

В.Л. ШИЛО

**ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ  
АНАЛОГОВЫЕ  
ИНТЕГРАЛЬНЫЕ  
МИКРОСХЕМЫ**

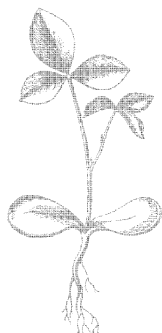
Советско-венгерская  
библиотека по радиоэлектронике

---

В. Л. Шило

**ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ  
АНАЛОГОВЫЕ  
ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ**

Москва «Радио и связь» 1982



ББК 32.852.3

Ш59

УДК 621.382.8.037.33

**Шило В. Л.**

**Ш59** Функциональные аналоговые интегральные микросхемы. — М.: Радио и связь, 1982. — 128 с., ил. — (Советско-венгерская б-ка по радиоэлектронике).

45 к.

Приводятся сведения о четырех классах специализированных функциональных интегральных микросхем. Рассматриваются тенденции развития и схемотехника наиболее популярных видов интегральных микросхем преобразователей цифра — аналог и аналог — цифра, интегральных таймеров, преобразователей напряжение — частота, а также схем фазовой автоподстройки.

Значительное место отведено применению в аппаратуре перемещающих преобразователей код — аналог, таймеров и других интегральных схем.

Для инженерно-технических работников, специализирующихся в области применения интегральных микросхем. Может быть полезна студентам, радиолюбителям.

Ш  $\frac{2403000000-066}{046(01)-82}$  64-82

ББК 32.852.3

6Ф.03

Рецензент: канд. техн. наук Е. И. ГАЛЬПЕРИН

**Редакция литературы по электронной технике**

**Валерий Леонидович Шило**

**Функциональные аналоговые  
интегральные микросхемы**

Редактор *М. М. Лисина*. Художественный редактор *Н. С. Шейн*.

Технический редактор *Т. Н. Зыкина*. Корректор *Н. М. Давыдова*

**ИБ № 46**

---

Сдано в набор 8.12.81 г. Подписано в печать 10.03.82 г.  
Г-06410 Формат 84×108<sup>1</sup>/<sub>32</sub> Бумага тип. № 3 Гарнитура литературная  
Печать высокая Усл. печ. л. 6,72 Усл. кр.-отт. 7,095 Уч.-изд. л. 8,99  
Тираж 40 000 экз. Изд. № 19727 Зак. № 169 Цена 45 к.  
Издательство «Радио и связь». 101000 Москва, Главпочтамт, а/я 693

---

Типография издательства «Радио и связь» Госкомиздата СССР  
101000 Москва, ул. Кирова, д. 40

© Издательство «Радио и связь», 1982

## Предисловие

Предлагаемая читателю книга посвящена аналоговым интегральным микросхемам (ИС) повышенной степени интеграции. Эти схемы в отличие от хорошо известных ИС общего применения — операционных усилителей (ОУ), компараторов, стабилизаторов — имеют, как правило, строго очерченный круг выполняемых функций. Аналогично микропроцессорам (МП) функциональные аналоговые ИС (особенно те, которые сопрягаются с МП) снабжаются функциональными схемами и описаниями. В связи с этим появляется много новых обозначений. Опытный разработчик, владеющий иностранными языками, отмечает, что разрозненные словесные модели далеко не адекватны. Это объясняется различием норм литературного языка, особенностями терминологии, принятой в различных странах, и рядом других традиций. Переход к новому уровню элементарных узлов устройства и к методу его словесного описания (вместо изучения принципиальной электрической схемы) весьма усложняет работу над статьями и книгами, посвященными этой тематике. Появилась необходимость подробнее разъяснять происхождение терминов.

Весь материал разделен на три главы. Глава 1, самая большая по объему, посвящена состоянию техники преобразования цифра — аналог и аналог — цифра. Здесь более подробно рассмотрены структура и применение КМОП-преобразователей, а также вопросы сопряжения преобразователей с МП.

В гл. 2 дано описание принципа действия и схем применения одной из самых первых функциональных ИС — таймера NE555. Эта ИС массового применения хорошо работает как универсальный ждущий или автогенерирующий мультивибратор. Она используется также в качестве ключевых и пороговых устройств. На примере этой схемы, имеющей относительно небольшую степень интеграции, удобно овладеть методикой применения функциональных ИС.

Дальнейший шаг в наращивании степени интеграции привел к созданию ИС (гл. 3), содержащих все звенья петли фазовой автоподстройки (ФАП). В настоящее время эти ИС обеспечивают высокую точность работы в диапазоне частот до 1 МГц, но некоторые ИС работают и в радиочастотном диапазоне до 50 МГц. Предлагаемые в гл. 3 сведения позволяют ознакомиться с составными частями ФАП, их работой, а также способами применения как этих отдельных частей, так и комплектных ИС ФАП.

Несмотря на небольшой объем данной книги автор надеется, что информация будет полезна разработчикам аппаратуры, радиолюбителям (в расчете на них изложен материал гл. 2), а также разработчикам ИС и студентам соответствующих специальностей.

Редакция литературы по электронной технике и автор будут благодарны читателям за замечания по этой книге и отклики на нее, направленные по адресу: 101000, Москва, Главпочтамт, а/я 693.

## 1. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЦИФРА — АНАЛОГ И АНАЛОГ — ЦИФРА

В настоящее время преобразователями формы сигналов из аналоговой в цифровую являются наиболее сложные аналоговые ИС. Во-первых, такие преобразователи отличаются большой степенью интеграции аналоговых и цифровых компонентов. Во-вторых, в преобразователях имеются прецизионные матрицы резисторов или конденсаторов, с помощью которых нормируются аналоговые уровни. Кроме того, на подложке ИС совместно изготавливаются разнородные элементы: высококачественные ОУ и компараторы, логика управления (а в последнее время и буферные устройства памяти), многоканальный аналоговый коммутатор, источник опорного напряжения. И, наконец, при создании ИС такого типа используются все технологические процессы.

Одним из важнейших требований к преобразовательным ИС является их совместимость с МП. Преобразователи аналог — цифра (АЦП) и цифра — аналог (ЦАП) являются необходимой частью микрокомпьютерной системы, построенной на МП и работающей в реальном масштабе времени. Разнотипность МП, которые считаются базовыми логическими узлами аппаратуры 80-х годов, препятствует стандартизации преобразователей.

Наиболее распространены МП, изготавливаемые по  $n$ -канальной МОП-технологии, причем классическим считается 8-разрядный МП серии 8080А и его модернизированные варианты: 8085 (8-разрядный) и 8086 (16-разрядный). Для них выпускается несколько десятков разнообразных цифровых БИС обслуживания. Вместе с тем это направление электроники энергично развивается, поэтому в распоряжении разработчиков систем имеются КМОП-, ТТЛ-, И<sup>2</sup>Л микропроцессоры.

Аналогичные тенденции имеют место и при проектировании преобразовательных БИС. Весьма удобной для проектирования массовых преобразователей оказалась КМОП-технология, однако широко используются и все виды биполярных структур, которые позволяют повысить быстродействие и в ряде случаев не использовать трудоемкую операцию подгонки резисторов. Самые сложные и дорогостоящие аналоговые подсистемы обработки данных часто выпускаются в виде гибридных или многокристалльных ИС.

Современное состояние преобразовательной техники необходимо рассматривать с двух точек зрения: применяемые технологические процессы и методы преобразования сигналов. Оба эти направления находятся в тесной взаимосвязи: технологи стремятся к единому процессу, позволяющему упростить серийное изготовление ИС, которые состоят порой из несовместимых элементов; схемотехники изобретают новые структуры преобразователей как с целью улучшения электрических параметров изделий, так и для реализации преимуществ новых технологических процессов.

В данной главе рассмотрим устройство и особенности применения преобразователей, различающихся как по параметрам, так и по конструктивному исполнению, а также познакомимся с тенденциями развития таких БИС.

## 1.1. Совместимость с микропроцессорами

Функционально полные, совместимые с МП преобразователи (входные — АЦП, выходные — ЦАП), должны содержать на кристалле логику, имеющую трехшинную структуру (шины данных, команд, памяти) и обеспечивающую работу со взаимно дополняющими кодами. Структура БИС, предназначенной для обработки текущих данных (data acquisition system), показана на рис. 1.1. К преобразователю МП обращается с помощью шины команд. По шине данных он получает от преобразователя цифровые коды. Посредством специальных команд МП может обмениваться данными с БИС памяти, а также синхронизировать работу всей микрокомпьютерной системы.

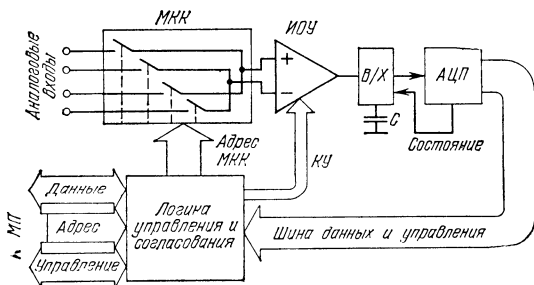


Рис. 1.1. Структура системы обработки данных, совместимой с микропроцессором:

МКК — многоканальный аналоговый коммутатор; ИОУ — измерительный ОУ; КУ — код установки усиления; В/Х — выборка — хранение; АЦП — преобразователь аналог — цифра

Преобразовательная БИС и МП окажутся при проектировании системы совместимыми, если совпадают их электрические стыковочные параметры, соответствует длина слов, а также логическое устройство преобразователя будет приспособлено к приему команд управления от МП. Для этого, во-первых, желательно, чтобы электрические уровни выходных сигналов преобразовательной БИС можно было непосредственно передавать на шины данных МП любого типа (это же требование относится и к командам). Для обеспечения электрической совместимости универсальных преобразователей с МП, построенными на униполярных или биполярных структурах, у многих таких БИС выходные ключи могут работать как от высоковольтного (15 В), так и от низковольтного (5 В) питания. Для переключения режима выходных сигналов предназначается обычно специальный вывод ИС.

В большинстве случаев для удобства организации шины данных в системе выходные ключи преобразователей выполняются по схеме с тремя электрическими состояниями: включено, выключено и разомкнуто. Выходы ключей с тремя состояниями, принадлежащие разным ИС, можно соединять параллельно (выполнять операцию ИЛИ), но выходы ИС на шину должны работать поочередно. У неработающих ИС выходы данных по команде переводятся в разомкнутое состояние.

Во-вторых, необходимо обеспечить логическую совместимость по длине цифровых слов. Например, преобразователь, работающий с разрешающей способностью 0,1%, должен давать 10-разрядные слова. Однако наиболее распространенные сейчас МП построены по 8-разрядной структуре. В таком случае 10-разрядное слово, выработанное преобразователем, надо разделить на два: 8- и 2-разрядное. Для приема этих двух слов — байтов — МП должен дать преобразователю служебную команду.

При обратном преобразовании в аналог двух полных 8-разрядных слов МП может обслуживать 16-разрядный преобразователь цифра — аналог. Разработчик преобразователя общего применения должен предусмотреть его совместимость и с более мощными МП (например, 12- или 16-разрядными).

Совместимость по системе команд (запуск, остановка, длина цикла преобразования и др.) — это третий вопрос, возникающий при подключении подсистемы (рис. 1.1) к различным МП.

Детально ознакомиться с методами решения этих задач совместимости целесообразно на конкретных примерах. Отметим, что МП не имеют принципиальной схемы и изучить их принцип действия можно только по детальному описанию. Определенную трудность представляют многочисленные мнемонические обозначения выводов МП и его команд, составляемые из сокращений русских или английских слов.

Рассмотрим преобразователь цифра — аналог AD7522 (рис. 1.2) [2]. Эта ИС построена на КМОП-структурах и является 10-разрядным перемножающим преобразователем (подробнее о схемотехнике и применении таких преобразователей см. § 1.8). Преобразователь имеет буферные цифровые устройства: входные логические ключи и накопительный регистр, что позволяет ему принимать непосредственно код от малоразрядного МП двумя байтами. Регистр «зашелкивает» информационные слова на то время, когда выполняются вспомогательные команды. Чтобы сформировать выходное напряжение, пропорциональное коду, к преобразователю необходимо подключить внешний ОУ и источник опорного напряжения.

Входной буферный регистр принимает код в виде двух байтов (8 и 2 бит), которые последовательно поступают в накопительный регистр. Внутренний 10-разрядный преобразователь с аналоговыми ключами и резистивной матрицей переводит суммарный код в эквивалентный ему уровень аналогового тока  $I_{вых}$ .

Загрузку преобразователя можно также провести параллельными или последовательными кодами (8- или 10-разрядным). На рис. 1.2, б показана схема подачи сигналов от МП, а на рис. 1.2, в приведена диаграмма работы системы МП — преобразователь. По шине данных МП, имеющей 8 проводов с 8-разрядным кодом (младший значащий разряд  $D_0$  — старший  $D_7$ ), на 10 входов преобразователя подается вначале 8-разрядное слово (от  $DB_0$  до  $DB_7$ ), содержащее младшие значащие разряды ( $MЗР$ ) информации.

Это слово (байт  $MЗР$ ) записывается в буферный регистр по положительному фронту stroba младшего байта. Эта команда обозначается мнемоническим сокращением  $LBS$  — low byte strobe. Байт с двумя старшими значащими разрядами ( $CЗР$ , байт  $DB_8$  и  $DB_9$ ) переводится в буферный регистр преобразователя по положительному фронту stroba старшего байта (команда  $HBS$  — high byte strobe). Если сигнал загрузки преобразователя  $LDAC$  (load digital to analog converter) имеет высокий уровень, а регистр поступает пол-

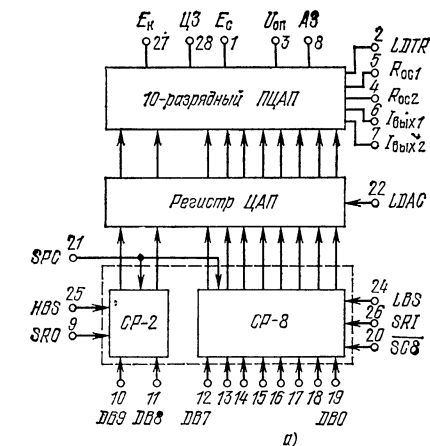
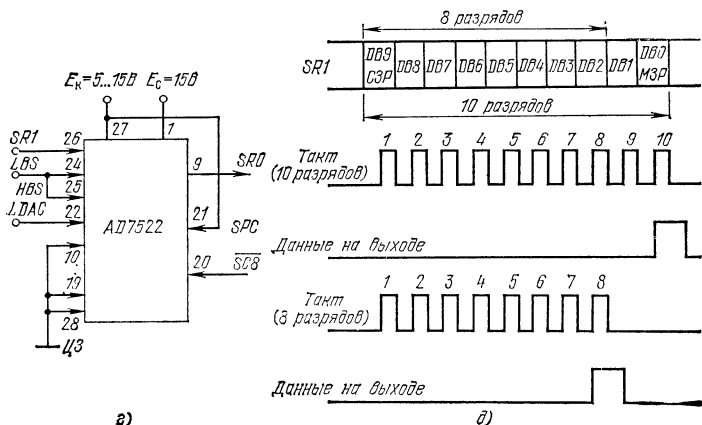
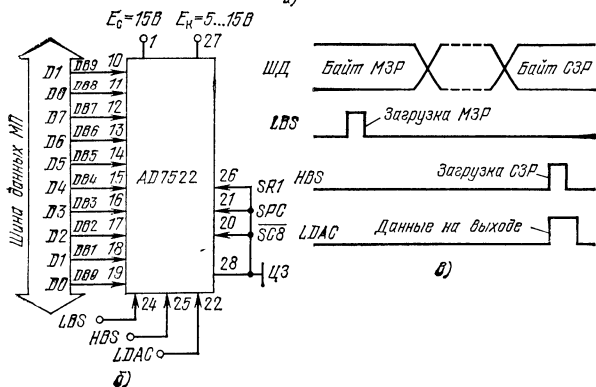


Рис. 1.2. Перемножающий 10-разрядный преобразователь цифра — аналог (ПЦАП) AD7522:

а — структурная схема; б — подключение к шинам данных и команд 8-разрядного МП (D0 ... D7 — шина данных МП, DB0 ... DB9 — входы ПЦАП); в — временная диаграмма работы системы; г — работа ПЦАП в режиме последовательного выхода данных; д — временная диаграмма режима последовательного выхода данных







структура 12-разрядного АЦП AD574. Эта ИС двухкристальной конструкции. Она имеет две части: аналоговую и цифровую, расположенные на разных кристаллах. Цифровая часть синхронизирует работу системы, принимает от МП команды, передает коды в регистры МП.

Аналоговая часть обеспечивает высокоточное квантование входного сигнала. Этот кристалл по схеме идентичен ЦАП AD565, устройство которого будет рассмотрено в следующем параграфе. На аналоговом кристалле расположены также источник опорного напряжения  $U_{оп}$  и все прецизионные резисторы.

В схеме АЦП AD574 имеются два резистора (с номиналами 6 и 5 кОм), используемые для переключения шкалы входного сигнала (соответственно  $U_c \leq 20$  В и  $U_c \leq 10$  В), и резисторы (10 и 3 кОм), служащие для перехода к двухполярным входным сигналам. Все резисторы подвергаются лазерной подгонке еще на технологическом этапе неразделенной «шайбы» (вафли).

Цифровой кристалл содержит логическое устройство (ЛУ), перерабатывающее команды МП и управляющее с помощью шины управления выходами (ШУВ) выходным буферным устройством (ВБУ). Схема ВБУ построена на ключах с тремя устойчивыми состояниями. Для обеспечения прямого подключения к 8-, 12- и 16-разрядным МП выходы разделены на 3 группы по 4 выхода. Преобразователь AD574 работает по методу последовательных приближений, поэтому на цифровом кристалле расположен регистр последовательных приближений (РПП). Там же содержится схема генерации тактовых импульсов и аналоговый компаратор.

Чтобы можно было изготовить высококачественный компаратор на одном кристалле с цифровой структурой, разработчики выполнили логику как малопотребляющую биполярную И<sup>2</sup>Л-типа. Компараторная схема остируется до точности, соответствующей 1/10 от градации МЗР, с помощью процесса замыкания стабилитронов (так называемый *zener zapping*).

Рассмотрим режимы передачи 12-разрядного кода в различные МП. Выходы ВБУ можно непосредственно присоединить к шине данных МП. Соответственно команде, полученной по шине управления от МП, выходные данные можно прочесть как одно 12-разрядное слово или как два байта. В одном из них будет 8 значащих разрядов, во втором, также 8-разрядном, будет 4 значащих разряда и 4 разряда должны передаваться нулями.

Преобразователь AD574 имеет следующую систему команд. Если ЛУ (рис. 1.3) получает команду начала преобразования, в РПП устанавливается код «все нули» и разрешается прохождение тактовых импульсов. Начавшийся цикл не может стартовать еще раз или остановиться. Существенно, что на ВБУ промежуточные, текущие коды не поступают.

РПП последовательно проводит стандартный цикл преобразования по методу последовательных приближений, в конце цикла он возвращает в ЛУ импульс, так называемый «флаг» — сигнал конца преобразования (КП). При этом ЛУ отключает тактовую последовательность от РПП и переводит флаг выходного состояния преобразователя (status — STS) на низкий уровень. В этот момент поступает разрешение на считывание кода, накопленного в РПП.

У преобразователя AD574 два вида входов управления: основные ( $CE$ ,  $\overline{CS}$  и  $R/\overline{C}$ ) и вспомогательные для переключения режимов внутреннего регистра (12/8 и  $A_0$ ). Последние два входа служат

для выбора формата выходных данных (12 или 8 разрядов) и длины цикла преобразования (выбор вида байта —  $A_0$ ). Основные входы управления типичны для современных преобразователей. Начало преобразования и разрешение считывания обеспечивается командами  $CE$  (clock enable — разрешение для тактовой последовательности),  $\overline{CS}$  (chip select — выбор кристалла, точнее — доступ к преобразователю) и  $R/\overline{C}$  (read/convert) — взаимно-обратные сигналы считывания и запрета преобразования.

Для запуска преобразователя необходимо установить по упомянутым входам следующее соотношение кодов:  $CE=1$ ,  $\overline{CS}=0$ ,  $R/\overline{C}=0$ . Считывание информации разрешается, если  $CE=1$ ,  $\overline{CS}=0$  и  $R/\overline{C}=1$ .

Если преобразователь подключен к МП, то во-первых, от выхода МП  $R/\overline{W}$  (read/write — считывание/запись) на вход  $R/\overline{C}$  подается 0, во-вторых, сигналом  $\overline{CS}=0$  выбирается преобразователь, обслуживающий в данный момент МП. Затем подается положительный старт-импульс на вход  $CE$  [3]. В режиме считывания устанавливается код  $R/\overline{C}=1$ . В упрощенном режиме на вход  $CE$  подается положительный потенциал, а на  $R/\overline{C}$  — уровень напряжения, соответствующий выбираемому режиму, причем для запуска преобразователя отрицательный фронт перепада напряжения на этом входе должен иметь длительность 200 нс. После окончания преобразования на вход  $R/\overline{C}$  надо подать положительный потенциал, чтобы получить данные в ВБУ.

Преобразователь имеет еще два входа управления:  $A_0$  (выбор байта) и  $12/\overline{8}$  (выбор формата данных). Почти всегда вход  $12/\overline{8}$  постоянно присоединяют к высокому или низкому потенциалу (к одной из шин питания). В первом случае разрешен выход данных по всем 12 выходам, во втором обеспечивается работа с 8-разрядными шинами, но адресация этих разрядов определяется состоянием входа  $A_0$ .

Если в период считывания потенциал на входе  $A_0$  низкий, разрешается выход для кодов восьми старших разрядов (по выводам от 20 до 27). Если на  $A_0$  подан высокий потенциал, то запрещается выход старших разрядов, а на выводах от 24 до 27 представлены 4 младших разряда. В этом режиме средние разряды отображаются нулями.

Подав перед преобразованием на вход  $A_0$  определенный сигнал, можно управлять длиной цикла преобразования. Полный 12-разрядный цикл закончится через 25 мкс, если перед началом преобразования потенциал  $A_0$  удерживается низким. Высокий уровень, поданный на  $A_0$  перед стартом, даст 8-разрядный цикл (16 мкс). Сигнал  $A_0$  удерживается на высоком (или низком) уровне, пока выход флага состояния  $STS$  имеет высокий уровень. Сигнал имеет высокий уровень в начале цикла и переходит на низкий уровень, если цикл закончен.

При работе с МП линией  $A_0$  можно управлять по командам начала преобразования и считывания.

Электрическая схема ИС AD574 построена так, что позволяет этому преобразователю работать с однополярными входными сигналами 0...10 В (или 0...20 В) либо с двухполярными сигналами 0...±5 В (или 0...±10 В). Схемы включения для этих режимов показаны на рис. 1.4. В преобразователе применен источник опорного напряжения 10,00 В (±1%) со стабилитроном, выполненным



скоростными ненасыщающимися дифференциальными переключателями токов, а также резисторы масштаба входного сигнала (два резистора по 5 кОм) и резистор балансировки (9,95 кОм). На выходе ключевой части выделяется ток  $I_{\text{вых}}$ , который с большой точностью соответствует входному 12-разрядному коду. Время нарастания выходного тока между уровнями 10...90% от полной шкалы сигнала составляет 35 нс, а установление до точности  $\pm 1/2$  от уровня МЗР 200 нс. ИС AD565 потребляет мощность 255 мВт. Пленочные резисторы из кермета SiC юстируются с помощью лазера до точности  $\pm 1/8$  от уровня МЗР (0,013%) на этапе получения полупроводниковой шайбы. Малые собственные шумы и долговременные дрейфы гарантируются объемным («подложечным») опорным стабилитроном, который имеет характеристики, соответствующие лучшим дискретным стабилитронам. Давший очень хорошую линейность процесс лазерной подгонки позволяет точно установить абсолютное значение  $U_{\text{оп}} = 10,000 \text{ В}$  ( $\pm 1\%$ ) и его температурный коэффициент. Типовое значение температурного ухода коэффициента передачи преобразователя код — аналог составляет  $10^{-6}$  ( $1^\circ \text{C}$ ).

Монотонное поведение выходного аналогового сигнала требует, чтобы эта функция не уменьшалась при увеличении цифрового кода. Это означает, что дифференциальная (вблизи выбранной точки) линейность функции должна быть лучше значения одной ступеньки МЗР (как при  $25^\circ \text{C}$ , так и в заданном температурном диапазоне). При масштабе преобразования (полной шкале)  $U_{\text{шк}} = 10 \text{ В}$  изменение выходного напряжения из-за приращения кода на единицу МЗР составляет  $10 \text{ В} / 2^{12} = 10 / 4096 = 2,44 \text{ мВ}$ . Если измеренный уровень ступеньки равен 0,61 мВ (это  $1/4$  значения МЗР), ошибка дифференциальной линейности составляет  $3/4$  от МЗР (1,83 мВ). Для хороших преобразователей ошибка дифференциальной нелинейности (ДН) не должна превышать  $1/2$  МЗР, (т. е. 1,22 мВ), при этом если температурный коэффициент ДН составляет  $10^{-6}$  ( $1^\circ \text{C}$ ), то ДН при худших условиях (в пределах температур  $25 \dots 125^\circ \text{C}$ ) добавляет  $10^{-4} = 0,01\%$  ошибки.

Чтобы гарантировать точность параметров, все ИС AD565 проходят испытания на монотонность в полном рабочем диапазоне температур. Чтобы помехи от больших токов переключения цифровых ключей не влияли на аналоговую часть, нулевые («земляные») аналоговая и цифровая шины разделены. «Высококачественную заземляющую точку» преобразователя (вывод 5) необходимо соединить с аналоговой опорной точкой системы, в противном случае, если общий цифровой провод содержит помехи (до 200 мВ), они будут суммироваться на входе преобразователя с аналоговым входным сигналом.

### 1.3. Скоростной преобразователь цифра — аналог HI-562

ЦАП HI-562 (фирма Harris) — один из первых приборов, в котором сочетаются большая точность (12 бит) и малое время установления выходного сигнала ( $t_{\text{уст}} \leq 300 \text{ нс}$  до уровня 0,01%, что примерно соответствует  $1/2$  ступеньки МЗР). ИС изготовлена на основе биполярных структур с диэлектрической изоляцией; резисторы — пленочные, их юстировка осуществляется лазером [5].

Принципиальная схема преобразователя показана на рис. 1.6,а. Схема имеет 12 (по числу бит информации) цифровых входов (вы-

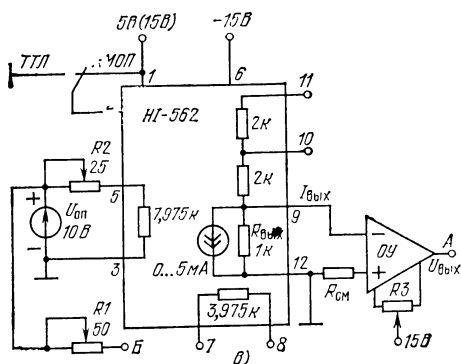
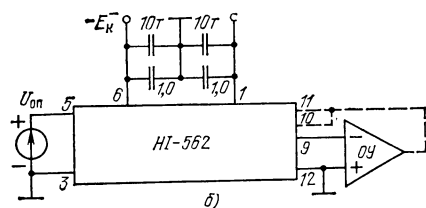
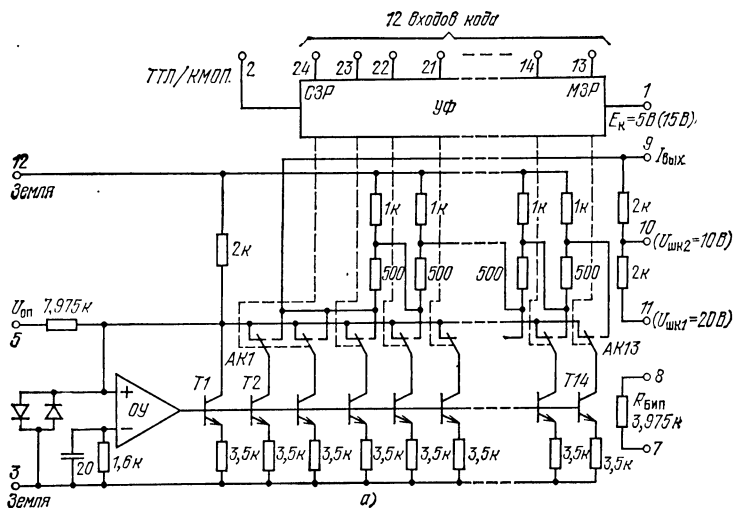
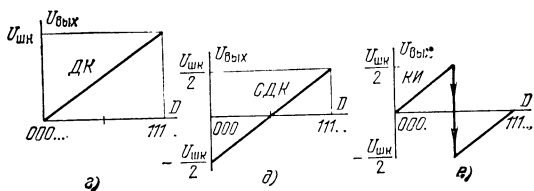


Рис. 1.6. Преобразователь  
цифра — аналог  
HI-562

а — принципиальная схема;  
б — подключение элементов  
развязки; в — базовая схема  
включения; г — е — переда-  
точные функции для разных  
кодов (ДК — двоичный код,  
СДК — смещенный двоичный,  
КИ — с инверсией старшего  
разряда)



воды от 13 до 24). Сигнал каждого входа поступает в устройство формирования (УФ), где получает сдвиг постоянного уровня, необходимый для перехода к аналоговым ключам  $AK1 \dots AK13$ , коммутирующим опорное напряжение на узлы резистивной матрицы со структурой  $R-2R$  ( $R=500 \text{ Ом}$ ).

Устройство формирования имеет вход управления (вывод 2), позволяющий переводить схему УФ в режим приема ТТЛ-уровней (вывод 2 заземлен при  $E_K=5 \text{ В}$ ) или КМОП-уровней (выводы 2 и 1 замкнуты,  $E_K=15 \text{ В}$ ). К ИС HI-562 требуется присоединять внешний источник опорного напряжения  $U_{оп}=10 \text{ В}$ . Он окажется нагруженным на резистор с номиналом 7,975 кОм, который в преобразователе нормирует шкалу входного тока. Этот ток втекает в суммирующую точку усилителя управления, состоящего из ОУ и 14 генераторов тока (транзисторы  $T1 \dots T14$ ). Генераторы токов  $T2 \dots T14$  имеют коммутируемые выходы и питают резистивную матрицу.

В ИС HI-562 аналоговые ключи имеют одинаковые скорости включения и выключения. Тем самым эффективно подавляются выбросы (glitches), которые могут возникнуть в аналоговых ключах при смене входной информации. Топология ИС спроектирована так, чтобы распределение тепла по подложке работающего преобразователя было равномерным и постоянным; это способствует достижению хорошей линейности передаточной характеристики 12-разрядного ЦАП.

Чтобы одновременно реализовать два параметра ИС — высокое быстродействие и большую точность, необходимо к выводам питания ИС подключить внешние фильтрующие конденсаторы (рис. 1.6б) с хорошими частотными свойствами. Схема подключения к ИС HI-562 внешних обслуживающих элементов показана на рис. 1.6в.

Для увеличения амплитуды выходного напряжения (которое не превышает 1 В при чисто резистивной нагрузке) к ИС подключается внешний ОУ, преобразующий выходной ток  $I_{вых}$  с помощью двух внутренних резисторов обратной связи (номиналы 2 кОм). Если учесть, что диапазон изменения  $I_{вых}=0 \dots 5 \text{ мА}$ , то при последовательном соединении этих резисторов получим напряжение выходной шкалы (при входном коде «все единицы»)  $U_{шк1}=5 \text{ мА} \times 4 \text{ кОм}=20 \text{ В}$ . Один резистор 2 кОм даст напряжение шкалы

Таблица 1.1

Соответствие входных кодов и выходного напряжения  
для преобразователя HI-562

Входной код D	Выходное напряжение $U_{вых}$		
	Двоичный код (ДК)	Смещенный двоичный код (СДК)	Код с инвертированным СЗР (КИ)
СЗР...МЗР	Двоичный код (ДК)	Смещенный двоичный код (СДК)	Код с инвертированным СЗР (КИ)
000 ... 000	0 В	$-U_{шк}/2$	0 В
011 ... 111	$U_{шк}/2 - U_{МЗР}$	$0 - U_{МЗР}$	$U_{шк}/2 - U_{МЗР}$
100 ... 000	$U_{шк}/2$	0 В	$-U_{шк}/2$
111 ... 111	$U_{шк} - U_{МЗР}$	$U_{шк}/2 - U_{МЗР}$	$0 - U_{МЗР}$

$U_{\text{шк } 2} = 10 \text{ В}$ , а при параллельном соединении этой пары получим  $U_{\text{шк } 3} = 5 \text{ В} = 5 \text{ мА} \cdot 1 \text{ кОм}$ .

Для того чтобы реализовать точность работы преобразователя на уровне 12 бит, в схему (рис. 1.6, в) введено четыре вспомогательных резистора. Резистором  $R3$  проводится балансировка ОУ, что позволяет в режиме однополярного выходного сигнала скомпенсировать напряжение смещения нуля. Резистором  $R1$  схема балансируется при двухполярном напряжении. Переменный резистор  $R2$  служит для установления требуемого максимального выходного напряжения с точностью до 0,1 мВ. Для этого входной резистор преобразователя имеет немного уменьшенный номинал  $8000 - 25 = 7975 \text{ Ом}$ .

Преобразователь может переводить в аналоговую форму три вида кодов: обычный, т. е. однополярный двоичный (binary), двухполярный смещенный двоичный (offset binary) и двухполярный с инвертированным старшим значащим разрядом (two's complement; инверсию СЗР производит внешний ключ-инвертор). Соответствие входных и выходных сигналов для этих кодов показано в табл. 1.1, где  $U_{\text{МЗР}}$  — напряжение, соответствующее градации МЗР. Передаточные характеристики преобразователя для трех кодов приведены на рис. 1.6, г—е.

Для работы в режимах одно- и двухполярного выходных сигналов в схеме (рис. 1.6, в) требуется произвести соединения выводов ИС, а также точек  $A$  и  $B$  согласно табл. 1.2. Там же указан номинал резистора смещения  $R_{\text{см}}$ , способствующего компенсации ошибки сдвига нуля, возникающей на входе ОУ из-за значительно-го выходного сопротивления резисторов матрицы ( $R_{\text{вых}} = 1 \text{ кОм}$ ) и внутренних резисторов обратной связи. В указанных режимах ка-

Таблица 1.2

Соединения в схеме рис. 1.6, в для получения различных режимов работы преобразователя

Режим	$U_{\text{вых}}, \text{ В}$	Необходимо присоединить вывод ИС				Номинал $R_{\text{см}}, \text{ Ом}$
		7	8	10	11	
Однополярный	0...10	—	—	к $A$	—	667
	0... 5	—	—	к $A$	к 9	500
Двухполярный	10	к $B$	к 9	—	к $A$	667
	5	к $B$	к 9	к $A$	—	580
	2,5	к $B$	к 9	к $A$	к 9	444



либровка выходного напряжения проводится с помощью разных элементов схемы (рис. 1.6, в).

Для однополярного входного сигнала, во-первых, требуется скомпенсировать напряжение смещения нуля. Для этого устанавливаем входной код «все нули», с помощью резистора  $R3$  получаем  $U_{вых} = 0$ . Во-вторых, калибруется полное выходное напряжение  $U_{шк} - U_{МЗР}$  (см. табл. 1.1). С этой целью подаем входной код «все единицы», а с помощью резистора  $R2$  устанавливаем  $U_{вых} = 4,9988$  В (при  $U_{шк} = 5,0000$  В) или  $U_{вых} = 9,9976$  В (при  $U_{шк} = 10,0000$  В).

При двухполярном режиме работы для кода «все нули» с помощью  $R1$  получаем требуемое минимальное выходное напряжение  $-U_{шк}/2$  (т. е.  $-10$ ,  $-5$ ,  $-2,5$  В). Установив код старшего разряда — единицу (в остальных разрядах нули), с помощью резистора  $R2$  можем получить  $U_{вых} = 0$  (см. табл. 1.1).

Точность и быстродействие преобразователя зависят от свойств внешнего ОУ. Для обеспечения наибольшей точности при большом изменении температуры требуется ОУ с типовыми дрейфовыми характеристиками:  $TKU_{см0} = 5$  мкВ/°С и  $TK\Delta I_{вх} = 1$  нА/°С. Оптимальное быстродействие даст ОУ, имеющий время установления выходного сигнала (до точности 0,01%)  $t_{уст} \leq 1,5$  мкс. Вместо ИС HI-562 можно применять преобразователь KI108ПА1.

## 1.4. Регистр последовательных приближений

Чтобы ознакомиться с работой регистра последовательных приближений (РПП, successive approximation register — SAR) рассмотрим принцип действия специализированных цифровых ТТЛ ИС среднего уровня интеграции типов DM2502, 2503 и 2504 [6].

Принципиальная схема этих РПП представлена на рис. 1.7. Восьмиразрядные ИС DM2502 и 2503 отличаются по назначению вывода 1. ИС DM2504 — 12-разрядная. Она имеет последовательный выход и возможность наращивания числа разрядов. У ИС DM2502 есть выход последовательного кода, но нет возможности наращивания. ИС DM2503 не имеет последовательного выхода, но ее число разрядов можно увеличить. Рассматриваемые ИС достаточно multifunctional, поскольку с их помощью осуществляются режимы полного преобразования и короткого цикла, а также непрерывный или старт-стопный режимы преобразования. Регистры совместимы с преобразователями аналог — цифра, имеющими другие варианты кодов. Кроме того, РПП работает с высоким или низким активным логическим уровнями и может использоваться как кольцевой счетчик или преобразователь последовательного кода в параллельный.

Регистры имеют соответственно 8 или 12 одинаковых ячеек, сохраняющих коды разряда и изменяющих состояние при переключении тактового импульса от верхнего уровня к нижнему. В левой части схемы регистра располагается ячейка управления. Регистр по входу  $D$  последовательно принимает данные, которые при положительном перепаде тактового импульса поступают на информационные ячейки и выход последовательного кода  $DO$ . По сути, этот прибор работает как преобразователь последовательного кода в параллельный. Напомним, что на вход  $D$  в АЦП подается 1 или 0 от компаратора.

