифицированного модуля передатчика TM1V и приемника RM1V проблема реализации связи устройств дистанционного управления по радиоканалу на частоте 418 МГц попросту исчезла. Совместимость работы близкорасположенных устройств ДУ обеспечивается благодаря использованию микросхем кодера в передатчике и декодера в приемнике.

На рис. 5 приведена схема передающего модуля ИК датчика перемещения. Усилитель сигнала датчика выполнен на сдвоенном ОУ типа MAX407 от фирмы Maxim, либо LT1495 от фирмы Linear Technologies. Элементы R3, R4, C2 определяют коэффициент усиления ОУ IC1A и уровень опорного напряжения. Конденсатор C3 обеспечивает сужение полосы пропускания усилителя до 10 Гц. Элементы R5, R6, R7, R10 определяют коэффициент усиления ОУ IC1B, а конденсатор C5 ограничивает его полосу пропускания до 10 Гц. Резисторы R7 и R9 определяют величину напряжения смещения, которая должна быть равной 2,5 В.

Компаратор модуля собран на основе сдвоенного компаратора MAX922 или LTC1440. Причем IC2A выполняет функции компаратора, а IC2B – функции одновибратора. При отсутствии перемещения напряжение на выходе датчика отсутствует, напряжение на выходе IC1B (вывод 1) составляет 2,5 В. Через делитель R11 R12 R13 напряжение смещения через R14, R15 прикладывается к выводам 5 и 6 IC2A. Напряжение на выводе 5 на 250 мВ превышает напряжение на выводе 6. В результате этого на выводе 8 присутствует уровень логического 0.

При перемещении человека в зоне действия ИК датчика на выводе 1 IC1B возникает положительный перепад напряжения, который через диод D2 поступает на вывод 6 IC2A, и в результате его потенциал становится выше потенциала на выводе 5. На выводе 8 IC2A формируется высокий уровень. Затем по второму сигналу с датчика на выводе 1 IC1B формируется отрицательный перепад. Это в свою очередь приводит к снижению потенциала на выводе 5 IC2A, что также формирует напряжение высокого уровня на выводе 8 IC2A.

Положительный перепад напряжения на выводе 8 IC2A через конденсатор C6 поступает на IC2B. В результате на ее выходе (вывод 1) формируется низкий уровень. Этот уровень через диод D3 при-

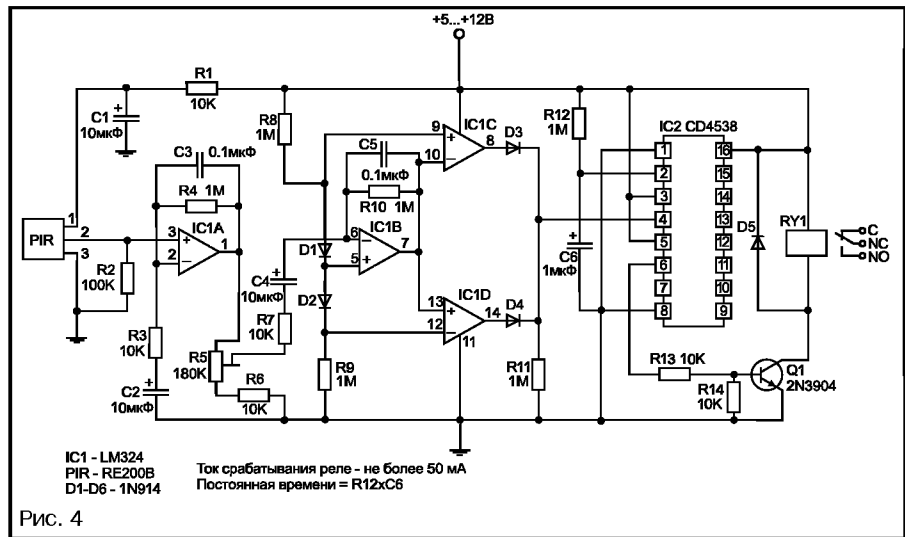


Рис. 4

кладывается к выводу 5 IC2A и переключает состояние этой микросхемы на время разряда конденсатора C6 через резистор R17 или R18. Переключку PJ используют для уменьшения времени переключения при проверке работы схемы.

Когда конденсатор C6 разрядится до напряжения, меньшего величины опорного напряжения на выводе 3, IC2B переключится, и напряжение на выводе 1 снова возрастет. Времязадающая цепочка C6R15R18 задает постоянную времени, составляющую около 90 с при разомкнутой переключке PJ или 1 с при замкнутой. Резисторы R19, R20 и R21 формируют гистерезис каскада на IC2B, обеспечивающий независимость напряжения на выходе IC2B в процессе разряда конденсатора C6 от флуктуаций (случайных отклонений) сигнала. Цепочка C7R16D4

предназначена для формирования узкого отрицательного импульса, который поступает на кодер IC3 и активизирует передачу кодовой цифровой последовательности импульсов.

В процессе переключения IC2B кодер формирует три группы битов, содержащих данные и адресную информацию, и последовательно передает их на модуль передатчика TM1V. Кодер программируется четырехпозиционным DIP переключателем SA1-4 на один из шестнадцати адресов, что обеспечивает работу нескольких независимых устройств такого типа. Вход данных также программируется с помощью переключателей SA5-8 для идентификации передатчика по номеру (1-4). Только один из этих переключателей может находиться во включенном состоянии.

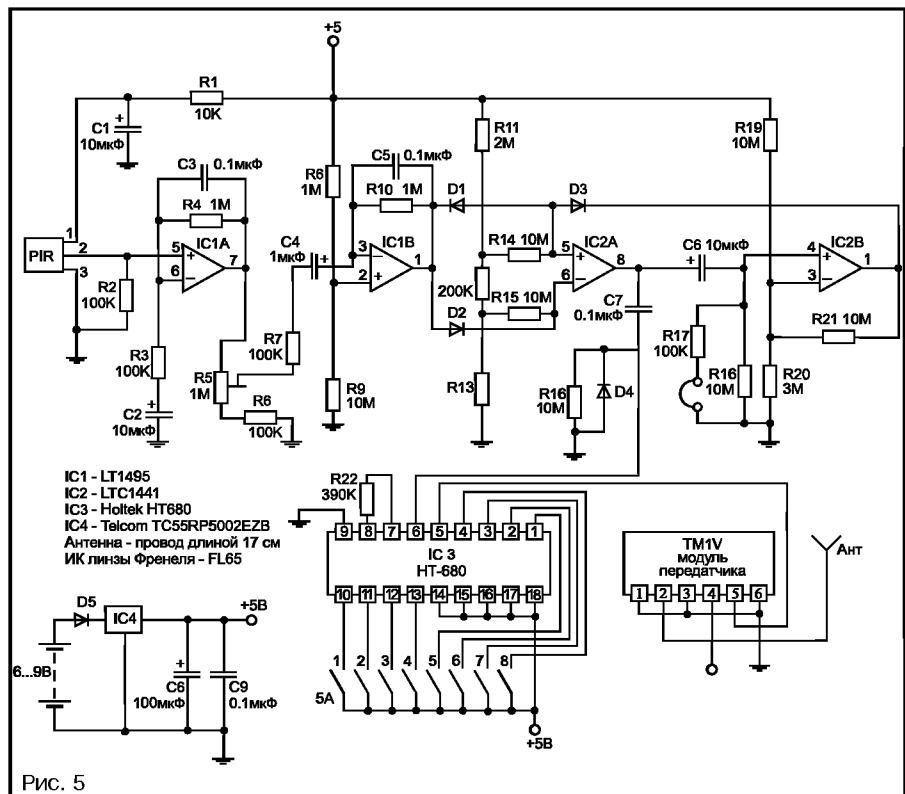


Рис. 5

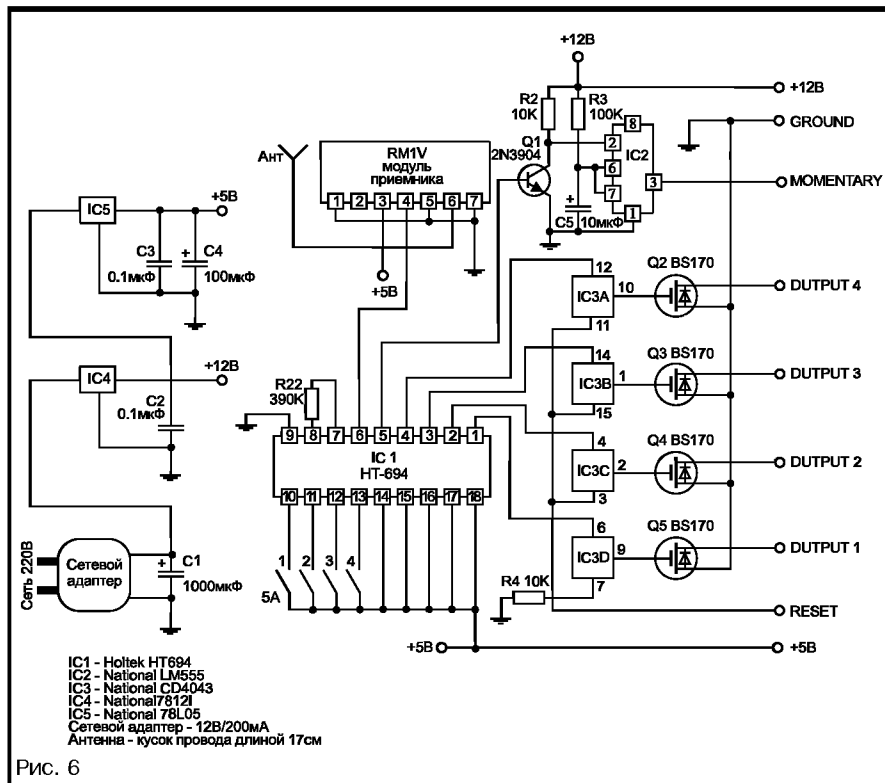


Рис. 6

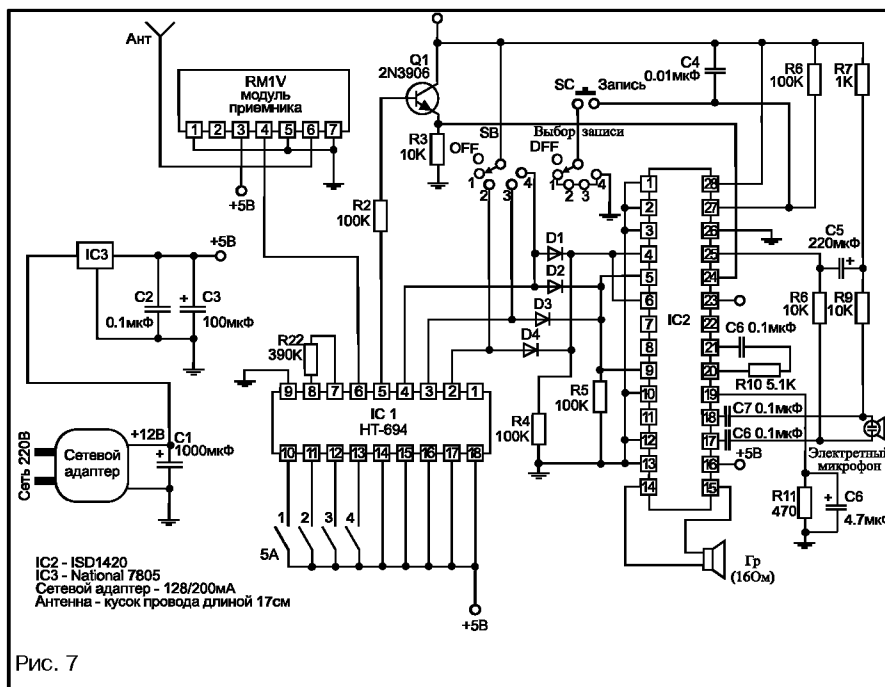


Рис. 7

сигнал логической 1, который открывает транзистор и запускает таймер IC2, формирующий на выводе 3 (выход Momentary) сигнал длительностью около 2 с. Этот сигнал используется для управления зуммером, служащим для индикации работы передатчика. В приведенной на рис. 6 схеме используются выходы на полевых транзисторах с рабочим током стока около 150 мА, что достаточно для подключения светодиодных индикаторов. Имеется возможность сброса в нулевое состояние микросхемы IC3. Для этого следует кратковременно соединить вывод Reset с выводом источника питания +5 В. Обычно первичным источником питания для такой схемы служит сетевой адаптер на напряжение 12 В.

Совместно с приемником можно использовать различные исполнительные устройства, например электромагнитные или твердотельные реле, включающие осветительные приборы или сигнализацию. Возможны и другие варианты. На рис. 7 приведена схема с использованием микросхемы для записи речевых сообщений. Схема обеспечивает воспроизведение предварительно записанного речевого сообщения при поступлении сигнала тревоги от детектора перемещений.

В заключение необходимо отметить, что в качестве кодера и декодера могут также применяться микросхемы GL-104 от фирмы Glolab, включаемые в схему особым способом и заменяющие рассмотренные выше кодер и декодер от фирмы Holtek.