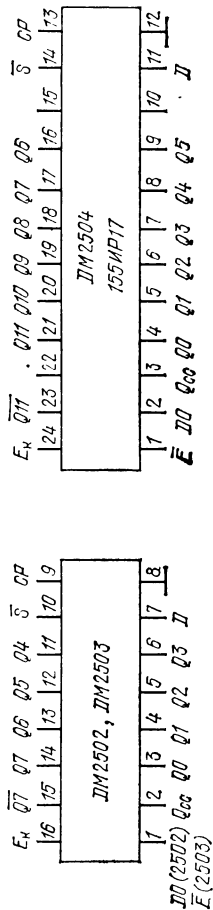
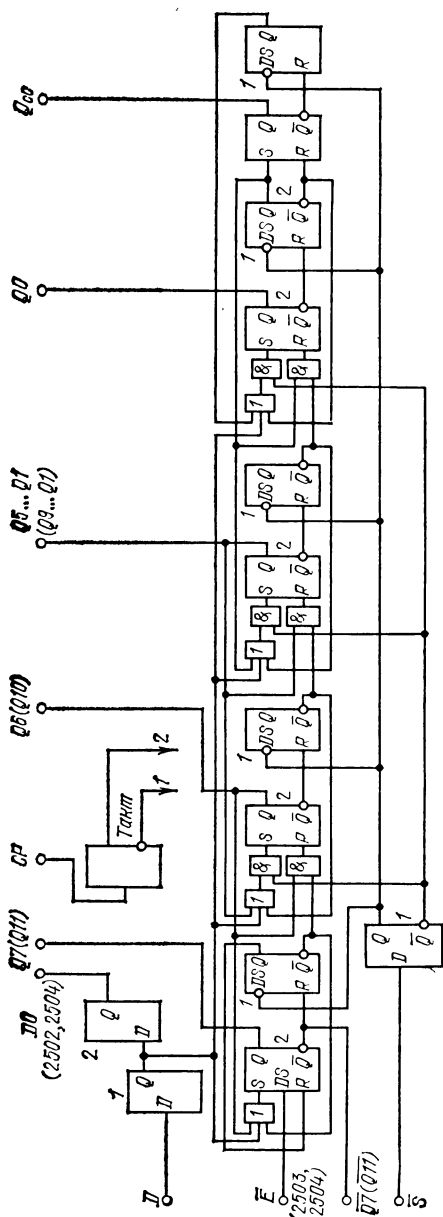


Рис. 1.7. Функциональная схема и цоколевки регистров последовательного приближения

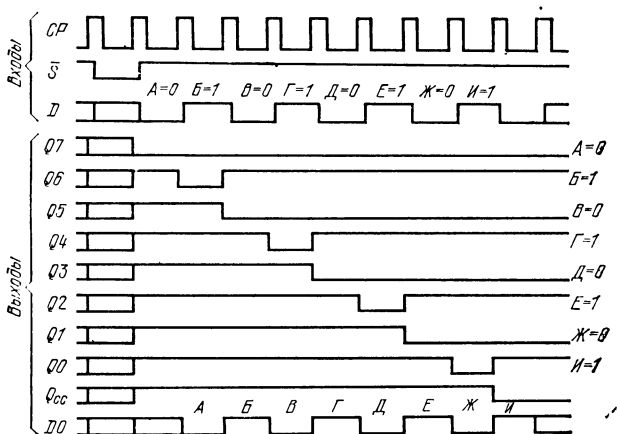
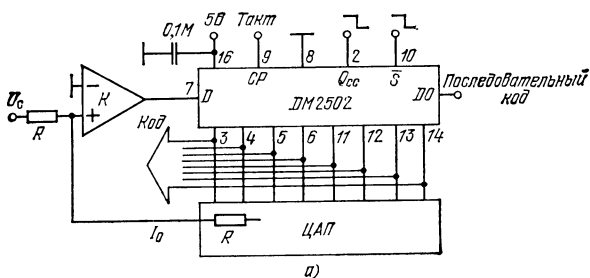
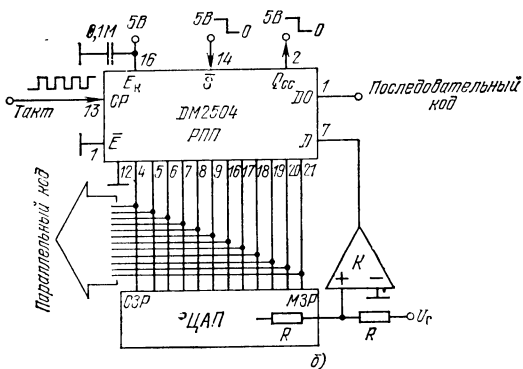


Рис. 1.8. Временная диаграмма работы регистра последовательного приближения



а)



б)

Рис. 1.9. Преобразователи аналог — цифра, построенные на базе регистров последовательного приближения (РПП):

а) 8-разрядный; б) 10-разрядный

Регистры управляются внутренним двухфазным генератором перекрывающихся тактовых импульсов. На вход *CP* (clock pulse — такт) поступает последовательность удвоенной частоты (см. диаграмму на рис. 1.8), выходными сигналами 1 и 2 управляются соответствующие RS- и D-триггеры ячеек.

На вход *E* (рис. 1.7) подается сигнал остановки регистра. Этот вход нужен при наращивании числа разрядов, а также при запрете преобразования (при этом на выходе *Q7* (*Q11*) появляется высокий уровень напряжения. На вход *E*, если наращивание не используется, подается нуль потенциала.

Вход *S* — стартовый; когда на него поступает низкий уровень, регистр за первый период тактового импульса сбрасывается (см. рис. 1.8). Выходы *Q<sub>i</sub>*, где  $0 < i < 7$  (или  $0 < i < 11$ ), информационные в прямом коде. Имеется выход старшего значащего разряда *Q7* (или *Q11*) в дополнительном коде. По выходу *Q<sub>сс</sub>* (conversion complete) получаем информацию о завершении преобразования, когда на этом выводе появляется низкий логический уровень. В результате полного цикла работы регистра кодовая последовательность, обозначенная на рис. 1.8 буквами *A...I*, появляется как параллельный код на выходах *Q0...Q7* и как последовательный код (со сдвигом на один такт) на выходе *D0*.

Более длинный регистр можно получить из схем, имеющих вход *E* (сигнал разрешения, enable, передаваемый активным низким уровнем), если соединить параллельно выходы: такт (*CP*), информационный (*D*) и стартовый (*S*). Выход импульса конца преобразования *Q<sub>сс</sub>* первого регистра присоединяется ко входу *E* младшего регистра. С целью экономии времени преобразования регистр может работать в режиме короткого цикла, если используются не все информационные разряды. В этом случае вместо сигнала *Q<sub>сс</sub>*, обозначающего завершение преобразования, используется выход необходимого младшего разряда.

На рис. 1.9 показаны схемы применения регистров последовательного приближения для построения 8- и 12-разрядного АЦП [7]. Двенадцатиразрядные преобразователи можно построить на регистрах последовательного приближения 155ИР17 (ТТЛ) и 564ИР13 (КМОП) и ЦАП К1108ПА1 либо 572ПА2 соответственно.

## 1.5. Преобразователь аналог — цифра типа AD571

ИС AD571 — это комплектный 10-разрядный АЦП, имеющий организацию входов управления, совместимую с системой команд массовых МП [4]. Выходные линии кодовых данных обслуживаются ключами с тремя устойчивыми состояниями, что позволяет параллельно соединять одноименные выходы нескольких преобразователей. Аналогично работает АЦП К1113ПВ1.

Структурная схема ИС AD571 показана на рис. 1.10, а. Преобразователь содержит: компаратор (*K*) с сопутствующей ему схемой управления двухполярным сдвигом (УДС), ЦАП, регистр последовательного приближения (РПП) с внутренней схемой генератора тактовых импульсов (ВГТИ), источник опорного напряжения  $U_{оп}$ , а также десять выходных ключей с тремя устойчивыми состояниями, которые образуют шину данных (ШД).

Назначение выводов 18-контактного корпуса преобразователя иллюстрируется рис. 1.10, б, а. Преобразователь работает от двух напряжений питания  $E^+_к = 5...15$  В и  $E^-_к = -15$  В (допустимо

$E^-_к = -12$  В). Для уменьшения вероятности возникновения ошибок преобразования из-за перекрестных помех сделаны два нулевых вывода: аналоговая земля АЗ и цифровая земля ЦЗ. Кроме десяти информационных выходов (от разряда 1—СЗР до разряда 10—МЗР) схема имеет вход аналогового сигнала  $U_{ac}$ , а также три

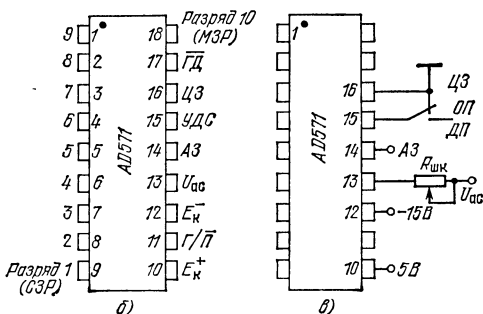
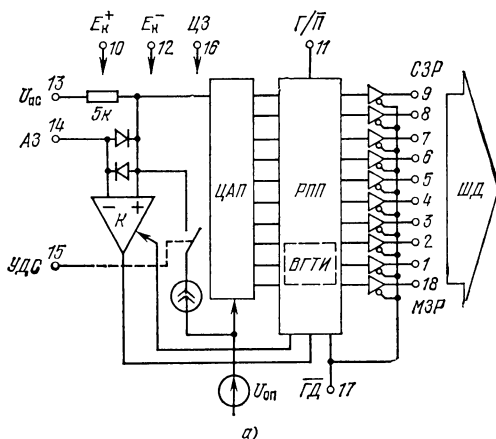


Рис. 1.10. Десятиразрядный АЦП AD571:

а — функциональная схема; б — его цоколевка; в — подключение элементов управления

входа для сигналов управления: Гашение (это же сигнал запрета: Преобразование) — Г/П, Готовность данных (с инверсией по уровню) — ГД и Управление двухполярным сдвигом — УДС.

Режимы входа УДС показаны на рис. 1.10, в. Если на вход УДС подан нулевой потенциал, преобразователь готов принимать однополярные (ОП) аналоговые сигналы в диапазоне  $0 < U_{ac} \leq 10$  В. При отключенном входе 15 имеет место двухполярный (ДП) режим работы:  $-5 В < U_{ac} < +5 В$ .

Однокристалльная конструкция ИС имеет следующие особенности. Схема РПП выполнена на основе И<sup>2</sup>Л-структур, а резистивная

матрица составлена из керметных резисторов (SiCr), изготовленных на поверхности кремния и подвергшихся лазерной юстировке номиналов (см. приложение 1).

Полное 10-разрядное преобразование выполняется за 25 мкс, причем во время преобразования разомкнутые выходные ключи не пропускают в ШД текущие коды (по missing codes). Без внешней калибровки точность установки напряжения полной шкалы преобразования  $U_{ac}=9,990$  В находится в пределах  $\pm 0,3\%$ , что гарантируется термокомпенсированным подповерхностным источником опорного напряжения. Для уточнения шкалы в цепь входа 13 включается многооборотный переменный резистор калибровки шкалы  $R_{шк}=15...50$  Ом с хорошей разрешающей способностью. Чтобы осуществлять при эксплуатации ИС такую калибровку, внутренний входной резистор преобразователя (см. рис. 1.10,а) при изготовлении ИС юстируется на номинал, несколько меньший 5 кОм. Для калибровки входной шкалы необходимо установить  $U_{ac}=9,990$  В (при  $U_{шк}=10,000$  В каждая градация МЗР «весит» 9,766 мВ) и с помощью переменного резистора получить переход выходного кода от 111...110 к коду «все единицы». При  $U_{шк}=10,240$  В ( $U_{мзр}=10,00$  мВ) номинал  $R_{шк}=200$  Ом. Удобно для этого соединить подстроечный резистор (100 Ом) и постоянный (100 Ом). Работу преобразователя AD571 в системе можно синхронизировать двумя способами: по одиночному импульсу преобразования (рис. 1.11,а) и непрерывно (рис. 1.11,б). Последний способ синхронизации удобен при работе нескольких АЦП на одну шину данных. Диаграмма рис. 1.11,а показывает, что процесс преобразования начинается после прихода на вход  $\Gamma/\Pi$  отрицательного импульса запуска преобразователя (ИПр).

Положительный фронт ИПр сбрасывает старые данные. Во время преобразования  $t_{пр}=25$  мкс на выходе  $\Gamma Д$ , отображающем готовность данных, имеется положительный импульс. В этот момент выходные ключи разомкнуты, поэтому промежуточные коды из преобразователя в ШД пройти не могут. По истечении времени  $t_{пр}=25$  мкс на выходах ШД фиксируются новые данные.

В диаграмме рис. 1.11,б для работы преобразователя и хранения данных отводится временное «окошко», вне которого выходы преобразователя разомкнуты. В пределах окна преобразователь запускается, выдает данные и останавливается. Такой режим называется старт-стопным. Как и в предыдущем случае, моменты старта и окончания преобразования разделены интервалом  $t_{пр}=25$  мкс. Оставшееся время до прихода на вход  $\Gamma/\Pi$  положительного фронта последовательности импульсов используется для считывания данных с выходов преобразователя. Положительный фронт входного импульса эти данные сбрасывает, а выходы преобразователя переводит в разомкнутое состояние.

Некоторые детали временной диаграммы старт-стопного режима показаны на рис. 1.11,в. Импульс запуска преобразователя (гашения, бланкирования предыдущих данных) не должен быть короче 2 мкс. Следует учитывать также задержку импульсов ( $>1,5$  мкс) по выходу  $\Gamma Д$  и по выходам данных ( $>0,5$  мкс). Эти особенности временной диаграммы определяются оптимальным согласованием с МП. Минимальное потребление мощности питания (150 мВт) соответствует исходным уровням диаграммы (рис. 1.11,б). Отметим, что, если во время преобразования вход  $\Gamma/\Pi$  получит высокий по-

тенциал, преобразование остановится, но состояния выходов  $\overline{ГД}$  и линий данных останутся без изменений. Импульс, превышающий по длительности 2 мкс, поданный во время преобразования на вход  $\overline{Г/П}$ , вызовет остановку преобразователя, очистку его от данных и старт нового цикла преобразования.

Следует помнить, что ИС AD571 имеет два нулевых вывода — раздельно от аналоговой и цифровой частей схемы (АЗ и ЦЗ). Через эти выводы на нулевую шину системы стекают токи, получен-

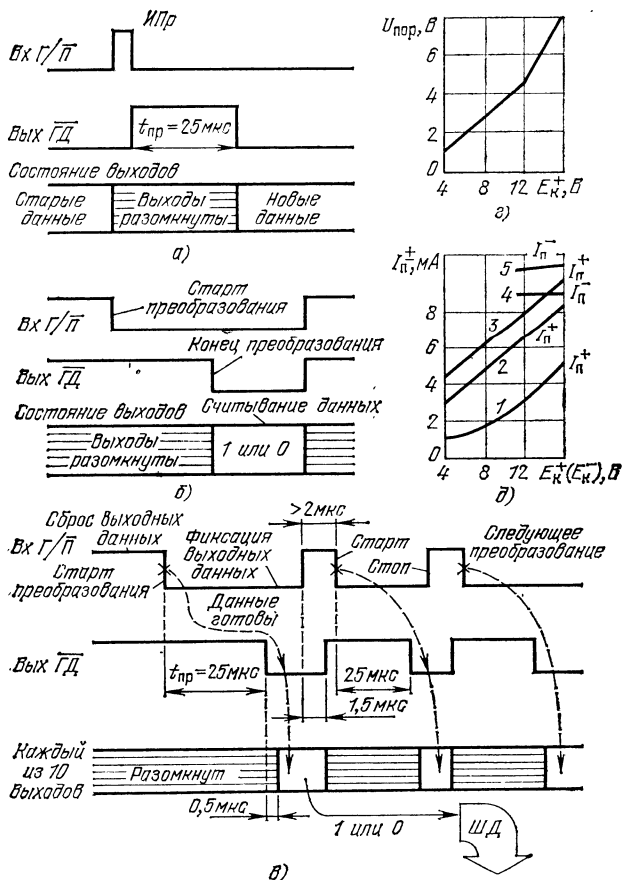


Рис. 1.11. Временные диаграммы работы ИС AD571 в режимах однократного запуска (а) и старт-стопном (б); детали старт-стопного режима (в), зависимость порогового напряжения логических ключей от напряжения питания (г), потребление токов питания (д) в различных режимах:

1, 4 — режим гашения; 2 — режим преобразования при  $U_c = 10 \text{ В}$ ; 3 — то же при  $U_c = 0 \text{ В}$ ; 5 — режим преобразования при  $0 < U_c < 10 \text{ В}$

ные от источника питания и прошедшие через ИС. Во время преобразования импульсы тока в точке АЗ превышают 2 мА. Когда преобразование закончено, этот ток постоянный (примерно 2 мА). Во время гашения данных (при  $U_{ac}=0$ ) стекающий ток равен 1 мА. Таким образом, ток через точку АЗ промодулирован в зависимости от  $U_{ac}$  и режима работы. Заметим поэтому, что здесь нельзя использовать емкостный фильтр для сглаживания помех, поскольку конденсатор затянёт переходный процесс помехи.

Между выводами АЗ и ЦЗ не должно быть выбросов напряжения больше 1 В. Если в системе АЗ и ЦЗ не соединяются, между этими выводами следует включить встречно два защитных диода.

Преобразователи особой группы AD571K могут работать при положительном напряжении питания до 15 В, поэтому их входы могут непосредственно получать сигналы от КМОП-логики. Пропорционально увеличению питающего напряжения  $E^+_k$  возрастает и пороговое напряжение  $U_{пор}$  логических ключей в схеме преобразователя (рис. 1.11,з). Потребляемый преобразователем ток зависит от напряжений питания  $E^+_k$  и  $E^-_k$  и от режимов работы (рис. 1.11,д).

Как было показано ранее (рис. 1.10,с), преобразователь может обрабатывать однополярные сигналы в пределах  $0 < U_{ac} < 10$  В, если его вывод 15 присоединить к ЦЗ. При отключенном выводе УДС в суммирующий узел внутреннего компаратора преобразователя подается смещающий ток и диапазон входных сигналов становится двухполярным ( $-5 \text{ В} < U_{ac} < +5 \text{ В}$ ). В таком режиме следует пользоваться двухполярным смещенным двоичным кодом (bipolar offset binary): код «все нули» соответствует  $U_{ac} = -5,00$  В, код 100...000 получится на выходе при  $U_{ac} = 0,00$  В, а код «все единицы» — когда  $U_{ac} = 4,99$  В. Вход УДС не совместим по уровням управления с ТТЛ-ключами. Для такого способа управления следует использовать переходную схему, показанную на рис. 1.12,а.

Передаточную характеристику преобразователя (зависимость выходного кода  $D_{вых}$  от входного напряжения  $U_{ac}$ ) можно сдвигать даже на  $\pm 3$  бита. Таким способом удается компенсировать начальное напряжение смещения нуля этой ИС либо ошибки входного сигнала.

В некоторых случаях требуется сместить моменты неопределенности, соответствующие переходам кода, на середину исследуемой аналоговой градации. Такой режим иллюстрируется штриховой линией на рис. 1.12,б. Сдвиг характеристики на 1/2 уровня МЗР обеспечивает схема, показанная на рис. 1.12,в. По окончании преобразования через резистор  $R=2,7$  Ом течет ток 2,7 мА, дающий необходимый сдвиг на полградации. Схема рис. 1.12,г позволяет примерно симметрично смещать передаточную характеристику (до  $\pm 3$  бит) при однополярном входном сигнале. При двухполярном входном сигнале  $U_{ac}$  резистор  $R2$  из схемы удаляется.

Две схемы включения АЦП AD571 показаны на рис. 1.13. В первой из них (рис. 1.13,а) к преобразователю присоединена схема выборки хранения (sample—hold), необходимая в системах, квантующих сигналы, изменяющиеся быстрее, чем работает преобразователь. ИС AD582 выбирает для последующего анализа уровни сигнала точно в требуемые моменты времени. Заметим, что здесь усилитель схемы выборки—хранения служит для преобразователя высокоомным буфером ( $R_{вх}=30 \text{ МОм}$ ). Время установления выходного сигнала для ИС AD582 (до входа сигнала в зону ошибок  $\pm 0,1\%$ ) составляет 6 мкс, а период неопределенности (апертуры)



длится 150 нс. При номинале запоминающего конденсатора  $C_1 = 30$  пФ скорость саморазряда аналоговой памяти за время хранения равна 0,1 В/с (пиковый уровень напряжения 10 В). Схема управления аналоговым ключом имеет два дифференциальных логических входа (выводы 12 и 11).

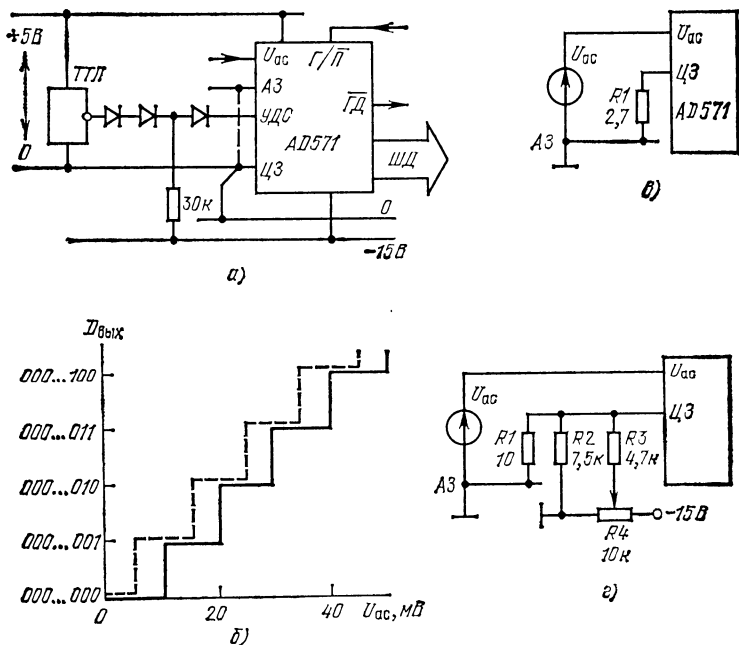


Рис. 1.12. Преобразователь AD571:

а — схема согласования по входу двухполярного смещения с ТТЛ-уровнями; б — сдвиг передаточной характеристики на полградации; в — схема такого сдвига; г — схема балансировки

Если на входы 11 и 12 ИС AD582 подать управляющие сигналы  $U_{упр} = 0$  В, схема будет работать в режиме выборки (аналоговый ключ замкнут). В режим хранения схему можно перевести, подав на неинвертирующий вход напряжение  $U_{упр} = 5$  В (при этом  $U_{11} = 0$  В). Аналоговый ключ разомкнется и на конденсаторе  $C_1$  зафиксируется выбранный уровень аналогового сигнала  $U_{ас}$ .

Согласно диаграмме (рис. 1.11,а) до поступления импульса на вход ИПр на выходе  $\overline{ГД}$  присутствует низкий уровень, поэтому ИС1 (рис. 1.13,а) находится в режиме выборки, а ИС2 аналоговый сигнал не преобразует. Появившийся на выходе преобразователя AD571 положительный импульс  $\overline{ГД}$  переводит ИС1 в режим хранения, в это время выборка сигнала  $U_{ас}$  преобразуется в код, который поступает в шину данных. По окончании импульса  $\overline{ГД}$  схема ИС1 возвратится в режим выборки.

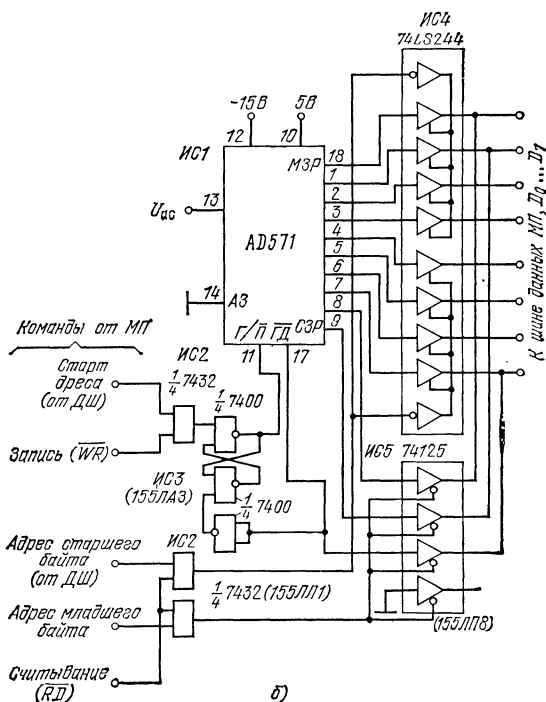
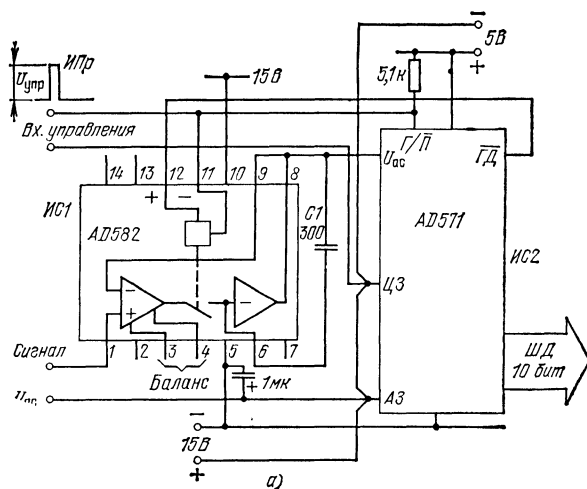


Рис. 1.13. Примеры применения ИС AD571:

а — совместно со схемой выборки — хранения; б — с МП 8080А (КР580ИК80А)

На рис. 1.13,б показано взаимное включение преобразователя и МП 8080А [3,4]. Чтобы существенно удлинить (сформировать) импульс запуска, выводы  $\overline{G/P}$  и  $\overline{G/D}$  соединяются через RS-триггер (ИС3). Когда преобразователь готов к запуску, на выводах  $\overline{G/P}$  и  $\overline{G/D}$  имеются низкие уровни напряжения.

Перед началом преобразования потенциалы, получаемые от МП, по проводам «старт адреса» и «запись» ( $\overline{WR}$ ) должны перейти на низкий уровень, тогда RS-триггер будет взведен, на входе  $\overline{G/P}$  появится высокий управляющий уровень и произойдет сброс старых данных в преобразователе. Примерно через 1,5 мкс на выходе  $\overline{G/D}$  появится положительный потенциал и начнется преобразование данных. По окончании цикла преобразования на выходе  $\overline{G/D}$  будет низкий уровень, станут активными выходы данных преобразователя (на каждом из них появится 1 или 0), вход  $\overline{G/P}$  получит положительный потенциал и зафиксируются новые выходные данные до следующей команды преобразования. Таким способом эта система сама себе формирует импульс запуска нужной длительности.

Полученные данные (10 бит) необходимо загрузить в МП через его 8-разрядную шину. Для этого предназначена схема, составленная из ключей с тремя выходными состояниями (ИС4 и ИС5), причем для преобразователя AD571 буферный регистр памяти не требуется. Получив от МП сигнал считывания ( $\overline{RD}$ ), а также поочередно адреса старшего и младшего байтов, передаем в шину данных МП через буферные ключи ИС4 и ИС5 весь 10-разрядный преобразованный код.

В данной системе преобразования старшие разряды передаются в 8-разрядном слове, а младшие — в 2-разрядном (это так называемое «левое» расположение данных). Схему рис. 1.13,б можно построить с применением МП КР580ИК80А и АЦП К1113ПВ1.

## 1.6. Технологические приемы изготовления преобразователей

При изготовлении интегральных ЦАП и АЦП доминируют два технологических процесса: биполярный и КМОП, причем первый имеет много вариантов, соответственно типам цифровых ИС (под которые, собственно, и стремятся технологи подогнать способы изготовления аналого-цифровых подсистем) [11, 12, 14].

Преобразовательные ИС на базе биполярных структур характеризуются большим быстродействием и динамическим диапазоном при переключении токов, высокой точностью и стабильностью функций, а также наилучшим качеством интегральных аналоговых компонентов (наименьшие уровни разбалансов и шумов). Ограничениями для разработчика такой ИС являются повышенная потребляемая мощность и относительно малые пределы номиналов резисторов и конденсаторов. Следует заметить, что аналоговая схема (например, ОУ или компаратор) при биполярной конструкции может занимать половину площади кристалла.

Модернизированные классические процессы с диффузионной изоляцией коллекторных областей (используются пять операций маскирования) допускают тактовую скорость до 100 МГц и отличаются тем, что нетрудно совмещать на кристалле аналоговые и цифро-

вые компоненты. Точность современных процессов фотолитографии позволяет изготавливать неподстраиваемые диффузионные резисторные матрицы с разрешающей способностью до 10 бит.

*Диэлектрическая изоляция* позволяет получить биполярные структуры повышенного быстродействия (период тактовых импульсов до 35...50 нс), отличающиеся повышенной плотностью упаковки (но уступающие по этому параметру структурам И<sup>2</sup>Л-типа). Традиционно, диэлектрическая изоляция исключает из структуры паразитные транзисторы и обеспечивает ее повышенную стойкость к внешним воздействиям (например, к статическому электричеству).

Заметим также, что в диэлектрических «карманах» можно изготовить высококачественные вертикальные  $p-n-p$ -транзисторы и устойчивые к пробоям «высоковольтные» аналоговые ключи. Диэлектрическая изоляция используется также для создания КМОП-структур.

Наиболее быстродействующие аналого-цифровые устройства делаются на базе ЭСЛ-технологии. Для 8-разрядного слова достижимо время преобразования 30 нс. В настоящее время наилучшее соотношение между скоростью преобразования, потребляемой мощностью и плотностью упаковки структур на кристалле дает схемотехника и сопутствующая ей самая молодая биполярная технология И<sup>2</sup>Л-типа. В качестве примера применения И<sup>2</sup>Л-структур можно назвать комплектный 10-разрядный АЦП AD571 (Analog Devices, см. § 1.5).

Преимущества *КМОП-технологии* для массового производства преобразователей не только оказались решающими, но и принципиально изменили устройство многих типов преобразователей. Во-первых, ключи, построенные на КМОП-структурах, рассеивают мощность лишь в момент переключения, поэтому они потребляют от источников наименьшую энергию, во-вторых, эти структуры весьма плотно размещаются на кристалле. Высококачественные аналоговые усилительные каскады на КМОП-структурах изготовить пока трудно. КМОП-процесс весьма дешевый, он позволяет разместить на кристалле развитую логику, память и шинные усилители, необходимые для согласования с МП.

Аналоговые ключи КМОП-структуры имеют ряд особенностей. Внутренние сопротивления этих структур существенно больше, чем у биполярных, поэтому на выходах КМОП-преобразователя генерируются токи сигнала. Однако КМОП-ключ может переключать ток сигнала в двух полярностях (с переходом через нуль) и не имеет напряжения смещения нуля, следовательно, такой ключ имеет свойства двухквадрантного, если его опорное напряжение изменяет свою полярность.

У КМОП-структур имеются и принципиальные недостатки, которые преодолеваются либо схемотехнически (когда обеспечивается совместимость по уровням с ТТЛ), либо созданием комбинированных биполярно-полевых структур (для усилителей и компараторов). Надо учесть, что КМОП-ключи имеют меньшую стабильность, а их высокоимпедансная схема легче «поглощает» окружающие помехи. Для увеличения быстродействия применяются КМОП-структуры с диэлектрической изоляцией.

В настоящее время наилучшие результаты дает применение КМОП-структур совместно с тонкопленочной матрицей  $R-2R$  (в «обращенном» включении), изготовленной из кермета SiCr на поверхности кристалла преобразователя. Чаще изготавливаются такие

ЦАП без источников опорных напряжений. Этот прибор можно использовать как цифровой потенциометр или четырехквadrантный перемножитель. В четырехквadrантном режиме биполярные преобразователи работать не могут. Для комплектных АЦП биполярный процесс изготовления пока дает лучшие результаты, поскольку обеспечение высокой разрешающей способности КМОП-преобразователей в широком диапазоне температур ( $-60 \dots +125^\circ \text{C}$ ) требует больших затрат. В последнее время затворы КМОП-приборов стали делать не из металла, а из поликристаллического кремния (этот процесс пришел из области ПЗС-структур). Кремниевые затворы открывают перспективы для усовершенствования амплитудных и скоростных характеристик. Они применяются и в КМОП-структурах, изготавливаемых по технологии «кремний на сапфире» (КНС). Здесь используется кристаллографическая совместимость полупроводника — кремния и изолятора — сапфира. Очень высокое качество сапфировой диэлектрической изоляции КМОП-структур позволяет повысить быстродействие КНС — КМОП-приборов до 40 МГц. Паразитные емкости в таких структурах очень малы, а плотность расположения компонентов на сапфировой подложке такова, что позволяет изготавливать схемы со сверхбольшой степенью интеграции (VLSI, [13]). Такими устройствами являются параллельные АЦП. Важно отметить, что БИС со структурой КНС технологичнее, чем аналогичные схемы, выполненные по гибридной технологии. Без таких преобразователей трудно разрабатывать перспективные телевизионные устройства — цифровые и с плоскими панелями-экранами.

Технология КНС применяется также для производства цифровых ИС и микропроцессоров.

Технологи постоянно стремятся разработать *смешанный технологический процесс*, одинаково пригодный для производства цифровых и аналоговых структур. В общем, дело сводится к комбинированию вариантов биполярного и КМОП-процессов. Первый допускает большие пробивные напряжения для структур, второй обеспечивает большую плотность упаковки. Такой процесс условно называется *bitos*. В результате его применения получаются ОУ и компараторы с малыми входными токами (50 пА), большими допустимыми амплитудами напряжений, но с относительно высокой спектральной плотностью шумов ( $40 \text{ нВ} / \sqrt{\text{Гц}}$ ).

*Гибридные микросборки и многокристалльные ИС* позволяют эффективно использовать лучшие качества, гарантируемые как прецизионной технологией гибридно-пленочных подложек, так и лучшими полупроводниковыми ИС.

Полупроводниковые ИС, содержащие резистивную матрицу на кристалле, относительно дешевые, у них хорошие дрейфовые параметры, но эти ИС имеют существенные ограничения по быстродействию. Процесс их разработки и модификации достаточно долгий. Полупроводниковой ИС в аппаратуре сопутствует довольно большой комплект внешних элементов обслуживания (чаще всего конденсаторов). Прогресс разработки монолитных преобразовательных БИС чаще всего сдерживается недостаточным качеством параметров аналоговых частей.

Разработчик гибридной микросборки может выбрать для своего преобразователя лучшие бескорпусные ИС: источники опорного напряжения, операционные усилители, компараторы, а также изготовить очень хорошую резистивную матрицу на высококачественной подложке (удобно сочетание: нихромовая резистивная пленка на

алундовой подложке). Такая конструкция особенно удачна для сверхскоростных преобразователей, где велика рассеиваемая мощность.

Гибридные ИС с разрешающей способностью 12...16 бит, работающие в широком диапазоне температур, в конечном счете сделать проще. Масса их в настоящее время невелика. Достоинство гибридных микросборок в том, что разработчик может сделать быстрый маневр ее узлами и приспособить преобразователь к новой микропроцессорной системе с минимальным использованием внешних элементов. Допустимо усложнить аналоговые функции, выполняемые электроникой, расположенной на подложке. Применяя отдельные подложки с резистивными матрицами, выпускаемыми крупной серией специализированной фирмой, удается значительно снизить стоимость изделия. «Чистые» гибридные микросборки — это, по сути, микропечатные платы, несущие относительно «массивные» детали (например, конденсаторы большой емкости), соединенные большим количеством проводников. По конструктивным причинам гибридные БИС допускают меньший диапазон внешних механических воздействий, чем полупроводниковые. Расширить этот диапазон позволяет технология безвыводных носителей, располагаемых в стандартных пластмассовых корпусах.

Все типы преобразователей основаны на резисторной схеме (матрице), служащей для разветвления токов или деления уровней опорного напряжения. Матрица изготавливается по одному из трех методов: на основе диффузионных резисторов, содержащихся на полупроводниковом кристалле, на основе металлокремниевых слоев, напыляемых на изоляцию поверхности кристаллов, а также как набор пленочных резисторов, нанесенных на керамическую подложку.

Диффузионные резисторы подгоняются двумя дискретными, шаговыми методами: пережиганием перемычек между секциями резистора, а также замыканием стабилизаторов — диодов Зенера, включенных параллельно генераторам тока. Сейчас подгонку диффузионных резисторов даже для 12-разрядных матриц можно исключить, используя процессы прецизионной фотолитографии. Лучшую долговременную стабильность дают резисторы, построенные замыканием стабилизаторов, из-за того, что вся структура не выходит к поверхности кремния.

Подгонка поверхностных пленочных резисторов чаще всего производится автоматизированными лазерными установками, однако этот процесс имеет много трудно учитываемых начальных данных и переменных, поскольку структура пленки не всегда определена. За последние годы наблюдается стремление заменить в МОП-схемах резистивные матрицы конденсаторными, в этом случае анализируются не уровни аналоговых напряжений, а алгебраическая сумма зарядов, создаваемых на конденсаторе, подключенном к компаратору. Так называемая схмотехника балансирования зарядами позволяет увеличить плотность упаковки для МОП-схемы, сэкономить площадь кристалла.

## 1.7. Методы преобразования аналог — цифра

Для интегральных преобразователей используются как традиционные для дискретной схмотехники методы преобразования, так и новые специфичные для ИС с большой степенью интеграции [10].

Преобразователи на основе генераторов, управляемых напряжением, строятся с применением специализированных ИС (см. § 1.11). Эти преобразователи просты и могут использоваться как модуляторы. Полоса частот высоколинейного преобразования для схем общего применения составляет 0...100 кГц.

Способ балансирования зарядами первоначально был разработан для преобразователей, работающих по схеме напряжение — частота. Он сходен по составу элементов со способом двойного интегрирования, но обеспечивает время интеграции, равное всему времени преобразования, а не его половине, как при методе двойного интегрирования. Таким образом, способ балансирования зарядами лучше усредняет шумы. Он пригоден для построения приборов с точностью работы 8 разрядов и скоростью преобразования 20 мс/слово.

Метод последовательных приближений наиболее распространен и в настоящее время. На основе модернизированных технологических процессов этот метод позволяет достичь скорости работы 8-разрядных преобразователей на уровне 10 Мбит/с, а также строить приборы с точностью до 16 бит. Цифровая часть такого преобразователя — регистр последовательных приближений — выпускается либо в виде отдельной ИС (см. рис. 1.7), либо вводится на кристалл преобразователя. Удельный вес преобразователей последовательного приближения в интегральной продукции начинает уменьшаться, поскольку осваиваются новые диапазоны по скорости и разрабатываемой способности.

Отслеживающие преобразователи в основе цифровой части имеют реверсивный счетчик, поэтому они ведут отсчет уровней не с нуля, а непрерывно следят за текущим напряжением сигнала. Такие преобразователи хороши для систем автоматического регулирования, но непригодны для анализа скачкообразных сигналов и построения многоканальных систем. Структурная схема такого 10-разрядного преобразователя представлена на рис. 1.14 [8].