Производством и поставкой ИК датчиков перемещения, модулей приемника RM1V и передатчика TM1V, а также готовых модулей, описанных в этой статье, занимается американская фирма Glolab Corporation (www.glolab.com, kits@glolab.com).

Дмитрий Хрусталеv,
 pierce_arrow@mtu-net.ru

Схема питается от батареи напряжением 6...9 В. Рабочее напряжение составляет 5 В. В качестве стабилизатора напряжения применен микромощный стабилизатор напряжения TC55RP5002EZB фирмы Telcom (IC4). Благодаря этому ток, потребляемый схемой в режиме ожидания, составляет всего лишь 20 мкА – в 100 раз меньше, чем потребляемый ток в других детекторах перемещений.

Сигнал от детектора перемещений принимает модуль приемного устройства, в который входит собственно модуль приемника RM1V, связанный с декодером HT694 фирмы Holtek, про-

граммируемым переключателем SA для работы с определенным передатчиком. Декодер последовательно получает три группы битов, содержащих данные и адресную информацию, хранит их, а затем сравнивает одни с другими. При совпадении двух из них, декодированные данные появляются на одном из выводов – 1, 2, 3 или 4 – в зависимости от того, какой переключатель выбора номера передатчика включен. Затем управляющий сигнал высокого уровня поступает на четырехэлементную схему-защелку IC3. На выводе 5 IC1 при приеме верных данных всегда формируется

Программное обеспечение анализа тепловых режимов печатных плат BetaSoft-Board

Продолжая разговор об автоматизации проектирования аппаратуры, хотелось бы затронуть мало освещенную в литературе, но очень важную тему выполнения теплотехнических расчетов печатных плат.

В процессе разработки конструкций радиоэлектронной аппаратуры производится выбор конструктивных решений при проектировании систем. В современных условиях многие предприятия не в состоянии содержать специальные подразделения для проведения таких расчетов, и выполнять их приходится разработчику, не имеющему специальной глубокой подготовки в области теплопередачи. Существенную помощь в анализе тепловых процессов печатной платы может оказать специализированное программное обеспечение, позволяющее провести необходимые расчеты и доступное для работы пользователю, не имеющему специальной подготовки.

Для проведения анализа тепловых режимов удобно использовать программное обеспечение фирмы Dynamic Soft Analysis, Inc. (e-mail: beta@betasoft-dsa.com).

При расчете используется более 50 уравнений, позволяющих провести пол-

нентов на плате.

Помимо программного обеспечения теплового анализа плат, фирмой Dynamic Soft Analysis, Inc. разработаны специализированные программы, позволяющие рассчитать тепловые режимы корпусов интегральных микросхем и микросборок.

Программа BetaSoft-Board имеет специальный конвертер, обеспечивающий



Рис. 2. Окно программы BetaSoft-Board с загруженной печатной платой

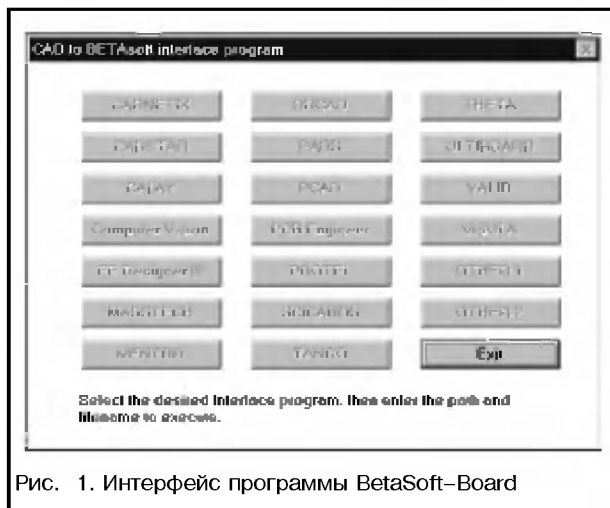


Рис. 1. Интерфейс программы BetaSoft-Board

ноценное трехмерное моделирование явлений теплопередачи на плате. Точность моделирования при этом составляет порядка 10 % по сравнению с натурными испытаниями.

При проведении моделирования используются численные методы, основанные на принципах конечных элементов с адаптивными сетками, генерирующие адаптивные местные сетки, для того чтобы не допускать снижения точности на мелких деталях проекта, не попадающих в основную сетку платы. Преимущество расчета по конечно-элементной схеме – повышенное быстродействие анализа при высокой точности. Алгоритмы BetaSoft позволяют достигнуть быстродействия при-

процессы теплообмена теплопроводности, конвекции и излучения. Специальное внимание уделено моделированию воздушной конвекции с учетом трехмерного расположения компо-

близительно в 50 раз выше, чем традиционные конечно-элементные алгоритмы. Типичное время вычисления для платы из 100 компонентов на 486 персональном компьютере при тактовой частоте процессора 50 МГц – 30 секунд. Моделируются

интерфейс с САПР печатных плат различных производителей. Меню интерфейса показано на рис. 1.

При конвертации файл печатной платы преобразуется в специализированный входной формат BetaSoft.

Загрузка файла для анализа производится при помощи команды File/Open. На рис. 2 показано окно программы BetaSoft-Board с загруженной печатной платой.

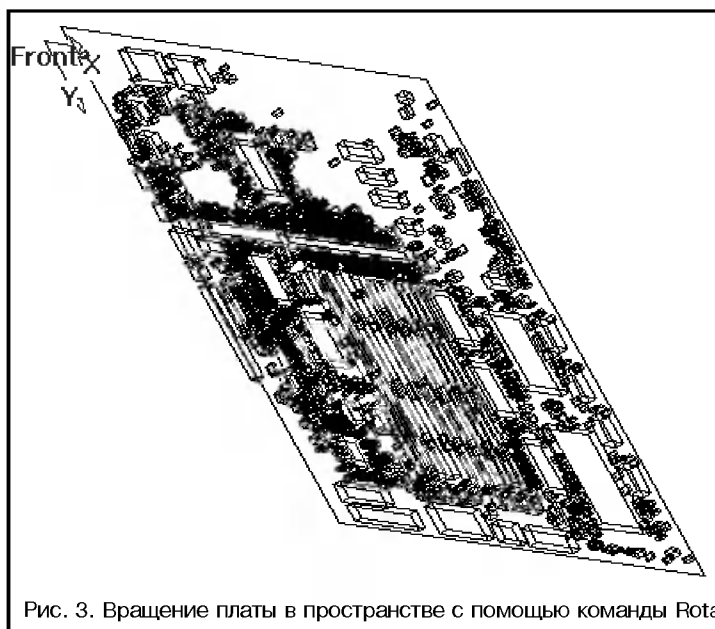


Рис. 3. Вращение платы в пространстве с помощью команды Rotate

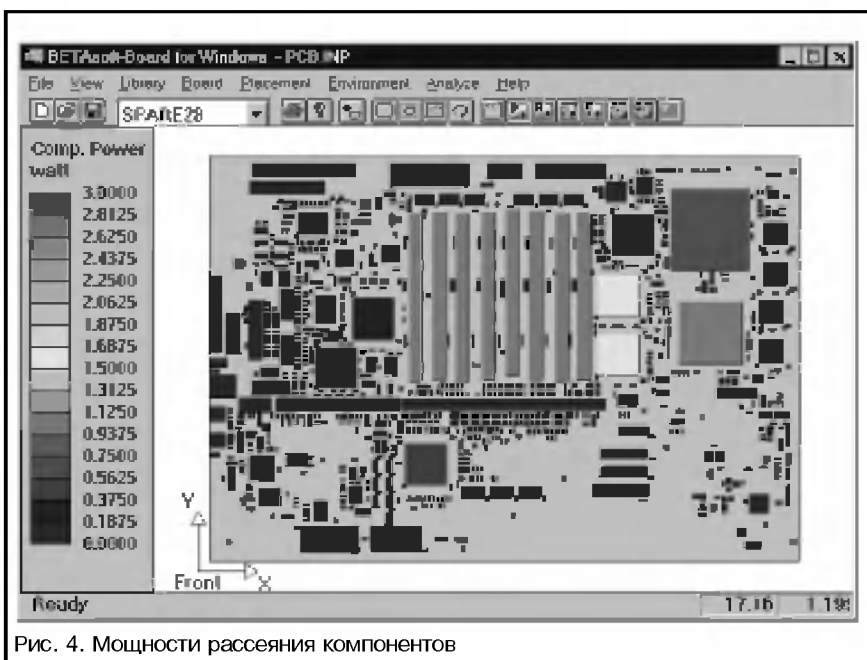


Рис. 4. Мощности рассеяния компонентов

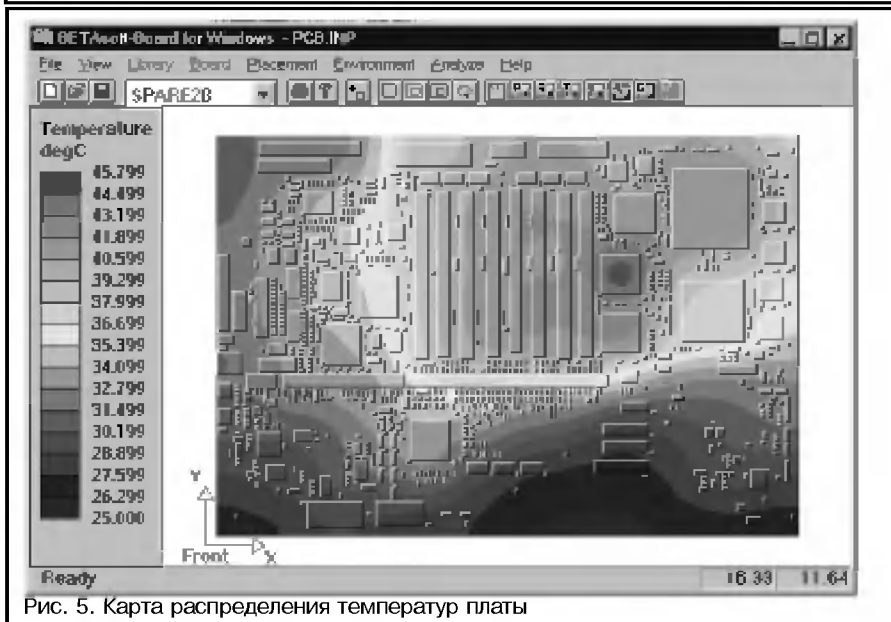
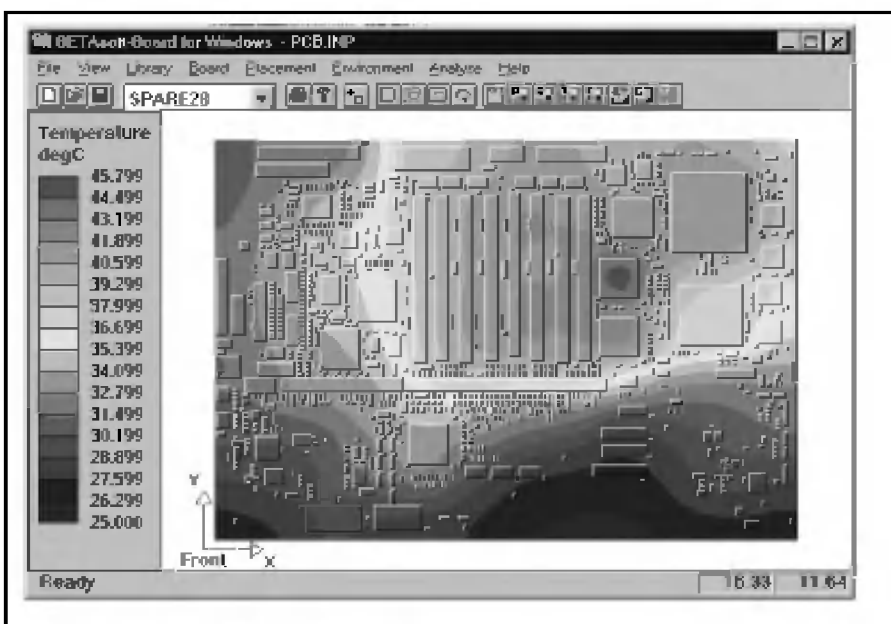


Рис. 5. Карта распределения температур платы

С помощью команды File/Units устанавливают систему единиц измерения. Команда File/Scale позволяет задать пределы изменения температуры.

Меню View позволяет обеспечить просмотр верхней или нижней стороны платы (Size), а также послойный просмотр (Layer). Команды Zoom In и Zoom Out позволяют изменять масштаб изображения, Redraw выполняет перерисовку экрана, команда Rotate позволяет вращать плату в пространстве (рис. 3).

Команда Reference Name задает видимость позиционного обозначения компонента.

Следующие команды меню View задают вид параметров, отображаемых на экране при анализе платы. В таблице 1 приведены эти команды.

На рис. 4 и 5 приведены примеры экранов программы BetaSoft-Board при анализе мощности рассеяния и построении карты распределения температур печатной платы.

Таблица

Power	Видимость мощности рассеяния каждого компонента
Temperature	Видимость температуры каждого компонента
Excess Temperature	Превышение допустимых температур для компонентов
Board Temperature	Температурная карта платы
Board Gradient	Карта градиента температур платы

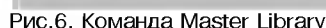
Меню Library предназначено для работы с библиотеками компонентов. Команда Master Library, меню которой представлено на рис. 6, позволяет работать с огромным числом компонентов, создавать новые компоненты, добавлять их с новым корпусом (Shape) или параметрами (Parameter), копировать (Copy), удалять (Delete) их и т. п.

Меню редактирования компонента основной библиотеки приведено на рис. 7.

В левой половине меню задаются параметры, характеризующие геометрию используемого компонента, такие как тип корпуса, его размеры, величина воздушного зазора между компонентом и платой, размеры и число выводов, их теплопроводность.

В правой половине меню приводятся параметры, характеризующие тепловые свойства компонента, такие как мощность рассеяния, тепловое сопротивление между кристаллом и корпусом компонента, тепловые сопротивления между воздушной средой и корпусом компонента при различных скоростях обдува, коэффициент теплообмена излучением, свойства теплопроводности зазора, предельные значения температур корпуса и кристалла компонента.

Задавая соответствующие значения в



команда Working Library, которая содержит только те компоненты, которые предполагается использовать в текущем проекте. Меню этой команды приведено на рис. 8.



В библиотеку проекта легко могут быть добавлены компоненты из основной библиотеки. Команда CrossMatch добавляет в основную библиотеку компоненты из текущей библиотеки проекта.

Меню Board позволяет задать необходимые параметры платы. Меню команды Property (рис. 9) позволяет, помимо геометрических размеров и толщины слоев платы, задать их тепловые свойства.

Возможно послышное задание теплопроводности как металлизированных, так и диэлектрических участков платы, доли металлизированных участков во всей поверхности платы, а также предельных температур корпусов и кристаллов компонентов.

Команда Local Property позволяет задать свойства локального участка платы.

Команда Cut Out позволяет задать вырезы в плате, а команда Trim Corner – скруглить углы.

Команды меню Placement позволяют разместить на плате компоненты (команда Component, рис. 10), радиаторы (Heat Sinks) и крепежные винты (команда Screws).

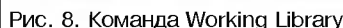
Команда Shift Components (рис. 11) сдвигает все компоненты на заданное расстояние по вертикали и горизонтали.

Меню Environment предназначено для задания свойств среды анализа. Границы платы задают с помощью команды Boundary, а условия анализа – с помощью команды Conditions (рис. 12). Возможно задание температуры и давления окружающего воздуха, условий принудительного охлаждения, ориентации плат, коэффициентов эффективности теплоотдачи и т. п. Кроме того, в этом же меню определяются характеристики алгоритма рас-
чета.

Моделирование выполняется с помощью команды **Analyze/Run**.

Следует заметить, что многие часто используемые команды имеют пиктограммы, а развитая система помощи позволяет подготовленному пользователю быстро освоить программу.

Автор благодарит Грегори Лаззаро (Gregory G. Lazzaro) из Dynamic Software Analysis, Inc за предоставленную демонстрационную версию и материалы по программе BetaSoft.



Реализация целочисленного БПФ на процессорах с архитектурой ARM

Среди микроконтроллеров и микропроцессоров для встроенных систем одними из самых производительных и перспективных являются устройства с 32-разрядным ядром ARM, в частности ARM7TDMI. Их выпускают многие известные фирмы, такие как Atmel, Cirrus Logic, Samsung и др. При средней цене \$10–40 они имеют производительность десятки MIPS, низкое потребление и, как правило, много различной периферии на кристалле, что делает их идеальным средством для обработки сигналов в недорогих устройствах.

Алгоритм БПФ Кули-Тьюки

N-точечное дискретное преобразование Фурье – это N взвешенных сумм, каждая из которых состоит из N слагаемых. Каждое конкретное слагаемое получается комплексным умножением одной из входных точек на один из известных коэффициентов. Таким образом, прямое вычисление ДПФ требует около N^2 операций комплексного умножения и N^2 операций комплексного сложения.

Быстрое преобразование Фурье – это способ производить вычисления таким образом, чтобы получить тот же результат за меньшее число операций. Если $N=A \cdot B$ – составное число, то результат можно получить, сделав $A \cdot B$ -точечных и $B \cdot A$ -точечных преобразований. Доказательство этого можно найти во многих книгах по цифровой обработке сигналов, например в книге Л. Рабинера и Б. Гоулда “Теория и применение цифровой обработки сигналов”. Рассуждая аналогично, можно сделать вывод, что если N есть степень двойки, то нужно произвести порядка $N \cdot \log_2 N$ 2-точечных преобразований. В этом и состоит алгоритм БПФ Кули-Тьюки. В упомянутой книге можно найти его исчерпывающее описание.

Таким образом, время вычисления БПФ определяется временем вычисления 2-точечного преобразования, которое принято называть “бабочкой”. Эта базовая операция выглядит так:

$$Y_1 = X_1 + X_2 \cdot W, \quad Y_2 = X_1 - X_2 \cdot W,$$

где X_1, X_2 – исходные точки, Y_1, Y_2 – результат, W – комплексный коэффициент.

Реализация

Перед автором стояла задача написать преобразование Фурье на 2048 точек при разрядности исходных данных 16 бит. Из-за отсутствия арифметического сопроцессора пришлось делать целочисленное преобразование, что создало некоторые трудности. При разрядности исходных данных 16 бит разрядность коэффициентов должна быть не менее 16, чтобы не происходило потери точности. Их произведение содержит 32 разряда. 2048 точек дают еще 11 дополнительных разрядов, а это значит, что в 32-разрядное процессорное слово промежуточные данные не помещаются. Вычисления каждой “бабочки” ведется с точностью 64 разряда, а результат округляется до 32 разрядов.

Приведенная ниже функция, производящая вычисление “бабочки”, написана на ассемблере процессоров архитектуры ARM7TDMI в режиме ARM.

```
; прототип функции:
; void Butterfly(b1, b1mm, ar, pow),
; где:
; ar - указатель на массив данных (действительная часть),
; мнимая часть находится по адресу ar+8192
; b1, b1mm - индексы исходных данных для “бабочки”
; pow - индекс поворотного множителя W, адрес массива wr
; импортируется,
; параметры передаются в r0-r3 слева направо:
; b1-r0, b1mm-r1, ar-r2, pow-r3
```

```
Butterfly
    STMDB sp!, {r4-r12, lr}
```

```
    cmp    r3, #512
    rsbge  r3, r3, #1024;   r3=pow, if (r3>512) { r3=(1024-
r3); sign=-1 } else { sign=1 }
    mov    r3, r3, lsl #1
; тип long long - 64-битное целое со знаком.
; комплексное умножение a*w:
; long long tbr = sign*(long long)ar[b1mm]*long(wr[pow]) -
(long long)ai[b1mm]*long(wr[512-pow]);
; long long tbi = sign*(long long)ai[b1mm]*long(wr[pow]) +
(long long)ar[b1mm]*long(wr[512-pow]);
; временные переменные хранятся в (старш., младш.):
; tbr (64 бита) - r5, r4
; tbi (64 бита) - r7, r6
; wr[pow], wr[512-pow] (по очереди) - r8
; ar[b1mm], ai[b1mm] - r9, r12;
    ldr    r10, =wr
    add    r11, r2, #8192;   r11 - ai
    ldrsh  r8, [r10, r3];    r8 = wr[pow]
    rsbge  r8, r8, #0;      r8 = sign*wr[pow]
    ldr    r9, [r2, r1, lsl #2]; r9 = ar[b1mm]
    smull  r4, r5, r8, r9;   r5, r4 - первое слагаемое tbr
    ldr    r12, [r11, r1, lsl #2]; r12 - ai[b1mm]
    smull  r6, r7, r8, r12;  r7, r6 - первое слагаемое tbi
    rsb    r3, r3, #1024
    ldrsh  r8, [r10, r3];    r8 = wr[512-pow]
    smlal  r6, r7, r8, r9;   r7, r6 - tbi
    rsb    r8, r8, #0
    smlal  r4, r5, r8, r12;   r5, r4 - tbi
; long long tar = (long long)(ar[b1])<<14;
; long long tai = (long long)(ai[b1])<<14;
; округление и сдвиг фиксированной точки
; ar[b1] = (tar+tbr+(1<<13))>>14;
; ai[b1] = (tai+tbi+(1<<13))>>14;
; ar[b1mm] = (tar-tbr+(1<<13))>>14;
; ai[b1mm] = (tai-tbi+(1<<13))>>14;
; tar - r9, r8
; tai - r11, r10
;
    mov    r12, r11;        r12 - ai
    mov    r3, #0
    ldr    r8, [r2, r0, lsl #2]; r8 - ar[b1];
    ldr    r10, [r12, r0, lsl #2]; r10 - ai[b1]
    mov    r9, r8, asr #18
    mov    r11, r10, asr #18
    mov    r8, r8, lsl #14
    mov    r10, r10, lsl #14
    adds   r8, r8, #8192;    r9, r8 = ((long
long)(ar[b1])<<14)+(1<<13)
    adc    r9, r9, r3
    adds   r10, r10, #8192;   r11, r10 = ((long
long)(ai[b1])<<14)+(1<<13)
    adc    r11, r11, r3
    STMDB  sp!, {r8-r9}
    adds   r8, r8, r4
    adc    r9, r9, r5
    mov    r8, r8, lsr #14
    orr    r8, r8, r9, lsl #18
```

```

str r8,[r2,r0,ls1 #2]; store ar[b1]
adds r8,r10,r6
adc r9,r11,r7
mov r8,r8,lsr #14
orr r8,r8,r9,ls1 #18
str r8,[r12,r0,ls1 #2]; store ai[b1]
LDMIA sp!,{r8-r9}
subs r8,r8,r4
sbc r9,r9,r5
mov r8,r8,asr #14
orr r8,r8,r9,ls1 #18
str r8,[r2,r1,ls1 #2]; store ar[b1mm]
subs r10,r10,r6
sbc r11,r11,r7
mov r10,r10,asr #14
orr r10,r10,r11,ls1 #18
str r10,[r12,r1,ls1 #2]; store ai[b1mm]
LDMIA sp!,{r4-r12,lr}
bx lr

```

В процедуре использованы очень удобные команды 64-разрядного умножения со знаком SMULL и 64-разрядного умножения/сложения со знаком SMLAL. Время выполнения

этих команд составляет всего 2–5 тактов в зависимости от размера множителя (при условии отсутствия тактов ожидания при обращении к памяти программ и данных). Как видно из текста программы, основное время занимает извлечение данных из памяти, сдвиг результата (вычисления идут с фиксированной точкой, и при умножении она сдвигается влево) и сохранение его в памяти. Несмотря на большое количество режимов адресации памяти и удобную систему команд, не удалось сделать время вычисления бабочки менее 150 тактов.

БПФ вычислялось на процессоре AT91M40400 фирмы Atmel с тактовой частотой 33 МГц. Функция БПФ работала во внутренней 32-разрядной памяти, коэффициенты хранились там же. Исходные данные были во внешней 8-битной памяти с одним тактом ожидания. Одно вычисление БПФ занимало время порядка 1/12 секунды. Сама функция БПФ написана на С, поэтому если написать все на ассемблере, результат можно несколько улучшить. Исходный текст полной функции БПФ можно скачать по адресу www.platan.ru/shem/.

Павел Филимонов,
paulfilimonov@mail.ru

(Продолжение, начало №1–2/2001)

Verilog – инструмент разработки цифровых электронных схем

Временной и событийный контроль

Завершая рассмотрение временного и событийного контроля, следует упомянуть о применении intra-assignment delay в "неблокирующем" присвоении, то есть в конструкциях вида

```

x<=#1 y;
a<= @(posedge c) b;

```

Поведение этих конструкций таково, что значение выражения вычисляется и блокирования последовательного исполнения операций не происходит, но новое значение будет присвоено только по истечении времени, указанного во временной конструкции, или после совершения события, указанного в событийной конструкции. В терминах работы программы Verilog симулятора операция присвоения переносится на другой временной шаг. В работе таких конструкций проявляется интересное отличие Verilog симуляторов от VHDL симуляторов. В VHDL каждая следующая по тексту программы операция присвоения одному и тому же сигналу отменяет предыдущую, даже если ее исполнение должно произойти в более ранний момент времени. В Verilog все подобные операции будут помещены в список для соответствующего временного шага, и сигнал, изменение которого вызывают эти операции, будет изменяться в соответствии со всеми операциями. Какой механизм поведения более правильный – вопрос спорный. Так как при синтезе временной контроль игнорируется, да и непонятно, каким образом должна синтезироваться конструкция с присвоением из нескольких источников без специальной разрешающей функции, то это отличие может проявляться только на уровне моделирования с несинтезируемыми элементами. В то же время для работы с несинтезируемыми элементами Verilog предлагает операции, способные отменить (вернее "пересилить") все остальные операции присвоения к одному определенному сигналу. Эти операции присвоения записываются с ключевыми словами force и release.