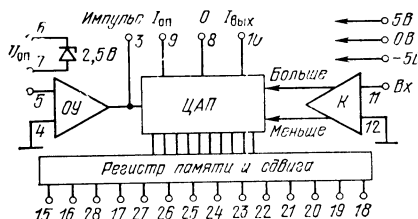


Рис. 1.14. Структурная схема отслеживающего 10-разрядного АЦП ZN433 (Ferranti)

Интегрирующие преобразователи наиболее удобны как измерительные, предназначенные для анализа таких медленно меняющихся сигналов, как давление, температура. Поскольку быстрые действия здесь не требуются, преобразователи с многократным интегрированием (двойным, тройным) выпускаются на основе КМОП-схем, трехуровневые выходы которых, организованные байтами, наиболее просто согласуются с 8-, 12- и 16-разрядными МП. Для 16-разрядного преобразователя двойного интегрирования несложно получить скорость работы 10 преобразований в секунду [9].

Однокристалльные приборы двойного интегрирования с разрешающей способностью 4,5 декады (13 разрядов) часто снабжаются дешифраторной схемой для непосредственного управления десятичной цифровой линейкой индикаторов. Такой АЦП — основа портативного цифрового вольтметра (или мультиметра — термометра). Методы 3- и 4-кратного интегрирования обеспечивают компенсацию

дрейфов уровней, возникающих из-за изменения внешних условий, а также из-за дрейфов номиналов элементов, поэтому такие преобразователи дают дополнительную точность и стабильность. На рис. 1.15 показаны принципиальные схемы АЦП, построенные на основе стандартного ЦАП, компаратора и цифровых ИС среднего уровня интеграции — реверсивных счетчиков. Преобразователь (рис. 1.15,а) работает по методу накопления кода (ramp — type ADC [7]), а схема (рис. 1.15,б) — отслеживающая (tracking ADC).

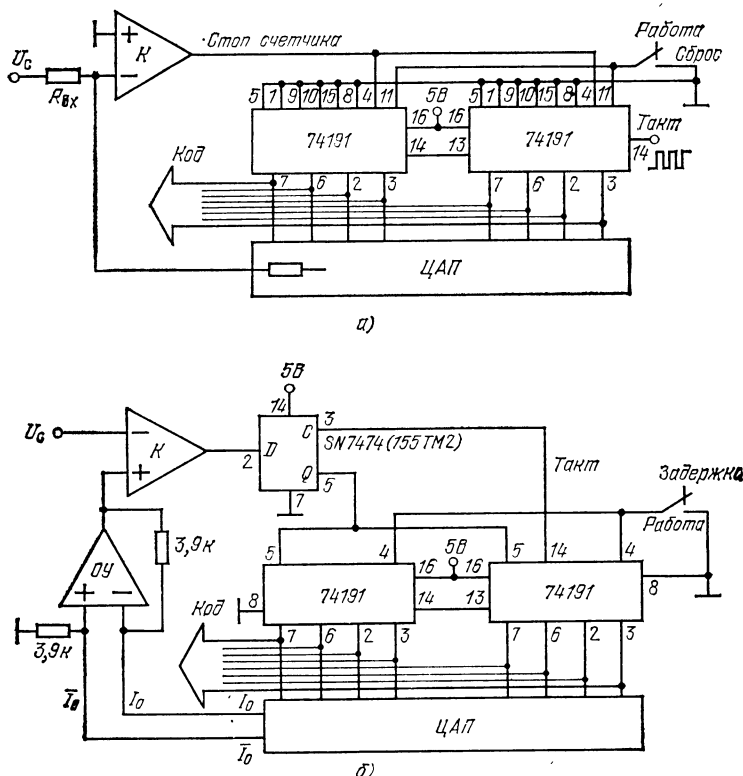


Рис. 1.15. АЦП на базе реверсивных счетчиков:

а — с накоплением кода; б — отслеживающий

Преобразователи параллельного типа трудно сделать более чем 10-разрядными, поскольку параллельная схема содержит  $2^n - 1$  компараторов, где  $n$  — число разрядов. Несложно изготовить параллельные 4-разрядные преобразователи. Пользуясь двумя такими преобразователями, одним 4-разрядным преобразователем код — аналог и скоростными масштабирующими ОУ, можно собрать быстродействующий 8-разрядный АЦП. Наибольшего быстродействия удается достичь для биполярного параллельного преобразователя, снабжен-



Принципиальная схема 3-разрядного параллельного АЦП, собранного на дискретных элементах, показана на рис. 1.16.

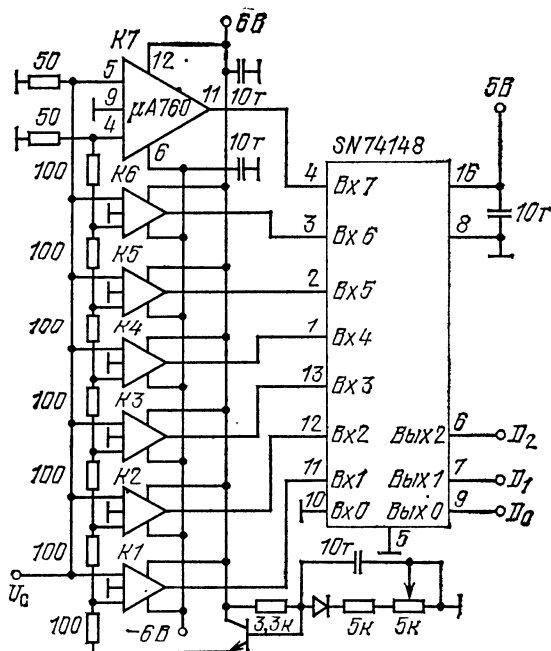


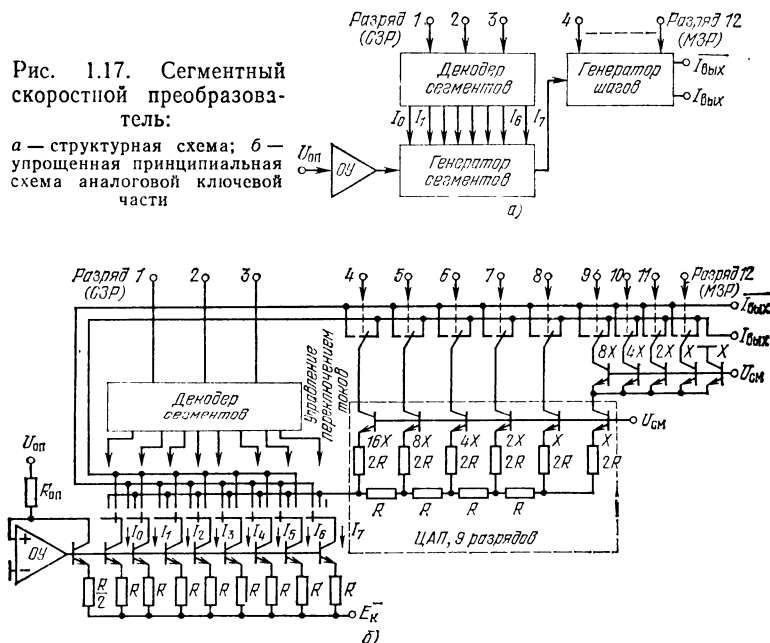
Рис. 1.16. Параллельный 3-разрядный АЦП (ИС SN74148 — шифратор 8 линий в 3 разряда)

Сегментные преобразователи имеют структуру, позволяющую использовать свойства резистивного делителя  $2^n R$ . Достоинство этого делителя по сравнению со схемой  $R-2R$  в том, что здесь требуется меньшая точность каждого резистора. Вместе с тем для построения схемы 12-разрядного ЦАП необходимо 4096 одинаковых диффузионных резисторов, что трудно исполнить даже в полупроводниковой БИС. Скорость работы такой системы будет небольшой. Вместе с тем, если использовать комбинацию матриц  $2^n R$  и  $R-2R$  можно уменьшить объем работы по подстройке резисторов и повысить скорость работы. На рис. 1.17,а показана структура сегментного преобразователя Ам6012, в котором 4096 входных уровня получают из 8 групп по 512 шагов в каждой. Диффузионными резисторами 9-разрядной части схемы определяется монотонность

хода передаточной характеристики, а ее линейность гарантируется восемью диффузионными резисторами из сегментного генератора. Упрощенная принципиальная схема сегментной ключевой части показана на рис. 1.17,б. Каждая группа уровней (по-другому, сегмент преобразования) генерируется 9-разрядным ЦАП. Сегмент преобразования

Рис. 1.17. Сегментный скоростной преобразователь:

а — структурная схема; б — упрощенная принципиальная схема аналоговой ключевой части



образования задается одним из восьми генераторов тока. Достоинство сегментной структуры в том, что для поддержания заданной дифференциальной нелинейности, зависящей от температуры, требуется в 8 раз меньшая начальная точность резисторов и их взаимное терморассогласование, чем для резисторов старшего значащего разряда в классическом варианте матрицы  $R-2R$ . В ИС Ам 6012 резисторы изготавливаются диффузией бора в кремний при  $1000^\circ\text{C}$  и не подвергаются дальнейшей подстройке [11, 12]. Необходимо упомянуть о нескольких специальных типах преобразователей.

**Преобразователи цифра — аналог с нелинейной передаточной характеристикой** имеют обозначение **comparing**, состоящее из сокращения двух слов: сжатие (**compress**) и растяжение (**expanding**). Нелинейные преобразователи применяются, например, для обслуживания цифровых телефонных линий. Здесь используется кусочная аппроксимация экспоненциальной кривой. Задача нелинейного преобразования — расширение динамического диапазона. Для линейного 8-разрядного преобразователя разрешающая способность (256 уровней) соответствует динамическому диапазону полной шкалы 48 дБ и точности преобразования 0,2%. Однако если преобразованию подвергается напряжение сигнала, имеющее уровень 1% от напряжения полной шкалы, точность преобразования станет равной

20%. Вместе с тем, чем точнее преобразуются сигналы низкого уровня, тем лучшим будет отношение сигнал/шум на выходе линии. Применяя 8-разрядный логарифмический ЦАП, удастся расширить динамический диапазон до 72 дБ, причем точность преобразования сигналов, имеющих уровень 1% от напряжения полной шкалы, становится равной 3,2%. Схемы нелинейных преобразователей усложняются. Одна из таких структурных схем показана на рис. 1.18. Экспоненту делят так называемыми хордами на несколько участков (сегментов). Если выбрано 8 хорд, необходимо использовать 3 адресных разряда. Каждую хорду можно аппроксимировать 16 уровнями (4 разряда). Кроме того, в такой системе применяется знаковый разряд, фиксирующий полярность квадранта, в котором находится преобразуемый сигнал. Чтобы начало каждой хорды помещалось на правильном уровне, требуется использовать генератор пьедестальных токов, питающих начальную точку каждой хорды.

Как правило, нелинейный декодирующий ЦАП на выходе телефонной линии работает в режиме импульсно-кодовой модуляции.

Для кодирования в такой системе аналогового сигнала надо снабдить рассмотренный нелинейный ЦАП регистром последовательных приближений, компаратором и соответствующей сегментной логикой. Полная цифровая телефонная система, содержащая входной кодер и выходной декодер, имеет название кодек [14].

В конце 60-х годов появились первые ИС для синхронного преобразования в код данных,

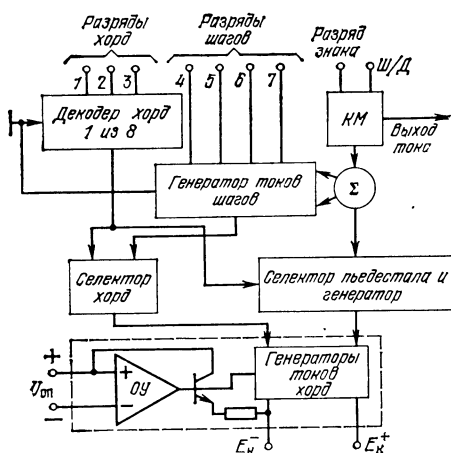


Рис. 1.18. Структурная схема нелинейного ЦАП:

Ш/Д — команда управления режимами шифратор — дешифратор. КМ — выходная коммутационная матрица токов

используемых для поворота исполнительного устройства на такой же угол. Параметры синхропреобразователей зависят от механических систем, поэтому здесь не требуется чрезмерная разрешающая способность и большая скорость работы, но электронная часть должна иметь высокую стабильность, надежность, малую массу и небольшое собственное потребление мощности [2, 4].

Синхропреобразователи должны иметь дифференциальные входы с большими допустимыми синфазными напряжениями по постоянному и переменному току.

## 1.8. Перемножающий ЦАП AD7520

В конце 1973 г. фирмой Analog Devices была разработана технология и схемотехника, ставшая основой для большой серии ЦАП [2, 3]. Первой здесь оказалась ИС AD7520 — 10-разрядный

перемножающий ЦАП, выполненный на базе КМОП-технологии [15, 16]. Этот преобразователь не имеет внутреннего источника опорного напряжения  $U_{оп}$ . На его вывод  $U_{оп}$  можно подавать изменяющиеся напряжения любой полярности. Если на этот вход подан один из обрабатываемых сигналов  $U_c$ , а другой представлен на цифровых входах в виде цифрового слова  $D$ , то выходное напряжение преобразователя окажется пропорциональным произведению  $U_c D$ . Строго говоря, ЦАП любой конструкции может работать как перемножающий, если его опорное напряжение переменное. Однако лишь для КМОП-структур можно использовать двухполярное опорное напряжение. Если для слова  $D$  применить смещенный двоичный код, то КМОП-преобразователь сможет работать как четырехквадрантный перемножитель. Биполярные приборы работают при однополярном источнике  $U_{оп}$ , поэтому результаты перемножения можно получить лишь в двух квадрантах.

Преобразователь код — аналог имеет выходное напряжение

$$U_{вых} = M_D U_{оп}, \quad (1.1)$$

что соответствует передаточной характеристике цифрового потенциометра. Сравнение функциональных схем включения обычного и цифрового потенциометров показано на рис. 1.19.

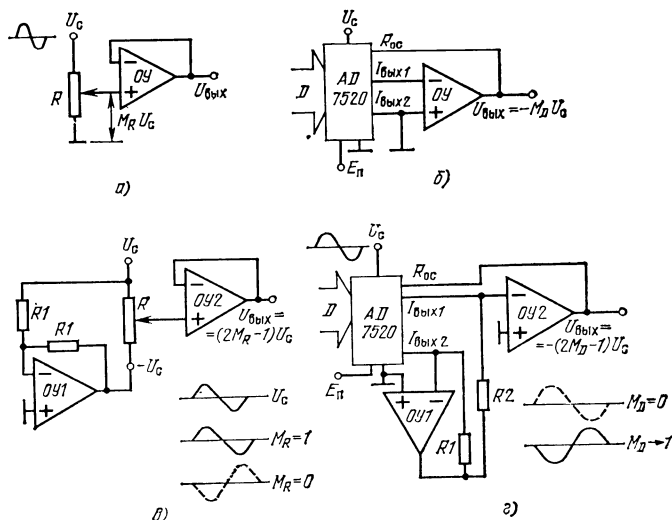


Рис. 1.19. Сравнительные схемы включения обычного и цифрового потенциометров:

а — обычный потенциометр с буферным повторителем; б — цифровой потенциометр с ОУ, преобразующим ток  $I_{вых1}$  в напряжение; в — потенциометр с буферным ОУ, дающий двухполярное выходное напряжение; г — аналоговая схема включения цифрового потенциометра

Выходное напряжение для схемы рис. 1.19,а (потенциометр с буферным повторителем)

$$U_{вых} = M_R U_c; \quad (1.2)$$

где  $M_D$  — масштаб выходного напряжения потенциометра, пропорциональный углу поворота его движка. В аналогичной схеме с цифровым потенциометром (рис. 1.19,б) ОУ в инвертирующем режиме преобразует выходной ток внутреннего резистивного делителя преобразователя  $I_{\text{вых}2}$  в напряжение:

$$U_{\text{вых}} = -M_D U_c, \quad (1.3)$$

где  $0 < M_D < 1$  — масштаб выходного сигнала, определяемый входным кодом  $D$ .

На рис. 1.19,в показана схема включения потенциометра, у которого при повороте движка в крайние положения меняются амплитуда и фаза выходного сигнала, поскольку нижний вывод потенциометра получает питание от инвертора ОУ1. Выходное напряжение схемы

$$U_{\text{вых}} = (2M_R - 1) U_c, \quad (1.4)$$

есть функция, определенная в двух квадрантах, если  $U_c$  имеет одну полярность, или в четырех, если знак  $U_c$  переменный.

Аналогичная схема цифрового потенциометра показана на рис. 1.19,г. Инвертором тока здесь служит схема ОУ1— $R1$ — $R2$ . Для КМОП-ключей напряжение  $U_c$  может иметь любой знак. Роль «движка» потенциометра выполняет цифровое слово  $D$ , причем

$$U_{\text{вых}} = -(2M_D - 1) U_c. \quad (1.5)$$

Для  $n$ -разрядных микропроцессорных систем приняты следующие обозначения разрядов: младший значащий разряд — бит 0 (десятичный эквивалент  $2^0=1$ ), старший значащий разряд — бит  $n-1$  (десятичный эквивалент  $2^{n-1}$ ). Если положить, что значения цифрового масштаба  $M_D$  находятся в пределах

$$0 \leq M_D \leq (1 - 1/2^n) \quad (1.6)$$

(т. е. при  $n=0$  и  $n \rightarrow \infty$  пределами  $M_D$  являются нуль и единица), то точное значение этой величины для заданного кода можно подсчитать:

$$M_D = A_{n-1} (2^{n-1}/2^n) + A_{n-2} (2^{n-2}/2^n) + \dots + A_2 (2^2/2^n) + A_1 (2^1/2^n) + A_0 (2^0/2^n). \quad (1.7)$$

Здесь  $A_0 \dots A_i \dots A_{n-1}$  — значения цифрового кода в каждом разряде ( $A_i$  может принять одно из двух значений 0 или 1).

У преобразователей, совместимых с МП, разряды обозначаются  $DB0, DB1 \dots DB9$  (см. рис. 1.2; здесь  $DB$  (data bit) разряд данных). Следует учесть, что для простых преобразователей старой разработки была принята обратная нумерация разрядов (бит). Младший значащий разряд ( $DB0$ ) имел в этом случае номер  $n$ , а старший ( $DB_{n-1}$ ) — назывался разряд 1. Такая нумерация принята в литературе для ИС AD7520 (сравните с рис. 1.2).

Функциональная диаграмма ИС AD7520 представлена на рис. 1.20,а. ИС содержит на подложке 10 двухполярных КМОП-ключей, обращенную 10-разрядную матрицу  $R-2R$  (разветвитель тока, а не делитель напряжения) и резистор обратной связи  $R_{oc}=R$ . Базовый номинал  $R$  выбран 10 кОм, однако его абсолютная величина может отличаться от подложки к подложке на 50% (5...20 кОм). Резисторы матрицы и  $R_{oc}$  напыляются на поверхность кристалла с готовыми КМОП-структурами. Удельное сопротивление резисторов из материала SiCr равно 2 кОм/□, т. е. резистор 10 кОм имеет удлинение 5:1. Хотя абсолютное значение  $TKR$  у таких резисторов

велико ( $-350 \cdot 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ ), взаимный уход от температуры не превышает  $10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ . Снижение ТК в 300...400 раз означает, что взаимная разность температур двух резисторов на кристалле должна быть меньше  $1^{\circ}\text{C}$ . Малая (20 мВт) мощность, рассеиваемая КМОП-схемой, способствует тому, что перепады температур по подложке невелики. Для юстировки резисторов используется лазерная подгонка. Суммарный абсолютный ТКМД схемы лучше  $10^{-5}/^{\circ}\text{C}$ .

Применение КМОП-ключей имеет как положительные стороны (отсутствие смещения нуля и тока управления), так и недостатки (большое сопротивление ключа, невысокое быстродействие). Главное преимущество КМОП-ключей в том, что они управляются напряжением и могут коммутировать токи любой полярности. Из-за большого внутреннего сопротивления ключей аналоговый сигнал приходится снимать в виде тока  $I_{\text{вых}2}$ , подаваемого на суммирующую точку внешнего инвертирующего ОУ. В таком режиме ток  $I_{\text{вых}2}$  с

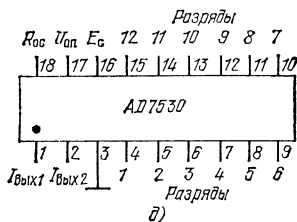
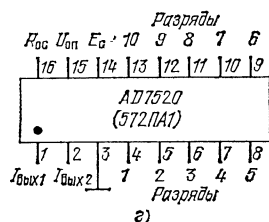
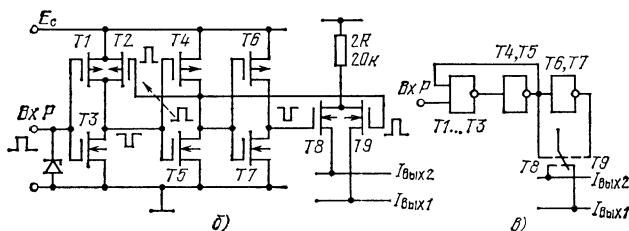
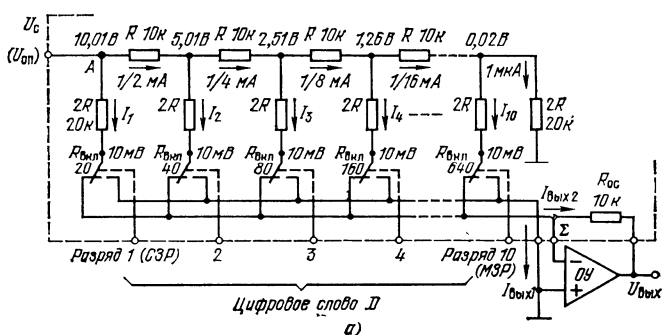


Рис. 1.20. ИС AD7520 (572ПА1):

а — упрощенная функциональная схема; б — схема одного ключевого канала; в — функциональная схема ключевого канала; г — цоколевка 10-разрядной ИС; д — цоколевка 12-разрядной ИС AD7530

большой точностью переводится в выходное напряжение преобразователя:

$$U_{\text{вых}} = -I_{\text{вых}2} R_{\text{ос}}. \quad (1.8)$$

Чтобы обеспечить наименьшее рассогласование аналога по току  $I_{\text{вых}2}$  с аналогом по напряжению  $U_{\text{вых}}$ , резистор обратной связи  $R_{\text{ос}}$  выполняется вместе с матрицей на кристалле ИС. На рис. 1.20,а показано, что разветвление токов, потребляемых от источника сигнала (опоры)  $U_{\text{с}}$  (или  $U_{\text{оп}}$ ), происходит всегда, так как каждый двухполярный ключ подключен либо к истинной земле (шина  $I_{\text{вых}1}$ ), либо к «земле» ОУ по сигналу (точка  $\Sigma$ , шина  $I_{\text{вых}1}$ ). При опорном напряжении 10,01 В ток  $I_1 = U_{\text{оп}}/2R = 1/2$  мА, но и входное сопротивление матрицы (правее точки А) близко к  $2R$ , следовательно, она потребляет ток  $1/2$  мА. Аналогично в следующем узле ток  $1/2$  мА разделится пополам ( $I_2 = 1/4$  мА) и так далее во всех остальных разрядах.

Ключи преобразователя имеют скорректированное внутреннее сопротивление, для чего ключевые транзисторы первых шести разрядов сделаны разными по площади и их внутреннее сопротивление нарастает согласно двоичному коду (20, 40, 80...640 Ом). Таким способом уравниваются (до 10 мВ) падения напряжения на ключах первых шести разрядов, что обеспечивает монотонность и линейность выходного тока. Взаимное рассогласование параметров ключей при изменении температуры дает  $\text{ТКМ}_D \approx 10^{-5}/^\circ\text{С}$ . Сумма токов  $I_{\text{вых}1} + I_{\text{вых}2} = I_{\text{оп}}$  всегда постоянна. На рис. 1.20,б показана схема аналогового дифференциального  $n$ -канального МОП-ключа (транзисторы  $T8$  и  $T9$ ), получающего ток от одного из узлов матрицы через резистор  $2R = 20$  кОм, а также КМОП-схема управления этим ключом (транзисторы  $T1...T7$ ). Транзисторы  $T1, T3$  имеют порог отрывания 1,4 В, чтобы схема была совместима по сигналам с ТТЛ-, ДТЛ- или КМОП-структурами.

На рис. 1.20,в приведена структурная схема каскада управления, причем надежность срабатывания первого ключа подтверждается после переключения второго (транзисторы  $T4$  и  $T5$ ) замыканием транзистора  $T2$ . Ключ  $T6, T7$  формирует парафазный сигнал для запуска аналогового переключателя.

Расположение выводов 10-разрядного ЦАП AD7520 (ему соответствует отечественный эквивалент 572ПА1) показано на рис. 1.20,б. Имеется 12-разрядная схема такого типа (AD7530, см. рис. 1.20,д). На рис. 1.21 дана принципиальная схема и способ включения 12-разрядного ЦАП 572ПА2. Цифровая часть этой ИС содержит два регистра для фиксации входной информации.

Рассмотрим некоторые особенности электрических свойств КМОП-преобразователя. На рис. 1.22,а показана эквивалентная схема состояния выходных шин, когда на все цифровые входы ИС подан низкий уровень сигнала. В этом случае ток  $I_{\text{оп}} = U_{\text{оп}}/R = 10 \text{ В}/10 \text{ кОм} = 1 \text{ мА}$  течет только по шине  $I_{\text{вых}2}$ . Эквивалентное суммарное сопротивление ключей  $R_{\text{вкл}} = 10$  Ом. Через оконечный резистор матрицы  $2R$  стекает минимальный ток МЗР  $I_{\text{оп}}/1024$ . Генератор тока  $I_{\text{ут}}$  моделирует утечки переходов на подложку. Выходные емкости шин относительно земли составляют  $C_{\text{вкл}} = 12$  пФ и  $C_{\text{откл}} = 37$  пФ. У разомкнутых ключей существенную величину имеет емкость исток—сток  $C_{\text{ис}} = 10$  пФ. При точных расчетах можно учесть малые паразитные емкости структуры.

Поскольку дифференциальные ключи обладают симметричными свойствами, в режиме, когда на все входы поданы высокие уровни,

полный ток течет по шине  $I_{\text{вых}1}$ . Эквивалентная схема выходной цепи для этого случая показана на рис. 1.22,б. Среди особенностей применения ЦАП типа AD7520 необходимо упомянуть об обеспечении стабильности схемы при подсоединении внешнего ОУ, а также о способах балансировки этого ОУ.

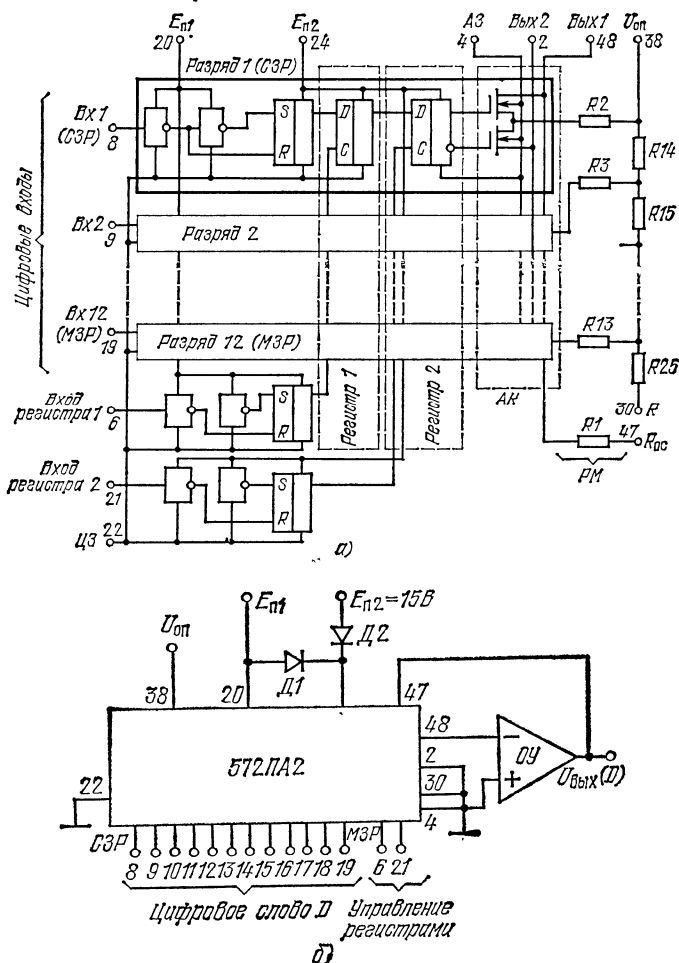


Рис. 1.21. Двенадцатизрядный ЦАП 572ПА2:

а — принципиальная схема; б — подключение внешних элементов

При изменяющихся входных кодах  $D$  выходное сопротивление преобразователя  $R_{\text{вых}}$  (см. рис. 1.22,а) непрерывно изменяется. Вместе с выходной емкостью  $C_{\text{вых}}$  это сопротивление дает переменный полюс в частотной характеристике петли ОС, что может вызывать неустойчивость системы.



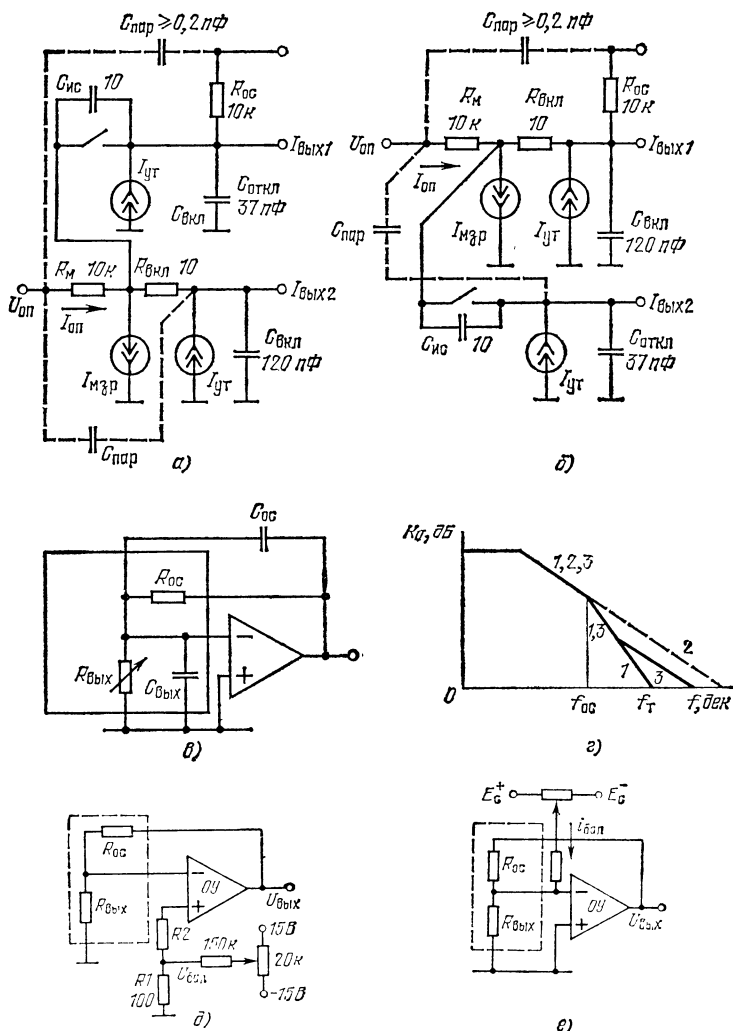


Рис. 1.22. Некоторые особенности ИС AD7520:

а — эквивалентная схема выходной цепи, когда на все входы поданы низкие логические уровни; б — аналогичная схема для режима входов — все единицы; в — эквивалентная схема образования переменного полюса в цепи обслуживающего ОУ; г — частотные диаграммы этого режима (1 — получаемая ЧХ без коррекции, 2 — отклик стабильного усилителя, 3 — отклик схемы после коррекции конденсатором  $C_{0C}$ ); д, е — схемы балансировки влияния переменного выходного сопротивления преобразователя

Условие стабильности схемы  $R_{\text{вых}} C_{\text{вых}} = R_{\text{ос}} C_{\text{ос}}$ . Его трудно удовлетворить из-за того, что  $R_{\text{вых}}$  меняется в пределах  $3 \dots 1$  и  $C_{\text{вых}}$  также зависит от кода ( $30 \dots 120$  пФ). Подбором номинала конденсатора обратной связи  $C_{\text{ос}}$  можно обеспечить стабильность схемы, если выполнить условие

$$R_{\text{вых}} C_{\text{вых}} = R_{\text{ос}} C_{\text{ос}} = (1 + \sqrt{1 + 8 \Delta f \pi R_{\text{ос}} C_{\text{вых}}}) / 4 \Delta f \pi, \quad (1.9)$$

где  $\Delta f$  — фиксированное значение полосы устройства.

На графике (рис. 1.22,з) показаны частотные диаграммы стабильного режима. За счет выходной емкости  $C_{\text{вых}}$  частотная характеристика полностью скорректированного усилителя (кривая 2) получает участок со скоростью спада  $-40$  дБ/дек (кривая 1), что может вызвать неустойчивость системы при малых коэффициентах усиления (низких уровнях выходного сигнала). Восстановить стабильность можно с помощью емкостного делителя высоких частот  $C_{\text{ос}} / (C_{\text{вых}} + C_{\text{ос}})$ . Частотная диаграмма при такой коррекции показана на рис. 1.22,з, кривая 3, где остается небольшой участок со скоростью спада  $-40$  дБ/дек (запаздывание по фазе здесь не будет опасным).

На рис. 1.22,д,е показаны два способа балансировки ОУ, подключаемого к матрице с переменным выходным сопротивлением. По этой причине следует выбирать ОУ с наименьшим входным током. Номинал резистора  $R_2$  выбирается из соотношения

$$R_2 = R_{\text{вых}} \parallel R_{\text{ос}} - R_1.$$

## 1.9. Схемы применения перемножающего преобразователя

Схемы применения ЦАП AD7520 относятся не только к области прямого преобразования код — аналог. Пользуясь его свойствами как перемножителя, можно определять произведения двух или трех сигналов, а также строить делители функций.

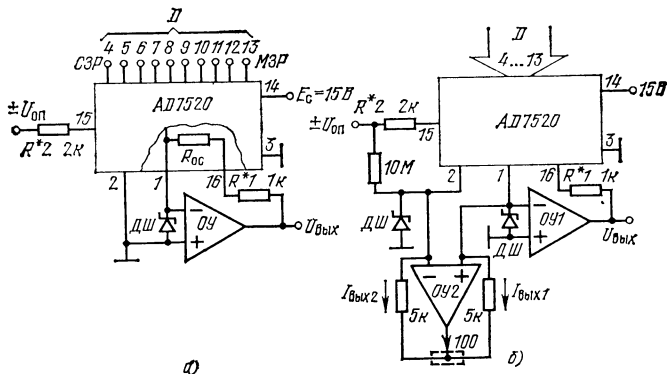


Рис. 1.23. Основные схемы включения ИС AD7520:

а — преобразователь двоичного кода при двухполярном входном напряжении (двухквадрантный перемножитель); б — преобразователь двоичного кода, имеющий  $U_{\text{вых}} = 0$  при  $D = 100 \dots 000$  (четыреквадрантный перемножитель)

Режим цифрового потенциометра позволяет строить схемы регулируемого усиления с цифровым управлением. Достаточное быстродействие комбинации ИС AD7520 и скоростного ОУ (время установления лучше 0,5 мкс) позволяет обрабатывать и формировать сигналы ультразвукового диапазона.

ИС AD7520 позволила начать проектирование управляемых кодом аналоговых фильтров, а также схем цифровых регулировок для стереофонической аппаратуры. Этот преобразователь нашел широкое применение в измерительной аппаратуре. На рис. 1.23 показаны две основные схемы включения ИС AD7520: преобразователь двоичного кода в аналог (рис. 1.23,а), выполняющий функции двухквadrантного перемножителя при переменном опорном напряжении  $U_{оп}$ , а также преобразователь смещенного двоичного кода в аналог (рис. 1.23,б). Последняя схема может работать как четырехквadrантный перемножитель.

Выходное напряжение схемы (рис. 1.23,а)

$$U_{вых} = -M_D U_{оп}. \quad (1.10)$$

Если напряжение сигнала  $U_{оп} = U_c$  имеет переменный знак, схема (рис. 1.23,а) дает  $U_{вых}$ , определенное в двух квадрантах. Зависимость  $U_{вых}$  от входного кода  $D$  представлена в табл. 1.3. Точная подстройка масштаба  $U_{вых}$  производится внешними резисторами

Таблица 1.3

Работа преобразователя AD7520 при однополярном входном коде (к рис. 1.23,а)

Входной код $D$ (10 разрядов)	Номинальное выходное напряжение $U_{вых} = -M_D U_{оп}$
111 ... 111	$-U_{оп} (1 - 1/2^{10}) = -(1023/1024) U_{оп}$
⋮	⋮
100 ... 001	$-U_{оп} (1/2 + 1/2^{10}) = -(513/1024) U_{оп}$
100 ... 000	$-U_{оп} (1/2) = -U_{оп}/2$
011 ... 111	$-U_{оп} (1/2 - 1/2^{10}) = -(511/1024) U_{оп}$
⋮	⋮
000 ... 001	$-U_{оп} (1/2^{10}) = -U_{оп}/1024$
000 ... 000	0

$R1$  и  $R2$ . Почти во всех схемах применения ИС AD7520 между входами внешнего ОУ включается быстродействующий диод Шоттки (ДШ), имеющий малый порог открывания (0,2...0,4 В). Этот диод включается между выходными шинами токов  $I_{вых1}$  и  $I_{вых2}$  и служит для их защиты от выгорания из-за чрезмерного тока на подложку, который мог бы течь от выхода ОУ, если потенциалы шин стали бы ниже -0,7 В (можно использовать диоды типа КД514).