Проиллюстрировать поведение можно следующим примером:

```

/* это пример на VHDL
LIBRARY ieee;
USE ieee.STD_logic_1164.all;
USE ieee.std_logic_arith.all;

ENTITY AT91R IS
PORT(NRD: OUT std_logic := '0');
END AT91R;
ARCHITECTURE EBI OF AT91R IS
BEGIN
modeler : PROCESS
BEGIN
NRD <= '1' AFTER 100 ns;
WAIT FOR 30 ns;
NRD <= 'Z' AFTER 30 ns;
WAIT;
END PROCESS modeler;
END EBI;
*/

```

В результате, через 60 нс от начала симуляции, выход переходит в Z-состояние и далее не изменяется. Таким образом, можно видеть, что последующая операция отменяет предыдущую.

Если переписать этот модуль на Verilog без учета изложенного выше, получим (обратите внимание на лаконичность языка Verilog):

```

module AT91R (nrd);
output nrd;
reg ndr;

initial
begin : modeler //пример именованного блока
ndr<= #100 1'b1;
#30;
ndr<= #30 1'bz;
end

endmodule

```

щий testbench, можно увидеть:

```
Highest level modules:
tst
0x
60z
100 1
```

Это значит, что на 60 нс сработает `ndr<=#30 1'bz`, а затем на 100 нс расположенный выше по тексту `ndr<=#100 1'b1`. То есть в Verilog предыдущая операция не отменяется. Для того чтобы поведение модуля было таким же, как и поведение VHDL кода, нужно записать его следующим образом:

```
module AT91R (nrd);
output nrd;
reg ndr;
initial
begin
ndr<=#100 1'b1;
#30;
#30 force ndr = 1'bz;
end
endmodule
```

Использовать `force` с “неблокирующим” присвоением и/или `intra-assignment delay` нельзя. Для того чтобы разрешить дальнейшее использование присвоений в других параллельных блоках, сигнал должен быть отпущен с помощью `release` (например, `release ndr`).

Завершая обзор временного контроля, следует упомянуть еще об одной форме задержки – нулевой задержке. В Verilog коде встречаются такие конструкции: `#0 a=b`. Нулевая задержка означает, что операция будет выполнена в самом конце текущего временного шага. Если в одном временном шаге встречается несколько нулевых задержек, то между собой их порядок не определен.

Поведенческие конструкции

В поведенческих блоках `initial` или `always` могут применяться конструкции управления, сходные с операторами процедурных языков. Данные поведенческие конструкции подразделяются на несколько групп:

- 1) группа принятия решений: `if-else-if`, `case`, `casez`, `casex`;
- 2) группа повторений: `repeat`, `while`, `for`, `forever`;
- 3) группа параллельного исполнения: `fork-join`;
- 4) оператор `wait`;

Конструкция `if` записывается следующим образом:

```
if (<expression>)
<statement1>
else
<statement2>
Для выбора из нескольких вариантов могут применяться
вложенные if.
if (<expression>)
<statement>
else if (<expression>)
<statement>
else if (<expression>)
<statement>
else
<statement>
```

Здесь `expression` – любое выражение языка, а `statement` – оператор или группа операторов между `begin` и `end`. Ветвь `else` может отсутствовать, но если имеются вложенные `if` (как в примере), то `else` относится к ближайшему `if`. Для изменения порядка следует пользоваться `begin` и `end`. Если получаемое в выражении `expression` значение не равно 0 и не является неопределенной (х или z), то выполняется ветвь `statement1`, иначе – `statement2`. Следует помнить, что так же, как и в языке C, операция сравнения записывается `==` (два знака “=”), в отличие

от операции присваивания `=` (один знак). Но операции сравнения при неопределенных операндах возвращают неопределенное значение (х). Поэтому в поведенческом моделировании (не принимается средствами синтеза) могут использоваться операции `===` (три знака “=”) и `!==`. Эти операции позволяют произвести литеральное сравнение определенных битов в выражении. Еще раз обращаю внимание, что выражение `expression` не является выражением какого-либо специального типа (`boolean`), а является любым выражением, которое может быть приведено к типу `integer`. Здесь прослеживается аналогия с языком C, единственное отличие от которого состоит в том, что Verilog `integer` может принимать неопределенные значения (х или z). В этом случае выполняется ветвь `else`.

Исполнение такого кода:

```
module if_test;
initial
begin
if (2*5) $display("2*5 != 0 ==> true");
if (2*0) $display("never print this");
else $display("2*0 != 0 ==> false");
if (1'bz) $display("never print this");
else $display("undefined ==> false");
if (1'bx) $display("never print this");
else $display("undefined ==> false");
end
endmodule
```

даст следующее:

```
Highest level modules:
if_test
2*5 != 0 ==> true
2*0 != 0 ==> false
undefined ==> false
undefined ==> false
```

Следующий пример иллюстрирует применение операторов сравнения (сколько = в каком случае ставить).

```
module if_test;
reg a,b,c,d;
initial
begin
a=(2'b10>3'b001);b=(2'b10==3'b001);c=(2'b10>2'b0x);d=(2'b10==2'bz0);
$display("a=%b b=%b c=%b d=%b",a,b,c,d);
a=(2'b10==3'b01);b=(2'b10==2'b10);c=(2'b10!=2'b0x);d=(2'bx1==2'bz1);
$display("a=%b b=%b c=%b d=%b",a,b,c,d);
a=(2'b0x==2'b0x);b=(2'bx1!=2'bx1);c=(2'b0x==2'b0x);d=(2'bx1!=2'bx1);
$display("a=%b b=%b c=%b d=%b",a,b,c,d);
end
endmodule
```

Результат:

```
a=1 b=0 c=x d=x
a=1 b=1 c=1 d=0
a=x b=x c=1 d=0
```

Для выбора из нескольких вариантов также применяется оператор `case`. Например, данная конструкция реализует дешифратор, подобный K155ИД3.

```
case (rega)
4'd0: result = 10'b0111111111;
4'd1: result = 10'b1011111111;
4'd2: result = 10'b1101111111;
4'd3: result = 10'b1110111111;
4'd4: result = 10'b1111011111;
4'd5: result = 10'b1111101111;
4'd6: result = 10'b1111110111;
4'd7: result = 10'b1111111011;
4'd8: result = 10'b1111111101;
4'd9: result = 10'b1111111110;
default result = 'bx;
```

endcase

Оператор case является “непроваливающимся”, в отличие от оператора switch языка C, и гарантирует исполнение одной ветви. В случае если ни одно из условий не совпадает, выполняется ветвь default. Допустимо другое применение – наоборот, в case константа, а в ветвях вычисляемые выражения, либо переменные находятся и там, и там (такого использования оператора выбора в процедурных языках, как правило, нет). Оператор case часто используется в синтезируемом коде для синтеза FSM и мультиплексоров. При этом в несинтезируемых моделях (а в некоторых средствах синтеза и в синтезируемых) в выражениях case могут использоваться литералы с неопределенными значениями. Для поведенческого моделирования используются операторы casez и casex, которые особым образом обрабатывают неопределенные состояния. Синтаксис casez и casex подобен синтаксису case. При этом добавляется символ “?”, используемый в двоичной записи литерала для того, чтобы замаскировать биты, которые не должны влиять на принятие решения.

Для демонстрации обработки неопределенных состояний операторами case, casez и casex рассмотрим следующий пример.

```
module case_test;
integer a,b,c,d;
reg clk;
always #5 clk=~clk;
always
begin : demo
integer i;
for(i=0; i<16; i=i+1)
begin
$write("i = %d ",i);
casex (i) // x, z, ? – the same function – ignore bit
4'b0xxx : $display ("less than 8");
4'b10zz : $display ("not less than 8 and less than 12");
4'b11?1 : $display ("not less than 12 and odd");
4'bx??z? : $display ("other case");
default $display ("never print this");
endcase
wait (clk==1'b1); // the same as @(posedge clk)
end
end // demo
initial clk=0;
endmodule
```

Данный пример не содержит \$finish, а события будут происходить непрерывно из-за always блоков. Поэтому он будет исполняться “вечно”. Чтобы его остановить, нужно воспользоваться средствами среды.

Фрагмент результата работы:

```
i = 0 less than 8
i = 1 less than 8
i = 2 less than 8
i = 3 less than 8
i = 4 less than 8
i = 5 less than 8
i = 6 less than 8
i = 7 less than 8
i = 8 not less than 8 and less than 12
i = 9 not less than 8 and less than 12
i = 10 not less than 8 and less than 12
i = 11 not less than 8 and less than 12
i = 12 other case
i = 13 not less than 12 and odd
i = 14 other case
i = 15 not less than 12 and odd
i = 0 less than 8
```

Таким образом, case проверяет литеральные совпадения, его можно сравнить с использованием if и === (“=” три раза). В операторах casex и casez биты со значениями x и z или только z

игнорируются. В литералах сравнения x и z (casex) или z (casez) могут быть заменены “?”.

Операторы повторения могут встречаться в синтезируемом коде. При этом упрощается и становится более понятной запись. В испытательных стендах и несинтезируемых моделях использование операторов повторения имеет такой же смысл, как и в процедурных языках программирования. Операторы for и repeat были продемонстрированы ранее. Так как Verilog не позволяет воспользоваться вечным циклом языка C (for(;;)), то введен оператор forever. Для выхода из циклов (блоки должны быть именованы) служит оператор disable. Продолжая сравнение с языком C: disable работает, как C операторы break и continue.

```
initial
begin :break
for(i = 0; i < n; i = i + 1)
begin :continue
@clk
if(a == 0) // “continue” loop
disable continue;
... <statements>...
@clk
if(a == b) // “break” from loop
disable break;
... <statements>...
end
end
Еще один цикл while имеет следующую форму:
while (condition)
begin
statement
step_assignment;
end
```

Операторы циклов взаимозаменяемы, и выбор определяется личными предпочтениями программиста.

Цикл repeat может использоваться в intra-assignment delay для описания задержки в несколько циклов. Например, таким образом: a = repeat(3)@(posedge clk) b.

Операторы fork–join служат для параллельного исполнения ветвей кода в одном процедурном блоке. Это является несинтезируемой конструкцией и используется редко.

Оператор wait (см. пример casex) используется для приостановки конкурентно исполняемого блока до тех пор, пока не будет выполнено его условие (как правило, элементы выражения условия wait должны изменяться в другом блоке).

Процедуры и функции

Функции применяются, как правило, для моделирования комбинаторной логики, которую средства синтеза генерируют по описанию функции. В функциях запрещен временной контроль. При вызове функции создается регистр, размерность и имя которого совпадают с размерностью и именем функции. Через этот регистр функция возвращает результат своей работы. Функция может возвращать также целое или вещественное число. Все параметры, передаваемые в функцию, имеют тип input.

```
function [7:0] swap;
input [7:0] byte;
begin
swap = {byte[3:0],byte[7:4]};
end
endfunction
```

Вызов функции осуществляется следующим образом:

```
a=swap(b);
```

Прежде чем рассматривать процедуры, рассмотрим иерархическую структуру Verilog-модели и области видимости объектов. Локальные переменные (сигналы или параметры)

могут объявляться внутри модуля, именованного блока, процедуры или функции. Если в локальной области видимости симулятору не удается обнаружить переменную, то поиск продолжается в более “высокой” области видимости до тех пор, пока не дойдет дело до переменных, сигналов, параметров, объявленных внутри модуля. Если внутри модуля переменная не обнаружена, то выдается сообщение об ошибке. Таким образом, модуль является высшим элементом иерархии областей видимости. Для доступа к объектам в других модулях, собранных в иерархическую структуру, служит операция разрешения контекста. Эта операция задается с помощью имен модулей или именованных блоков внутри модуля (процедур или функций), разделенных точкой. Так, в примере с делителем частоты (первая часть статьи) для доступа к внутреннему регистру `acc` модуля `NCO_syn` из модуля верхнего уровня `testbench` нужно воспользоваться такой конструкцией `<имя включения (instance)>.acc`.

```
// 2
always @(negedge clk) $write("Time %t clk %b rst %b f1 %b f2
%b phase1 %b phase2 %b\n", $time, clk, rst, f1, f2, nco1.acc,
nco2.acc);
```

При этом на печать будут выдаваться значения фазы (из области видимости модулей `NCO_syn`)

```
Time 112000 clk 0 rst 0 f1 1 f2 1 phase1 0000 phase2 0000
Time 113000 clk 0 rst 0 f1 1 f2 1 phase1 1011 phase2 1101
Time 114000 clk 0 rst 0 f1 0 f2 0 phase1 0110 phase2 1010
Time 115000 clk 0 rst 0 f1 1 f2 1 phase1 0001 phase2 0111
Time 116000 clk 0 rst 0 f1 1 f2 0 phase1 1100 phase2 0100
Time 117000 clk 0 rst 0 f1 0 f2 1 phase1 0111 phase2 0001
Time 118000 clk 0 rst 0 f1 1 f2 1 phase1 0010 phase2 1110
```

Также можно двигаться вверх или вниз по иерархии включения, используя абсолютные (начинающиеся с модуля высшего уровня), либо относительные имена, что очень похоже на методы работы с файловой системой.

Такой механизм доступа создает ограничение, налагаемое на локальные переменные. Также следует вспомнить о параллельном исполнении и о том, что процедуры в языках HDL не “вызываются”, а “разрешаются”. Такое название свидетельствует о том, что одновременно может исполняться несколько копий, так как в процедуре разрешен временной и/или событийный контроль. Но при этом память для локальных переменных не выделяется, то есть копии одной и той же процедуры, работающие параллельно, будут “портить” друг другу локальные переменные. Иллюстрацией является практическая невозможность рекурсивных процедур или функций. С этим может столкнуться программист, работавший ранее с процедурными языками.

Синтаксис процедур следующий:

```
task my_task;
input a, b;
inout c;
output d, e;
reg foo1, foo2, foo3;
begin
  <statements> // the set of statements that performs the work
of the task
  c = foo1; // the assignments that initialize
  d = foo2; // the results variables
  e = foo3;
end
endtask
```

При этом любое число параметров может передаваться в/из процедуры. Вызов (или “разрешение”) процедуры производится следующим образом:

```
my_task (v, w, x, y, z);
```

Функция не имеет права вызывать процедуру, а процедура может разрешать другие процедуры и вызывать себя рекурсивно (см. локальные переменные) или вызывать функции.

Системные функции

В примерах данной статьи неоднократно использовались системные функции `$monitor`, `$display`, `$write`, `$finish`, `$time`. Это малая часть средств, которые предоставляются Verilog системой программисту для анализа результатов моделирования. Благодаря наличию механизма PLI, обеспечивающего подключение исполняемого кода (написанного либо пользователем, либо третьей стороной), число системных функций и задач, которые выполняются с их помощью, очень велико. Основное назначение – это сбор/анализ информации и взаимодействие с системой. Признаком системной функции – `$`. Остановимся на наиболее популярных системных функциях:

`$finish` – завершение моделирования;

`$stop` – переход в интерактивный режим;

`$display`, `$write` – вывод данных в `stdout` (дублируется в лог-файл); ведет себя либо как C функция `printf` с формат строкой (поддерживаются дополнительные форматы, например `%b` – бинарный), либо как паскалевская процедура `write` с разделенными запятой аргументами; `$display` завершает вывод “переводом строки”;

`$monitor` – отслеживает изменения аргументов, в конце каждого временного шага печатает при обнаружении изменения значения; формат как у `$display`;

`$readmemb`, `$readmemh` – обеспечивают считывание данных (в бинарном или шестнадцатиричном представлении) из файла в память (см. первую часть статьи); формат файла очень простой: в каждой строке либо слово требуемой разрядности, либо конструкция `@<адрес загрузки>`; очень удобно применять для моделирования ПЗУ;

`$system` – выполняет команду ОС (вызов C функции `system()`);

`$fopen`, `$fclose`, `$fwrite`, `$fmonitor` – файловые операции, позволяющие производить запись в файлы;

`$dumpfile`, `$dumpvars` – запись дампов-файлов; позволяют записать изменения сигналов модуля, всего проекта или отдельных в специальном формате для последующего изучения; очень полезный и сильный механизм;

`$time` – возвращает время симуляции;

`$itor`, `$random` – численные функции, выполняют преобразования или возвращают результат математической функции.

Это малая часть стандартных функций. Полный список следует искать в документации к симулятору. Также есть функции, которые не являются стандартными (в настоящий момент времени), но поставляются в виде отдельных объектов модулей или C кода. Примером таких функций является `$utConnectivity`, записывающая список соединений модели для последующего просмотра с помощью `Undertow` (<http://www.veritools.com/>), или `$toggle_count`, служащая для сбора статистики переключения сигналов.

Сергей Емец,
yemets@javad.ru

Продолжение следует

Создание аналоговых PSPICE-моделей радиоэлементов

Обобщенная форма описания компонента при включении в схему:

<Первый символ + Имя> <Перечисление узлов> [<Имя модели>] <Параметры>

Описанием компонента считается любая строка, не начинающаяся с символа "." (точка).

- Имя компонента состоит из стандартного первого символа (таблица 4), определяющего тип компонента, и произвольного продолжения, длиной не более 130 символов.
- Номера узлов подключения компонента к схеме перечисляются в определенном порядке, установленном для каждого компонента.

- <Имя модели> – имя модели компонента, тип которого предопределен первым символом.
- Далее могут указываться параметры модели компонента.

Описание переменных в PSPICE

Переменные используются в директивах различного вида анализа для обращения к результатам моделирования и проведения вычислительных операций в графическом постпроцессоре, участвуют в создании различных зависимостей между напряжениями и токами при создании макромоделей на основе зависимых источников. Поэтому, прежде чем двигаться дальше, остановимся на

Таблица 4.

Первый символ имени	Условное графическое изображение	Тип компонента	Первый символ имени	Условное графическое изображение	Тип компонента
B		Арсенид-галлиевый полевой транзистор с каналом n-типа (G – затвор, D – сток, S – исток)	L		Полевой транзистор с управляющим n-p переходом (JFET, G – затвор, D – сток, S – исток)
C		Конденсатор	J		Полевой транзистор с управляющим p-n переходом (JFET, G – затвор, D – сток, S – исток)
D		Диод	K		Связанные индуктивности и линии передачи, ферромагнитные сердечники
E		Источник напряжения, управляемый напряжением (ИНУН)	L		Индуктивность
F		Источник тока, управляемый током (ИТУТ)	МОП транзисторы (MOSFET, G – затвор, D – сток, S – исток, B – подложка)		
G		Источник напряжения, управляемый напряжением (ИТУН)			
H		Источник напряжения, управляемый током (ИНУТ)			
I		Независимый источник тока			
					МОП транзистор с индуцированным каналом n-типа
					МОП транзистор с индуцированным каналом p-типа
					МОП транзистор с индуцированным каналом n-типа, подложка соединена с истоком

Окончание таблицы 4.

Первый символ имени	Условное графическое изображение	Тип компонента	Первый символ имени	Условное графическое изображение	Тип компонента
M		МОП транзистор с индуцированным каналом n-типа, подложка соединена с истоком	S		Ключ, управляемый напряжением
		МОП транзистор со встроенным каналом n-типа	T		Линия передачи
		МОП транзистор со встроенным каналом p-типа	V		Независимый источник напряжения
		МОП транзистор со встроенным каналом p-типа	W		Ключ, управляемый током
		МОП транзистор со встроенным каналом n-типа, подложка соединена с истоком	R		Резистор
Q		Биполярный n-p-n транзистор (В – база, С – коллектор, Е – эмиттер).	U		Цифровое устройство
		Биполярный p-n-p транзистор (В – база, С – коллектор, Е – эмиттер).	X		Макромодели
			Z		Статически индуцированный биполярный транзистор (IGBT, G – затвор, С – коллектор, Е – эмиттер)

Замечание. В программе PSpice токи, втекающие в транзистор, считаются положительными, поэтому в активном нормальном режиме в n-p-n структуре: $I_C > 0$, $I_B > 0$, $I_E < 0$. Для структуры p-n-p все напряжения и токи имеют противоположный знак (для полевых транзисторов с каналом n-типа, p-типа – аналогично).

основных способах описания переменных (напряжений и токов), которые наиболее часто используются.

Форматы описания переменных, являющихся результатом расчета по постоянному току или результатом расчета переходных процессов, представлены в таблице 5.

Форматы $V(<имя>)$ и $I(<имя>)$ применимы к двухполюсным элементам C, D, E, F, G, H, I, L, R, V.

Форматы $Vx(<имя>)$, $Vxy(<имя>)$ и $Ix(<имя>)$ применимы к трех- и четырехполюсным элементам, для которых "х" и "у", в зависимости от вида элемента, могут принимать следующие значения:

- биполярный транзистор Q: C – коллектор, B – база, E – эмиттер, S – подложка;
- МДП-транзистор M: D – сток, G – затвор, S – исток, B – подложка;
- полевые транзисторы J и B: D – сток, G – затвор, S – исток.

Если имя узла символьное и начинается не с цифры, то в форматах $V(<узел>)$ и $V(<узел+>, <узел->)$ оно заключается в квадратные скобки, например $V[Out]$.

Не все токи могут фигурировать в качестве выходных величин. Нельзя непосредственно выводить токи элементов F и G – зависимых источников тока. Если все же эти токи требуются, надо

включить последовательно в выбранную цепь источник нулевого напряжения и выводить ток этого источника.

Для обозначения переменной, относящейся к внутреннему узлу или элементу подсистемы, перед узлом или элементом указывается имя подсистемы (или цепочка имен, если подсистемы вложенные), завершающаяся символом ".". Например, $V(X1.3)$ – напряжение узла 3 подсистемы X1. Или $V(XEXT2.X1NT1.R3)$ – напряжение резистора R3 подсистемы XINT1, входящей в подсистему XEXT2.

Переменные, соответствующие частотному анализу, являются комплексными величинами. Для их обозначения

Таблица 5. Форматы описания переменных

Формат	Переменная	Пример	Пояснение примера
V(<узел>)	Напряжение в узле	V(5)	Потенциал узла 5
V(<узел+>,<узел->)	Разность потенциалов узла+ и узла–	V(5, 6)	Разность потенциалов узлов 5 и 6
V(<имя>)	Падение напряжения на двухполюснике	V(R1)	Падение напряжения на сопротивлении R1
Vx(<имя>)	Напряжение на выводе “X” элемента	VB(Q1)	Напряжение базы транзистора Q1
Vxy(<имя>)	Напряжение между выводами “X” и “Y” элемента	VGS(M1)	Напряжение затвор-исток транзистора M1
Vz(<имя>)	Напряжение на конце длинной линии	VA(T1)	Напряжение на выводах А линии Т1
I(<имя>)	Ток двухполюсника	I(D1)	Ток диода D1
Ix(<имя>)	Ток, втекающий в вывод элемента	IB(Q1)	Ток базы транзистора Q1
Iz(<имя>)	Ток на конце длинной линии	IA(T1)	Ток на выводах А линии Т1
D(<имя>)	Цифровой сигнал цифрового узла	D(DA)	Сигнал цифрового узла DA

Таблица 6. Суффиксы, применяемые к комплексным переменным

9	Значение	Примеры	Пояснение примера
Нет	Модуль	V(2, 3)	Модуль разности потенциалов узлов 2 и 3
M	Модуль	VM(2)	Модуль напряжения узла 2
DB	Модуль в децибелах	VDB(R1)	Модуль напряжения на резисторе R1 в децибелах
P	Фаза	VBEP(Q1)	Фаза напряжения база-эмиттер транзистора Q1
Q	Групповая задержка: d(фаза)/d(частота)	IAG(T1)	Ток выводов А линии Т1
R	Действительная часть	IBR(Q1)	Действительная часть базового тока транзистора
I	Мнимая часть	II(R1)	Мнимая часть тока резистора R1

используются те же форматы, что приведены в таблице 5. Но при этом к ним добавляются суффиксы, приведенные в таблице 6.

Олег Петраков,
petrakov@mtu-
net.ru

Продолжение следует

Простая система настройки для УКВ ЧМ приемника

Предлагаемая простая аналоговая система настройки может быть встроена практически в любой УКВ ЧМ приемник. Система обеспечивает автоматический поиск следующей станции при нажатии на кнопку "Up" или "Down", затем включается система АПЧ, поддерживающая точную настройку.

В последнее время бурными темпами развивается ЧМ-радиовещание в диапазоне УКВ. В нашей стране вещание ведется сразу в двух диапазонах: 65,8–73 МГц (стандарт OIRT) и 88–108 МГц (стандарт CCIR). Первый из этих диапазонов обычно называют "УКВ", а второй – "FM", хотя это не совсем верно: оба диапазона лежат в области ультракоротких волн, и оба они используют частотную модуляцию ЧМ, или FM – Frequency Modulation. Основное отличие в вещании на этих диапазонах заключается в способе передачи стереосигнала. "Наш" стандарт использует систему с полярной модуляцией, а "импортный" стандарт – систему с пилот-тоном. Кроме того, отличается максимальная девиация несущей частоты: ± 50 кГц и ± 75 кГц соответственно.

В системе с полярной модуляцией поднесущая с частотой 31,25 кГц модулируется амплитудно-разностным сигналом $A - B$ и складывается с суммарным сигналом $A + B$. В результате получается полярно-модулированный сигнал. При модуляции передатчика поднесущая

подавляется на 14 дБ с помощью режекторного контура с добротностью 100 ± 5 . Для декодирования такого сигнала в приемнике достаточно иметь каскад восстановления поднесущей и два диодных детектора, на выходе которых получаются сигналы левого (A) и правого (B) каналов. Таким образом, эта система изначально была ориентирована на простой стереодекодер. Однако при попытках создать высококачественный стереодекодер проявляются некоторые недостатки системы. Прежде всего, это необходимость точного восстановления поднесущей (на 14 дБ контуром с добротностью 100). Отклонение этих параметров ухудшает разделение стереоканалов. Кроме того, система не была ориентирована на применение синхронного детектирования, а обычный амплитудный детектор имеет повышенные нелинейные искажения. Выделение же опорной частоты для синхронного детектора из амплитудно-модулированной поднесущей затруднено.