Отклик схемы (рис. 1.23,б) моделируется уравнением

$$U_{вых} = -(2M_D - 1) U_{оп}. \quad (1.11)$$

Примеры зависимости выходного напряжения и цифрового масштаба  $M_D$  для этой схемы даны в табл. 1.4. Появление в 10-разрядном коде  $D$  единицы старшего разряда ( $D=100...000$ ) должно соответствовать нулю выходного сигнала. Чтобы получить такой сдвиг,

в схеме используются взаимно-дополняющие свойства токов, протекающих по двум выходным шинам:

$$I_{\text{вых } 1}(D) = I_{\text{оп}} - I_{\text{вых } 2}(D), \quad (1.12)$$

или в «логической» терминологии с инверсией

$$I_{\text{вых } 1}(D) = \overline{I_{\text{вых } 2}(D)}. \quad (1.13)$$

В схеме (рис. 1.23,б) ток  $I_{\text{вых } 2}$  инвертируется каскадом, собранным на ОУ2, и суммируется с током  $I_{\text{вых } 1}$  на отрицательном вхо-

Таблица 1.4

Работа преобразователя AD7520 при двухполярном входном коде (к рис. 1.23,б)

Входной код $D$ (10 разрядов)	Номинальное выходное напряжение $U_{\text{вых}} = (2 M_D - 1) U_{\text{оп}}$
111 ... 111	$-U_{\text{оп}} (1 - 1/2^9) = - (511/512) U_{\text{оп}}$
⋮	⋮
100 ... 001	$-U_{\text{оп}} (1/2^9) = - U_{\text{оп}}/512$
100 ... 000	0
011 ... 111	$U_{\text{оп}} (1/2^9) = U_{\text{оп}}/512$
⋮	⋮
000 ... 001	$U_{\text{оп}} (1 - 1/2^9) = (511/512) U_{\text{оп}}$
000 ... 000	$U_{\text{оп}}$

де ОУ1. От такого сдвига для сигналов каждой полярности разрешающая способность уменьшается в 2 раза. Дополнительный резистор (10 МОм) корректирует до уровня 1/1024 разницу между токами  $I_{\text{вых } 1}$  и  $I_{\text{вых } 2}$  в момент, когда поступил код  $D=100 \dots 000$ . Балансировку можно провести с помощью потенциометра (100 Ом), подключенного к выходу ОУ2 (резистор 10 МОм можно из схемы удалить). Если согласно табл. 1.1 считать коды  $D$  меньшие, чем 100 ... 000, отрицательными и вспомнить, что входной сигнал  $U_c = U_{\text{оп}}$  может быть двухполярным, получим, что для схемы рис. 1.23,б  $U_{\text{вых}}$  определено в четырех квадрантах. Два диода Шотки служат для защиты выходных шин от случайного перенапряжения.

Еще одна схема четырехквадрантного перемножителя показана на рис. 1.24,а. Назначение усилителей в этой схеме соответствует рис. 1.23,б. Перемножить три переменных можно с помощью схемы, показанной на рис. 1.24,б. Два сигнала  $D_1$  и  $D_2$  представлены в цифровой форме, а сигнал  $U_c$  — в аналоговой. Верхний каскад (цифровой масштаб  $M_{D1}$ ) дает инвертированное произведение

$$U_{\text{вых } 1} = -M_{D1} U_c, \quad (1.14)$$

которое служит входным сигналом для нижнего инвертора-перемножителя (масштаб  $M_{D2}$ ):

$$U_{\text{вых } 2} = -U_{\text{вых } 1} M_{D2} = M_{D1} M_{D2} U_c. \quad (1.15)$$

Если входы  $D_1$  и  $D_2$  соединены параллельно, то  $U_{\text{вых } 2} = M_D^2 U_c$ .

На базе схемы рис. 1.24,б можно построить модуль суммирования полинома, причем составляющие  $U_0$ ,  $M_{D1}U_0$  и  $M_{D1}M_{D2}U_0$  можно взять с различными коэффициентами.

Деление входного напряжения на цифровой масштаб  $M_D$  вы-

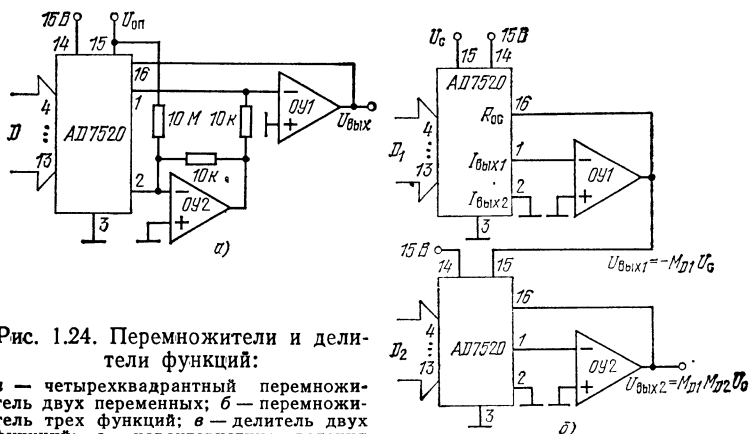


Рис. 1.24. Перемножители и делители функций:

а — четырехквadrантный перемножитель двух переменных; б — перемножитель трех функций; в — делитель двух функций; г — характеристика деления

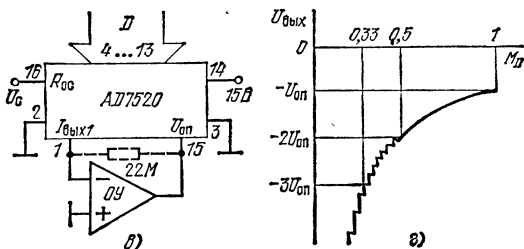


Таблица 1.5

Работа преобразователя AD7520 в режиме двухквadrантного делителя

Входной код D (10 разрядов)	Номинальное выходное напряжение $U_{\text{вых}} = -U_{\text{оп}}/M_D$
111 ... 111	$-(1024/1023) U_{\text{оп}}$
...	...
100 ... 000	$-2U_{\text{оп}}$
...	...
000 ... 001	$-1024 U_{\text{оп}}$
000 ... 000	Обрыв цепи

полняется с помощью схемы двухквadrантного делителя (рис. 1.24, в). Здесь преобразователь работает как переменное сопротивление, управляемое кодом  $D$  и включенное в цепь обратной связи ОУ. Входное напряжение подается на вывод внутреннего резистора обратной связи  $R_{oc}$ .

Примеры зависимости  $U_{вых} = -U_{оп}/M_D$  от кода  $D$  представлены в табл. 1.5, а графическая интерпретация функции деления показана на рис. 1.24, г. Отметим, что при малых значениях  $M_D$  величина элементарного шага становится чрезмерной. При коде «все нули» обратная связь размыкается. Предотвратить режим выключения ОУ можно, если исключить возможность появления кодов малого уровня либо включить шунтирующий резистор с номиналом 22 Мом.

Пример практического применения перемножителя показан на рис. 1.25, а, где представлена схема цифровой регулировки коэффициента усиления звукового каскада. Преобразователем регулируемого тока звукового сигнала в напряжение служит ОУ AD301А (можно использовать ОУ 153УД6), включенный с опережающей коррекцией, когда скорость отклика увеличивается до 10 В/мкс.

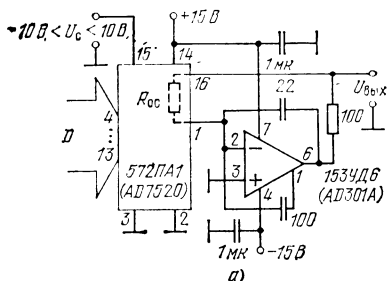
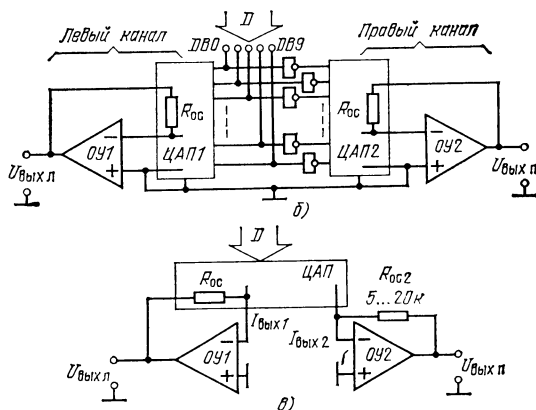


Рис. 1.25. Схемы регулировки уровня звуковых сигналов:

а — цифровой аттенуатор; б — схема плавной коммутации звука на левый и правый каналы; в — упрощенная схема «расщепления» звука



Время установления выходного сигнала до точности  $1/2$  МЗР (10 разрядов) составляет 6 мкс. Коэффициент передачи схемы  $K_U = U_{вых}/U_c = M_D$  имеет пределы  $0 < M_D < 0,999$ , что соответствует в логарифмическом масштабе диапазону ослабления ( $K_U$ , дБ =

$= 20 \lg M_D$ ) от 0 до  $-60$  дБ. Можно расширить диапазон регулировки до  $-90$  дБ, соединив последовательно два преобразователя с общим цифровым входом. Заметим, что, если необходимо иметь равномерную функцию ослабления по шкале децибелов, применяют экспоненциальный цифровой код  $D$ , создающий масштаб  $M_D$ . Двухкаскадная схема обеспечивает точность шагов регулировки 1 дБ.

Цифровая регулировка усиления (ее основное достоинство — точность) сопровождается некоторыми дополнительными помехами. Следует избегать резких переключений масштабов  $M_D$ . Лучше делать их в момент нулевого сигнала. Полезно растянуть время изменения усиления (более 50 мс), для чего можно включить вспомогательный счетчик, дающий плавно нарастающий выходной код. В схемах цифровых регулировок присутствуют небольшие шумы и «пролезание» сигнала при выключенном аттенуаторе. Линейность матрицы  $R-2R$  гарантирует нелинейные искажения на уровне не более 0,05%, шумовое сопротивление матрицы 10 кОм. Максималь-

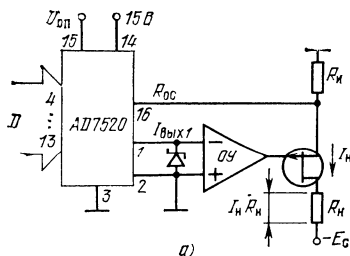
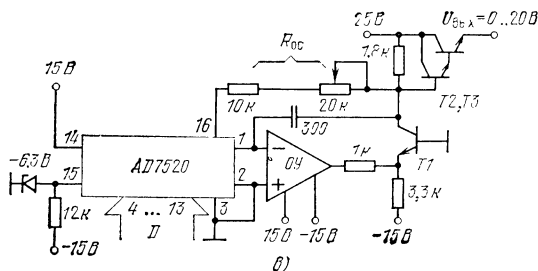
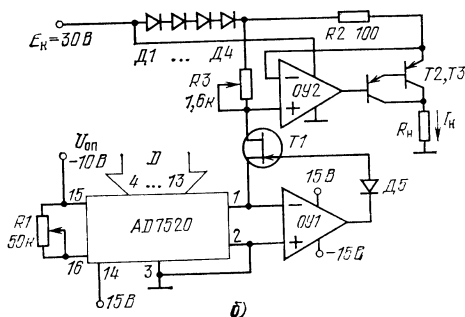


Рис. 1.26. Управляемые источники:  
к:

$a$  — тока;  $b$  — тока с разрешающей способностью 15 мкА (пределы 4 ... 20 мА);  $в$  — выходного напряжения (программируемый усилитель)



ный уровень «пролезания» сигнала через паразитные емкости матрицы (от пика до пика, на частоте 100 кГц) не превышает 10 мВ при входной амплитуде  $-20\text{В} < U_c < 20\text{В}$ , что соответствует  $-66\text{ дБ}$  (на частоте 1 кГц этот параметр приближается к  $-90\text{ дБ}$ ). В режиме управления звуком эффекты пролезания могут быть слышимы, но их можно отфильтровать. Суммарная ошибка нелинейности матрицы и установки коэффициента передачи находится в пределах  $\pm 0,43\text{ дБ}$  (разрешающая способность слуха человека близка к 1 дБ).

На рис. 1.25,б показана прецизионная схема «расщепителя» звука по двум каналам. Здесь два цифровых аттенюатора управляются дополнительными (комплементарными) кодами. Полный сигнал будет на выходе левого канала, а нулевой — на правом, если на левый преобразователь ЦАП1 подан код «все единицы» (справа, на ЦАП2 — код «все нули»). При другом крайнем сочетании кодов сигнал «переместится» на выход правого канала.

На рис. 1.25,в показан упрощенный вариант этой схемы. Здесь используются инверсные свойства выходных токов  $I_{\text{вых}1} = I_{\text{вых}2}$ . Усиление каналов уравнивается резистором  $R_{oc2}$  в режиме, когда включен СЗР.

Пользуясь ИС AD7520 как цифровым аттенюатором, можно строить схемы источников токов и напряжений. Такие устройства, управляемые кодом, удобны для измерительной аппаратуры как генераторы испытательных сигналов. Регулируемые напряжения и токи необходимы также для отклоняющих катушек ЭЛТ, для управления числом оборотов электромоторов прецизионных механических подач.

На рис. 1.26,а изображена схема генератора тока  $I_H$  в нагрузке  $R_H$ . В схеме полевой транзистор служит буферным элементом. Ток нагрузки рассчитывается по уравнению

$$I_H = M_D (\dot{U}_{оп}/R_{oc}) (R_{oc}/R_H + 1). \quad (1.16)$$

Напряжение питания стока транзистора надо выбрать из соотношения  $E_c > I_H R_H$  и учесть, что предельное выходное напряжение ОУ должно быть большим, чем напряжение истока, на величину потенциала отсечки канала полевого транзистора. Абсолютный номинал  $R_{oc}$  может изменяться в пределах 5...20 кОм.

На рис. 1.26,б показана схема генератора выходного тока, изменяемого кодом  $D$  в пределах 4...20 мА, причем разрешающая способность этого изменения («ступенька») равна 15 мкА. Выходной ток этой схемы, отдаваемый заземленной нагрузке, можно подсчитать по формуле:

$$I_H [\text{мА}] = (4 + 16 M_D). \quad (1.17)$$

Резистор  $R1$  служит для калибровки отношения максимального и минимального токов (точное отношение 5:1), а резистором  $R3$  устанавливаются абсолютные уровни этих токов.

Пример построения схемы управляемого генератора напряжения 0...20 В (с током до 100 мА) показан на рис. 1.26,в. Выходное напряжение схемы

$$U_{\text{вых}} = -U_{оп} M_D. \quad (1.18)$$

Если опорное напряжение (на выводе 15) заменить переменным сигналом  $U_c$ , схема будет работать как усилитель мощности с про-



граммируемым усилением. Резистором  $R_{oc}$  устанавливается требуемый масштаб выходного напряжения, когда на входы  $D$  поданы все единицы.

Программируемые фильтры первого порядка, пропускающие низкие частоты (рис. 1.27), основаны на интегрирующем звене с ОУ. Если считать преобразователь переменным сопротивлением, то при постоянном номинале конденсатора можно изменять постоянную времени интегрирования  $\tau = RC$ . Простейшая схема реализации этого подхода показана на рис. 1.27, а. Передаточная функция этой схемы

$$U_{вых}/U_c = -(R_1/R_1) / \{ [1 + (R_1 + R_2)/R_1] [RCp/M_D] \}, \quad (1.19)$$

где  $p$  — оператор Лапласа;  $M_D$  — цифровой масштаб;  $R$  — характеристическое сопротивление матрицы (номинально 10 кОм, но возможны вариации от экземпляра к экземпляру в пределах 5...20 кОм). Частота отсечки для данного фильтра

$$f_{отс} = [M_D R_1 / (R_1 + R_2)] [1 / (2\pi RC)] \quad (1.20)$$

прямо пропорциональна коду  $D$  и зависит от  $R = 5 \dots 20$  кОм.

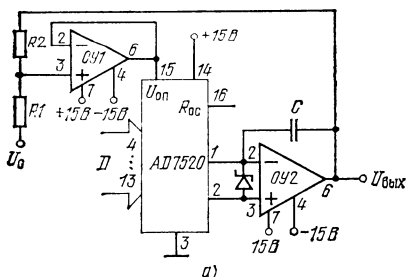
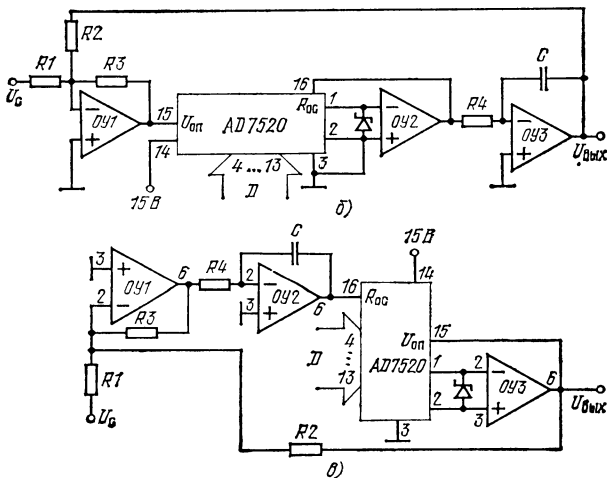


Рис. 1.27. Программируемые звенья фильтров, пропускающих низкие частоты:

а — простое интегрирующее звено; б — звено, для которого частота отсечки не зависит от свойства матрицы; в — звено на базе делителя с линейным изменением постоянной времени



Чтобы исключить зависимость  $f_{отс}$  от  $R$ , в схеме (рис. 1.27,б) использован дополнительный буферный ОУ2. Здесь

$$U_{вых}/U_c = -(R_2/R_1)/[1 + (R_2/R_3)(R_4 C p/M_D)], \quad (1.21)$$

причем частота отсечки также прямо пропорциональна коду

$$f_{отс} = (R_3/R_2) [M_D / 2\pi R_4 C]. \quad (1.22)$$

У двух схем (рис. 1.27,а, б) есть выход (от ОУ1), содержащий только высокочастотные составляющие сигналов (фильтр, пропускающий высокие частоты). У третьей схемы (рис. 1.27,в) от цифрового масштаба  $M_D$  линейно зависит постоянная времени. Схема включения преобразователя аналогична делителю (рис. 1.24,в). Передаточная функция фильтра

$$U_{вых}/U_c = -(R_2/R_1)/[1 + (R_2/R_3) M_D R_4 C p] \quad (1.23)$$

имеет постоянную времени

$$\tau = (R_2/R_3) M_D C. \quad (1.24)$$

Аналого-цифровой делитель, включенный после интегратора ОУ2, меняет постоянную времени цепи. С приближением делителя к режиму размыкания укорачивается постоянная времени интегрирования и схема может потерять устойчивость. Минимальные (опасные) значения  $M_D$  следует исключить, запретив прохождение на схему соответствующих кодов  $D$  низкого уровня.

В заключение рассмотрим несколько схем функциональных генераторов, выполненных на основе цифрового потенциометра.

Генератор пилообразного напряжения (рис. 1.28,а) можно построить на основе 10-разрядного кольцевого счетчика и преобразователя ток — напряжение. Если счетчик обеспечивает коэффициент  $M_D$ , линейно изменяющийся во времени, то и выходное напряжение схемы линейно зависит от времени:

$$-U_{вых} = U_c M_D(t). \quad (1.25)$$

На графиках (рис. 1.28,а) показаны выходные напряжения схемы при  $U_c = -U_{оп}$  (цифровая «пила») и при  $U_c = U_0 \sin \Omega t$  (модулированная «пила»). На базе схемы (рис. 1.28,а) можно строить цифровые модуляторы сигналов. Пример построения генератора импульсов, время задержки которых  $t_z$  зависит от кода  $D$ , показан на рис. 1.28,б. Здесь опорный ток  $I_{оп} = 1$  мА (он задается схемой «токового зеркала», транзисторы  $T1$  и  $T2$ ) проходит через цифровой потенциометр и заряжает емкость конденсатора  $C$ , включенного в схему интегратора.

Система запускается отрицательным перепадом по входу таймера NE555. Таймер включает свой выходной каскад, когда выходное напряжение интегратора (выход ОУ) превысит уровень  $2/3 E_n = 10$  В, в это время генерируется пауза в выходном напряжении.

Время задержки для схемы (рис. 1.28,б) рассчитывается по формуле

$$t_z = 10 [C / (M_D I_{оп})]. \quad (1.26)$$

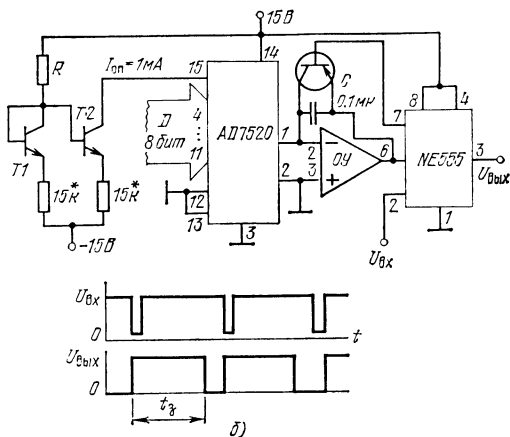
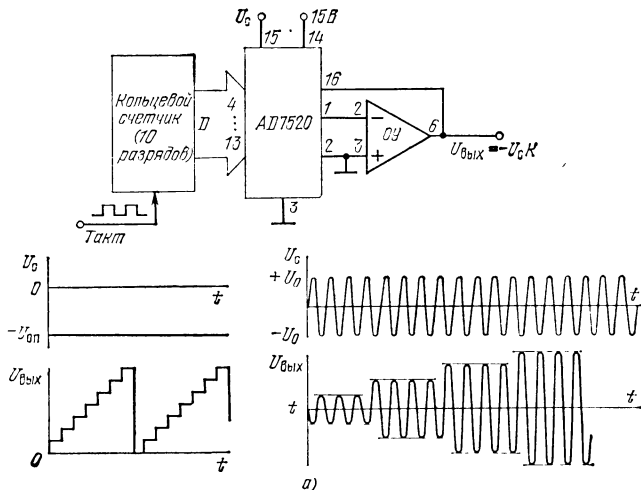
На рис. 1.28,в изображена схема преобразователя напряжение — частота, имеющая два выхода с взаимно-дополняющими частотами  $f_{вых1}$  и  $f_{вых2}$ . В качестве автогенераторов здесь использованы два

таймера, расположенные на одной подложке (ИС NE555). Выходные комплементарные токи ЦАП  $I_{\text{вых1}}$  и  $I_{\text{вых2}}$  через буферные усилители ОУ1 и ОУ2 подаются на времязадающие конденсаторы таймеров  $C1$  и  $C2$ . Поскольку частота автогенерации зависит от тока, втекающего в конденсатор, ее можно модулировать кодом  $D$  в пределах 10 Гц...10 кГц.

Выходные частоты

$$\begin{aligned} f_{\text{вых1}} &= -(3/E_{\Pi}^-) M_D E_{\Pi}^+ / [C_1 (R_1 + R)], \\ f_{\text{вых2}} &= -(3/E_{\Pi}^-) (1 - M_D) E_{\Pi}^+ / [C_2 (R_1 + R)], \end{aligned} \quad (1.27)$$

здесь  $R=5 \dots 20$  кОм — внутреннее сопротивление матрицы;  $M_D$  — цифровой масштаб. Диоды  $D1$  и  $D2$  защищают транзисторы  $T1$  и  $T2$  от пробоя из-за возможной в момент включения схемы пере-



ны полярности выходных напряжений ОУ. Диоды ДЗ, Д4 защищают выходные шины преобразователя.

Используя интегральный преобразователь напряжение — частота AD537, можно построить схему генератора с диапазоном 0 ...

... 100 кГц, номинал выходной частоты которого устанавливается входным кодом D. Схема такого генератора с цифровой шкалой показана на рис. 1.28, г.

Выходная частота для схемы

$$f_{\text{вых}} = U_c M_D / 10 R_{\text{вх}} C_1, \quad (1.28)$$

где  $R_{\text{вх}} = R_{\text{г}} + R$  (причем  $R = 5 \dots 20$  кОм — внутреннее сопротивление матрицы). Максимально допустимый входной ток для ИС AD537 равен 2 мА, с помощью  $R_{\text{г}}$  удобно откалибровать схему на частоту 100 кГц при токе от преобразователя 1 мА. Точную подстройку можно осуществить с помощью резистора R3. Схема программируемого функционального генератора, дающего сфазированные последовательности прямоугольных и треугольных импульсов, показана на рис. 1.28, д. Здесь ОУ1 работает как интегратор, а ОУ2 — как регенеративный нуль-компаратор (см. приложение 2).

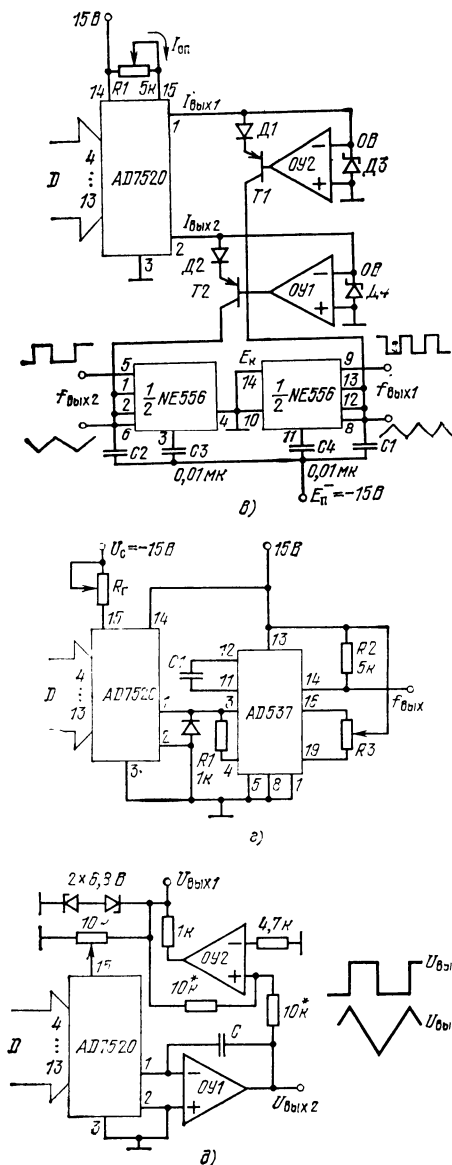


Рис. 1.28. Схемы модуляторов и специальных генераторов:

а — генератор пилообразного напряжения (модулятор); б — схема генератора импульсов, задержанных по времени; в — генератор комплементарных частот; г — генератор с частотой, программируемой кодом; д — программируемый функциональный генератор

## 1.10. Сверхскоростные преобразователи видеосигналов фирмы TRW

Успехи биполярной технологии ИС сверхвысокой интеграции (VLSI) позволили фирме TRW в 1977 г. реализовать на одном кристалле 8-разрядный параллельный АЦП TDC1007J, работающий с максимальной скоростью 30 миллионов выборок в секунду. Иначе говоря, поток данных на восемь параллельных выходных проводах преобразователя составляет 30 миллионов 8-разрядных слов в секунду [17].

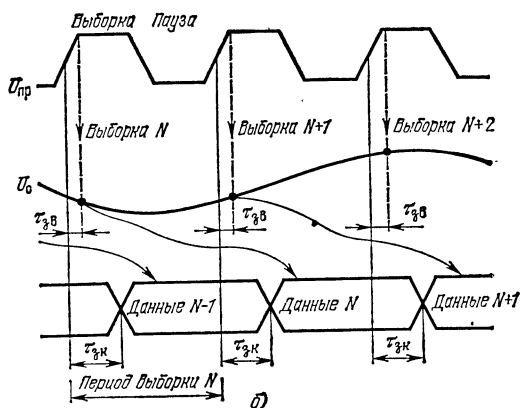
Для реализации параллельного преобразователя необходимо разместить на кристалле матрицу  $2^n R$ , состоящую в данном случае из 256 одинаковых диффузионных резисторов, 255 высокоточных компараторов, развитый шифратор кода (255 номеров уровней переводятся в 8 двоичных разрядов) и вспомогательную логику.

В результате совместной работы схемотехников и технологов фирмы TRW на подложке размером  $6,3 \times 6,3$  мм было размещено 20 000 эквивалентных интегральных элементов, причем схема потребляет от двух основных источников питания  $E_k = 5$  В и  $E_b = -6$  В мощность 2 Вт. Хотя выходные сигналы имеют уровни, совместимые с ТТЛ ИС, внутренняя логическая часть работает на специально разработанных структурах: на логике «токовое зеркало» (current mirror logic) и логике с эмиттерными повторителями (emitter follower logic).

Структурная схема этого преобразователя показана на рис. 1.29,а. Опорные уровни для компараторов создаются последовательным делителем двух опорных потенциалов  $U_{RT}$  — «верхнего» и  $U_{RB}$  — «нижнего»; от средней точки имеется контрольный отвод, причем номинал резистора  $R_T = 15$  кОм. Два опорных потенциала позволяют обрабатывать двухполярные входные сигналы  $U_c$ , которые подаются на соединенные параллельно сигнальные входы 255 компараторов (они не должны иметь больших синфазных напряжений). Если выбран однополярный режим ( $U_{RT} = 0$  и  $U_{RB} = -2$  В), то делитель потребляет ток 30 мА (по этим данным нетрудно подсчитать номинал резистора матрицы  $2^n R$ ). Сигнал разрешения преобразования подается на вход  $U_{пр}$ . Для управления разделением прохождением на выход СЗР и семи МЗР служит логическая схема Иключающее ИЛИ (ex-or). Сигналом, поданным по входу  $NMINV$ , осуществляется инвертирование только СЗР. Если использовать вход  $NLINV$ , инвертируются коды остальных семи разрядов, исключая СЗР. Эти входы позволяют формировать дополнительные коды. Для уменьшения помех от цифровой части на аналоговую их земляные шины разделены (АЗ — аналоговая земля, ЦЗ — цифровая).

Выходной регистр «зашелкивает», сохраняет код до полного окончания следующего преобразования. Преобразователь выдает данные, соответствующие предыдущей выборке сигнала. Такая логика работы (условно называемая «трубопроводной») позволяет реализовать наибольшую скорость выборки, которая будет ограничиваться суммой задержек срабатывания составных элементов «трубопровода»: компараторов и логики.

Диаграмма работы параллельного преобразователя показана на рис. 1.29,б. По каждому импульсу сигнала преобразования  $U_{пр}$  с задержкой включения  $\tau_{ав}$  производится отсчет выбранного уровня всеми компараторами (выборка  $N$ ). На выходах компараторов об-



53

предыдущей выборки  $N-1$ ). Принципиальная схема одного из 255 компараторов показана на рис. 1.30, а. Эта схема обеспечивает малосигнальную полосу усиления 45 МГц (по уровню  $-3$  дБ). Внутреннее кодирование осуществляется по положительному фронту сигнала преобразования двумя схемами. На рис. 1.30, б показана

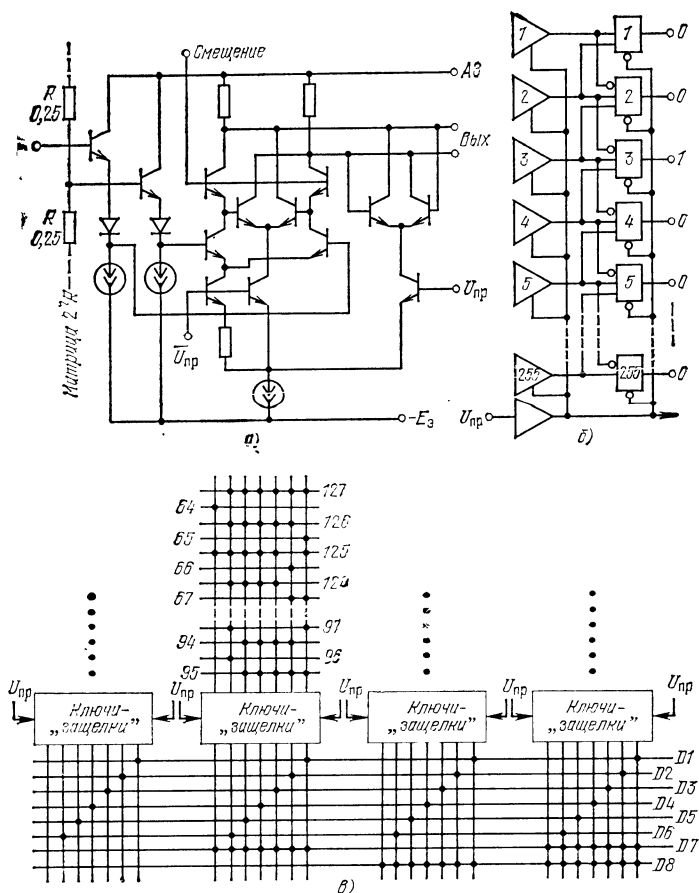


Рис. 1.30. Детали схемотехники преобразователя TDC1007J:  
а — принципиальная схема компаратора; б — схема И; в — схема ИЛИ

ключевая часть И, состоящая из трехходовых ключей. Ее назначение — защита от случайных срабатываний компараторов, создающих «термометровый код». Схема работает по отрицательному фронту  $U_{пр}$ .

Основное кодирование производится двумя шагами по логике ИЛИ, фрагмент которой показан на рис. 1.30, в. Здесь имеется 4 группы логических устройств, снабженных выходными ключами с

памятью — «защелками». Соответственно этим группам логикой вырабатывается четыре 7-разрядных слова. Они запоминаются по положительному фронту сигнала преобразования  $U_{пр}$ . Одно из этих слов содержит МЗР преобразуемой выборки, другие три слова — нули. Функция ИЛИ от этих четырех слов и СЗР дают 8-разрядный выходной код, который «защелкивается» выходными ключами по отрицательному фронту сигнала преобразования  $U_{пр}$ . Четыре канала кодирования позволяют снизить быстродействие каждой схемы ИЛИ в четыре раза.

В настоящее время имеются 7- и 6-разрядный варианты преобразователя TDC1007J (127 и 63 компаратора), также изготавливается модернизированный 8-разрядный преобразователь TDC1018J, потребляющий мощность питания 1,2 Вт.

Параллельные преобразователи типа TDC1007J пригодны для преобразования полного телевизионного видеосигнала, при этом ошибка дифференциальной фазы не превышает 0,5°, а дифференциальная ошибка усиления составляет 1,5%. Поскольку эквивалентная полоса системы может превышать 10 МГц, преобразователь пригоден для перевода в код радиолокационных сигналов. На двух преобразователях при параллельном соединении можно построить 9-разрядную схему, при последовательном — 14-разрядную. Соответствующие функциональные схемы показаны на рис. 1.31.

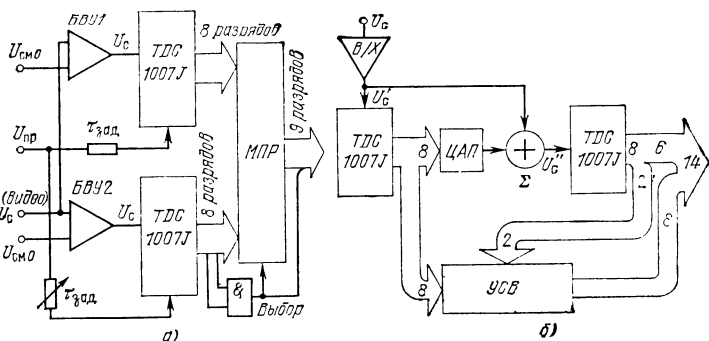
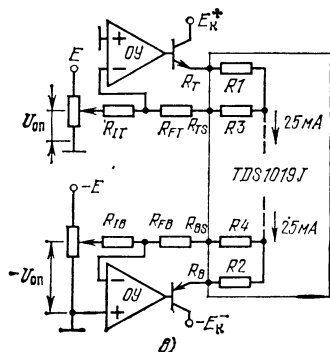
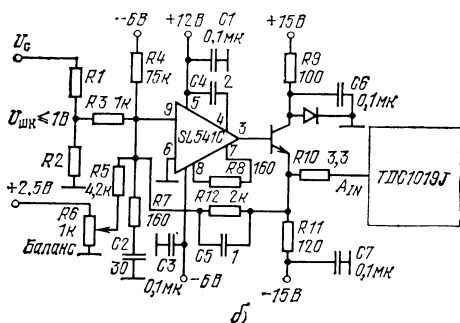
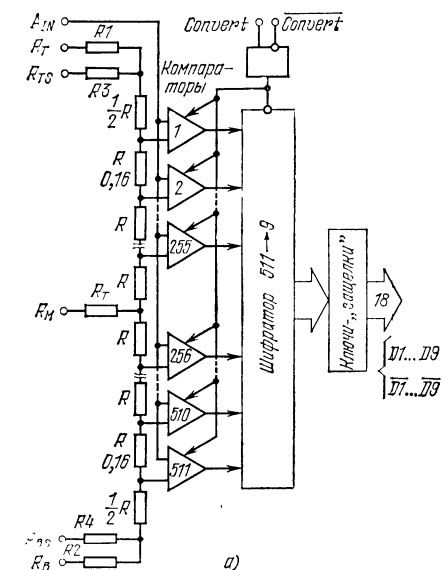


Рис. 1.31. Нарращивание числа разрядов с помощью двух преобразователей TDC1007J:

а — параллельное соединение (9 разрядов, БВУ — буферный усилитель видеосигнала, МПР — мультиплексор); б — последовательное соединение (14 разрядов, В/Х — схема выборки — хранения, ЦАП — преобразователь цифра — аналог, УСВ — устройство суммирования — вычитания, Σ — аналоговый сумматор)

Функциональная схема 9-разрядного параллельного преобразователя TDC1019J, работающего со скоростью 25 мегавыборок в секунду, показана на рис. 1.32,а [18]. Параллельная аналоговая часть этой ИС расширена в два раза по сравнению со схемой рис. 1.29,а, причем в эквивалентную схему резистивной матрицы  $2^n R$  (базовый номинал  $R=0,16$  Ом) добавлены «паразитные» резисторы  $R1 \dots R4$ . Каждый из этих резисторов отображает сумму сопротивлений, возникающих в контактных площадках, соединительном проводнике и металлизированной токоведущей дорожке на пути тока от внешнего вывода ИС до основной схемы резистивного делителя. От верхнего и нижнего концов делителя опорного напряжения сде-





лано по два симметричных вывода  $R_T$ ,  $R_{TS}$  и  $R_B$ ,  $R_{BS}$ . Используя эти пары выводов и ОУ, удастся реализовать схему Кельвина, которая позволяет снабжать матрицу точно заданным током питания.

Цифровая часть преобразователя принципиально переработана. В ИС TDC1019J шифратор построен на ЭСЛ-структурах, которые по шинам питания дают значительно меньший уровень опасных высокочастотных помех, поскольку ток, потребляемый ЭСЛ-ключом, остается примерно постоянным во время переключений. Напомним, что для ТТЛШ-ключей характерны короткие и мощные импульсные помехи в шине питания, поскольку есть момент, когда оба выходных транзистора ключа одновременно открыты.

ЭСЛ-шифратор, снабженный схемой «защелкивания» кодов, имеет 18 выходов, причем каждый разряд представлен парафазными кодами  $D$  и  $B$ . Применение ЭСЛ позволило улучшить качество импульсов прямого и инверсного кодов. Переход к ТТЛШ можно осуществить при необходимости с помощью ИС-трансляторов уровня. Цифровая часть ИС получает питание от одного источника  $-5,2$  В, аналоговая — от двух с напряжениями  $\pm 15$  В.

Рис. 1.32. Параллельный 9-разрядный преобразователь TDC1019J:

а — функциональная схема;  
б — входной видеоусилитель;  
в — схема питания матрицы резисторов опорными токами

Пластмассовый корпус ИС TDC1019J имеет 64 вывода. Конструктивно кристалл расположен на полоске анодированного алюминия, поэтому специальный теплоотвод для ИС не нужен.

На рис. 1.32,б показана схема видеоусилителя, обеспечивающего для преобразователя TDC1019J необходимый по полюсе и мощности входной сигнал  $A_{IN}$ . Типовой диапазон входного сигнала для этой ИС должен иметь пределы  $0 \dots -2$  В. Эквивалентная схема входной цепи по выводу  $A_{IN}$  нагружающая источник сигнала, соответствует параллельному соединению входов 511 эмиттерных повторителей (это входы 511 компараторов), поэтому входная емкость здесь составляет 250 пФ, а входной ток смещения 0,52 мА.

Чтобы при такой нагрузке получить полосу усиления для входного сигнала на уровне 50 МГц, в схеме рис. 1.32,б применен ОУ фирмы Plessey, SL541C, у которого произведение полосы на усиление составляет 1 ГГц. Этот ОУ снабжен мощным эмиттерным повторителем (ЭП), через который течет ток питания  $70 \dots 100$  мА. ОУ и ЭП замкнуты петлей ООС, поэтому схема (от входа  $U_{шк}$ ) имеет  $K_U = -2$ . Входной сигнал поступает на схему видеоусилителя через нормирующий делитель  $R_1, R_2$ . Его назначение — получить на входе необходимое напряжение шкалы  $U_{шк} = 1$  В. Если амплитуда входного сигнала  $U_c \leq 1$  В, резистор  $R_1$  замыкается.

Резистивный делитель опорного напряжения в ИС необходимо питать втекающим (положительным) и вытекающим (отрицательным) токами из-за того, что входной ток каждого компаратора (по опорному входу) составляет  $I_{вх} = 1$  мкА. Это приводит к значительному ответвлению тока от резистивного делителя внутри ИС, куда нет доступа. На рис. 1.32,в показана схема двухполярного питания. При опорном напряжении  $U_{оп} = -2$  В ток делителя в TDC1019J составляет 25 мА. Чтобы исключить напряжения смещения нуля шкалы, возникающие от тока 25 мА на паразитных сопротивлениях  $R_1$  и  $R_2$  (напомним, что элементарная градация в этом преобразователе равна 3,914 мВ), пары сопротивлений  $R_1, R_3$  и  $R_2, R_4$  включаются внутрь петель ООС ОУ. Токи питания, генерируемые обоими источниками, будут с большой точностью определяться соотношениями  $U_{оп}/R_{IT} = 25$  мА и  $-U_{оп}/R_{IV} = -25$  мА, поскольку между входами идеального ОУ напряжение равно нулю, а ток на его вход не ответвляется.

Номиналы резисторов связи  $R_{FT}$  и  $R_{FB}$  должны подбираться при калибровке шкалы опорного напряжения. Разность напряжений между выводами  $R_T$  и  $R_{TS}$  следует установить равной 0 В, причем вывод  $R_T$  присоединяется к АЗ системы ( $U_{RT} = 0$ ). Аналогично устанавливается равной 0 В разность потенциалов выводов  $R_{BS}$  и  $R_B$ , но добиваются того, чтобы  $U_{RB} = -U_{оп} = -2$  В.

Преобразователь TDC1019J предназначен для построения телевизионных цифровых корректоров временных искажений (ЦКВИ, time base corrector — TBC). Эти сложные аналого-цифровые приборы включаются в студийном оборудовании непосредственно после видеоманитонов. В ЦКВИ аналоговый сигнал переводится в код, подвергается обработке и запоминается в буферных ЗУ, что позволяет при считывании его строго синхронизировать. Для передачи в канал связи код проходит обратное преобразование в аналоговую форму. Такими преобразованиями удается устранить искажения синхронизации сигнала, которые возникают в видеоманитонах (особенно в малогабаритных) из-за неравномерности движения ленты. Фирмой TRW разработан 10-разрядный параллельный АЦП TDC1020J с 1023 компараторами [19].

## 1.11. Преобразователь напряжение — частота

Преобразователь напряжение — частота (ПНЧ, voltage to frequency converter — VFC) предназначен для генерации стандартных импульсов цифровых ИС, частота следования которых пропорциональна напряжению входного сигнала. ПНЧ давно применяются в электронной аппаратуре различных диапазонов от постоянного тока до СВЧ. В последние годы появилась большая группа ИС ПНЧ.

Эти схемы используются для построения различных выносных устройств сбора информации, ее передачи, а также для управления процессами (например, числом оборотов электродвигателя). Особенно часто ПНЧ применяются в малогабаритных цифровых мультиметрах. Они используются для построения модуляторов и демодуляторов ЧМ, для измерения частоты, в электронных тахометрах и однотипных с ними устройствах (например, в спидометрах). Поскольку некоторые ИС ПНЧ сходны по принципу действия с генераторами, управляемыми напряжением (ГУН), их можно использовать в цифровых и аналоговых петлях фазовой автоподстройки (ФАП).

К настоящему времени для ИС ПНЧ полоса частот, преобразуемых с точностью 0,1%, не превышает 1 МГц, однако такая полоса хорошо согласуется с быстродействием массовых МП, для которых эти ИС часто служат переходными устройствами от аналоговых к цифровым сигналам.

Наиболее часто ИС ПНЧ строятся двумя методами. Во-первых, можно использовать свойство мультивибратора менять частоту автогенерации при регулировании питающего напряжения. В этом случае выходной сигнал имеет форму прямоугольного напряжения, модулированного по частоте. Во-вторых, можно применить в схеме ПНЧ ждущий мультивибратор. Он генерирует одинаковые калиброванные импульсы, частота следования которых меняется пропорционально входному напряжению. На рис. 1.33,а показан медленно нарастающий сигнал  $U_c$ . Если ПНЧ основан на мультивибраторе — автогенераторе, его выходной сигнал будет соответствовать осциллограмме рис. 1.33,б. Ждущий управляемый мультивибратор даст последовательность импульсов, показанную на рис. 1.33,в.

Рассмотрим структурную схему генерации импульсной последовательности (рис. 1.33,в). Основой такой схемы (рис. 1.34,а) является интегратор на ОУ. Если на вход схемы подается отрицательное входное напряжение, то времязадающий конденсатор  $C_\pi$  (для ИС он внешний) заряжается током  $I_c$  с постоянной скоростью  $I_c/C = U_c/RC$ . Положительное выходное напряжение  $U_{ou}$  по окончании паузы  $T_\pi$  (см рис. 1.34,б) достигает порога срабатывания компаратора  $U_\pi$ . Компаратор  $K_p$  генерирует перепад сигнала, запускающий ЖМ, выходной импульс которого имеет длительность  $t$ . Для формирования импульса ЖМ в схеме имеется второй времязадающий конденсатор  $C_t$ .

Далее импульс с помощью ключа с резистивной нагрузкой передается на цифровые ИС (ЦИС), имеющие напряжение питания  $E_{цис}$ . Следует отметить, что в реальных ИС ПНЧ часто разомкнуты выводы как коллектора, так и эмиттера выходного транзистора, что упрощает схему подключения ПНЧ к различным типам ЦИС (ТТЛ, ЭСЛ, КМОП и др.).

Для того чтобы разрядить конденсатор интегратора  $C_\pi$ , служит коммутируемый ключом  $K$  генератор тока ГТ. Сигнал ЖМ

закрывает ключ, и от ГТ в суммирующий узел ОУ  $\Sigma$  подается ток  $I_{оп}$  с полярностью, противоположной полярности тока сигнала  $I_c$ . Циклы заряда и разряда интегратора повторяются.

Если напряжение входного сигнала  $-U$  изменится до  $-2U$ , частота генерации импульсов ЖМ должна также возрасти вдвое.

Рис. 1.33. Способы преобразования напряжения в частоту:

$a$  — пример входного напряжения  $U_c$ ;  $b$  — последовательность прямоугольного напряжения с переменной частотой;  $в$  — последовательность калиброванных импульсов с переменной частотой

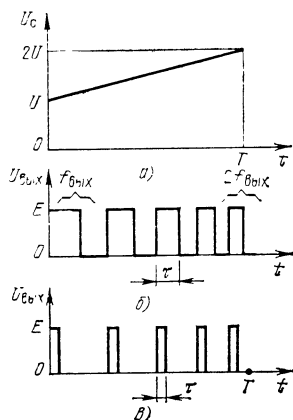


Рис. 1.34. Структурная схема ПНЧ со ждущим мультивибратором ( $a$ ) и временные диаграммы для этой схемы ( $b$ )

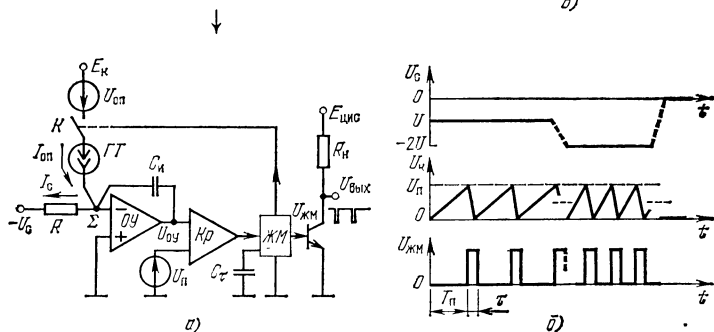


Схема переключаемого ГТ обеспечивает постоянство скорости разряда интегратора; эта скорость задается оптимальной для выбранных условий с помощью регулируемого внешнего резистором источника опорного напряжения  $U_{оп}$ . Иногда данный способ преобразования называется методом балансирования зарядов (charge balancing).

На рис. 1.35,  $a$  показана структурная схема преобразователя напряжение — частота VFC32 фирмы Вигг — Броуп. Эта схема имеет все узлы, рассмотренные на рис. 1.34,  $a$ . Длительность импульса ЖМ устанавливается внешним времязадающим конденсатором  $C_\tau$ . Полная схема включения VFC32 в режиме ПНЧ показана на рис. 1.35,  $b$ . Если ключ  $K1$  установлен в положение А, то ПНЧ преобразует положительное входное напряжение  $U_c$ . Когда  $K1$  переведен в положение Б, преобразуются отрицательные входные сигналы.

Номинал конденсатора  $C_\tau$  рассчитывается по уравнению  $C_\tau = 3,3 \cdot 10^{-5} / f_{max} - 30 \cdot 10^{-11}$  [Ф]. Этот конденсатор подключается к выводу 5. Среднее время паузы между импульсами  $T_\pi$  формиру-

ется с помощью конденсатора интегратора  $C_{\text{и}}$ . Его номинал подсчитывается по соотношению:  $C_{\text{и}} = 10^{-4} / f_{\text{max}}$  [Ф], но при этом  $C_{\text{и min}} = 1000$  пФ. Для улучшения разрешающей способности ПНЧ при входных напряжениях менее 10 мВ применяется точная балансировка ОУ, имеющего напряжение смещения нуля 1...4 мВ. Она осуществляется потенциометром  $R_4$  с номиналом от 10 до 100 кОм.

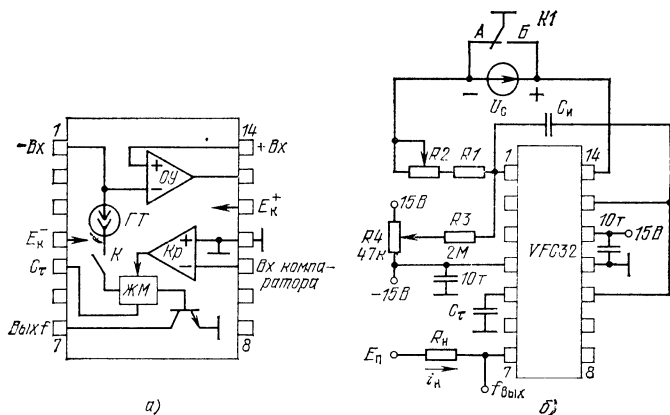


Рис. 1.35. ИС VFC32:

а — структурная схема; б — схема ПНЧ для положительных и отрицательных входных сигналов

Номинал резистора  $R_3$ , задающего ток балансировки, выбирается не более 10 МОм, поскольку входной ток инвертирующего входа ОУ равен 6...8 нА (для неинвертирующего — 30...40 нА). Дифференциальное входное сопротивление ОУ составляет 200 кОм при входной емкости 10 пФ.

Резистором  $R_1$  нормируется шкала входного тока сигнала. Входной ток сигнала интегратора должен находиться в пределах 0...0,25 мА, поэтому положительные входные напряжения могут меняться от 0 В до 0,25  $R_1$  [мА·кОм=В]. Отрицательное входное напряжение не должно падать ниже —10 В. Номинал  $R_1$  необходимо, кроме того, скорректировать согласно соотношению  $R_1$  [кОм] =  $= U_{\text{с max}} (90 - \Delta C_{\text{и}} / 100 C_{\text{и}}) / 25$  мА, в котором  $\Delta C_{\text{и}} / 100 C_{\text{и}}$  — точность номинала конденсатора  $C_{\text{и}}$ . Резистор  $R_2$  — подстроечный

Уровень допустимого тока нагрузки  $i_{\text{н}}$  зависит от напряжения питания  $E_{\text{п}}$  и номинала  $R_{\text{н}}$ , который можно подсчитать по формуле  $R_{\text{н}} = E_{\text{п}} / (8 \text{ мА} - i_{\text{н}})$ . Отметим, что чем меньше номинал  $R_{\text{н}}$ , тем короче фронт выключения выходного  $n-p-n$ -транзистора. От ПНЧ VFC32 можно получить минимальную длительность импульса 0,1 мкс. При скачке входного сигнала от 0 до 10 В, если ПНЧ был откалиброван на частоту полной шкалы  $f_{\text{max}} = 100$  кГц, время установления такой частоты на выходе равно 40 мкс. При этом ошибка не превышает  $10^{-4} f_{\text{max}}$ , т. е. 10 Гц. Предельная частота полной шкалы для ПНЧ VFC32  $f_{\text{max}} = 500$  кГц, здесь ошибка нелинейности составляет  $6 \cdot 10^{-5} f_{\text{max}} = 30$  Гц. При  $f_{\text{max}} = 1$  кГц ошибка нелинейности  $3 \cdot 10^{-5}$ .

ИС VFC32 весьма экономична и потребляет ток питания 3,5 мА. На основе этой ИС можно сделать преобразовательную часть мультиметра либо выносной датчик с эквивалентной разрешающей способностью 8... 12 бит.

## 2. ИНТЕГРАЛЬНЫЙ ТАЙМЕР И ЕГО ПРИМЕНЕНИЕ

Простую в эксплуатации функциональную ИС, предназначенную для формирования точных интервалов времени, многие фирмы пытались спроектировать еще в начале 60-х годов. Тогда использовались всевозможные варианты классической мультивибраторной схемы, точность работы которой невелика. Мультивибраторы с ОУ оказались непрактичными, поскольку ОУ имеют два источника питания, а частота сигнала (или длительность отмеряемых интервалов времени) в таких схемах сильно зависит от напряжения питания схемы.

Принципиальным шагом оказалось изобретение нескольких видов таймеров (timer, от слова time — время). К настоящему времени таймеры, генерирующие аналоговым, цифровым либо комбинированным способом точные интервалы времени (или последовательности импульсов со стабильными частотами), отличаются надежностью в работе и хорошо обеспечены литературой по применению. Наряду с простыми ИС, работающими от времязадающего RC-звена, среди таймеров имеются приборы, программируемые от микропроцессоров (МП), а также стабилизируемые кварцами.

Самый первый интегральный таймер NE 555 появился в 1972 г. (первоначальный разработчик — фирма Signetix). Эта ИС используется в диапазоне времен от 10 мкс до 1 ч, она оказалась одним из самых любимых объектов творчества схемотехников и радиолюбителей. Таймеру NE555 соответствует ИС КР1006ВИ1.

В настоящее время имеются таймеры, работающие гораздо быстрее, чем NE555. Пример такой схемы — ИС 9601 фирмы Fairchild. Она имеет ТТЛ-выход и генерирует импульсы с минимальной длительностью 100 нс. К таймерам этого типа принадлежат вдвоенный и маломощный вдвоенный варианты (ИС 9602 и 96L02).

Таймерная схема, отмеряющая многочасовые интервалы времени, постоянно потребляет ток заряда времязадающей емкости и ток питания ИС. Наибольшей экономичностью обладают КМОП-варианты базового таймера: ИС ICM7555 (одиночный таймер) и ICM7556 (сдвоенный таймер) фирмы Intersil.

Удалось улучшить точность работы таймерных ИС по сравнению с базовой схемой NE555. Например, у ИС LM322 (National Semiconductor) стабилизирован ток потребления (4,5 мА), увеличено питающее напряжение (до 40 В) и имеется вывод, улучшающий точность генерации микросекундных импульсов. Выходной каскад этой ИС универсальный.

Очень большие интервалы времени (сутки и даже месяцы) сложно генерировать без цифровых делителей, поскольку использовать времязадающее звено с номиналами 100 МОм и 100 мкФ непрактично. Токи утечки в таких элементах соизмеримы с входными токами ИС. Фирма EXAR снабдила таймер NE555 несколькими вари-

антами цифровых счетчиков с переменным коэффициентом деления (ИС XR2240), поэтому длительность импульса удастся дискретно регулировать в пределах  $RC \dots 255 RC$ . Такая структурная схема реализуется в двончно-десятичном варианте (ИС XR2250 и XR8250) — считывают интервалы времени в пределах  $RC \dots 99RC$ ). Имеется таймер в варианте часов, позволяющий набирать тумблерами секунды и минуты. С этой целью несколько ИС XR8260 соединяют последовательно (постоянную времени для каждого каскада можно установить в пределах  $RC \dots 59RC$ ). Среди таймеров сейчас имеются ИС повышенной степени интеграции, где кварцевый автогенератор снабжается счетчиками. Как правило, такие таймеры позволяют получить определенный набор калиброванных импульсов. Еще более сложные таймерные схемы используются для обслуживания устройств отображения информации — дисплеев. Их программирование можно осуществлять как с помощью внешних монтажных перемычек, так и сигналами управления от МП. В данной главе рассмотрим особенности эксплуатации таймера NE555 (KP1006BИ1) [1].

## 2.1. Интегральный таймер NE555

Принципиальная схема таймера NE555 приведена на рис. 2.1,а. На рис. 2.1,б показана его функциональная схема. Широко используется также удвоенный вариант этого таймера — ИС NE556 (рис. 2.1,в) [1]. На принципиальной схеме рис. 2.1,а можно выделить шесть основных узлов: триггер управления, выходной каскад (транзисторы  $T_{24}$  и  $T_{26} \dots T_{28}$ ), два компаратора — верхний (ВК) и нижний (НК), резистивный делитель пороговых напряжений  $R-R-R$  (резисторы  $R_3$ ,  $R_4$  и  $R_5$ ), а также транзистор сброса  $T_{14}$ .

Триггер образуют транзисторы  $T_{17} \dots T_{20}$ , ВК состоит из транзисторов  $T_1 \dots T_6$  и  $T_{15}$ ,  $T_{16}$ , а узел НК собран на транзисторах  $T_7 \dots T_{13}$ . Отметим следующие особенности схемы. Резисторы делителя  $R_3$ ,  $R_4$ ,  $R_5$  имеют очень хорошее взаимное согласование сопротивлений (лучше 2%) и их температурных коэффициентов, поэтому любое значение напряжения питания всегда делится с большой точностью на 3 равные части. Этим приемом создаются опорные уровни: для НК  $\frac{1}{3} E_K$  (на базе составного транзистора  $T_{10}$ ) и для ВК  $\frac{2}{3} E_K$  (база транзистора  $T_4$ ). Напряжение верхнего порогового уровня присутствует на выводе 5 таймера. На этот вывод можно подавать внешнее модулирующее или управляющее напряжение, которое будет изменять порог срабатывания таймера.

Вторая особенность данной ИС в том, что в схеме НК усиленная часть образована низкоскоростными  $p-n-p$ -транзисторами. Этим способом удалось уменьшить допустимое питающее напряжение ИС до 4,5 В, однако транзисторы  $T_7 \dots T_{10}$  не позволяют запускать схему импульсами, длительность которых меньше 10 мкс. Запускающий фронт импульса для ИС NE555 отрицательный (необходимо открыть  $p-n-p$ -транзисторы  $T_7$  и  $T_8$ ). Фронт импульса сброса также отрицательный, спадающий, поскольку им запирается  $p-n-p$ -транзистор  $T_{25}$ .

Выходной каскад ИС при напряжении питания 5 В совместим с ТТЛ-схемами. В то же время он может пропускать через составной транзистор  $T_{27}$ ,  $T_{28}$  от источника  $E_K$  к нагрузке или через транзисторы  $T_{24}$  и  $T_{26}$  от нагрузки к нулевой шине ток до 200 мА. Выходной каскад управляется схемой фазоинвертора (транзистор  $T_{23}$ ).

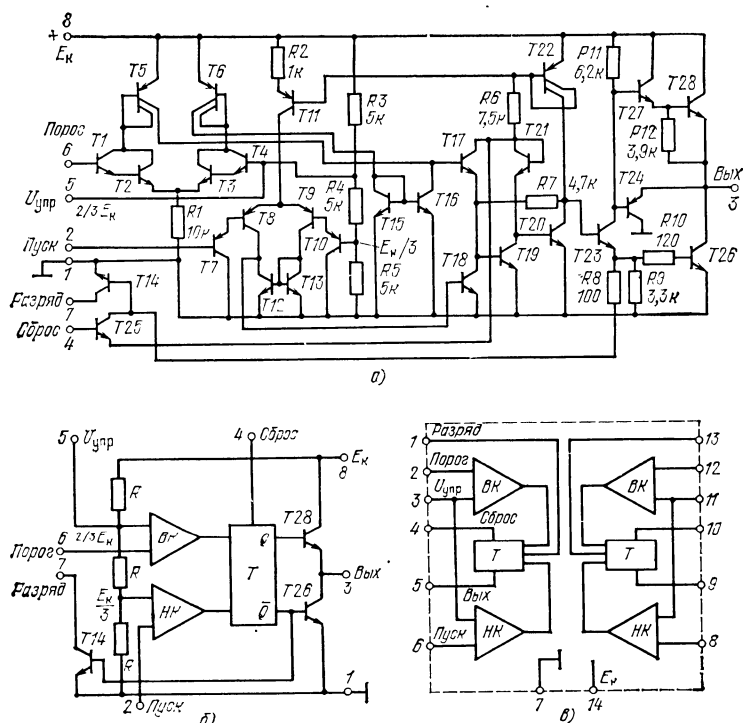


Рис. 2.1. Интегральные аналоговые таймеры:

*а* — принципиальная схема ИС NE555; *б* — функциональная схема, *в* — функциональная схема ИС NE556 (два таймера на одном кристалле)

Напряжение питания ИС можно изменять в пределах 4,5...20 В. Рассмотрим базовые схемы включения таймера. Режимы работы таймера определяются схемой подключения внешней времязадающей цепи, а также вывода сброса.

## 2.2. Ждущий мультивибратор

Ждущий мультивибратор (monostable, one-shot) генерирует калиброванный по времени импульс как отклик на каждый внешний импульс запуска (точнее, на отрицательный перепад) [1].

На рис. 2.2,а показана схема ждущего мультивибратора. Запускающий импульс подается на вывод 2 (на вход нижнего компаратора), вход сброса триггера (вывод 4) не используется (он присоединяется к шине питания), а модуляционный вход (вывод 5) во избежание влияния помех заземляется по высокой частоте через фильтрующий конденсатор с номиналом 0,01 мкФ. В ждущем режиме транзистор *T14* (рис. 2.1,а) подключается параллельно времязадающему конденсатору *C* и служит для его быстрого разряда по сигналу от триггера.



На рис. 2.2,б показана номограмма, помогающая подобрать номиналы времязадающих элементов  $R_A$  и  $C$  для получения заданной длительности импульса  $T$ . Принцип действия ждущего мультивибратора иллюстрируется графиками на рис. 2.2,в. В исходном, устойчивом состоянии транзистор сброса  $T14$  получает от триггера открывающее смещение, находится в состоянии насыщения, поэтому

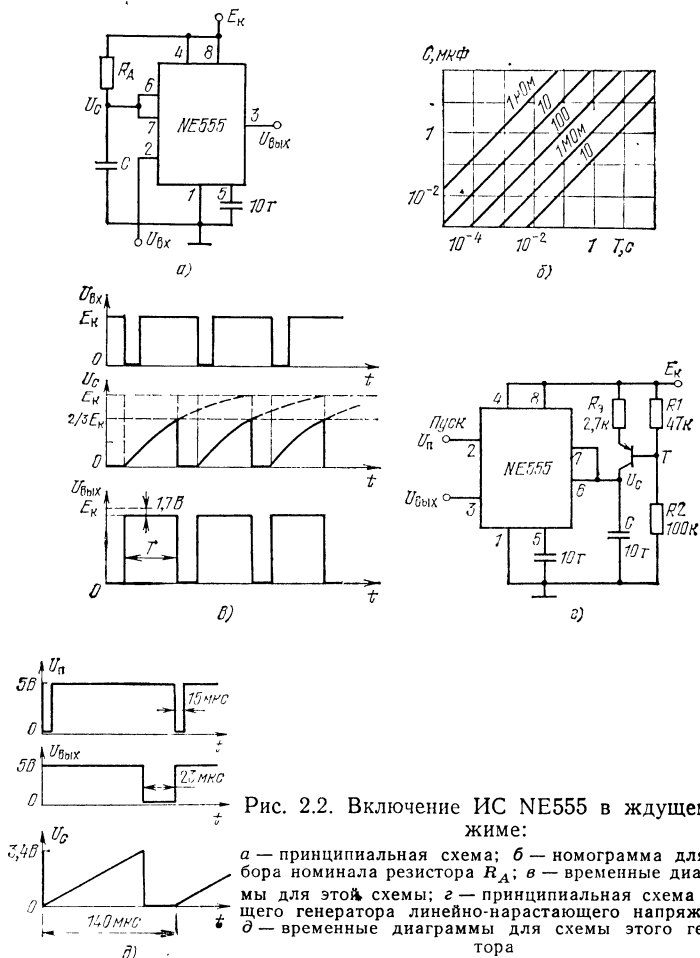


Рис. 2.2. Включение ИС NE555 в ждущем режиме:

а — принципиальная схема; б — номограмма для выбора номинала резистора  $R_A$ ; в — временные диаграммы для этой схемы; г — принципиальная схема ждущего генератора линейно-нарастающего напряжения; д — временные диаграммы для схемы этого генератора

конденсатор  $C$  заряжаться не может. После прихода отрицательного фронта запускающего импульса  $U_{вх}$  получают токи смещения входные транзисторы  $T7$  и  $T8$  нижнего компаратора, он переключается и выходной таймера переходит на высокий уровень ( $E_K - 1,5V$ ) при этом транзисторы  $T23$  и  $T14$  закрываются. Транзистор  $T14$  теперь не препятствует заряду внешнего конденсатора

С через резистор  $R_A$  от источника  $E_+$ . Однако, когда по истечении времени  $T$  нарастающее напряжение на конденсаторе  $U_C$  превысит уровень  $2/3 E_K$ , откроются транзисторы  $T1$  и  $T2$  (рис. 2.1,а) и переключившийся верхний компаратор вернет триггер в первоначальное состояние. Выходное напряжение таймера станет близким к нулю. В этом режиме транзисторы  $T23$  и  $T14$  открываются. Через насыщенный транзистор  $T14$  (вывод 7) заряд конденсатора  $C$  быстро стекает и  $U_C$  скачком изменяется до нуля.

Из устойчивого состояния схема вновь может быть выведена следующим входным импульсом  $U_{вх}$ . Если запускающий импульс придет раньше, чем истечет время  $T$ , схема на него не откликнется.

Для схемы ждущего мультивибратора длительность импульса  $T$  можно подсчитать, если учесть, что для простого  $RC$ -звена напряжение на конденсаторе

$$U_C = E_K (1 - e^{-t/\tau}), \quad (2.1)$$

где  $\tau = R_A C$  — постоянная времязадающего звена. Поскольку рост экспоненты мог бы происходить от нуля до  $E_K$ , но прекращается на уровне  $2/3 E_K$  (рис. 2.2,б), можно составить уравнение

$$E_K (1 - e^{-T/\tau}) = 2/3 E_K, \quad (2.2)$$

откуда

$$T = \tau \ln 3 \approx 1,1 R_A C. \quad (2.3)$$

В этом уравнении время  $T$  от напряжения питания ИС не зависит.

На основе ждущего мультивибратора по схеме рис. 2.2,г строится генератор линейно-нарастающего напряжения. Временные диаграммы сигналов показаны на рис. 2.2,д. В этой схеме резистор  $R_A$  заменяется генератором стабильного тока, который может заряжать конденсатор  $C$ . Заряд прекращается, если  $U_C$  превысит  $2/3 E_K$ . В этот момент транзистор сброса в таймере замкнется, конденсатор  $C$  разрядится, а коллекторный ток транзистора  $T$  потечет через вывод 7 к нулевой шине. Таким образом, до прихода следующего импульса запуска  $U_n$  будет генерироваться пауза, бланк развертывающего напряжения  $U_C$ .

### 2.3. Мультивибратор-автогенератор

Мультивибратор-автогенератор (astable) должен генерировать последовательность прямоугольных импульсов напряжения с заданными значениями частоты и скважности. Исходная схема включения таймера в режиме автогенератора показана на рис. 2.3,а [1]. Как и в ждущей схеме, сигналы на выводы 4 и 5 не подаются, а входы обоих компараторов соединяются. Для улучшения формы выходных импульсов времязадающий резистор составляется из двух  $R_A$  и  $R_B$ , поэтому после включения транзистора  $T14$  (рис. 2.1,а) конденсатор  $C$  должен разряжаться через резистор  $R_B$ . Если транзистор  $T14$  разомкнут, конденсатор будет заряжаться через последовательную цепь  $R_A + R_B$ . Поскольку в схеме (рис. 2.1,а) компараторы построены на разнополярных транзисторах, то при соединенных входах 6 и 2 они работают в противоположных режимах. Если  $U_C < 1/3 E_K$ , включается нижний компаратор и выключается верхний (рис. 2.1.б), но когда  $U_C > 2/3 E_K$ , состояние компараторов ме-

няется на противоположное. Соответственно полученным от компараторов сигналам перебрасывается триггер, поэтому в моменты, когда  $U_C > 2/3 E_K$ , включается транзистор разряда (сброса).

На рис. 2.3,б показан фрагмент последовательности установившихся напряжений в схеме мультивибратора-автогенератора (следу-

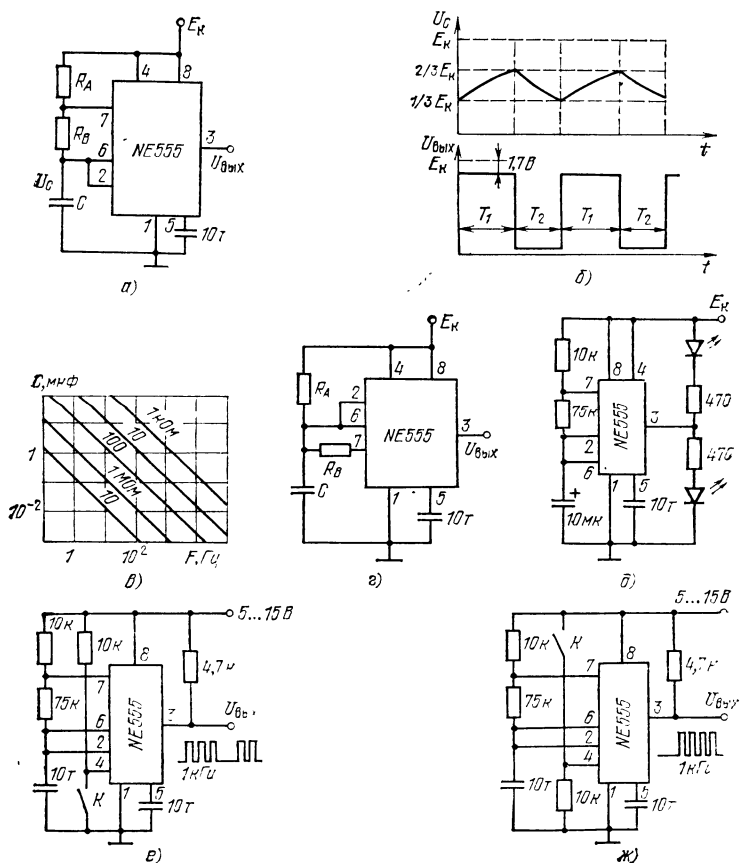


Рис. 2.3. Включение таймера в режиме мультивибратора-автогенератора:

а — принципиальная схема; б — фрагмент последовательности установившихся напряжений в этой схеме; в — номограмма для определения частоты автогенерации схемы в зависимости от сопротивлений  $R_A + 2R_B$ ; г — схема генератора меандра ( $T_1 = T_2$ ); д — схема мультивибратора со светодиодами; е — схема выключения выходного сигнала с помощью входа сброса; ж — схема включения вспышки выходного сигнала

ет заметить, что первый импульс после начала генерации схемы получается более длительным). За время заряда  $T_1$  напряжение  $U_C$  изменяется в пределах  $1/3 E_K < U_C < 2/3 E_K$ . Поскольку  $U_C$  нарастает от  $1/3 E_K$  (остаточное напряжение на конденсаторе) до напря-

жения  $E_K$  (от положительного полюса питания через резисторы  $R_A + R_B$  течет ток заряда), можно составить уравнение.

$$\frac{1}{3} E_K + \frac{2}{3} E_K [1 - e^{-T_1/\tau_{зар}}] = E_K, \quad 2/3 \quad (2.4)$$

здесь  $\frac{2}{3} E_K$  — максимальное суммарное напряжение, до которого может зарядиться конденсатор;  $\tau_{зар} = (R_A + R_B)C$ .

Из уравнения (2.4) нетрудно получить, что

$$T_1 = \tau_{зар} \ln 2 = 0,693 (R_A + R_B) C. \quad (2.5)$$

Аналогично по уравнению экспоненты для разряда конденсатора  $C$  через резистор  $R_B$  можно определить

$$T_2 = \tau_{разр} \ln 2 = 0,693 R_B C. \quad (2.6)$$

Таким образом, период установившейся последовательности импульсов

$$T_1 + T_2 = 0,693 C (R_A + 2R_B), \quad (2.7)$$

а частота генерации

$$F = 1/(T_1 + T_2) = 1,44/(R_A + 2R_B) C. \quad (2.8)$$

Существенно, что частота генерации от напряжения питания ИС не зависит. Для быстрого определения частоты автогенерации можно воспользоваться номограммой рис. 2.3,в.

Сквозность последовательности (рис. 2.3,б) определим относительно длительности положительного выходного импульса

$$Q = T_1/(T_1 + T_2) = (R_A + R_B)/(R_A + 2R_B). \quad (2.9)$$

Таким образом, в схеме рис. 2.3,а нельзя получить  $Q=0,5$ , поскольку номинал  $R_A=0$  неприемлем. Для получения соотношений  $T_2=T_1$  или  $T_2<T_1$  следует использовать модифицированные схемы автогенераторов. На рис. 2.3,г показана одна из таких схем. При высоком значении напряжения  $U_{вых}$  конденсатор  $C$  заряжается от уровня  $\frac{1}{3} E_K$  через резистор  $R_A$  током, поступающим от источника питания  $E_K$ , поэтому  $T_1=0,693 R_A C$ . После достижения неравенства  $U_C > \frac{2}{3} E_K$  напряжение  $U_{вых} \approx 0$ . В этот момент включается транзистор  $T14$  (см. рис. 2.1,а). Ток разряда конденсатора  $C$  потечет через резистор  $R_B$ , но одновременно и через резистор  $R_A$ . Время  $T_2$  теперь можно определить по уравнению

$$T_2 = [R_A R_B / (R_A + R_B)] C \ln [(R_B - 2R_A) / (2R_B - R_A)]. \quad (2.10)$$

При  $R_A = 2,3 R_B$  (т. е.  $R_B = 0,43 R_A$ ) длительности импульсов уравниваются, т. е.  $T_1 = T_2$ . В этой схеме нельзя использовать соотношение  $R_B > 0,5 R_A$ , так как узел, где соединяются элементы  $R_A$ ,  $R_B$  и  $C$ , не сможет иметь потенциал  $U_C < \frac{1}{3} E_K$ , необходимый для переключения нижнего компаратора.

Простейшую «мигалку»-мультивибратор с двумя светодиодами на выходе (рис. 2.3,д) можно использовать как испытательную схему для проверки работоспособности интегральных таймеров. Диоды индикации можно применить разноцветные.

Мультивибратором можно управлять с помощью выводов 4 (сброс, рис. 2.1,а) и 5 (модулирующее напряжение  $U_{мод}$ ). Если: на вывод 4 подается отрицательный перепад (от напряжения  $E_K$ ), то выходной сигнал будет близок к нулю, пока управляющее напряжение на выводе 4  $U_4$  поддерживается на нулевом уровне. Когда

в схеме (рис. 2.3,е) замкнут контакт  $K$ , в выходном сигнале образуется пауза. Если  $U_4 = E_K$ , цепь входа сброса отключена. На выходе автогенератора (рис. 2.3,ж) после замыкания контакта  $K$  появляется генерация.