Система с пилот-тоном [1] изначально была ориентирована на применение

синхронного детектирования и суммарно-разностных (матричных) стереодекодеров. В этой системе поднесущая 38 кГц модулируется амплитудно-разностным сигналом ($A - B$). В качестве суммарного сигнала ($A + B$) в матричных стереодекодерах используется тональная часть сигнала с частотой детектора приемника. Для получения опорной частоты синхронного детектора передается специальный пилот-тон частотой 19 кГц. При модуляции передатчика пилот-тон подавляется на 20 дБ, а поднесущая подавляется полностью, остаются лишь боковые полосы. Таким образом, благодаря применению синхронного детектирования, резко снижены нелинейные искажения. Кроме того, не требуется восстановления поднесущей с высокой точностью. Система вообще малочувствительна к отклонению уровня и даже фазы поднесущей.

Система с полярной модуляцией существует лишь благодаря многочисленному парку старых радиоприемников. С течением времени она все больше вытесняется системой с пилот-тоном.

Известно, что при стереофоническом приеме отношение сигнал/шум на выходе приемника намного хуже (на 20 дБ и более), чем при монофоническом приеме. Основной шум содержится в разностном сигнале ($A - B$). Поэтому современные стереодекодеры для улучшения отношения сигнал/шум автоматически сужают полосу и снижают уровень сигнала ($A - B$) на входе матрицы при ухудшении условий приема. При этом

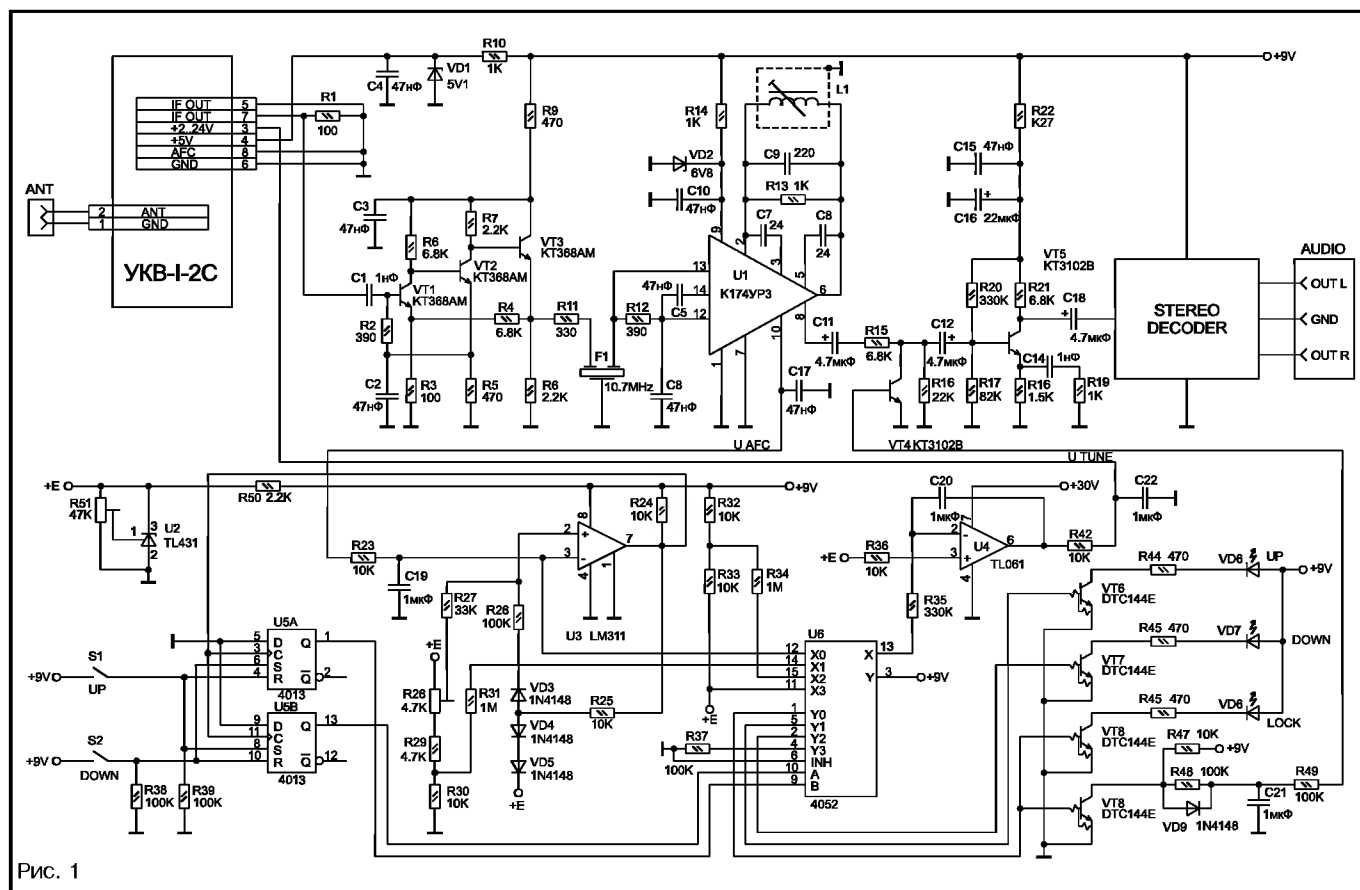


Рис. 1

вместо повышения уровня шумов несколько ухудшается разделение стереоканалов, что субъективно менее заметно [2]. Этот принцип используется, например, в тюнерах некоторых моделей автомобильных магнитол фирмы "Pioneer".

Вернемся к системе настройки приемника. В отличие от системы на основе синтезатора частот, предлагаемая система настройки может работать в любом диапазоне. Она непосредственно не привязана к какой-либо конкретной частоте приема. Благодаря тому что система не содержит микропроцессора и переключающихся цифровых схем, отсутствуют помехи со стороны цифровой части. При этом обеспечивается наилучшее отношение сигнал/шум и максимальная чувствительность приемника. Незначительным недостатком устройства является отсутствие индикации номера принимаемой станции.

Необходимым условием для встраивания системы в приемник является наличие электронного блока настройки и сигнала АПЧ. Электронная настройка обычно осуществляется с помощью варикапов, на которые подают управляющее напряжение от 3 до 24 В в зависимости от частоты настройки. Современные высокочастотные блоки приемников часто имеют более узкий диапазон напряжения настройки: примерно от 1 до 9 В. Предлагаемая система позволяет работать с любым диапазоном напряжения настройки, нужный диапазон обеспечивается соответствующим выбором напряжения питания ОУ U4 (рис. 1). Сигнал АПЧ представляет собой постоянную составляющую выходного сигнала частотного детектора и может быть получен с помощью ФНЧ. Возможен случай, когда этот сигнал имеет обратную полярность (т. е. при расстройке по частоте вниз сигнал АПЧ увеличивается). Нужная полярность может быть получена с помощью одного ОУ, на котором следует собрать усилитель с коэффициентом передачи -1.

На рис. 1 показана полная схема УКВ ЧМ приемника. В качестве входного блока использован готовый блок УКВ-I-2С. Вместо него с успехом может быть применен входной блок от автомагнито-

лы зарубежного производства или самодельный входной блок. Нужно отметить, что любой входной блок может быть легко переделан на нужный диапазон путем замены катушек гетеродинного и входного контуров.

С выхода УКВ-блока сигнал промежуточной частоты 10,7 МГц поступает на апериодический усилитель, собранный на транзисторах VT1–VT3. С выхода усилителя сигнал поступает на пьезокерамический полосовой фильтр F1, который формирует полосу пропускания приемника. Сигнал с выхода фильтра поступает на специализированную микросхему U1, которая содержит усилитель-ограничитель ПЧ, частотный детектор и предварительный усилитель звуковой частоты. Встроенный частотный детектор выполнен на основе балансного модулятора. Необходимый для его работы сигнал, сдвинутый по фазе относительно входного, получается с помощью колебательного контура L1C9. Добротность этого контура определяет крутизну преобразования. Необходимая добротность задана резистором R13. С выхода предварительного усилителя звуковой частоты (вывод 8) сигнал поступает на усилительный каскад на транзисторе VT5, далее – на стереодекодер. Цепочка R19C14 компенсирует неравномерность АЧХ тракта на высоких частотах. Цепи коррекции предискажений должны входить в состав стереодекодера. В качестве напряжения АПЧ используется выходное напряжение частотного детектора (вывод 10), отфильтрованное с помощью ФНЧ R23C19.

Рассмотрим работу системы настройки при поиске радиостанции вверх по частоте (рис. 2а). Когда приемник не настроен на станцию, напряжение АПЧ имеет некоторое среднее значение (в данном случае – около 3 В). Приблизительно такое же напряжение должно быть установлено с помощью подстроечного резистора R51 в точке +Е. Для запуска процесса поиска необходимо нажать кнопку "Up". При этом триггер U5B устанавливается, а U5A – сбрасывается. На аналоговый мультиплексор U6 поступает адрес =1. Мультиплексор через резистор R31 подключает на вход

интегратора U4 напряжение, немного меньшее, чем +Е. Выходное напряжение интегратора (а оно является напряжением настройки) начинает увеличиваться. Вместе с ним увеличивается частота настройки приемника (участок, обозначенный стрелкой R на рис. 2а). Когда частота настройки начнет приближаться снизу к частоте несущей одной из работающих радиостанций, напряжение АПЧ уменьшается. Когда оно достигает порога, установленного подстроечным резистором R28, компаратор U3 переключается и сбрасывает оба триггера U5A и U5B. При этом на мультиплексор поступает адрес =0, и он подключает на вход интегратора напряжение АПЧ, осуществляющее точную подстройку частоты. Напряжение на выходе интегратора (и частота настройки приемника) меняются до тех пор, пока напряжение АПЧ не станет равным напряжению +Е. А это соответствует точной настройке (участок, обозначенный стрелкой AFC на рис. 2а). В это время выход компаратора находится в состоянии высокого логического уровня, что обеспечивается цепочкой гистерезиса VD3–VD5, R25–R27. Эта цепочка построена таким образом, что при срабатывании компаратора порог поднимается чуть выше напряжения +Е. На рис. 2 напряжение порога компаратора обозначено Uthr.

Для поиска радиостанции вниз по частоте необходимо нажать кнопку "Down". При этом триггер U5B сбрасывается, а U5A – устанавливается. На аналоговый мультиплексор U6 поступает адрес =2. Мультиплексор через резистор R34 подключает на вход интегратора U4 напряжение, немного большее, чем +Е. Выходное напряжение интегратора при этом начинает уменьшаться. Вместе с ним уменьшается частота настройки (участок, обозначенный стрелкой R на рис. 2б). Когда частота настройки начнет приближаться сверху к частоте несущей одной из радиостанций, напряжение АПЧ сначала увеличивается. Если компаратор U3 был до этого включен, то он выключается. Напряжение АПЧ достигает максимума, потом начинает уменьшаться, становится равным +Е в момент точной настройки, затем падает дальше. Когда оно достигает установленного порога, компаратор U3 переключается и сбрасывает оба триггера. При этом мультиплексор подключает на вход интегратора напряжение АПЧ, которое возвращает напряжение настройки обратно, обеспечивая точную подстройку частоты (участок, обозначенный стрелкой AFC на рис. 2б). Если бы у компаратора отсутствовала цепочка гистерезиса, то он сбросился бы уже при точной настройке, и попытка осуществить поиск вниз привела бы к повторному захвату той же станции.

Второй канал мультиплексора U6 используется для управления светодиодами. Во время поиска вверх включается светодиод "Up", при поиске вниз –

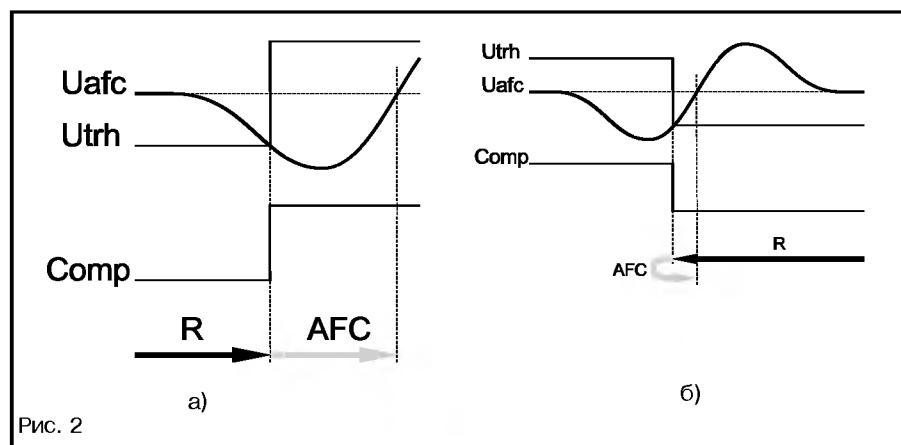


Рис. 2

светодиод "Down". Когда станция найдена и работает АПЧ, горит светодиод "Lock".

Во время поиска выходной сигнал приемника отключается (реализуется бесшумная настройка). Для этого выходное напряжение микросхемы U1 шунтируется транзистором VT4. Управляет этим транзистором каскад на VT9, который запирает VT4, когда зажигается светодиод "Lock". Цепочка R48C21VD9 обеспечивает задержку включения сигнала на время, необходимое системе АПЧ для захвата частоты.