От низкоомного генератора (например, от ОУ) на модуляционный вход (вывод 5) можно подавать управляющее напряжение. Этим способом изменяются пороговые уровни срабатывания компараторов. Если  $U_{упр} > 2/3 E_K$ , время импульса увеличивается. При  $U_{упр} < 2/3 E_K$  длительность импульса уменьшается, а частота генерации увеличивается. Зависимость девиации частоты от напряжения  $U_{упр}$  нелинейная. Для сохранения стабильности частоты источник напряжения  $U_{упр}$  должен быть высокостабильным. На рис. 2.4

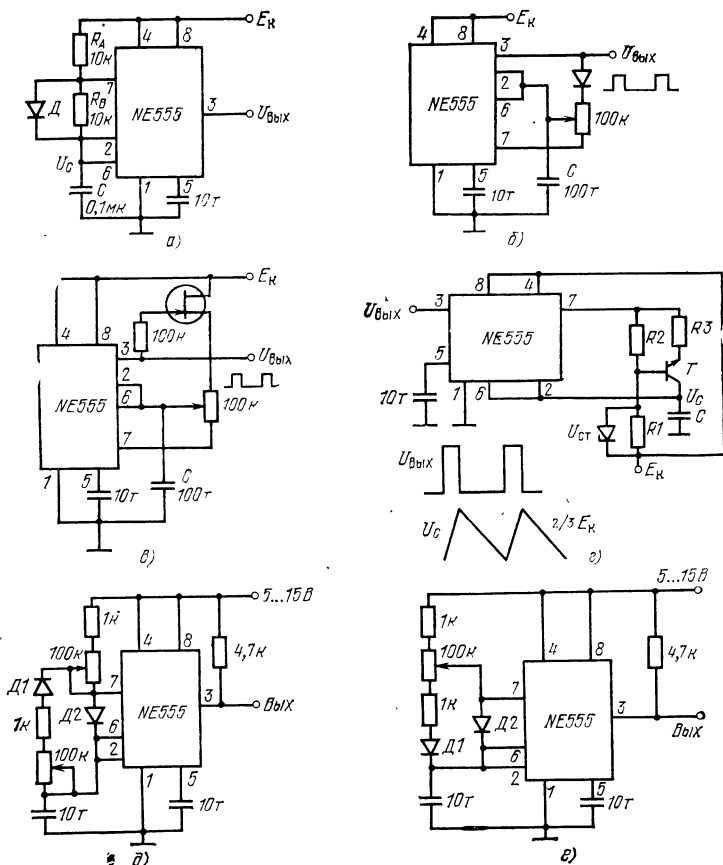


Рис. 2.4. Мультивибраторы, имеющие скважность  $Q \leq 50\%$ :

а — схема с диодным клапаном; б, в — схемы с потенциометром плавной регулировки скважности; г — схема генератора коротких импульсов; д — схема с раздельной регулировкой импульса и паузы; е — схема с одним регулятором

показано несколько схем мультивибраторов, имеющих  $Q \leq 50\%$  [2,3].

В схеме рис. 2.4,а к мультивибратору подключен пассивный клапан — диод  $D$ . Заряд конденсатора  $C$  происходит через цепь  $R_A-D$  (время нарастания напряжения на конденсаторе  $T_1 = 0,69 R_A C$ ). Конденсатор разряжается через резистор  $R_B$ , ток разряда протекает через вывод 7 к нулевой шине, поскольку диод  $D$  в это время заперт (время спада напряжения на конденсаторе  $T_2 = 0,69 R_B C$ ). Полный период последовательности определяется как сумма  $T = T_1 + T_2 = 0,69 (R_A + R_B) C$ . При  $R_A = R_B$  получим  $Q = 50\%$ . Варьируя соотношение номиналов  $R_A$  и  $R_B$ , можно получить  $Q > 50\%$  или  $Q < 50\%$ .

На рис. 2.4,б, в показаны схемы мультивибраторов с почти полностью регулируемой ( $Q = 1 \dots 99\%$ ) скважностью последовательности [2]. Эти схемы имеют независимые цепи для токов заряда и разряда конденсатора  $C$ . В схеме (рис. 2.4,б) диодный клапан управляется выходным напряжением самого таймера (когда  $U_{\text{вых}}$  имеет высокий уровень, то напряжение  $U_C$  должно нарастать). Если движок потенциометра находится в верхнем положении, генерируются короткие положительные импульсы с большой скважностью. Схема (рис. 2.4,в) отличается хорошей стабильностью частоты, поскольку здесь ток заряда конденсатора  $C$  мало зависит от выходного напряжения нагруженного таймера. Напряжением  $U_{\text{вых}}$  открывается полевой транзистор, у которого напряжение отсечки канала должно быть меньше  $1/3 E_K$ . Для этой схемы девиация частоты автогенератора равна 145,8...145,0 Гц, если напряжение питания изменяется от 15 до 5 В. При регулировке скважности от 5 до 95% уход частоты имеет пределы 147,5...144,6 Гц.

На рис. 2.4,г приведена схема автогенератора последовательности коротких импульсов [3]. Если напряжение  $U_{\text{вых}}$  имеет высокий уровень, то через вывод 7 ток в ИС втекать не может, резисторы  $R_2$  и  $R_3$  от нулевой шины отомкнуты. Конденсатор  $C$  в этот момент заряжается током от источника  $E_K$  через резистор  $R_1$  и переход база — коллектор транзистора. Напряжением  $U_C \geq 2/3 E_K$  таймер переключается, открывается транзистор сброса, схема генератора стабильного тока ( $R_2-R_3-T$ ) через вывод 7 заземляется. Положительное напряжение  $U_C$  начинает линейно уменьшаться, поскольку от заряженного конденсатора теперь потребляется постоянный ток. Уровень тока разряда устанавливается выбором номиналов резисторов  $R_1, R_2, R_3$ . При микроамперных токах коллектора  $I_K$  транзистора получается малая скорость спада пилообразного напряжения  $\Delta U_C / \Delta t = I_K / C$ . Напряжение стабилизатора  $U_{\text{ст}}$  должно быть меньше  $2/3 E_K$ .

Мультивибратор (рис. 2.4, д) имеет независимые регуляторы длительности и паузы импульсов. На рис. 2.4,е приведена схема мультивибратора с одним регулятором скважности импульсной последовательности.

## 2.4. Модуляторы импульсов

Модуляторы ширины и положения импульсов, построенные на базе таймера NE555, позволяют генерировать различные модулированные импульсные последовательности. Для этого на вывод 5 подается внешнее управляющее напряжение  $U_{\text{упр}}$ . На рис. 2.5 по-

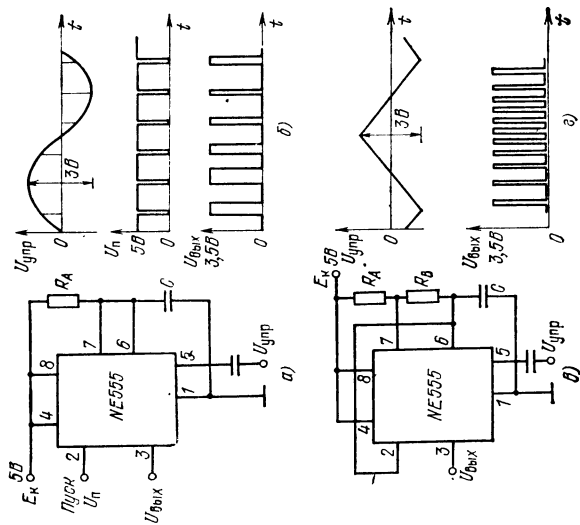
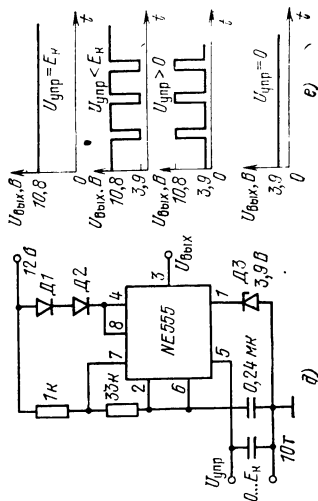


Рис. 2.5. Модуляторы импульсных последовательностей:

а — принципиальная схема модулятора ширины импульсов; б — временные диаграммы для этой схемы; в — схема модулятора частоты следования импульсов; г — пример линейной модуляции; д — схема модулятора скважности последовательности импульсов; е — примеры выходных сигналов



казаны две основные схемы для импульсной модуляции [1]. Если схема включения таймера соответствует режиму ждущего мультивибратора, то можно построить модулятор ширины импульсов (рис. 2.5,а). Диаграммы процессов в такой схеме показаны на рис. 2.5,б. Здесь период запускающего напряжения  $U_{\text{п}}$  остается постоянным, но ширина выходных импульсов оказывается пропорциональной амплитуде управляющего напряжения  $U_{\text{упр}}$ , поданного на модулирующий вход 5.

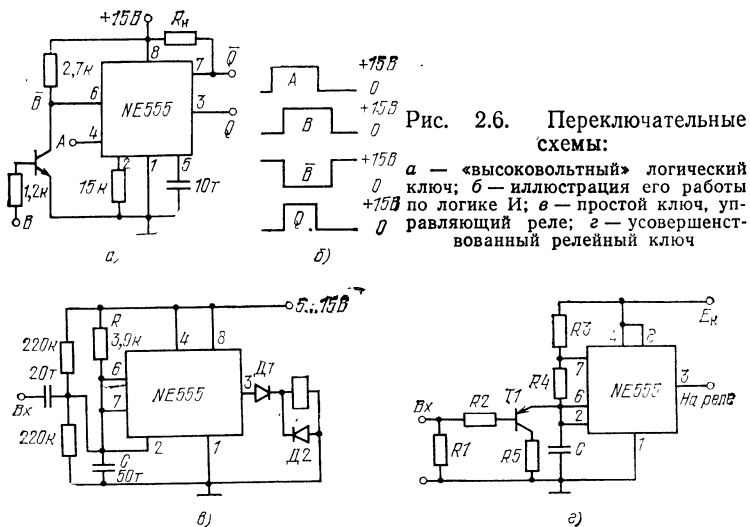
Автогенератор-мультивибратор (рис. 2.5,в) может работать как модулятор частоты следования импульсов (модулятор их положения во времени). На рис. 2.5,г показан отклик схемы частотного модулятора на треугольное входное напряжение  $U_{\text{упр}}$ . Заметим, что если  $U_{\text{упр}}$  меняется медленно, то схема работает как преобразователь напряжения — частота. Схема модулятора ширины и частоты повторения импульсов, т. е. скважности последовательности, имеющая вход модулирующего сигнала  $U_{\text{упр}}$  с постоянной составляющей, показана на рис. 2.5,д [4]. В схеме автогенератора можно выбрать пределы для модулирующего потенциала  $1,7\text{ В} < U_{\text{упр}} < E_{\text{к}}$ . В схеме (рис. 2.5,д) диоды  $D1 \dots D3$  уменьшают напряжение питания ИС до уровня  $(E_{\text{к}} - 1,2 - 3,9)\text{ В}$ , чем создаются условия для изменения управляющего напряжения  $U_{\text{упр}}$  в пределах  $0 \dots E_{\text{к}}$ . На графиках рис. 2.5,е показаны диаграммы выходных сигналов модулятора при различных значениях  $U_{\text{упр}}$ . Граничным условиям  $U_{\text{упр}} = E_{\text{к}}$  и  $U_{\text{упр}} = 0$  соответствуют верхний и нижний графики. Если имеет место условное  $0 < U_{\text{упр}} < E_{\text{к}}$ , скважность импульсов и частота их повторения в схеме (рис. 2.5,д) меняются в пределах  $0,14 \dots 0,85$  и  $48 \dots 360$  Гц соответственно.

## 2.5. Ключевые схемы

Интегральный таймер NE555 позволяет строить схемы «высоковольтных» и мощных переключателей. Примеры таких схем показаны на рис. 2.6. Если необходимо сформировать логический сигнал, который должен управлять тиристором, трудно использовать «низковольтные» ИС (например, ТТЛ) хотя бы потому, что схеме потребуются два питающих напряжения. На рис. 2.6,а показана схема «высоковольтного» ключа И [5], выходной сигнал которого  $Q$  соответствует совпадению входных сигналов  $A$  и  $B$  (рис. 2.6,б). Попутно отметим, что таймер NE555 имеет выход, который можно использовать как инверсный, т. е. получить логический сигнал  $\bar{Q}$ . В этом качестве используется открытый коллектор транзистора сброса: если на выводе 3 сигнал  $U_3 = U_{\text{вых}} = Q$ , то на выводе 7  $U_7 = \bar{Q}$ . Коллекторный ток транзистора сброса начинает течь через вывод 7 с задержкой в 30 нс относительно появления сигнала  $Q$  на выводе 3. Хотя в схеме таймера время срабатывания нижнего компаратора может превышать 10 мкс, время задержки прохождения импульса от входа сброса на выход составляет 0,47 мкс, причем минимальная ширина импульса сброса должна быть 0,3 мкс. Таймер NE555, имеющий уровни вытекающего и стекающего выходного тока до 200 мА, может обслуживать обмотки реле или других электромеханических устройств. На рис. 2.6,в показана простейшая схема релейного ключа [6]. Здесь обмотка реле включается между выходом ИС и землей. Диоды  $D1$  и  $D2$  защищают ИС от пробоя напряжением самоиндукции. Входная часть схемы соответствует ждущему мультивибратору (рис. 2.2,а), поэтому такой



ключ с реле на выходе можно запускать импульсом длительностью более 10 мкс. Нужное затягивание импульса запуска (в данном случае примерно 2 мс) осуществляется RC-звеном. Усовершенствованная схема управления обмоткой реле показана на рис. 2.6,г [7]. Эта схема также работает как ждущий мультивиб-



ратор, но на входе ее отсутствует разделительный конденсатор. Для согласования применен транзисторный ключ. Заметим, что ключ в виде ждущего мультивибратора существенно повышает помехоустойчивость релейной схемы,

## 2.6. Улучшение параметров таймера

Параметры и свойства ИС NE555 можно улучшить, применив несколько дополнительных современных радиоэлементов. Ряд таких схем показан на рис. 2.7. Схема ждущего мультивибратора (рис. 2.7,а) позволяет уменьшить ток, потребляемый таймером от источника питания [8], в тех режимах, когда запускающие импульсы поступают относительно редко. Нумерация и назначение выводов этой схемы такие же, как и у таймера NE555, но выводы экономичного варианта отмечены \*.

Если отрицательный запускающий перепад передать на вход схемы 2\*, то этим коротким фронтом откроются транзисторы Т1 и Т3, цепь R7C2 ждущего мультивибратора получит скачок зарядного тока, а на вывод 8 ИС NE555 поступит питающее напряжение. В результате первого короткого воздействия триггер таймера должен успеть переключиться, чтобы на выходе 3 появилось положительное напряжение  $U_3$  (см. диаграммы рис. 2.2,в). Это напряжение откроет транзистор Т2 и тем самым режим насыщения для транзистора Т3 (напряжение насыщения  $U_{кз\text{ нас3}}$ ) будет зафиксирован на все время нарастания напряжения  $U_c$  до уровня  $\frac{2}{3}(E_k - U_{кз\text{ нас3}})$ . После уменьшения выходного напряжения  $U_3$  до нуля

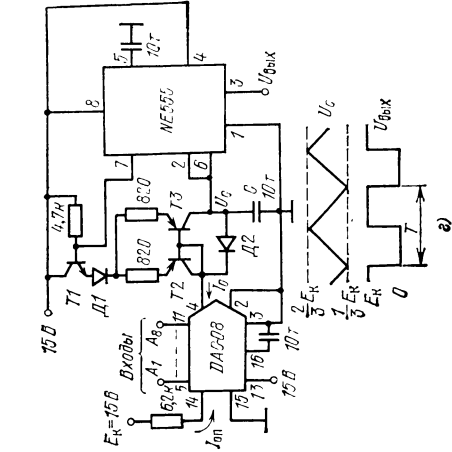
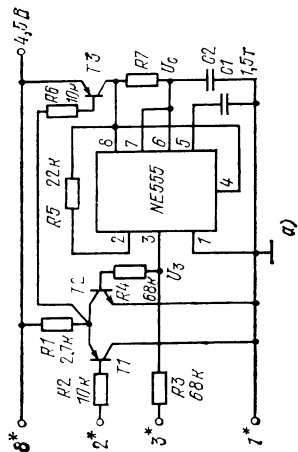
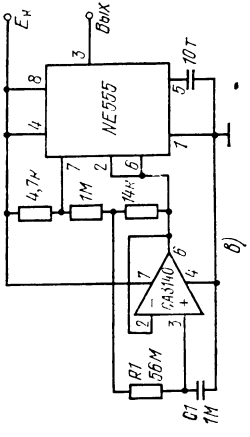
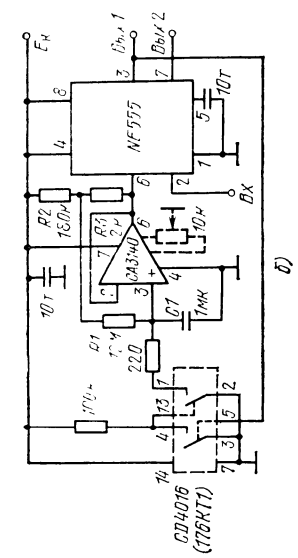


Рис. 2.7. Схемы, позволяющие улучшить параметры таймера NE555:  
 а — таймер с малым потреблением тока питания; б —  
 ждущий мультивибратор с увеличенным временем за-  
 держки; в — автогенератор инфранизких частот; г — авто-  
 генератор с частотой, управляемой кодом

транзисторы  $T2$  и  $T3$  выключаются, поэтому питающее напряжение с таймера (вывод 8) снимается и схема не потребляет тока до прихода следующего запускающего импульса.

На рис. 2.7,б показана схема, позволяющая во много раз увеличить время задержки для таймера NE555. Здесь таймер снабжается буферным неинвертирующим повторителем (в этом режиме работает биполярно-полевой (bimos) усилитель типа CA3140). Времязадающую цепь образуют реальный конденсатор  $C1$  и «синтезированный» сверхвысокоомный резистор  $R_c = R_1[(R_2 + R_3)/R_3] = 1092 \text{ МОм}$  [9]. Длительность выходного импульса для указанных на схеме номиналов составляет 1,1  $R_c C_1 = 1200 \text{ с}$ , причем относительно небольшие номиналы реальных элементов гарантируют стабильность этого 20-мин интервала. Вывод 7 в этой схеме используется как инверсный выход, так как схема разряда конденсатора  $C1$  собрана на двух ключах коммутатора CD4016 (ему соответствует ИС 176КТ1).

Мультивибратор, генерирующий инфранизкочастотную последовательность импульсов, можно построить по схеме (рис. 2.7,в), аналогичной рассмотренной выше. Правда, дополнительная схема для импульса сброса здесь не требуется [9].

Схема (рис. 2.7,г) позволяет управлять частотой генерируемой последовательности с помощью цифрового кода [10]. В схеме используются два дополнительных узла: 8-разрядный биполярный ЦАП DAC-08 (можно применять ИС AD7520 или 572ПА1), а также схема «зеркала токов» (транзисторы  $T2$  и  $T3$ ). Транзистор  $T1$  служит для коммутации напряжения питания «зеркала токов».

Для преобразователя DAC-08 необходимо установить опорный ток  $I_{оп}$ . Уровень выходного тока преобразователя  $I_0$  зависит от цифрового кода, набранного на входах:

$$I_0 = E_K (A_1 2^{-1} + A_2 2^{-2} + \dots + A_8 2^{-8}) / R, \quad (2.11)$$

здесь  $A_i = 0$  или 1 — значение кода в каждом из восьми разрядов.

Когда вывод 7 имеет высокий потенциал (вспомним, что это открытый коллектор инверсного выхода таймера), транзистор  $T1$  открыт и схема «зеркала токов» получает напряжение питания. В этот момент току  $I_0$ , стекающему через транзистор  $T2$  в преобразователь код — аналог, соответствует такой же по уровню ток, вытекающий из коллектора транзистора  $T3$  и разряжающий конденсатор  $C$  до уровня  $1/3 E_K$  со скоростью  $I_0/C$ . После разряда конденсатора в таймере переключаются нижний компаратор и триггер. Транзистор сброса переходит в режим насыщения. По этой причине транзистор  $T1$  и «зеркало токов» оказываются обесточенными. Теперь ток  $I_0$  может стекать в преобразователь DAC-08 только через диод  $D2$ , увеличивая напряжение на конденсаторе  $C$  со скоростью  $I_0/C$ . Таким образом, схема генерирует симметричные треугольные и прямоугольные импульсы, частота которых зависит от скорости изменения  $U_C$ , т. е. от тока  $I_0$ , установленного с помощью цифрового кода  $A_1 \dots A_8$ .

Период для последовательности импульсов

$$T = 2E_K I_0 / 3C, \quad (2.12)$$

что с учетом формулы (2.11) соответствует частоте генерации

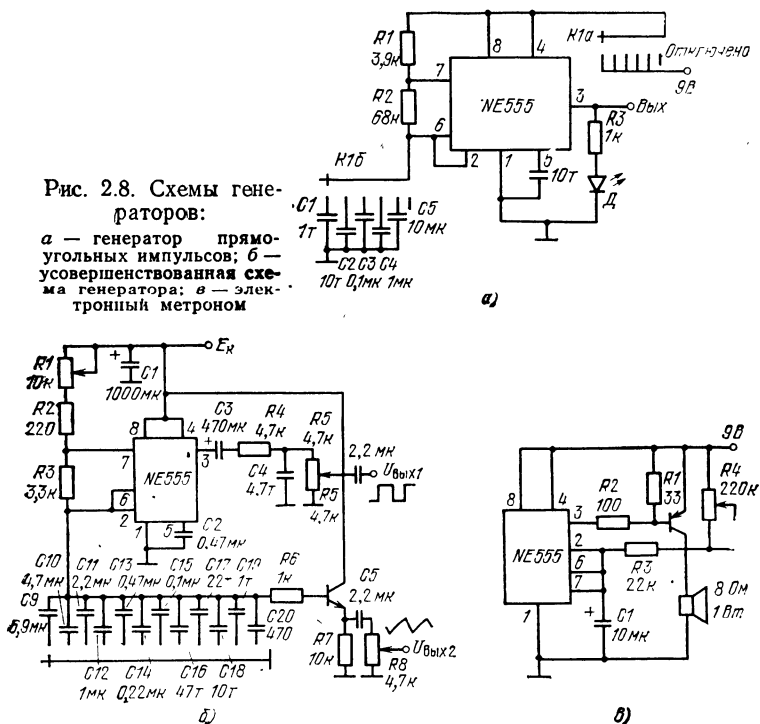
$$F = 1/T = (1,5/RC) / (A_1 2^{-1} + A_2 2^{-2} + \dots + A_8 2^{-8}). \quad (2.13)$$

## 2.7. Генераторы сигналов

Таймер NE555 позволяет строить простые, но стабильные, с мощным сигналом (ток нагрузки 200 мА), многодиапазонные генераторы прямоугольных сигналов. Схема, показанная на рис. 2.8,а, генерирует почти симметричные последовательности прямоугольных импульсов с пятью фиксированными частотами от 1 Гц до 10 кГц (через декаду). Светодиод *D* служит для индикации генерации [11]. Вторая схема многодиапазонного генератора приведена на рис. 2.8,б. Схема рис. 2.8,в работает как метроном [12].

Рис. 2.8. Схемы генераторов:

*a* — генератор прямоугольных импульсов; *б* — усовершенствованная схема генератора; *в* — электронный метроном



Воспользовавшись входом 4 (сброс, см. рис. 2.1,а), можно генерировать пакки выходных импульсов. Работающие в этом режиме схемы показаны на рис. 2.9. Самая простая из них (рис. 2.9,а), работает как мультивибратор в тот период времени, когда потенциал вывода 4 становится равным  $E_K$  (входное напряжение управления  $U_{упр}$  берется от «обычных» низковольтных цифровых ИС). На рис. 2.9,б показан вид напряжений в этой схеме [13]. Поскольку после запуска мультивибратора напряжение  $U_C$  нарастает от нуля, а не от уровня  $1/3 E_K$ , первый импульс получается более широким, чем импульсы установившейся последовательности. Избежать этого недостатка позволяет схема, показанная на рис. 2.9,в. Здесь потенциометром  $R2$  и ОУ на конденсаторе  $C$  устанавливает-

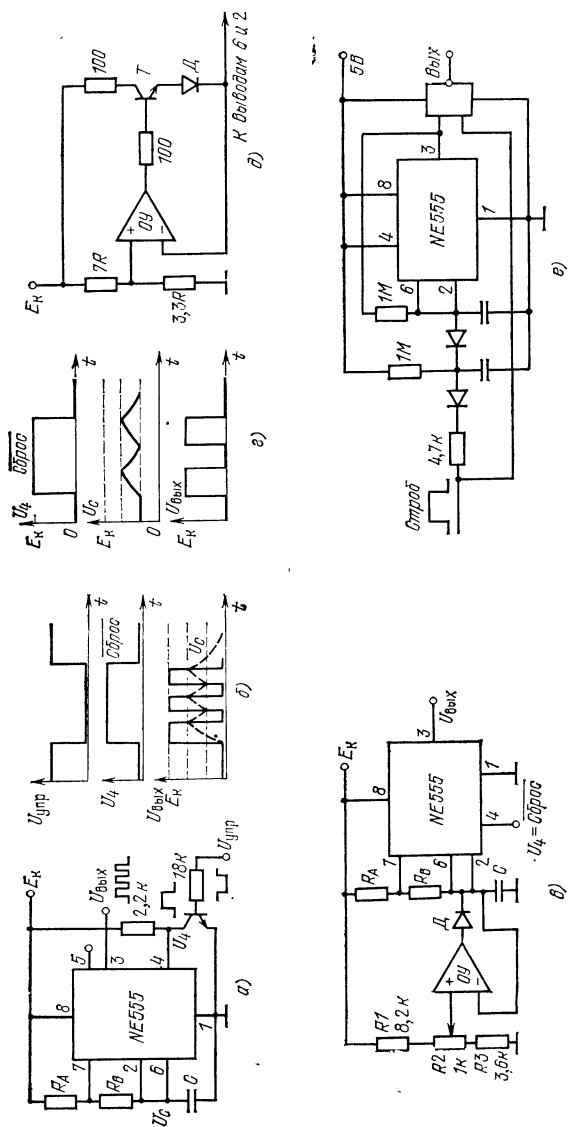


Рис. 2.9. Схемы генераторов последовательностей импульсов:

а — генератор пачки импульсов; б — временные диаграммы для этой схемы; в — генератор со скорректированным первым импульсом; г — временные диаграммы для этой схемы; д — второй вариант скорректирующего звена; е — генератор повторяющихся импульсов (для клавиатуры)

ся начальное напряжение, близкое к  $\frac{1}{3} E_k$ , поэтому первый цикл заряда начинается от этого уровня и первый импульс имеет такую же длительность, как и все остальные. Если  $U_c > \frac{1}{3} E_k$ , диод  $D$  запирается и схема начального смещения на работу мультивибратора не влияет (рис. 2.9,з). Схема для начального заряда конденсатора повышенным током приведена на рис. 2.9,д. Заметим, что в этих схемах ОУ работает от одного источника питания.

На рис. 2.9,е изображена схема, которую можно использовать для автоматического повторения импульсов, поступающих от кнопки клавиатуры [15]. Во время действия строба (нажата кнопка) генерируется пакет импульсов с частотой примерно 10 Гц, обеспечивающая надежную передачу сигнала в исполнительное устройство.

Совместно с цифровыми ИС в схеме рис. 2.10 два таймера позволяют генерировать три последовательности прямоугольных импульсов, сдвинутые по фазе на  $120^\circ$ , т. е. трехфазный сигнал [16]. Здесь от задающего генератора (ЗГ) запускается нижний триггер—делитель на 2 (генерируется последовательность  $\Phi_1$ , имеющая нулевой сдвиг по фазе), а также оба таймера, которые работают в ждущем режиме. С помощью времязадающих цепей  $R1C1$  и  $R2C2$  подбирается задержка их выходных импульсов на  $\frac{1}{3}$  и  $\frac{2}{3}$  периода последовательности, поступающей от ЗГ. Выходные напряжения фаз  $\Phi_2$  и  $\Phi_3$  формируются триггерами.

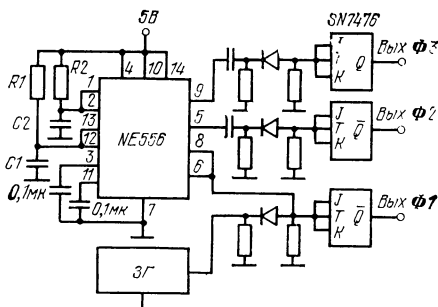


Рис. 2.10. Трехфазный генератор

## 2.8. Источники напряжения питания

Используя большой импульсный ток выходного каскада таймера (до 200 мА) в режиме автогенератора (либо синхронизируемого генератора), можно проектировать ключевые бестрансформаторные преобразователи напряжения. Несколько примеров таких схем показано на рис. 2.11.

Согласно функциональной схеме [17] удвоителя положительного напряжения (рис. 2.11,а), где выходной каскад таймера моделируется переключателем, конденсатор  $C1$  можно зарядить до напряжения  $U_{C1}=9$  В (если переключатель переведен в состояние Б). Через диоды  $D1$  и  $D2$  конденсатор  $C2$  заряжается до потенциала  $U_{C2}=9$  В. Когда переключатель перейдет в состояние А, то сумма напряжений источника питания 9 В и  $U_{C1}=9$  В приблизится к 18 В. Чтобы сгладить пульсации выходного удвоенного напряжения, необходимо увеличить частоту автогенерации таймера (20...30 кГц) и емкость конденсатора  $C2$ . В полную принципиальную схему такого источника (рис. 2.11,б) для повышения КПД добавлены накопительный дроссель  $L1$ , а также керамический конденсатор  $C4$ , помогающий лучше отфильтровать высокочастотные пульсации. Диоды  $D1$  и  $D2$  должны быть высокочастотными с большим им-

пульсным током. Таймер работает в этом преобразователе как автогенератор с частотой 31 кГц.

На таймере, работающем в ключевом режиме, можно построить источник напряжения противоположной полярности. Принцип импульсного преобразования [18] показан на рис. 2.11, в. Конденсатор  $C1$  заряжается от источника питания через диод  $D2$  до на-

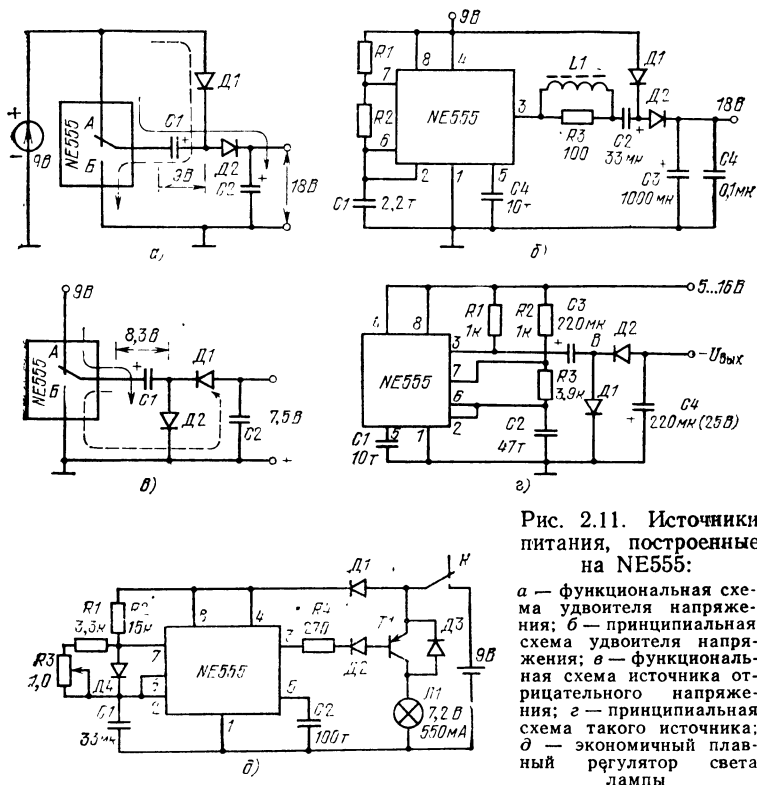


Рис. 2.11. Источники питания, построенные на NE555:

а — функциональная схема удвоителя напряжения; б — принципиальная схема удвоителя напряжения; в — функциональная схема источника отрицательного напряжения; г — принципиальная схема такого источника; д — экономичный плавный регулятор света лампы

пряжения  $U_{C1} = 9 - U_{D2} = 8,3$  В. Когда выходной каскад находится в режиме В, обкладка  $C1$  с положительным потенциалом заземляется и с помощью диода  $D1$  на выходе схемы (конденсатор  $C2$ ) за несколько циклов переключения таймера накапливается отрицательное напряжение  $U_{C1} - U_{D1} \approx 7,5$  В. Принципиальная схема источника питания с отрицательным выходным напряжением показана на рис. 2.11, в. Отметим, что в схеме рис. 2.11, в можно получить аналогичный режим, если включить диод  $D1$  между узлом В и нулем потенциала, а полярность  $D2$  переменить.

Таймер-автогенератор позволяет осуществить плавную (с большим КПД) регулировку тока питания исполнительного устройства. На рис. 2.11, д [19] показана схема регулятора яркости свечения лампы батарейного фонаря. Здесь мультивибратор снабжен резис-

тором  $R3$ , который позволяет регулировать скважность прямоугольных импульсов тока питания лампы  $Л1$ . При малой скважности лампа горит слабо, но энергия батареи не рассеивается зря на балластном резисторе. Диоды  $Д1...Д3$  защищают электронную часть от ошибочного подключения полюсов батареи питания, однако, если это произошло, лампа будет гореть полным накалом (таймер будет выключен).

## 2.9. Преобразователи сигналов

Импульсные преобразователи сигналов можно сконструировать на мультивибраторах ждущих (МЖ), автогенерирующих (МА). На рис. 2.12,а изображена схема устройства, позволяющего обнаруживать импульсы заданной длительности. От положительного фронта исследуемого импульса  $U_c$  с помощью инвертирующего ключа (транзистор  $T1$ ) запускается ждущий мультивибратор. Длительность выходного импульса  $U_3$  калибруется звеном  $R_4C$ ,

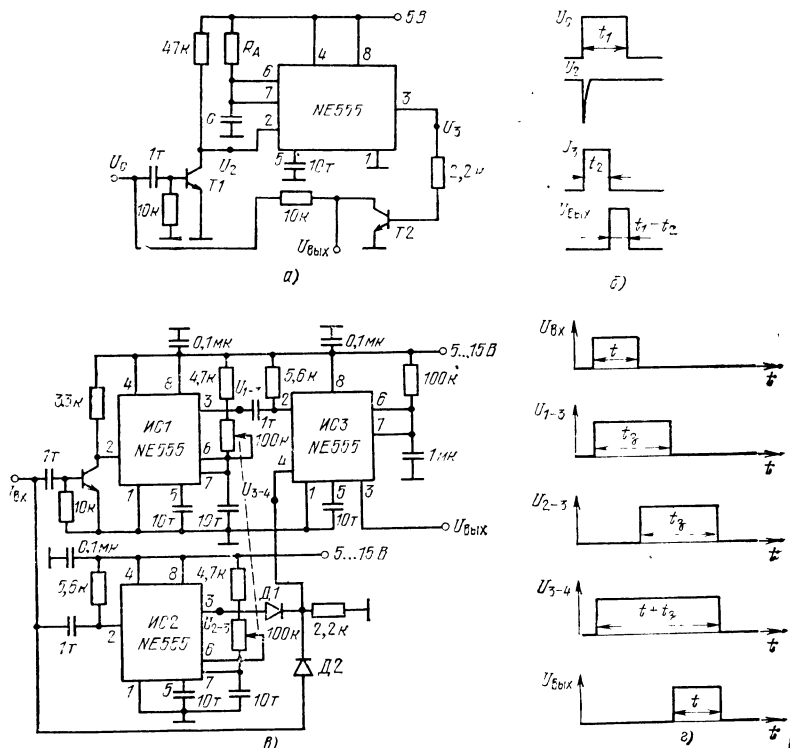


Рис. 2.12. Импульсные схемы:

а — детектор, позволяющий измерить ширину импульса; б — временные диаграммы для схемы детектора; в — схема с переменной задержкой импульса; г — временные диаграммы процессов задержки



поэтому  $t_2 = 1,1R_A C$ . Этот импульс открывает транзистор  $T2$ , но если длительность входного импульса  $t_1 > t_2$ , то на коллекторе транзистора  $T2$  появится импульс длительности  $t_1 - t_2$ . Применяя в качестве  $R_A$  и  $C$  магазины элементов, можно измерять длительность входных импульсов [20].

На рис. 2.12,в показана схема, позволяющая менять положение входного импульса (схема переменной задержки для входного импульса произвольной длительности). Все три таймера здесь работают с внешним запуском [21]. Таймер ИС1 запускается по входу 2 через вспомогательный транзистор положительным фронтом входного сигнала  $U_{вх}$  аналогично предыдущей схеме (рис. 2.12,а) и генерирует импульс  $U_{1-3}$  (см. рис. 2.12,е), длительность которого устанавливается равной требуемому времени задержки  $t_3$ . Таймер ИС2 запускается отрицательным фронтом входного сигнала  $U_{вх}$ , поэтому его выходной импульс  $U_{2-3}$  также имеет длительность  $t_3$ . Ко входу сброса таймера ИС3 с диодного сумматора  $Д1Д2$  подается разрешающий положительный импульс  $U_{3-4}$ , имеющий длительность  $t + t_3$ . Отрицательный фронт запуска для третьего таймера выделяется из напряжения  $U_{1-3}$  и поступает на вывод 2. Постоянную времени для третьего таймера надо выбрать большей, чем ожидаемое время  $t + t_3$ . Таким образом, выходное напряжение третьего таймера появится через время  $t_3$ , но окончится вместе с импульсом сброса, поэтому выходной импульс будет иметь длительность  $t$  (как и входной), но будет задержан во времени на  $t_3$ . В схеме (рис. 2.12,в) можно получить задержку импульса в пределах от 50 мкс до 1,15 мс, но необходимо, чтобы входной импульс повторялся реже, чем требуемый период задержки.