Регулировку системы настройки производят в следующей последовательности. Вначале следует установить нужное значение напряжения +Е. Для этого заземляют вход напряжения настройки УКВ-блока и измеряют напряжение АПЧ. Такое же значение устанавливают подстроечным резистором и для +Е. Если тракт ПЧ приемника реализован по-другому, то пределы регулировки +Е могут оказаться недостаточными снизу. В таком случае следует установить дополнительный делитель или вместо U2

применить подходящий стабилизатор другого типа. Затем подстроечным резистором R28 следует установить порог компаратора так, чтобы система уверенно захватывала станции. Если этот порог слишком близок к +Е, то система настройки будет останавливаться от воздействия помех. Если порог слишком далек от +Е, то система будет пропускать станции. Когда приемник настроен на станцию и работает АПЧ, нужно уточнить регулировку напряжения +Е по наилучшему приему (этой регулировкой выводят частотный детектор на середину линейного участка).

Питается система настройки двумя напряжениями: +9 В и +30 В. Первое может лежать в пределах +5...+12 В, второе зависит от диапазона напряжения настройки примененного входного блока и может варьироваться в широких пределах.

Вместо LM311 можно использовать KP554CA3 или одну половинку LM393 (LM2903). TL061 можно заменить KP544УД1, KP140УД8. Отечественный аналог 4013 – K561ТМ2 или K176ТМ2, 4052

– K561КП1. Вместо транзисторов DTC144Е можно применить любые маломощные p-n транзисторы, добавив в базовую цепь делитель из одинаковых резисторов сопротивлением 10...47 К. Тракт ПЧ можно выполнить по другой схеме или взять готовый. Главное, чтобы он обеспечивал напряжение АПЧ. Стереодекoder можно выполнить по любой схеме. Хороший стереодекoder для системы с полярной модуляцией описан в [2]. Выпускаются также специализированные микросхемы стереодекодера системы с полярной модуляцией и двухсистемного стереодекодера в серии K174. Для системы с пилот-тоном существует множество специализированных микросхем импортного производства. В качестве примера на рис. 3 приведена схема простого стереодекодера на основе микросхемы AN7421 фирмы Matsushita.

**Сергей Петровский,
wubblick@yahoo.com**

Литература

1. В. Поляков. Стерефоническая система радиовещания с пилот-тоном. Радио, № 4, 1992 г.
2. К. Филатов. Стереодекoder с адаптивно регулируемой полосой пропускания. Радио, № 11, 1986 г.

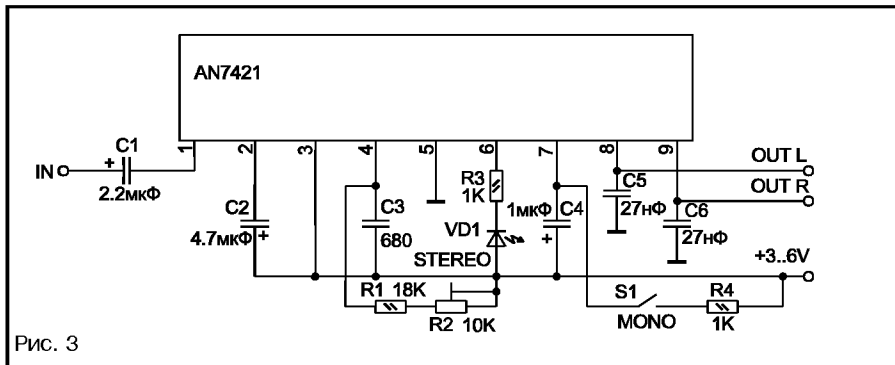


Рис. 3

Оптоэлектронные коммутаторы серии K294КП

Оптоэлектронные коммутаторы сигналов и нагрузки постоянного и переменного тока серии K294, так называемые “твердотельные реле”, представляют собой гибридные интегральные микросхемы с гальванической развязкой между входом и выходом. По большинству технических характеристик и функциональным возможностям эти приборы превосходят электромеханические и герконовые реле, трансформаторные и оптоэлектронные устройства на транзисторах и тиристорах, успешно конкурируя с ними во многих областях техники.

В настоящее время в состав серии K294, разработанной и выпускаемой ЗАО “СИНТЭК”, входят несколько десятков типов микросхем. В таблице 1 приведены значения их квалификационных параметров (коммутируемое напряжение $U_{\text{ком}}$ и максимальное выходное сопротивление $R_{\text{вых.м}}$ во включенном состоянии при коммутации максимально допустимого постоянного тока $I_{\text{ком.м}}$). Как следует из таблицы 2, функциональная схема “твердотельного реле” сравнительно проста. Входным элементом всех микросхем является светодиод, а выходные

параметры прибора в полном объеме определяются типом используемого ДМОП транзистора, служащего коммутатором сигнала или нагрузки. Это обстоятельство обусловило унификацию оптоэлектронных коммутаторов серии K294 по основным электрическим характеристикам и предельно допустимым режимам эксплуатации (таблицы 3, 4). Подробному анализу статических и динамических параметров типовых представителей серии K294, а также рекомендациям по их применению будет посвящен цикл статей, подготовленный к публикации в ближайших номерах

журнала.

Следует отметить разнообразие конструктивных вариантов исполнения оптоэлектронных коммутаторов серии K294. Последняя цифра в условном обозначении микросхемы указывает на разновидность применяемых корпусов, габаритные размеры которых представлены в таблице 5.

Номенклатурный ряд микросхем серии K294 планируется значительно расширить как в сторону коммутации больших токов, так и в сторону “твердотельных реле” малой мощности в корпусах для поверхностного монтажа. Для особых условий применения могут быть предложены модифицированные приборы со встроенной схемой ограничения выходного тока, повышенной помехоустойчивостью по входу или с “мягкой” характеристикой выключения. Уникальные возможности, которые предоставляет высококачественная гибридная интегральная технология, в сочетании с запатентованными ЗАО “СИНТЭК” конструкторскими решениями, позволяют продвинуть оптоэлектронные коммутаторы серии K294 в область напряжений изоляции между входом и выходом более 5000 В, что крайне важно для построения высоконадежных систем, использующих гальваническую развязку цепей управления и нагрузки.

Таблица 1

Функциональное назначение	Условное обозначение по АДБК.431160.790ТУ	$U_{\text{ком}} = 60 \text{ В}$		$U_{\text{ком}} = 400 \text{ В}$	
		$R_{\text{вых.м}}, \text{ Ом}$	$I_{\text{ком}}, \text{ А}$	$R_{\text{вых.м}}, \text{ Ом}$	$I_{\text{ком.м}}, \text{ А}$
Одноканальное реле постоянного тока	K294КП1АП1 K294КП1АП3	0,2	2,5		
	K294КП1ВП1 K294КП1ВП3			4,0	0,6
	K294КП5АП1 K294КП5АП4	0,1	4,0		
	K294КП5ВП1 K294КП5ВП4			2,0	0,9
Одноканальное реле постоянного и переменного тока	K294КП2АП1 K294КП2АП3	0,4	2,0		
	K294КП2ВП1 K294КП2ВП3			8,0	0,45
	K294КП7АП2 K294КП7АП4	0,2	3,0		
	K294КП7ВП2 K294КП7ВП4			4,0	0,7
	K294КП3АП2	0,2	2,0		
Двухканальное реле постоянного тока	K294КП3ВП2			4,0	0,45
	K294КП6АП2	0,1	3,0		
	K294КП6ВП2			2,0	0,7
Двухканальное реле постоянного и переменного тока	K294КП4АП2	0,4	1,5		
	K294КП4ВП2			8,0	0,34

Таблица 2

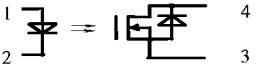
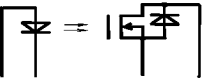
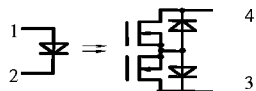
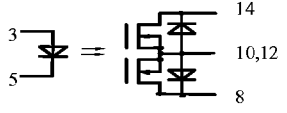
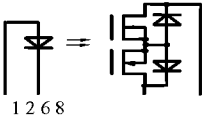
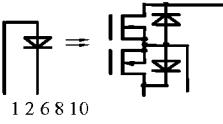
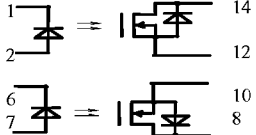
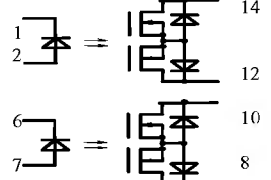
Одноканальный оптоэлектронный коммутатор постоянного тока в корпусе МСШ4-03		Одноканальный оптоэлектронный коммутатор постоянного тока в корпусе 4L SIP8	
К294КП1АП1, К294КП1ВП1 К294КП5АП1, К294КП5ВП1		К294КП1АП3, К294КП1ВП3 К294КП5АП4, К294КП5ВП4	
Одноканальный оптоэлектронный коммутатор постоянного и переменного тока в корпусе МСШ4-03		Одноканальный оптоэлектронный коммутатор постоянного и переменного тока в корпусе 151.15-8	
К294КП2АП1, К294КП2ВП1		К294КП7АП2, К294КП7ВП2	
Одноканальный оптоэлектронный коммутатор постоянного и переменного тока в корпусе 4L SIP8		Одноканальный оптоэлектронный коммутатор постоянного и переменного тока в корпусе 5L SIP10	
К294КП2АП3, К294КП2ВП3		К294КП7АП4, К294КП7ВП4	
Двухканальный оптоэлектронный коммутатор постоянного тока в корпусе 151.15-8		Двухканальный оптоэлектронный коммутатор постоянного и переменного тока в корпусе 151.15-8	
К294КП34АП2, К294КП3ВП2 К294КП6АП2, К294КП6ВП2		К294КП4АП2, К294КП4ВП2	

Таблица 3. ($T_{окр} = 25^{\circ}\text{C}$).

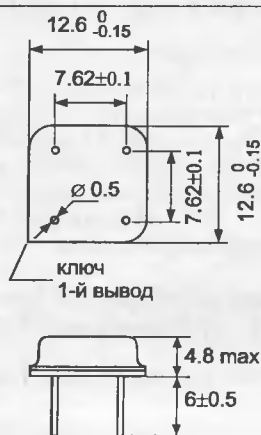
Наименование параметра	Обозначение	Единицы измерения	Минимум	Типовое значение	Максимум	Режим измерения
Входное напряжение	$U_{вх}$	В	1,1	1,2	1,5	$I_{вх}=5\text{ мА}$
Выходное сопротивление в открытом состоянии	$R_{вых.м}$	Ом	См. таблицу 1			$I_{вх}=5\text{ мА}$, $I_{вых}=I_{ком}$
Ток утечки на выходе в закрытом состоянии	$I_{ут}$	мкА		0,1	100	$U_{вх}=0,8\text{ В}$, $U_{вых}=U_{ком}$
Напряжение изоляции	$U_{из}$	В	1500 ¹ 3000 ²			$T=1\text{ мин}$
Сопротивление изоляции	$R_{из}$	Ом		10^{11}		$U_{из}=500\text{ В}$
Время включения	$T_{вкл}$	мс		4	6	$U_{вых}=60\text{ В}$
Время выключения	$T_{выкл}$	мс		1	2	$U_{вых}=60\text{ В}$

Примечание: 1 – для корпусов МСШ4-03, 151.15-8; 2 – для корпусов 4L SIP8, 5L SIP10.

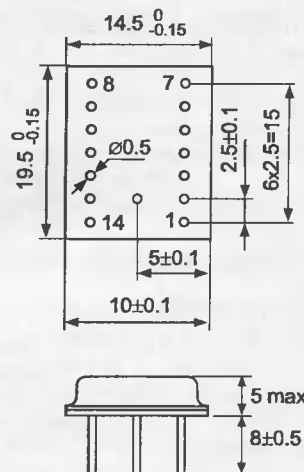
Таблица 4. Предельно допустимые режимы эксплуатации ($T_{окр}$: от -45 до $+85^{\circ}\text{C}$).

Параметры режима	Обозначение	Единицы измерения	Минимум	Максимум	Примечание
Входной ток во включенном состоянии	$I_{вх}$	мА	2	25	
Входной импульсный ток	$I_{вх.имп}$	мА		150	$T_{имп}=100\text{ мкс}$
Входное напряжение в выключенном состоянии	$U_{вх}$	В	$-3,5$	0,8	
Напряжение коммутации	$U_{ком}$	В			См. таблицу 1
Тепловое сопротивление корпус – среда	$R_{т}$	С/Вт		45	
Рабочий диапазон температур	$T_{окр}$	С	-45	85	
Максимальная температура кристалла	$T_{кр.}$	С		125	
Мощность рассеяния на один канал	P	Вт	$P = I_{ком}^2 R_{вых.м}$, при $T_{окр} < 25^{\circ}\text{C}$; $P = I_{ком}^2 R_{вых.м} (125 - T_{окр}) / 100$, при $T_{окр} > 25^{\circ}\text{C}$		Значения $I_{ком}$ и $R_{вых.м}$ в соответствии с таблицей 1

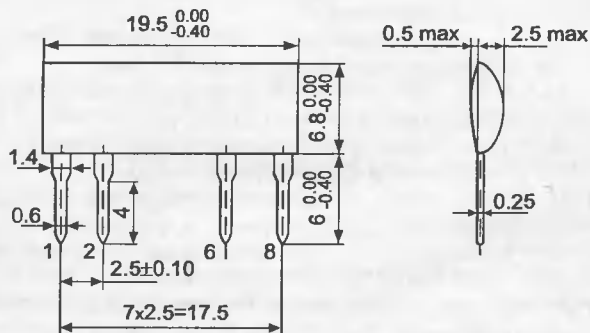
Таблица 5



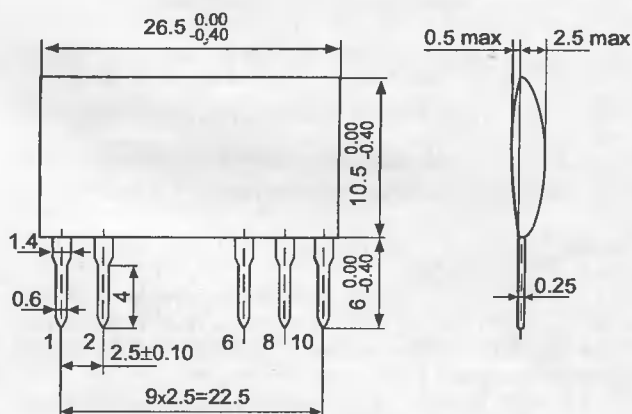
Высоконадежный, герметичный металло-стеклянный корпус МСШ4-03. Последняя цифра в условном обозначении микросхемы – 1



Высоконадежный, герметичный металло-стеклянный корпус 151.15-8. Последняя цифра в условном обозначении микросхемы – 2



Высоконадежный однорядный пластмассовый корпус, сформированный свободной заливкой 4LSIP8. Последняя цифра в условном обозначении микросхемы – 3.



Высоконадежный однорядный пластмассовый корпус, сформированный свободной заливкой 5LSIP10. Последняя цифра в условном обозначении микросхемы – 4.

Дмитрий Барановский,
syntec@orel.ru

(Продолжение. Начало № 1–2/2000, № 1–2/2001)

Линейные стабилизаторы напряжения широкого применения

Linear Technology (<http://www.linear-tech.com>) является явным лидером по номенклатуре выпускаемых линейных стабилизаторов напряжения. Ниже приводятся краткие данные, позволяющие разработчику сориентироваться в этом море предлагаемых микросхем. Конечно, не все изделия доступны в единичных количествах, да и сроки поставок могут превысить считающиеся нормой 6–9 недель, однако столь широкий перечень выпускаемых изделий позволяет надеяться, что вам удастся подобрать компоненты от Linear Technology, удовлетворяющие вас не только по характеристикам, но и по цене, срокам и объему поставок.

1. Положительные относительно общего провода

Регулируемые:

- LT1020, 100 мА – микромощный стабилизатор и компаратор;
- LT1020CS, 100 мА – микромощный стабилизатор и компаратор;
- LT1083-ADJ, 7,5 А – стабилизатор с малым падением напряжения;
- LT1084-ADJ, 5 А – стабилизатор с малым падением напряжения;

ния;

LT1086, 1,5 А – стабилизатор с малым падением напряжения регулируемый и фиксированный на 2,85 В, 3,3 В, 3,6 В, 5 В, 12 В;

LT1087, 5 А – стабилизатор с малым падением напряжения с температурно-чувствительным входом;

LT1117, 800 мА – стабилизатор с малым падением напряжения;

LT1120A, 100 мА – микромощный регулятор и компаратор с режимом Shutdown;

LT1120, 100 мА – микромощный регулятор и компаратор с режимом Shutdown;

LT1121, 150 мА – микромощный стабилизатор с малым падением напряжения и режимом Shutdown;

LT1129, 700 мА – микромощный стабилизатор с малым падением напряжения и режимом Shutdown;

LT1521, 300 мА – стабилизатор с малым падением напряжения и микропотреблением;

LT1529, 3 А – стабилизатор с малым падением напряжения, микропотреблением и режимом Shutdown;

LT1579, 300 мА – сдвоенный регулятор для батарейных источников питания;

LT1580, 7 А – стабилизатор с малым падением напряжения;

LT1581, 10 А – стабилизатор с малым падением напряжения;

LT1584, 7 А – стабилизатор с малым падением напряжения и быстрым откликом;

LT1585, 4,6 А – стабилизатор с малым падением напряжения и быстрым откликом, регулируемый и фиксированный;

LT1585A, 5 А – стабилизатор с малым падением напряжения и быстрым откликом;

LT1587, 3 А – стабилизатор с малым падением напряжения и быстрым откликом, регулируемый и фиксированный;

LT1761, 100 мА – стабилизатор с малым уровнем шумов и микропотреблением в SOT-23;

LT1762 Series, 150 мА – регулятор с микропотреблением и малым уровнем шумов;

LT1763 Series, 500 мА – регулятор с микропотреблением и малым уровнем шумов.

На фиксированное напряжение 1,5 В

LT1585A-1,5 – фиксированный стабилизатор на 1,5 В, 4,6 А и 5 А с малым падением напряжения и быстрым откликом;

LT1587, 3 А – фиксированный и регулируемый стабилизатор на 3 А с малым падением напряжения и быстрым откликом;

LT1587-1,5 – фиксированный стабилизатор на 1,5 В, 3 А с малым падением напряжения и быстрым откликом.

На фиксированное напряжение 2,5 В

LT1118-2,5 – малое IQ, малое падение напряжения, 800 мА, стабилизированный источник/приемник тока, фиксированные 2,5 В;

LT1580-2,5, 7 А – стабилизатор с очень малым падением напряжения, фиксированный на 2,5 В;

LT1581-2,5, 10 А – стабилизатор с очень малым падением напряжения, фиксированный на 2,5 В;

LT1761, 100 мА – малошумящий с малым падением напряжения и микропотреблением в корпусе SOT-23;

LT1762 Series, 150 мА – малошумящий с малым падением напряжения и микропотреблением;

LT1763 Series, 500 мА – малошумящий с малым падением напряжения и микропотреблением.

На фиксированное напряжение 2,85 В

LT1086, 1,5 А – регулируемый и фиксированный стабилизатор с малым падением напряжения на 2,85 В, 3,3 В, 3,6 В, 5 В, 12 В;

LT1117-2,85, 800 мА – стабилизатор с малым падением напряжения на 2,85 В;

LT1118-2,85 малое IQ, малое падение напряжения, 800 мА, – стабилизированный источник/приемник тока, фиксированные 2,85 В.

На фиксированное напряжение 3,0 В

LT1761, 100 мА – малошумящий с малым падением напряже-

ния и микропотреблением в корпусе SOT-23;

LT1762 Series, 150 мА – малошумящий с малым падением напряжения и микропотреблением;

LT1763 Series, 500 мА – малошумящий с малым падением напряжения и микропотреблением.

На фиксированное напряжение 3,3 В

LT1084-FIXED, 5 А – фиксированный с малым падением напряжения;

LT1085-FIXED, 3 А – фиксированный с малым падением напряжения;

LT1086, 1,5 А – регулируемый и фиксированный с малым падением напряжения на 2,85 В, 3,3 В, 3,6 В, 5 В, 12 В;

LT1117-3,3, 800 мА – фиксированный с малым падением напряжения;

LT1121-3.3 – микромощный фиксированный с малым падением напряжения и режимом Shutdown;

LT1129-3.3, 700 мА – микромощный фиксированный с малым падением напряжения и режимом Shutdown;

LT1521-3.3, 300 мА – микромощный фиксированный с малым падением напряжения;

LT1528, 3 А – фиксированный с малым падением напряжения для использования с микропроцессорами;

LT1529-3.3, 3 А – микромощный фиксированный с малым падением напряжения и режимом Shutdown;

LT1584, 7 А – стабилизатор с малым падением напряжения и быстрым откликом, регулируемый;

LT1585, 4,6 А – стабилизатор с малым падением напряжения и быстрым откликом, регулируемый и фиксированный;

LT1585A-3.3, 5 А – стабилизатор с малым падением напряжения и быстрым откликом, фиксированный на 3,3 В;

LT1587, 3 А – регулируемый и фиксированный стабилизатор с малым падением напряжения и быстрым откликом;

LT1761, 100 мА – малошумящий с малым падением напряжения в корпусе SOT-23;

LT1762 Series, 150 мА – малошумящий, с малым падением напряжения и микропотреблением;

LT1763 Series, 500 мА – малошумящий, с малым падением напряжения и микропотреблением.

На фиксированное напряжение 3,38 В

LT1584, 7 А – стабилизатор с малым падением напряжения и быстрым откликом, регулируемый;

LT1585, 4,6 А – стабилизатор с малым падением напряжения и быстрым откликом, регулируемый и фиксированный.

На фиксированное напряжение 3,45 В

LT1584, 7 А – стабилизатор с малым падением напряжения и быстрым откликом, регулируемый;

LT1585, 4,6 А – стабилизатор с малым падением напряжения и быстрым откликом, регулируемый и фиксированный;

LT1587, 3 А – стабилизатор с малым падением напряжения и быстрым откликом, регулируемый и фиксированный.

На фиксированное напряжение 3,6 В

LT1085-FIXED, 3 А – стабилизатор с малым падением напряжения фиксированный;

LT1086, 1,5 А – стабилизатор с малым падением напряжения и быстрым откликом, регулируемый и фиксированный на 2,85 В, 3,3 В, 3,6 В, 5 В, 12 В;

LT1584, 7 А – стабилизатор с малым падением напряжения и быстрым откликом, регулируемый;

LT1585, 4,6 А – стабилизатор с малым падением напряжения и быстрым откликом, регулируемый и фиксированный;

LT1587, 3 А – стабилизатор с малым падением напряжения и быстрым откликом, регулируемый и фиксированный.

На фиксированное напряжение 5,0 В

LT1083-FIXED, 7,5 А – стабилизатор с малым падением напряжения фиксированный;

LT1084-FIXED, 5 А – стабилизатор с малым падением напряжения фиксированный;

LT1085-FIXED, 3 А – стабилизатор с малым падением напряжения фиксированный;

LT1086, 1,5 А – стабилизатор с малым падением напряжения и быстрым откликом, регулируемый и фиксированный на 2,85 В, 3,3 В, 3,6 В, 5 В, 12 В;

LT1117-5, 800 мА – стабилизатор с малым падением напряжения фиксированный;

LT1118-5, малое IQ, малое падение напряжения, 800 мА – стабилизированный источник/приемник тока, фиксированные 5 В;

LT1121-5, 150 мА – микропотребляющий с малым падением напряжения фиксированный с режимом Shutdown;

LT1123, 5 В – драйвер с малым падением напряжения;

LT1129-5, 700 мА – микропотребляющий с малым падением напряжения фиксированный с режимом Shutdown;

LT1529-5, 3 А – стабилизатор с малым падением напряжения, малым током и режимом Shutdown;

LT1761, 100 мА – малощумящий с малым падением напряжения и микропотреблением в корпусе SOT-23;

LT1762 Series, 150 мА – малощумящий с малым падением напряжения и микропотреблением;

LT1763 Series, 500 мА – малощумящий с малым падением напряжения и микропотреблением.

На фиксированное напряжение 12 В

LT1083-FIXED, 7,5 А – стабилизатор с малым падением напряжения, фиксированный;

LT1084-FIXED, 5 А – стабилизатор с малым падением напряжения, фиксированный;

LT1085-FIXED, 3 А – стабилизатор с малым падением напряжения фиксированный;

LT1086, 1,5 А – стабилизатор с малым падением напряжения и быстрым откликом, регулируемый и фиксированный на 2,85 В, 3,3 В, 3,6 В, 5 В, 12 В.

Сверхбыстрые для питания контроллеров ЦПУ

LT1573 – драйвер с малым падением напряжения;

LT1575 – сверхбыстрый (tm) фиксированный и регулируемый контроллер;

LT1577 – сдвоенный сверхбыстрый (tm) фиксированный и регулируемый контроллер.

С малым падением для удаленных цепей с отдельной цепью обратной связи

LT1087, 5 А – регулируемый с малым падением и термочувствительными входами;

LT1038 – 10-амперный регулируемый стабилизатор.

На фиксированное напряжение 5,0 В

LT1003, 5 В, 5 А – регулятор напряжения.

С управлением логическим сигналом

LT1035, 3 А – контроллер с логическим управлением;

LT1036, 3 В – контроллер с логическим управлением.

2. Отрицательные относительно общего провода

С малым падением регулируемые

LT1175, 500 мА – отрицательный с малым падением напряжения, микропотребляющий;

LT1185, 3 А – стабилизатор с малым падением напряжения и регулируемым ограничением по выходному току.

С малым падением фиксированные на –5 В

LT1175, 500 мА, – отрицательный с малым падением напряжения, микропотребляющий.

Со стандартным падением регулируемые

LT1033, 3 А, – отрицательный регулируемый;

LT1761, 100 мА, – малощумящий с малым падением напряжения и микропотреблением в корпусе SOT-23.

Валерий Авербух

206vniims@vniiofi.ru