Преобразователи напряжение — частота и аналог — цифра можно построить на таймерах и ОУ (рис. 2.13). Преобразователь на-

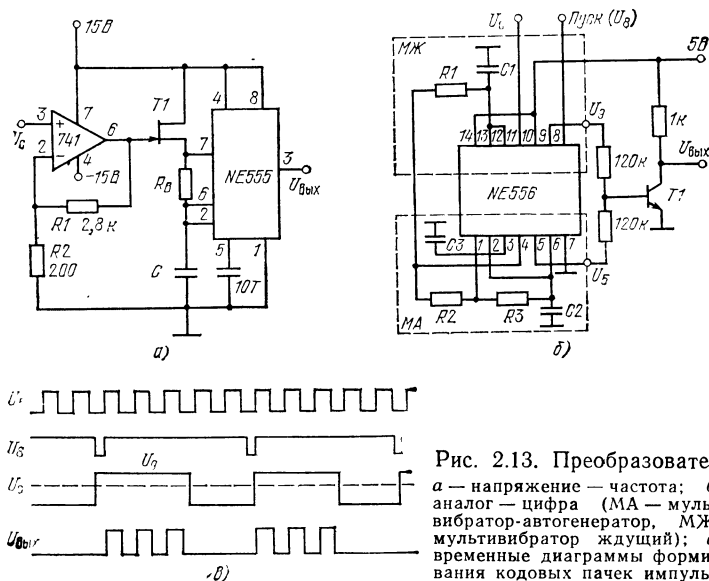


Рис. 2.13. Преобразователи: а — напряжение — частота; б — аналог — цифра (МА — мультивибратор-автогенератор, МЖ — мультивибратор ждущий); в — временные диаграммы формирования кодовых пакетов импульсов

пряжение — частота (рис. 2.13,а) — это управляемый мультивибратор-автогенератор. Модификация базовой схемы рис. 2.3 заключается в замене резистора  $R_A$  полевым транзистором  $T1$ . Сопротивление его канала  $r_k$  управляется потенциалом затвора, т. е. напряжением сигнала  $U_c$ , усиленным входным усилителем в  $(R_1+R_2)/R_2=15$  раз. Внутреннее сопротивление транзистора  $T1$   $r_k=R_A=1/S$  можно определить с помощью уравнения для его управляющей характеристики

$$I_c = I_{c0} (1 - U_{зи}/U_{отс})^2. \quad (2.14)$$

Здесь  $I_c$  — выходной ток стока;  $U_{зи}$  — входное напряжение затвор — исток;  $I_{c0}$  — ток полностью открытого канала;  $U_{отс}$  — напряжение отсечки канала. Крутизну усиления (следовательно, и внутреннее сопротивление канала)

$$S = dI_c/dU_{зи} = -2(I_{c0}/U_{отс})(1 - U_{зи}/U_{отс}) \quad (2.15)$$

для ориентировочного расчета частоты можно определить при  $U_{зи}=U_{отс}/2$ . Например, для  $U_{отс}=-5$  В,  $I_{c0}=10$  мА,  $U_{зи}=-2,5$  В крутизна  $S=2$  мА/В, что соответствует  $r_k=R_A=500$  Ом. Таким образом, измерив для устанавливаемого в схему полевого транзистора параметры  $U_{отс}$  и  $I_{c0}$ , с помощью формулы (2.15) можно подсчитать пределы изменения  $R_A$  и таким образом определить девиацию частоты автогенерации по формуле (2.8).

Схему АЦП (рис. 2.13,б) можно построить на двух таймерах NE555 или на одной ИС NE556, содержащей два таймера. Схема состоит из двух узлов МЖ и МА. Аналоговый сигнал  $U_c$  поступает на вывод  $11$  — модуляционный вход  $U_{упр}$  таймера из МЖ [22].

После прихода отрицательного фронта напряжения запуска  $U_8$  (см. диаграммы рис. 2.13,в) обрабатывается выходной импульс ждущего мультивибратора. Длительность этого импульса (напряжение  $U_9$ ) пропорциональна напряжению сигнала  $U_c$ . На выходе схемы МА генерируется быстрая последовательность импульсов  $U_5$ . С помощью РТЛ-ключа (транзистора  $T1$ ) формируются пакеты выходных импульсов, синхронизированные последовательностью  $U_8$  и содержащие число импульсов, пропорциональное входному напряжению.

## 2.10. Исполнительные устройства

Чувствительность таймеров NE555 позволяет строить так называемые сенсорные исполнительные устройства. Две схемы, срабатывающие от прикосновения пальца к контактной площадке, показаны на рис. 2.14. В первой схеме (рис. 2.14,а) таймер ИС1 работает как ключевой усилитель переменного напряжения, наводимого на контактной площадке  $K$  [23]. Выходные импульсы с амплитудой  $E_k$  выпрямляются диодом  $D1$  и фильтруются конденсатором  $C2$ . Полученным положительным потенциалом  $E_k$  включается транзистор  $T$ , при этом загорается светодиод  $D2$ , а отрицательным фронтом коллекторного импульса запускается ждущий мультивибратор (ИС2). Сформированный выходной импульс сенсорного канала имеет длительность  $T=1,1 R_7 C_4$ . Он передается на исполнительное устройство.

Сенсорный гудок, имеющий всего 8 компонентов [24], можно построить по схеме рис. 2.14,б. Здесь таймер работает в режиме ждущего мультивибратора, который запускается наведенными на

контакте  $K$  импульсами, имеющими частоту питающей сети. Длительность каждого импульса  $T = 1,1 \cdot 2,2 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 10^{-6} = 2,42$  мс. Нагрузкой устройства служит динамик мощностью 0,5 Вт с сопротивлением 8 Ом.

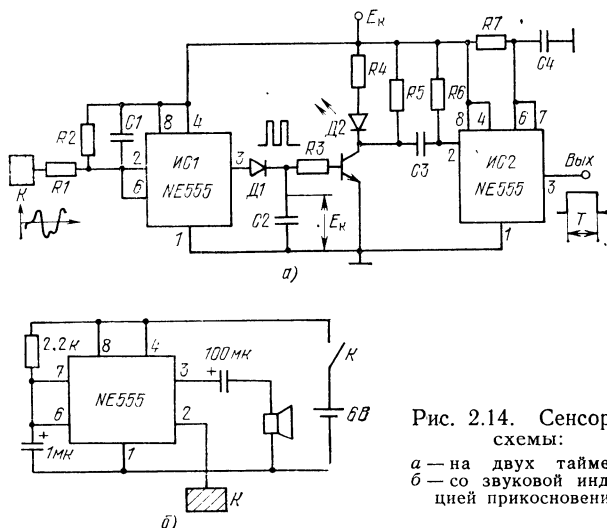


Рис. 2.14. Сенсорные схемы:

а — на двух таймерах;  
б — со звуковой индикацией прикосновения

Рассмотрим три схемы, иллюстрирующие совместное использование таймера и элементов оптоэлектроники. На рис. 2.15,а изображена схема управления мощным диодом, который эмиттирует излучение в световод. Инфракрасные диоды и инжекционные лазеры находят все более широкое применение в оптических системах связи. В одной схеме частоту повторения импульсов можно менять в пределах 6 Гц...3 кГц (резистором  $R1$  — грубо и  $R3$  — точно), а длительность импульса устанавливается в пределах 4...250 мкс (резистором  $R4$  — грубо,  $R6$  — точно). Выбрав соответствующий по допустимой мощности выходной транзистор, можно получить в нагрузке — инфракрасном диоде  $D$  — импульсы тока до 3,5 А [25].

На основе транзисторной оптронной пары и таймера построен анализатор коэффициента отражения света [26] (рис. 2.15,б). Это устройство может считывать информацию с перфорированной ленты. Датчиком сигнала служит оптрон типа «фото-Дарлингтон» (например, ИС ОРВ730) либо пара, сконструированная из инфракрасного Ga — As-диода и кремниowego  $p$ - $p$ -фототранзистора. Таймер здесь включен как пороговое устройство. Если фототранзистор принимает световое излучение, он включается, потенциал выводов таймера 2 и 6 становится меньше  $1/3 E_K$ , поэтому на выходе таймера появляется положительный потенциал. Этот сигнал передается на исполнительное устройство, а также зажигает светодиод индикации. Чувствительность схемы подстраивается резистором  $R2$ , потенциометром  $R3$  устанавливается уровень гистерезиса порогового устройства.

Оптронные изоляторы позволяют присоединять входы низковольтных исполнительных устройств к линии, где могут переда-

ваться высоковольтные сигналы [27]. На рис. 2.15,а показана схема формирователя телефонного сигнала вызова. По линии в рассматриваемой системе передаются посылки импульсов частотой 20 Гц, длительность посылки 2 с, паузы между посылками 4 с, а

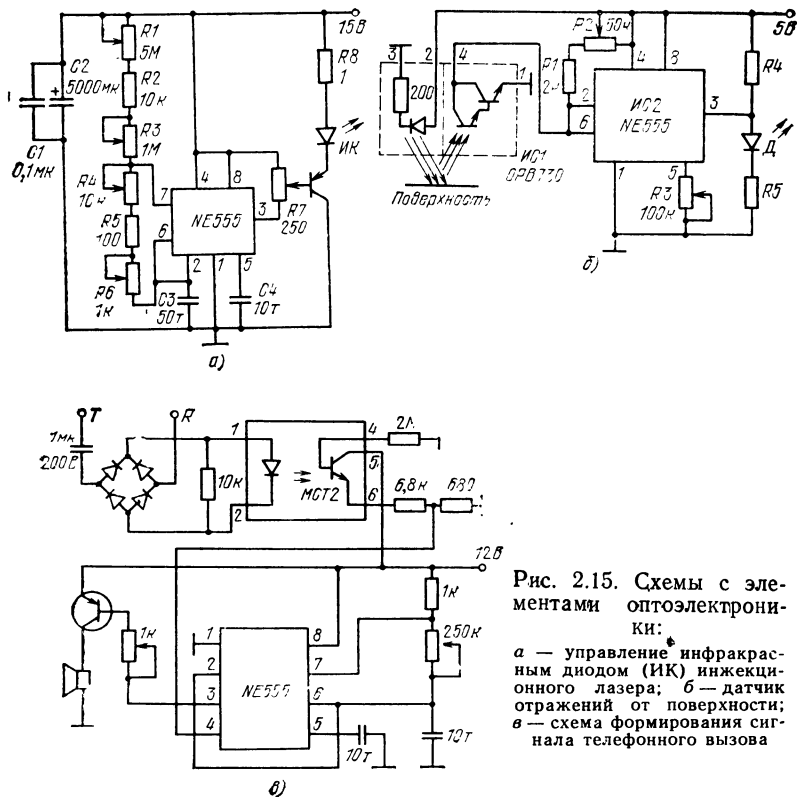


Рис. 2.15. Схемы с элементами оптоэлектроники:

а — управление инфракрасным диодом (ИК) инжекционного лазера; б — датчик отражений от поверхности; в — схема формирования сигнала телефонного вызова

напряжение сигнала вызова 80 ... 100 В. Этот сигнал через конденсатор поступает на одну диагональ диодного моста, на другой диагонали выделяется последовательность полуволн входного сигнала с частотой 40 Гц. Пульсирующим напряжением питается светодиод оптронного изолятора, следовательно, сигнал на эмиттере фототранзистора окажется «привязанным» к напряжению +12 В. Таймер включен как мультивибратор и может генерировать частоту посылки 440 Гц (хорошо воспринимается на слух), если на входе Сброс (вывод 4) появится положительный разрешающий импульс. Чтобы не расходовать зря энергию батарей, динамик получает сигнал через *p-n-p*-транзистор.

## 2.11. Датчики внешних воздействий

Схемы обнаружения внешних воздействий часто используются в устройствах сигнализации, предупреждающих об опасности либо с превышения заданных режимов. Чувствительность таймера по

входам 2 и 4 такова, что позволяет непосредственно присоединять к ним фото- и терморезисторы. На рис. 2.16,а дана схема детектора инфракрасного (теплового) излучения [28]. Терморезистор подключен к выводу сброса 4 таймера, который включен по схеме мультивибратора. Детектор может генерировать сигнал с частотой, изменяющейся в пределах 300...1200 Гц. Если присутствует излу-

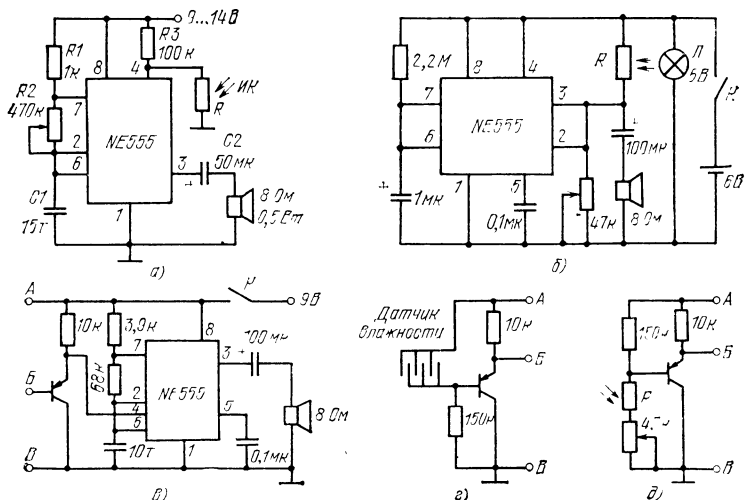


Рис. 2.16. Схемы, обслуживающие датчики:

а — инфракрасного излучения; б — света (схема сигнала тревоги, подаваемого при открывании дверей); в — влажности и освещенности; г — датчик влажности; д — датчик света

чение, сопротивление терморезистора возрастает, потенциал вывода 4 увеличивается, мультивибратор запускается и в динамике звучит сигнал тревоги. Желаемый тон звука можно отрегулировать с помощью резистора R2 (оптимальная частота 800 Гц).

На рис. 2.16,б показана схема светоиндикации, в которой фоторезистор включен в цепь вывода 2 (Пуск). Если его потенциал станет меньше, чем  $\frac{1}{3} E_k$ , таймер будет включен и ток поступит в электромагнитную сирену (звонок, зуммер). Таймер останется включенным на время 2,4 с. Такой прибор можно установить на входной двери. Если ее откроют, в течение 2,4 с будет звучать сигнал [29].

Применив схему рис. 2.16,в, можно построить прибор, индицирующий повышение влажности воздуха (например, перед дождем) или снижение освещенности [30]. Таймер здесь работает как автогенератор (частота 1 кГц) с динамиком-нагрузкой. Генератор запускается по входу Сброс (вывод 4), напряжение на котором возрастает, если на базе *p-n-p*-транзистора увеличится потенциал. Датчик влажности или уровня жидкости (рис. 2.16,г) дает в точке Б высокий потенциал, поскольку сопротивление двойной гребенки, нанесенной на печатную плату, под воздействием ионизирующей влажности уменьшится. Датчик недостаточной освещенности основан на фоторезисторе, который должен иметь темновое сопротивление на уров-

не 100 кОм и при полном освещении 300 Ом. Иллюстрацией способов присоединения фото- и терморезисторов к ИС NE555 служит рис. 2.17.

## 2.12. Схемы для промышленной электроники

Две схемы для промышленленной электроники показаны на рис. 2.18. Таймер, работающий в режиме преобразователя ток — частота, служит основой схемы газоанализатора (рис. 2.18,а) [31]. Частота автогенератора изменяется здесь из-за того, что меняется ток через резистор  $R_A$ . У индикатора TGSBM12 одна секция имеет щель, куда проникает газ из окружающей среды. В зависимости от концентрации молекул (например, метана, окиси углерода, изобутана, водорода, этанола) относительно чистого воздуха проводимость этой секции может меняться почти в 50 раз. При этом на выводах таймера будут наблюдаться последовательности импульсов с различной модуляцией по ширине (см. рис. 2.18,б). Малой концентрации постороннего газа соответствует диаграмма 1, большой 2. Выходное напряжение схемы  $U_{\text{вых}}$  соответствует концентрации газа, поскольку с помощью детектора определяется постоянная составляющая последовательности калиброванных по амплитуде (и инвертированных транзисторным ключом), но различных по ширине импульсов.

Схема рис. 2.18,в предназначена для автоматического управления уровнем воды в резервуаре [32]. Для этого в бак помещаются (в соответствующей гидроизоляции) два терморезистора;  $R_{12}$  (чуть ниже желаемого верхнего уровня) и  $R_{11}$  (немного выше допустимого нижнего уровня). Терморезисторы должны иметь сопротивление примерно 500 Ом, когда они находятся в воде, и 100 Ом — на воздухе. Если вода находится ниже минимального уровня, оба резистора имеют сопротивление 100 Ом, поэтому напряжение в узле А меньше, чем  $\frac{1}{3} E_K$ , выходной сигнал таймера включает мотор насоса и уровень воды в баке повышается. После достижения его среднего уровня сопротивление  $R_{11}$  возрастает до 500 Ом, а  $R_{12}$  не изменяется (100 Ом), потенциал точки А при этом  $U_A = E_K (0,5 + 0,1) / (1,3 + 0,5 + 0,1) < \frac{2}{3} E_K$  и мотор работает. После того как будет затоплен резистор  $R_{12}$ , его сопротивление также возрастет до 500 Ом, поэтому напряжением  $U_A = E_K (0,5 + 0,5) / (1,3 + 0,5 + 0,5) > \frac{2}{3} E_K$  таймер будет выключен и мотор остановится. Насос вновь вступит в работу, когда уровень воды упадет до минимально допустимого.

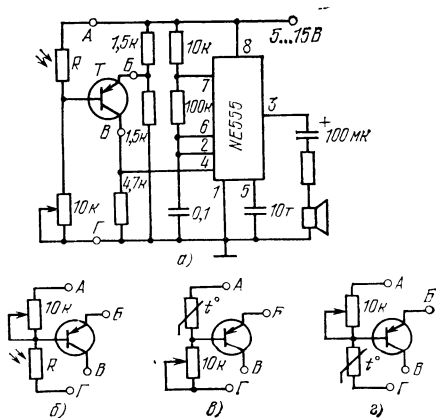


Рис. 2.17. Управление мультивибратором, снабженным звуковым сигналом: *а* — принципиальная схема с фоторезистором — датчиком света; *б*, *г* — варианты подключения датчиков света и температуры







рять и без лампы-вспышки с помощью диодов  $D2$ ,  $D3$ . Чтобы зафиксировать на фотоплёнке стадии изучаемого повторяемого процесса, необходимо проделать несколько первоначальных опытов, позволяющих надежно выбрать как порог срабатывания прибора, так и время задержки съёмки. Для схемы наиболее пригоден пьезоэлектрический микрофон.

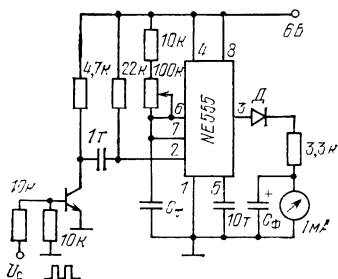


Рис. 2.21. Частотомер-тахометр

пульсы, частота повторения которых навязывается входной последовательностью  $U_c$ . Выпрямленная постоянная составляющая выходного напряжения таймера пропорциональна частоте входного сигнала.

На рис. 2.21 показана схема частотомера (тахометра).. Здесь таймер, включенный как ждущий мультивибратор, вырабатывает калиброванные по длительности им-

ых навязывается входной последо-  
постоянная составляющая выход-  
циональна частоте входного сиг-

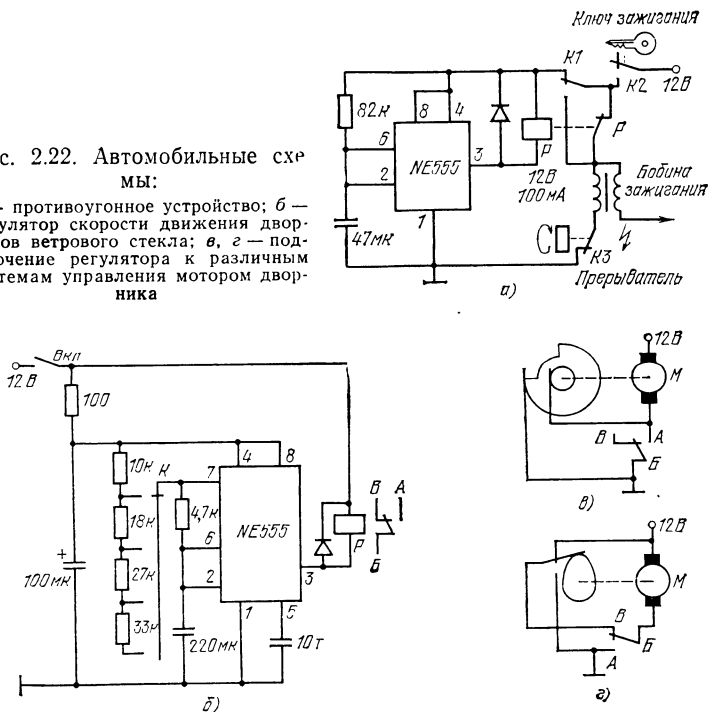
Таймер NE555 нашел применение в схемах автомобильной электроники. На рис. 2.22,а показана схема защиты автомобиля, которая «симулирует» неисправность мотора [35]. Угонщик может ключом зажигания (замыкается  $K2$ ) без помех завести двигатель, но примерно через 5 с мотор заглохнет, новая попытка даст тот же результат и вряд ли ему захочется чинить эту машину. В качестве элемента задержки в схеме работает ждущий мультивибратор-таймер, который обслуживает обмотку реле  $P$ . Контакты реле разрывают на время, задаваемое таймером, цепь трансформатора зажигания. Переключатель  $K1$  служит для блокирования симулирующего устройства. В схеме  $K3$  — прерыватель зажигания.

Автомобиль можно снабдить многими облегчающими работу водителя приборами, построенными на таймерах типа NE555. На рис. 2.22,б показана схема прибора управления скоростью движения дворников, очищающих ветровое стекло [36]. Таймер генери-

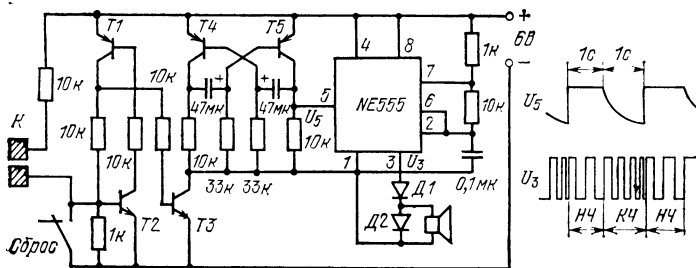
рует с различной тактовой частотой импульсы тока, включающие реле. Здесь предусмотрены четыре скорости для одного цикла движения дворников: 3, 6, 10 и 15 с, что позволяет водителю выбрать соответственно погоде лучший режим и не отвлекаться. На рис. 2.22, *в, г* показаны схемы присоединения контактов реле этого прибора для управления движением двух различных систем дворников.

Рис. 2.22. Автомобильные схемы:

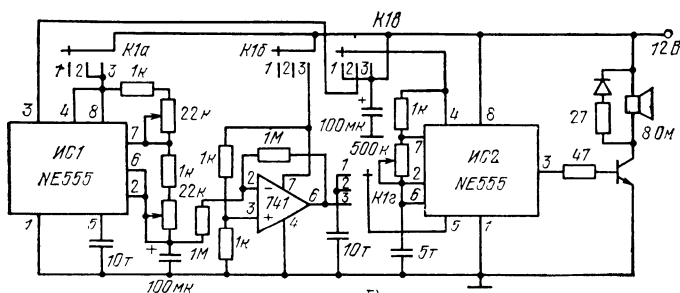
*а* — противоугонное устройство; *б* — регулятор скорости движения дворников ветрового стекла; *в, г* — подключение регулятора к различным системам управления мотором дворника



Таймер—стабильный автогенератор с несколькими входами управления — часто используется в схемах различных генераторов звука — от электромузыкальных инструментов и синтезаторов до устройств подачи сигналов тревоги и оповещения. Среди последних особенно популярны сирены. Схема сирены с изменяющейся частотой звука и сбрасывающей от прикосновения (сенсорный запуск) показана на рис. 2.23, *а* [37]. Прикосновением к контактам *К* запускается триггер (транзисторы *T1* и *T2*), после чего насыщается и транзистор *T3*, служащий ключом питания для медленного мультивибратора (транзисторы *T4* и *T5*) и таймера. Таймер генерирует звуковую частоту, при этом работает горн сирены. Звук этой сирены в течение той секунды, когда транзистор *T5* насыщен, имеет постоянную низкую частоту (НЧ). Во время отрицательного фронта выходного импульса мультивибратора частота звука будет возрастать (качающаяся частота — КЧ), поскольку напряжение на модуляционном входе уменьшается.



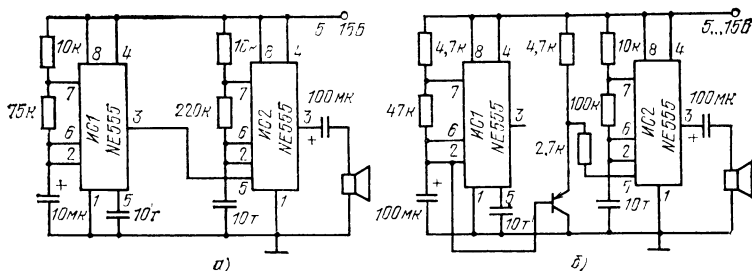
а)



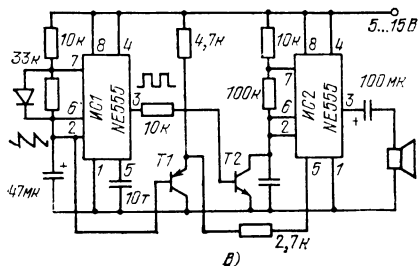
б)

Рис. 2.23. Электронные сирены:

а — схема с низкочастотным (НЧ) и качающимся по частоте (КЧ) звуком;  
б — схема сирены с тремя видами звука



а)



б)

Рис. 2.24. Генераторы модулируемых звуковых сигналов:

а — простая схема; б — схема с переменным звуком; в — схема со сложной модуляцией

Еще одна схема электронной sireны с переменным звуком показана на рис. 2.23,б. Предлагаем читателям изучить ее самостоятельно [38]. На рис. 2.24 изображены три двухтаймерные схемы генераторов звука. Здесь левые (по схеме) таймеры генерируют низкочастотные модулирующие сигналы для звуковых генераторов (правые таймеры). Генераторы различаются способами передачи сигналов модуляции.

## 2.15. КМОП-таймер ICM7555

В конце 70-х годов появился вариант КМОП-таймера модели 555. [40, 41]. На рис. 2.25,а показана структурная схема ИС ICM7555 фирмы Intersil. По принципу действия данная схема тождественна биполярному прообразу, что еще раз подчеркивает ори-

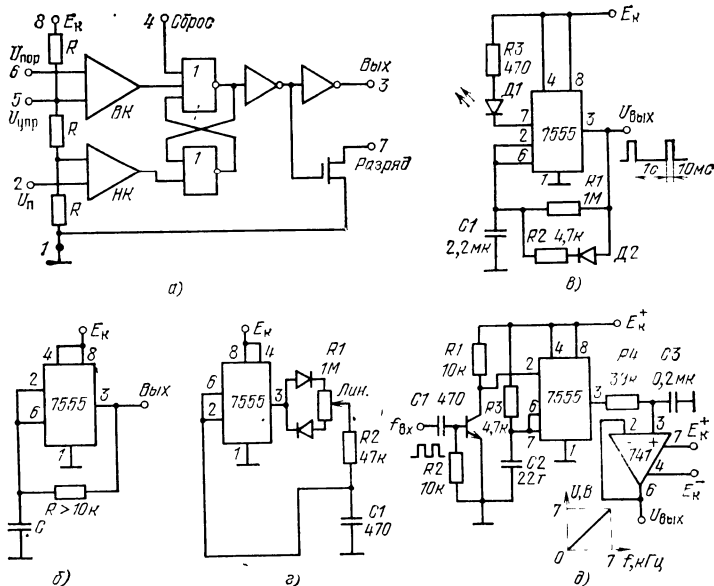


Рис. 2.25. Таймер ICM7555:

а — функциональная схема; б — схема автогенератора; в — схема генератора «редких» импульсов; г — схема регулировки скважности выходной последовательности; д — схема преобразователя частота — напряжение

гинальность его внутреннего устройства, однако КМОП-структуры позволили придать новой ИС и схемам ее применения особые свойства. Сравнительные параметры биполярного (NE555) и полевого (ICM7555) таймеров приведены в табл. 2.1.

Если быстродействие КМОП ИС осталось примерно на прежнем уровне, то собственное потребление ею тока питания снижено в 80 раз, а входные токи управления уменьшились на 4 порядка. Это позволяет строить экономичные с большим временем задержки ждущие схемы, а также генераторы инфранизких частот.

Таблица 2.1

## Сравнительные параметры полевого и биполярного таймеров

Параметр	Схемотехническая модель	
	ICM7555	NE555
$I_{\text{потр}}$ , мА ( $E_{\text{п}} = 15$ В)	0,12	10,0
$I_{\text{п. макс}}$ , мА	10	370
$I_{\text{вх}}$ (Пуск)	50 пА	0,5 мкА
$I_{\text{вх}}$ (Порог)	50 пА	0,5 мкА
$I_{\text{вх}}$ (Сброс)	100 пА	0,1 мА
$E_{\text{п}}$ , В	2 ... 18	4 ... 16
$t_{\Phi}^{+}, t_{\Phi}^{-}$ , нс	40	100
$f_{\text{max}}$ , кГц	500	500

Потребление тока схемой ждущего мультивибратора складывается из тока питания (он снижен до 120 мкА) и тока, который постоянно заряжает времязадающий конденсатор. Ток заряда конденсатора  $I_C$  зависит от номинала резистора  $R$  и напряжения питания схемы  $E_{\text{п}}$ . Если учесть, что скорость нарастания напряжения на конденсаторе  $\Delta U_C/\Delta t = I_C/C$ , а максимальная амплитуда этого «треугольника» напряжения  $2E_{\text{п}}/3$  (см. рис. 2.2,б) достигается за время  $t_3 = 1,1 RC$ , получаем

$$I_C = (2E_{\text{п}}/3) C/t_3 = (2E_{\text{п}}/3C)/(1,1 RC) = 0,6 E_{\text{п}}/R. \quad (2.16)$$

Но малые входные токи управления позволяют пользоваться высокоомными времязадающими резисторами. Таким образом, при  $E_{\text{п}} = 6$  В,  $R = 3$  МОм ток заряда конденсатора  $I_C \approx 1,2$  мкА. Способ синтеза сверхвысокоомного резистора был показан на рис. 2.7,б.

Если совместно с таймером ICM7555 использовать конденсаторы, имеющие высококачественный диэлектрик и обладающие поэтому малыми токами саморазряда, можно существенно увеличить время задержки (до нескольких суток). Например, выбрав ток заряда конденсатора  $I_C = 100 I_{\text{вх}} = 5$  нА, можно при  $C = 100$  мкФ и  $E_{\text{п}} = 15$  В получить время задержки  $t_3 = (2E_{\text{п}}/3) C/I_C = 2 \cdot 10^5$  с, т. е. 2,3 суток.

Следует отметить, что КМОП-выход имеет существенно меньшую нагрузочную способность, чем биполярный, поэтому в ряде случаев к полемому таймеру следует подключать усилитель мощности.

Рассмотрим особенности применения таймера ICM7555. На рис. 2.25,б показана простейшая схема автогенератора-мультивибратора. Здесь для защиты выхода от короткого замыкания через незаряженный конденсатор  $C$  следует выбрать номинал времязадающего резистора  $R \geq 10$  кОм. В схемах (рис. 2.25,в, г) мультивибратор может давать несимметричные выходные импульсы. В схеме рис. 2.25,в время, когда таймер включен (1 с), определяется элементами  $R1$  и  $C1$ . Время выключения (10 мс) задается цепочкой  $D2-R2-C1$ . Выходной сигнал на выводе 7 инверсный, поэтому диод индикации включается на 10 мс с паузами 1с.

В схеме рис. 2.25,а скважность выходных сигналов можно регулировать в пределах 1/20 ... 20/1.

На рис. 2.25,б показана схема преобразователя частота — напряжение. Здесь по входу 2 запускается ждущий мультивибратор, выходные импульсы которого имеют постоянную длительность, но переменную частоту, соответствующую входной информации. Постоянная составляющая импульсной последовательности накапливается на конденсаторе  $C3$ . Крутизна преобразования в данной схеме 1 В/кГц.

На основе мультивибраторов-автогенераторов можно построить преобразования положительного напряжения в отрицательное (рис. 2.26,а), а также генератор крайне медленных импульсов (рис. 2.26,б). В последней схеме вместо резисторов  $R_A$  и  $R_B$  (см. рис.

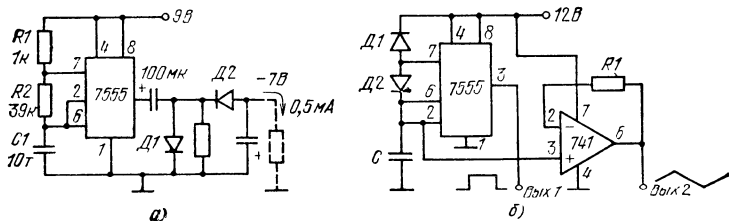
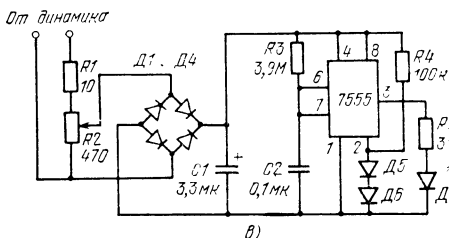


Рис. 2.26. Некоторые схемы включения таймера ICM7555:

а — преобразователь полярности напряжения; б — генератор инфракрасной частоты; в — индикатор нелинейных искажений



2.3,а) использована пара диодов с токами утечки несколько наноампер. Схема имеет выходы прямоугольного и треугольного сигналов. Поскольку токи утечки диодов примерно удваиваются на каждые  $10^\circ$  прироста температуры, схему рис. 2.26,б в другом применении можно использовать как датчик температуры, в зависимости от изменения которой будет меняться и выходная частота. Подбором номинала  $C$  следует установить удобный для счета диапазон начальной частоты.

Схема (рис. 2.26,в) работает как индикатор сильных нелинейных искажений. Если искажения возникли на выходе мощного УНЧ, это может угрожать аварией его звуковым колонкам. Когда на динамике появляются опасные пики напряжения, запускается схема ждущего мультивибратора, которая дает импульс зажигания светодиода  $D7$  (около 0,4 с). Индикатор отбирает малый ток питания непосредственно от динамики УНЧ, порог его срабатывания устанавливается с помощью потенциометра  $R2$ . Когда напряжение на конденсаторе превысит 3,6 В, ждущий мультивибратор включится, так как напряжение на его входе  $2(U_{д5} + U_{д6}) = 1,2$  В

станет меньше, чем  $\frac{1}{3} U_{c1}$ , причем  $U_{c1}$  — питающее напряжение схемы.

Особую группу схем применения КМОП-таймера типа ICM7555 составляют сенсорные датчики, срабатывающие при замыкании контактов Пуск и Сброс за счет проводимости кожи пальца. На рис. 2.27,а показана базовая схема такого включения. Здесь прикосно-

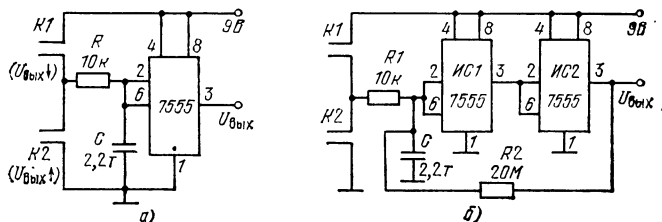


Рис. 2.27. Сенсорные схемы на таймере ICM7555:

а — простая; б — двухтаймерная

вением к паре контактных полосок  $K1$  таймер включается и его выходной сигнал переходит на низкий уровень. Скорость запуска определится сопротивлением кожи (на уровне 500 кОм при слабом прикосновении) и номиналом конденсатора  $C$ . Для схемы (рис. 2.27,а) время включения составляет 1,5 ... 3 мс, причем фильтр  $RC$ , сгладив наводки, обеспечит однократное включение схемы. Выключить таймер можно, если замкнуть контактные полоски  $K2$ . В этом случае выходной потенциал вывода 3 вновь становится высоким.

Внутренний RS-триггер таймера запоминает состояния «включено» и «выключено».

Для повышения долговременной стабильности работы сенсорного ключа можно воспользоваться второй ИС ICM7555 как инвертором (рис. 2.27,б). Если замкнуть контакты  $K1$ , выходной сигнал ИС2 станет положительным и через резистор  $R=20$  МОм положительный потенциал на конденсаторе  $C$  зафиксируется.

На основе данных схем можно построить сенсорные устройства поиска (например, настройки на станцию) или плавной регулировки (громкость, тембр).

### 3. ИС ДЛЯ ПОСТРОЕНИЯ КОНТУРОВ ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКИ

Принцип обработки радиосигналов с помощью петли обратной связи (ОС), подстраивающей частоту опорного сигнала под частоту входного с точностью до некоторой постоянной фазы, известен с 1932 г. [1]. Устройства ФАП, выполнявшиеся до начала 70-х годов на дискретных элементах (транзисторах, варикапах, катушках индуктивности, конденсаторах и др.), были сложны в настройке, поэтому их применяли лишь в тех случаях, когда не было других решений [2].

Устройство ФАП имеет петлю положительной ОС с большим усилением, в которой присутствуют близкие и изменяющиеся по частоте сигналы. Если такое устройство собирается из дискретных элементов, очень трудно устранить нежелательные захваты, самовозбуждения и интерференционные помехи. Устройство ФАП в этом случае не удастся сделать универсальным: чтобы перейти на новую центральную частоту работы или изменить характеристики слежения и захвата сигнала, придется сменить катушки индуктивности, конденсаторы и произвести настройку.

ИС, содержащие на одном кристалле все основные элементы ФАП, содействовали активному внедрению принципа автоподстройки для обработки как радио-, так и низкочастотных сигналов. ИС ФАП имеют следующие свойства. Центральная частота настройки петли не определяется катушками индуктивности и другими элементами, сильно подверженными внешним воздействиям, эту частоту можно установить с помощью относительно стабильного конденсатора, присоединяемого к специальному выводу ИС.

По этой причине центральную частоту настройки нетрудно изменить (от сотых долей герца до десятков мегагерц). Диапазоны слежения и захвата также легко подобрать заменой нескольких внешних  $RC$ -элементов, определяющих полосу пропускания НЧ фильтра.

Аналогичным способом подбирается нужное значение усиления петли и коэффициента передачи фазового детектора. Таким образом, устройство обработки сигнала, построенное на ИС ФАП, получается компактным. Избирательность и помехоустойчивость оптимизируются подбором номиналов номиналов внешних конденсаторов и резисторов.

Устройства, основанные на ИС ФАП, в настоящее время применяются как в традиционных, так и в новых областях обработки радиосигналов. Широкое распространение ФАП получили в телевизионных приемниках, в схемах выделения импульсов строчной и кадровой синхронизации. Большим стимулом к развитию ИС ФАП стало внедрение простых схем синтезаторов частоты (например, для многоволновой радиосвязи).

Узкополосные приемники, основанные на свойствах ФАП, часто используются для приема информации по линиям космической связи и телеметрии. Имеет место существенное повышение помехоустойчивости приема слабых сигналов. ФАП позволяет построить устройства модуляции и демодуляции применяемых в настоящее время в каналах связи сложных видов модуляции (например, бифазной). Устройства ФАП находят все более широкое применение в измерительной технике.

Большое количество ИС ФАП выпускается и для построения сложной бытовой радиоаппаратуры, где они могут работать как линейки УПЧ, стереодекодеры, демодуляторы сигналов ЧМ радиовещания.

Устройства с ИС ФАП применяются для прецизионных электроприводов.

Существуют два вида ИС ФАП: цифровые и аналоговые. Цифровые ФАП лучше синхронизируются и поэтому наиболее часто используются в устройствах синтеза частот. Аналоговые ФАП более удобны для обработки различных видов ЧМ сигналов, а также в АМ демодуляторах. Существенная разница между этими исполнениями ФАП заключается в схеме фазового детектора: для аналоговой ФАП — это схема двойного балансного модулятора,



для цифровой — схема типа Иключающее ИЛИ. В цифровой ИС ФАП для узла фазового компаратора (ФК) можно использовать схему памяти, работающую по фронтам импульсов, поэтому фазовый угол между входным сигналом и опорной частотой снижается до  $0^\circ$ . В аналоговой ИС ФАП в момент слежения угол, соответствующий разности фаз, равен  $90^\circ$ .

### 3.1. Принцип работы ФАП

Устройство ФАП содержит замкнутую петлю, осуществляющую с помощью вспомогательного управляемого генератора слежение за фазой входного сигнала. На рис. 3.1,а показана структурная схема петли ФАП [34]. Она состоит из двух ветвей: прямой и обратной. На пути прямого прохождения входного сигнала, имеющего

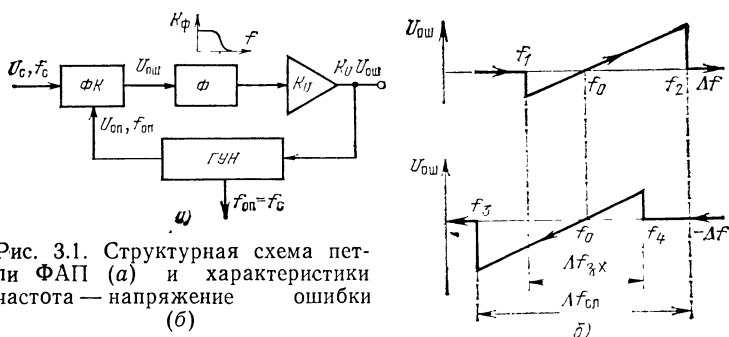


Рис. 3.1. Структурная схема петли ФАП (а) и характеристики частота — напряжение ошибки (б)

частоту  $f_c$ , находится ФК, фильтр (Ф), пропускающий лишь низкие частоты, и усилитель напряжения  $K_U$ . Петля ОС замыкается через генератор (ГУН), частота которого зависит от управляющего напряжения. В несинхронном режиме он дает опорное напряжение  $U_{оп}$ , имеющее частоту  $f_{оп}$ , близкую к  $f_c$ . Без входного сигнала ГУН настроен на свободную, центральную частоту диапазона. В этом случае на выходе ФК нет выходного сигнала и ГУН петель не управляется. Если на ФК поданы входной сигнал и опорное напряжение, фазовый компаратор генерирует на выходе напряжение ошибки  $U_{ош}$ , пропорциональное разности частот и фаз между напряжениями  $U_c$  и  $U_{оп}$ . Полярность напряжения  $U_{ош}$  может быть положительной и отрицательной в зависимости от того, какой из сигналов является ведущим по фазе.

Далее, напряжение  $U_{ош}$ , содержащее большое число комбинационных спектральных составляющих, поступает в фильтр Ф, где сильно ослабляются высокочастотные помехи работе ГУН. Затем сглаженное напряжение усиливается и поступает на вход ГУН. Выходная частота этого генератора меняется таким образом, чтобы с уменьшением  $U_{ош}$  уменьшалась разность частот  $f_c - f_{оп}$ . Напряжение  $U_{ош}$  уменьшается до тех пор, пока частоты сигнала и ГУН не уравниваются, но между ними останется конечная разность фаз, которая здесь оказывается сигналом рассогласования, необходимым для удержания петли ОС в режиме слежения.

Если  $f_c \approx f_{оп}$ , наступает режим слежения петли за частотой входного сигнала. Как показано на рис. 3.1,а, в режиме слежения петли можно получить два выходных сигнала:  $K_U U_{ош}$  — информацию о скорости изменения частоты сигнала и  $f_{оп} = f_c$  — значение частоты этого сигнала.

Рассмотрим основные свойства петли ФАП. На рис. 3.1,б показаны зависимости выходного напряжения ошибки  $U_{ош}$  от разности частот  $\Delta f = |f_{оп} - f_c|$  в окрестности центральной частоты петли  $f_0$ . Если разность частот  $\Delta f$  возрастает, то режим слежения наступает на частоте  $f_1$  и срывается на частоте  $f_2$ . При уменьшении разности частот  $\Delta f$  слежение и его срыв наступают соответственно на частотах  $f_4$  и  $f_3$ . Из графиков рис. 3.1,б видно, что петля ФАП обладает гистерезисом, как и другие системы с положительной ОС. Таким образом, режим слежения петли наступает в полосе частот  $\Delta f_{сл} = f_2 - f_3$ . Диапазон слежения ограничивается девиацией частоты ГУН, которая зависит от крутизны его характеристики управления и диапазона управляющих напряжений, обеспечиваемых ФК и усилителем.

Диапазон слежения можно сделать бóльшим, чем полоса сигнала, принимаемого петлей. Когда будет изменяться частота входного сигнала, ГУН будет следить за ней. Чтобы ограничить влияние помех и шумов, диапазон  $\Delta f_{сл}$  нельзя выбирать очень большим. Полоса захвата петли  $\Delta f_{зх} = f_4 - f_1$  соответствует диапазону частоты входного сигнала, который переведет петлю из начального свободного состояния в режим слежения. В общем случае полоса захвата уже, чем полоса слежения (но может приближаться к ней). Диапазон захвата определяет, насколько частота сигнала  $f_c$  должна приблизиться к центральной частоте  $f_0$ , чтобы начался режим слежения петли, и насколько  $f_c$  может удалиться от  $f_0$ , прежде чем петля выйдет из режима слежения.

Диапазон захвата  $\Delta f_{зх}$  и скорость этого процесса определяется частотной характеристикой фильтра, пропускающего низкие частоты (рис. 3.1,а), а также усилением замкнутой петли ФАП. Особое влияние на вход в режим захвата (но не на диапазон слежения) оказывает скорость спада ЧХ фильтра. Если частота входного сигнала  $f_c$  в неследящей петле постепенно приближается к центральной частоте  $f_0$ , на выходе ФК появляется разностная частота, которая постепенно уменьшается и попадает в полосу частот фильтра. С дальнейшим уменьшением разностной частоты коэффициент передачи фильтра растет, и петля быстрее входит в режим захвата.

В режиме слежения  $f_c = f_0$  напряжение ошибки имеет нулевую частоту, поэтому сигнал проходит фильтр без ослабления. Для расширения диапазона слежения  $\Delta f_{сл}$  необходимо увеличивать усиление (точнее, коэффициент преобразования) петли:

$$K_{ФАП} = K_{ГУН} K_{ФД} K_{Ф} K_U, \quad (3.1)$$

где  $K_{ГУН} = \Delta f_0 / U_{упр} [\text{Гц/В}]$  — крутизна преобразования ГУН;  $K_{ФД} = U_{ФД} / \Delta f_0 [\text{В/Гц}]$  — коэффициент фазового детектирования;  $K_{Ф} = 1 / \sqrt{1 + (2\pi \Delta f \tau)^2}$  — ЧХ фильтра,  $K_U = U_{упр} / U_{ФД}$  — коэффициент усиления усилителя сигнала ошибки. Если в системе ФАП использован фильтр с одной эквивалентной постоянной времени  $\tau$ , то полосу захвата  $\Delta \omega_{зх} = 2\pi \Delta f_{зх}$  можно аппроксимировать:

$$\Delta \omega_{зх} = \sqrt{\Delta \omega_{сл} / 2\pi \tau}. \quad (3.2)$$

## 3.2. Фазовый компаратор

В качестве фазового компаратора (фазового детектора) в составе аналоговых ИС для фазовой автоподстройки используется двойной балансный модулятор (рис. 3.2, а), на выходе которого получается напряжение  $U_{\text{ош}}$ , пропорциональное произведению вход-

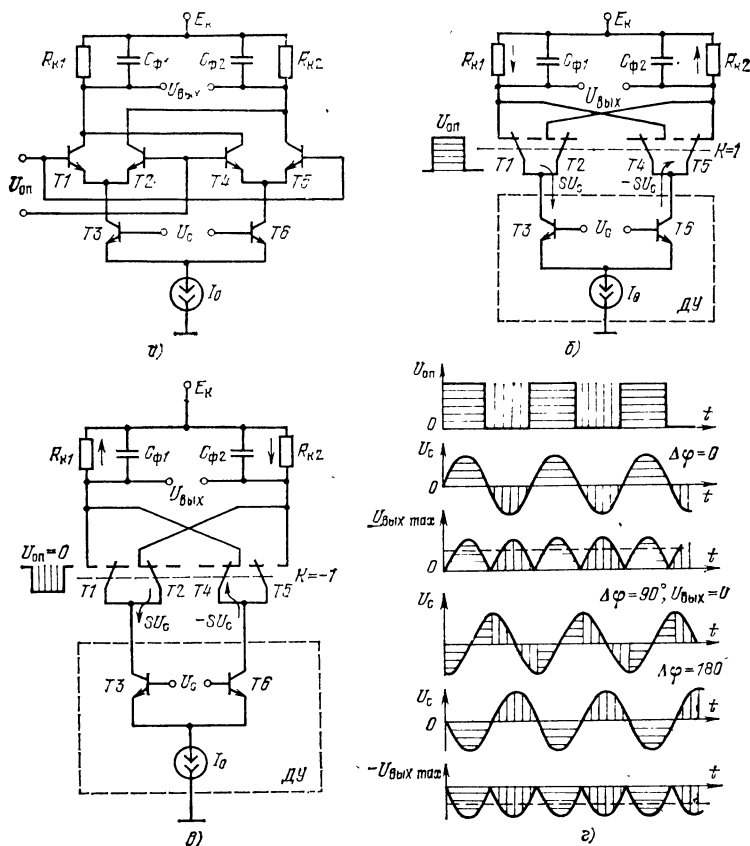


Рис. 3.2. Фазовый компаратор:

а — схема двойного балансного модулятора; б, в — схемы распределения токов при разных уровнях опорного напряжения; г — временные диаграммы процессов в схеме балансного модулятора

ного и опорного сигналов. На рис. 3.2, г показаны диаграммы напряжений в схеме ФК при различных фазовых соотношениях между прямоугольным опорным напряжением  $U_{\text{ош}}$  и входным сигналом  $U_c$ .

Транзисторы  $T3$  и  $T6$  образуют сбалансированный дифференциальный усилитель напряжения сигнала  $U_c$  с крутизной  $S = I_0 / (2\Phi_T)$ ,

поэтому в коллекторных цепях этих транзисторов текут токи сигнала  $I_c = SU_c$ . Транзисторы  $T1$  и  $T5$ , а также  $T2$  и  $T4$  работают в ключевом режиме. На базы этих пар транзисторов подается прямоугольное опорное напряжение. На рис. 3.2,б,в показаны две эквивалентные схемы, иллюстрирующие противоположные состояния ключевых транзисторов. Предположим, что при положительном импульсе  $U_{оп}$  (горизонтальная штриховка) замкнуты транзисторы  $T1$  и  $T5$ , а токи сигнала в коллекторных цепях усилительных транзисторов  $\pm SU_c$  протекают в указанных стрелками направлениях. В этом случае можно предположить, что коэффициент передачи ключей  $K=1$ .

Схема управления при опорном напряжении  $U_{оп}=0$  (этот период на рис. 3.2,в отмечен вертикальной штриховкой) должна включать транзисторы  $T2$  и  $T4$ . С этого момента токи через резисторы  $R_{к1}$  и  $R_{к2}$  потекут в обратном направлении, поэтому получим коэффициент передачи для ключевой схемы  $K=-1$ .

На рис. 3.2,г показаны временные диаграммы процессов, происходящих в схеме ФК (рис. 3.2,а) при трех фазовых соотношениях между опорным напряжением  $U_{оп}$  и монохроматическим входным сигналом  $U_c$ , причем напряжения  $U_{оп}$  и  $U_c$  имеют одинаковую частоту (т. е. частоту слежения петли). Интервалы времени меандра  $U_{оп}$  обозначены горизонтальной и вертикальной штриховками, соответствующими эквивалентным схемам (рис. 3.2,б,в). Если сдвиг фаз между  $U_{оп}$  и  $U_c$  отсутствует ( $\Delta\varphi=0$ ), то на выходе ФК выделяется положительное пульсирующее напряжение удвоенной частоты амплитудой  $U_{вых\max}$ . При  $\Delta\varphi=180^\circ$  полярность импульсов тока, проходящих через резисторы  $R_{к1}$  и  $R_{к2}$ , изменится, и выходное пульсирующее напряжение удвоенной частоты будет иметь амплитуду  $-U_{вых\max}$  (см. рис. 3.2,г). Когда  $\Delta\varphi=90^\circ$ , каждая полуволна входного сигнала разделена по времени на две равные части (см. направление штриховки). Поскольку площадь каждой из этих частей умножается на коэффициент  $+1$  и  $-1$ , то в выходном напряжении результат перемножения окажется нулевым. На выходе ФК при сдвиге фаз  $\Delta\varphi=90^\circ$  между входным сигналом  $U_c$  и опорным  $U_{оп}$  выходное напряжение равно нулю. Именно режим, при котором  $U_{вых}\rightarrow 0$ , наиболее удобно использовать для слежения петли. Из-за того, что усилительная и ключевая части схемы (рис. 3.2,а) соединены последовательно с нагрузкой, происходит перемножение сигнала и опорного напряжения. Поэтому схема рис. 3.2,а широко используется в качестве так называемого двойного балансного модулятора, умножителя частоты, смесителя сигналов при радиоприеме и других операциях, требующих перемножения гармонических сигналов [5, 6].

Применительно к моменту слежения петли ФАП рассмотрим структуру спектра выходного сигнала ФК [7]. Если для упрощения предположить, что от генератора опорного напряжения на вход ФК поступает меандр с единичной амплитудой и частотой  $\omega_0$  (это частота ГУН), то в его спектре будут содержаться лишь нечетные гармоники

$$1.4/[\pi(2n+1)] \sin[(2n+1)\omega_0 t], \quad (3.3)$$

где  $n=0, 1, 2, 3 \dots$

Пусть на сигнальный вход ФК поступает напряжение, содержащее две составляющие: гармонический сигнал  $U_d \sin(\omega_d t + \varphi_d)$  с частотой  $\omega_d$ , равной центральной частоте петли, и сигнал с произ-

вольной частотой  $U_{\Pi} \sin(\omega_{\Pi} t + \varphi_{\Pi})$ . Таким образом, полное напряжение сигнала

$$U_0 = U_{\Pi} \sin(\omega_{\Pi} t + \varphi_{\Pi}) + U_{\Pi} \sin(\omega_{\Pi} t + \varphi_{\Pi}), \quad (3.4)$$

где  $\varphi_{\Pi}$  и  $\varphi_{\Pi}$  — начальные фазы компонент сигнала относительно напряжения ГУН с частотой  $\omega_0$ . Перемножая (3.3) и (3.4) и учитывая коэффициенты усиления ключевой  $K = +1$  и усилительной  $K_{\text{ДУ}} = SR_{\kappa 1,2} = [I_0 / (2\varphi_T)] R_{\kappa 1,2}$  частей (ДУ — дифференциальный усилитель), получим следующую формулу для текущей амплитуды выходного напряжения ФК:

$$U_{\text{вых}} = \frac{2K_{\text{ДУ}}}{\pi} \left\{ \sum_{n=0}^{\infty} \frac{U_{\Pi}}{2n+1} \cos[(2n+1)\omega_0 t - \omega_{\Pi} t - \varphi_{\Pi}] - \right. \\ \left. - \sum_{n=0}^{\infty} \frac{U_{\Pi}}{2n+1} \cos[(2n+1)\omega_0 t + \omega_{\Pi} t + \varphi_{\Pi}] + \right. \\ \left. + \sum_{n=0}^{\infty} \frac{U_{\Pi}}{2n+1} \cos[(2n+1)\omega_0 t - \omega_{\Pi} t - \varphi_{\Pi}] - \right. \\ \left. - \sum_{n=0}^{\infty} \frac{U_n}{2n+1} \cos[(2n+1)\omega_0 t + \omega_{\Pi} t + \varphi_{\Pi}] \right\}. \quad (3.5)$$

В формуле (3.5) четыре спектральных суммы. Если предположить, что  $U_{\Pi} = 0$ ,  $\omega_{\Pi} = \omega_0$ , то первая спектральная сумма (при  $n=0$  схема работает на основной частоте) превратится в амплитуду разностной частоты входного сигнала и опорного напряжения. Это низкочастотное напряжение ошибки подается на вход ГУН. Если текущая частота  $\omega_0$  приближается к  $\omega_{\Pi}$ , то разностная частота постепенно уменьшается до нуля. При  $\omega_0 = \omega_{\Pi}$  постоянная составляющая выходного напряжения ФК

$$U_{\text{вых}} = (2K_{\text{ДУ}} U_{\Pi} / \pi) \cos \varphi_{\Pi}. \quad (3.6)$$

Если в (3.5)  $n=1, 2, 3, \dots$ , то такой режим соответствует схеме петли ФАП, работающей на высшей (3, 5, 7) гармонике (это значит, что свободная частота ГУН в  $2n+1$  раз превышает частоту сигнала). Тогда постоянная составляющая на выходе ФК в режиме слежения уменьшится пропорционально номеру гармоники

$$U_{\text{вых } \Pi} = [2K_{\text{ДУ}} U_{\Pi} / (2n+1)\pi] \cos \varphi_{\Pi}. \quad (3.7)$$

По этой причине диапазон слежения петли, работающей на гармонике, снижается и, следовательно, требуется повысить коэффициент усиления в прямой ветви петли.

Вторая спектральная сумма в (3.5) содержит составляющую суммарной частоты  $\omega_0 + \omega_{\Pi}$ . В режиме слежения  $\omega_0 + \omega_{\Pi} = 2\omega_{\Pi}$ . Спектральная составляющая удвоенной частоты представляет собой основную помеху для петли ФАП и должна поэтому быть надежно отфильтрована фильтром Ф (рис. 3.1, а; особенно трудно это сделать при слежении петли за быстроменяющимся ЧМ сигналом).

Данную спектральную составляющую нетрудно видеть на графиках рис. 3.2,г при  $\Delta\varphi=0$  и  $\Delta\varphi=180^\circ$ .

Третью спектральную сумму из (3.5) надо учесть, когда в сигнале присутствует составляющая с произвольной частотой  $\omega_n$ . Поскольку вид третьей спектральной суммы аналогичен первой сумме, то в режиме слежения посторонний сигнал даст сдвиг постоянной составляющей. Четвертая спектральная сумма по виду аналогична второй. Можно считать, что при наличии посторонней частоты  $\omega_n$  из-за этой суммы в петле будут присутствовать помехи, которые должны быть подавлены фильтром, пропускающим низкие частоты.

### 3.3. Применение фазовых компараторов

Рассмотрим примеры самостоятельного применения ФК (рис. 3.2,а) в радиочастотных устройствах. На рис. 3.3,а показана принципиальная схема ИС LM1596 — самого популярного полупроводникового двойного балансного модулятора, на выходах которого выделяются токи, пропорциональные произведению входного и опорного сигналов [5, 6].

На рис. 3.3,в — приведены некоторые зависимости параметров ИС LM1596. В схеме рис. 3.3,а транзисторы  $T5$  и  $T6$  работают как дифференциальный усилитель. Для изменения масштаба преобразования здесь использован двухтранзисторный генератор тока. Соединяя коллекторы транзисторов  $T7$  и  $T8$  через резистор определенной номинала, можно изменять значение  $K_{ду}$  и этим подбирать оптимальные условия преобразования сигнала. Для расширения функций ИС предусмотрен вывод 5, позволяющий менять ток смещения, протекающий через транзистор  $T9$ . В результате изменяются коэффициент и полоса усиления схемы, а также ток потребления.

ИС LM1596 можно применять как с резистивной, так и с резонансной нагрузками. Входы и выходы этой ИС хорошо сбалансированы как по высокочастотным параметрам, так и по параметрам дрейфов и смещений нуля. Схема имеет частотный диапазон до 10 МГц, причем на частоте 500 кГц в режиме балансного модулятора несущая подавляется на 65 дБ (на частоте 10 МГц — на 50 дБ).

Однотипный модулятор (ИС 526ПС1, см. рис. 3.3,б) работает на частотах, превышающих 40 МГц, и имеет внутренние цепи смещения. При напряжении питания 6 В эта ИС потребляет мощность 36 мВт, имеет крутизну преобразования 5 А/В и входное сопротивление 50 кОм.

ИС LM1596 и 526ПС1 можно использовать как ФК при конструировании устройств ФАП из отдельных ИС. На рис. 3.4 показаны три схемы применения двойных балансных модуляторов в специальных радиочастотных устройствах.

На рис. 3.4,а приведена схема широкополосного удвоителя частоты сигнала. Коммутирующая часть схемы открыта постоянным смещением, а сигнал поступает на один вход ДУ. Схема удваивает с малыми искажениями частоту сигнала, имеющую амплитуду не более 25 мВ от пика до пика (напомним, что  $\varphi_T=26$  мВ при 300 К). При этом ДУ находится в режиме симметричного линейного переключения.

На рис. 3.4,б, показана схема модулятора с подавлением несущей. Сигнал несущей частоты подается на один вход коммутатора,

а на один из входов ДУ поступает модулирующее напряжение. Результирующее модулированное напряжение с подавленной несущей появляется на выходе 6 и в противофазе — на выходе 9.

Двойной балансный модулятор LM1596 можно использовать как детектор для приема сигналов с одной боковой полосой SSB

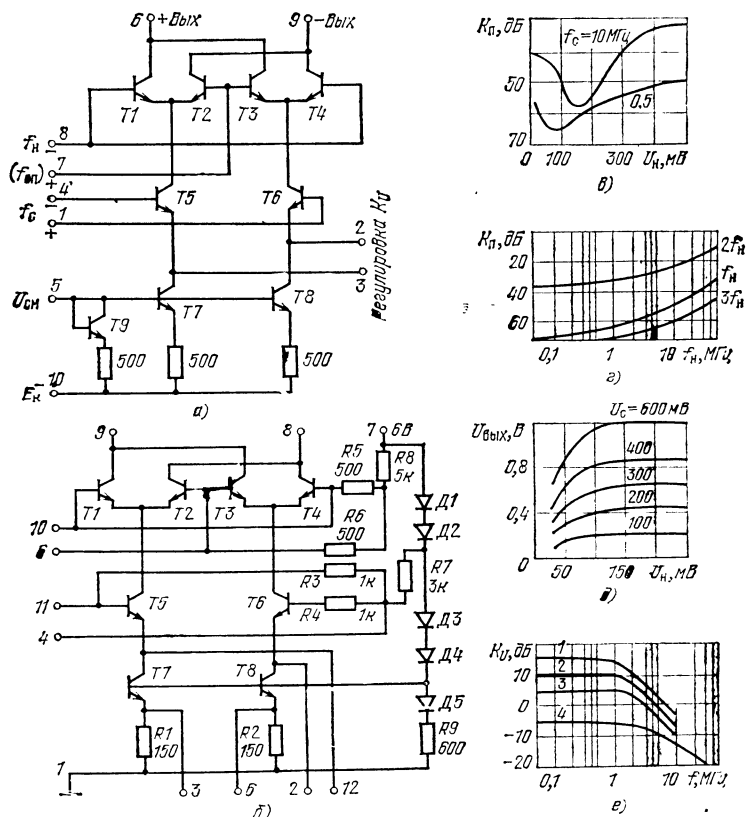


Рис. 3.3. Интегральные балансные модуляторы:

а — принципиальная схема ИС LM1596; б — принципиальная схема ИС 526ПС1; в — зависимость коэффициента подавления несущей  $K_n$  от уровня несущей  $U_n$  для LM1596; г — подавление в зависимости от частоты для этой ИС; д — эффективное значение выходного напряжения  $U_{\text{вых}}$  каждой боковой в зависимости от уровня несущей  $U_n$  для LM1596; е — частотные характеристики этой ИС: 1)  $R_n = 3,9$  кОм,  $R_g = 1$  кОм; 2) 3,9 кОм и 500 Ом; 3) 3,9 и 2 кОм; 4) 500 Ом и 1 кОм,  $U_7 - U_8 = 0,5$  В;  $K_U = R_n/R_g + 2r_g$

(первые буквы слов single side band). В схеме рис. 3.4, в ИС используется как демодулятор SSB-сигнала, у которого собственная несущая подавляется при передаче. Для восстановления правильного АМ-сигнала усиленный приемником SSB-сигнал требуется перем-

ножить с местным опорным. Местный опорный сигнал (он при демодуляции играет роль несущей и поэтому имеет ее частоту) должен быть большим по амплитуде, чтобы обеспечить хороший ключевой режим коммутирующей части ИС. Оптимальным здесь является уровень несущей — 300 мВ. Напряжение SSB-сигнала с амплитудой 5... 500 мВ подается на один вход ДУ. В результате перемножения и дальнейшей фильтрации все составляющие сложного спектра, кроме звуковой, низкочастотной, отфильтровываются.

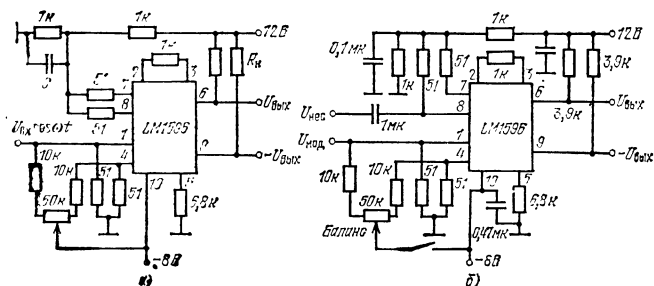
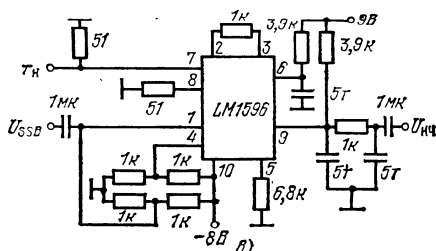


Рис. 3.4. Применение ИС LM1596:

а — широкополосный удвоитель частоты; б — модулятор с подавлением несущей; в — детектор сигналов с одной боковой



Данную схему можно использовать в качестве синхронного АМ детектора, если подать на входы полный АМ сигнал и опорную несущую.

### 3.4. Высокочастотные ИС ФАП

Полупроводниковые ИС ФАП можно разделить на низкочастотные (до 1 МГц) и радиочастотные (до 50 МГц). Области применения таких ИС существенно различаются. Первыми среди радиочастотных ИС ФАП оказались схемы NE560 (рис. 3.5,а), NE561 (рис. 3.5,б) и NE562 (рис. 3.5,в), разработанные фирмой Signetix [7].

Эти ИС имеют следующие особенности. ИС NE560 — это формирователь сигналов и демодулятор, содержащий ФК, ГУН, усилитель, узел масштабирования и ограничения (МО). Схема имеет выводы, предназначенные для подключения внешних элементов фильтра НЧ. Более подробная структурная схема ИС NE560 приведена на рис. 3.6,а.

Центральная частота петли ФАП определяется частотой автогенерации (свободной частотой) ГУН. Она устанавливается, как



Рис. 3.5. Функциональные схемы ИС ФАП:

*a* — NE560; *б* — NE561; *в* — NE562 (МО — узел масштабирования — ограничения, АПУ — аналоговый перемножающий узел)

обычно, внешним конденсатором, который подключается к выводам 2 и 3. Частота точно подстраивается потенциометром, подключаемым к выводу 6. Фильтр, определяющий характеристики захвата петли, формируется двумя внешними конденсаторами (присоединяются к выводам 14 и 15) и двумя резисторами, образующими в ИС выходы ФК.

ФАП имеет дифференциальные входы (выводы 12 и 13) с внутренними цепями постоянного смещения. У схемы ГУН выходы 4 и 5 дифференциальные. Дополнительные выводы схемы предназначены для управления диапазоном слежения (вывод 7), для балансировки начального смещения (вывод 11) и устранения расфазирования (вывод 10). Демодулированное ЧМ напряжение выделяется на выходе 9.

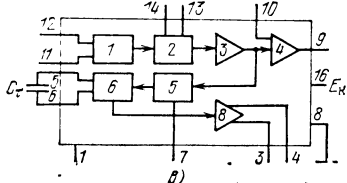
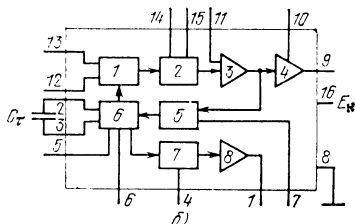
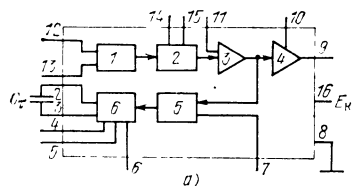
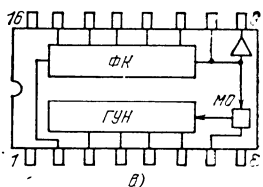
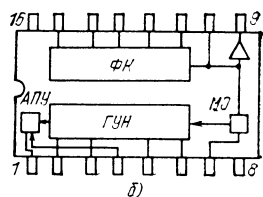
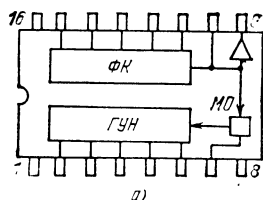


Рис. 3.6. Структурные схемы ИС ФАП:

*a* — NE560 (4, 5 — входы ГУН, 3, 2 — входы для подключения времязадающего конденсатора, 12 и 13 — радиочастотные входы, 14, 15 — выводы для подключения элементов фильтра НЧ, 11 — вход для балансировки усилителя, 10 — вход для устранения расфазирования, 9 — выход демодулированного сигнала ЧМ, 7 — вход для регулировки диапазона слежения, 6 — вход для управления частотой ГУН); *б* — NE561 (4 — вход АМ, 1 — НЧ выход детектированного АМ сигнала); *в* — NE562 (5, 6 — входы для подключения времязадающего конденсатора, 11 и 12 — входы для сигнала, 13 и 14 — выводы для подключения фильтра НЧ, 10 — вход для устранения расфазирования, 9 — выход демодулятора, 3 и 4 — выходы ГУН, 7 — вход для регулировки диапазона слежения). Элементы структурных схем: 1 — ФК, 2 — фильтр НЧ, 3 — первый усилитель, 4 — второй усилитель, 5 — ограничитель, 6 — ГУН, 7 — перемножитель, 8 — третий усилитель

ИС NE561 (рис. 3.5,б и 3.6,б) отличается от предыдущей схемы вторым аналоговым перемножителем (АПУ), необходимым для синхронного детектирования сигналов с амплитудной модуляцией. На функциональной схеме рис. 3.6,б показано, что ИС NE561 имеет вход для АМ сигнала (вывод 4) и выход демодулированного напряжения (вывод 1). Данная система ФАП может применяться в широком диапазоне частот 1 Гц ... 15 МГц с регулируемым диапазоном слежения  $\pm (1 \dots 15) \%$ . ИС NE561 может работать как синхронный АМ детектор и как узкополосный фильтр с полосой пропускания до  $\pm 1\%$  от  $f_0$ . Эту ИС можно заменить схемой 174ХА4.

ИС NE562 (рис. 3.5,в и 3.6,в) имеет в отличие от NE560 дополнительный выход ГУН, а также внутренний источник стабилизированного напряжения, от которого берутся потенциалы смещения на входы ГУН и ФК. ГУН имеет дифференциальные выходы (см. рис. 3.6,в). По уровню на этих выходах сигналы сделаны совместимыми с сигналами цифровых ИС, чтобы управлять ими в устройствах формирования сигналов и синтезаторов частоты, а также умножения и деления частот, если петля работает не на основной гармонике. ИС NE562 используется в схемах однополосного подавления, а также хорошо работает в условиях внешних помех.

В табл. 3.1 перечислены устройства, в которых можно применить ИС типов NE560, NE561 и NE562, а в табл. 3.2 приведены их

Таблица 3.1

Схемы применения высокочастотных ИС ФАП

Схема	Тип ИС		
	NE560	NE561 (174ХА4)	NE562
Декодеры звука	+	+	+
Линейки ЧМ УПЧ	+	+	+
Линейки АМ — ЧМ		+	
Декодеры сигналов телеметрии	+	+	+
Синхронизаторы данных	+	+	+
Устройства восстановления сигналов	+	+	+
Генераторы сигналов	+	+	+
Следящие фильтры	+	+	+
Приемники дискретно-частотной модуляции		+	+
Декодеры широкополосные:			
особо линейные		+	
синхронные		+	
АМ приемники		+	

параметры. Некоторые зависимости параметров ИС NE561 показаны на рис. 3.7. Рассмотренные ИС были первыми комплектными приборами для радиочастотных устройств, основанных на свойствах ФАП. В процессе эксплуатации были выявлены их основные недостатки. Во-первых, в этих ИС для сдвига постоянных уровней использовались стабилитроны, что значительно увеличивало уровень собственных шумов петли ФАП. Во-вторых, их рабочая частота (примерно 30 МГц) оказалась недостаточной для непосредственной

Таблица 3.2

## Параметры высокочастотных ИС ФАП

Параметр	Тип ИС		
	NE560	NE561	NE562
Минимальная рабочая частота, Гц	0,1	0,1	0,1
Максимальная рабочая частота, МГц	30	30	30
Потребляемый ток, мА	9	10	12
Минимальный уровень сигнала, необходимый для режима слежения петли, мкВ	100	100	200
Динамический диапазон, дБ	60	60	80
Температурный коэффициент частоты, ГУН, $\%/^{\circ}\text{C}$	$\pm 0,06$	$\pm 0,06$	$\pm 0,06$
Коэффициент управления ГУН по напряжению питания, $\%/V$	$\pm 0,3$	$\pm 0,3$	$\pm 0,3$
Входное сопротивление, кОм	2	2	2
Входная емкость, пФ	4	4	4
Входное постоянное напряжение, В	4	4	14
Выходной постоянный уровень, В	14	14	14
Амплитуда выходного сигнала, В	4	4	4
Подавление АМ, дБ	40	40	40

демодуляции широкополосных ЧМ сигналов (до 110 МГц). И, наконец, стабильность частоты их ГУН не столь хороша, чтобы применять эти ИС для ЧМ устройств типа hi-fi (high fidelity — высокая верность воспроизведения).

Устранение этих недостатков оказалось непростым делом, поэтому первая серия ФАП применялась для специальных радиоустройств и одновременно разрабатывались улучшенные ИС. Структурная схема одной из таких ИС ФАП NE564 приведена на рис. 3.8а. Этот прибор может работать на частотах, превышающих 50 МГц, но в его входных каскадах вместо стабилизаторов сдвига уровня используются *p-n-p*-транзисторы с диодами Шотки. Напряжение питания для ИС NE564 может быть уменьшено до 5 В (первые ИС ФАП работали при  $E_k = 15$  В) [10, 11].

Входной сигнал для улучшения подавления АМ проходит через ограничитель, а затем поступает на ФК. Чтобы можно было использовать ФАП в схемах синтезаторов частот, у данной ИС разомкнута внутренняя связь между ГУН и ФК (в этот разрыв можно включить цифровой делитель частоты). В ИС NE564 добавлена секция последовательной обработки. Она содержит схему восстановления постоянной составляющей, которая обслуживает триггер Шмита (ТШ) с изменяемым гистерезисом. Выходной сигнал ТШ имеет ТТЛ-уровни.

Схема ГУН имеет два цифровых выхода: 9 (коллекторный) и 11 (эмиттерный).

Для ИС NE564 отношение сигнал/шум повышено до 40 дБ, подавление АМ составляет 35 дБ, но линейность выходного напряжения невелика (3%), поэтому и этот прибор нельзя применять в изделиях hi-fi. Данная ИС нашла применение в США для порта-

тивных связных устройств так называемого гражданского диапазона (citizen band radio — CB-radio).

ИС ФАП NE564 используется для проектирования высокочастотных (свыше 50 МГц) устройств типа «Модем» (modem=modulator+demodulator), приемников и передатчиков с дискретно-частотной модуляцией (ДЧМ), синтезаторов частот, а также генераторов сигналов. Она отличается от предыдущих ИС данной серии возможностью регулировать извне петлевое усиление. В режиме приема

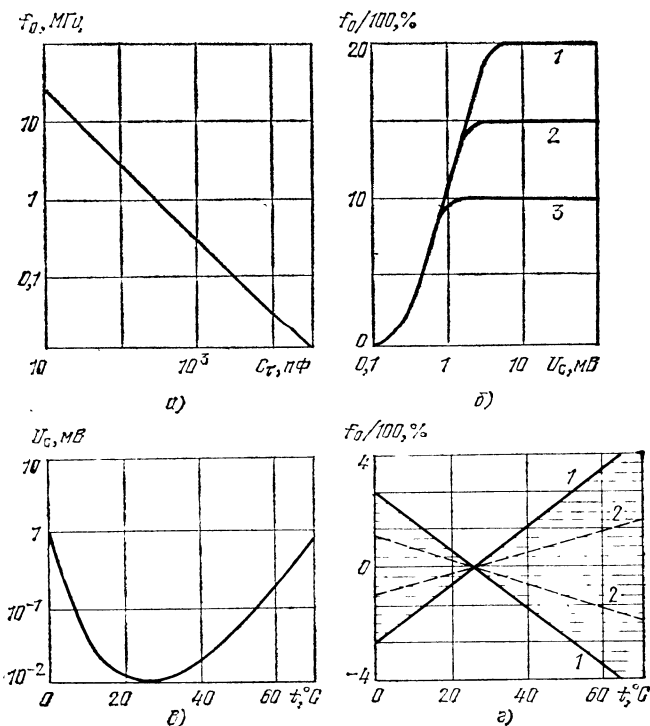
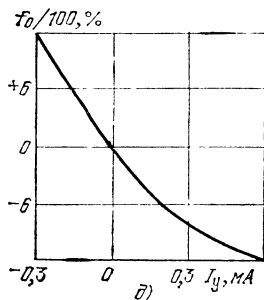


Рис. 3.7. Некоторые характеристики ИС ФАП NE561:

а — зависимость частоты ГУН от номинала времязадающего конденсатора; б — типовые зависимости диапазона слежения от уровня входного сигнала: 1) ток управления  $I_y = -250$   $\mu$ A, 2)  $I_y = 0$ , 3)  $I_y = 250$   $\mu$ A; в — температурная зависимость минимальной амплитуды входного сигнала, необходимой для режима захвата ( $f = 2$  МГц); г — зависимость диапазона слежения от температуры (1 — границы максимальных значений диапазона, 2 — границы типовых значений); д — зависимость частоты ГУН от тока управления, подаваемого на вывод 6



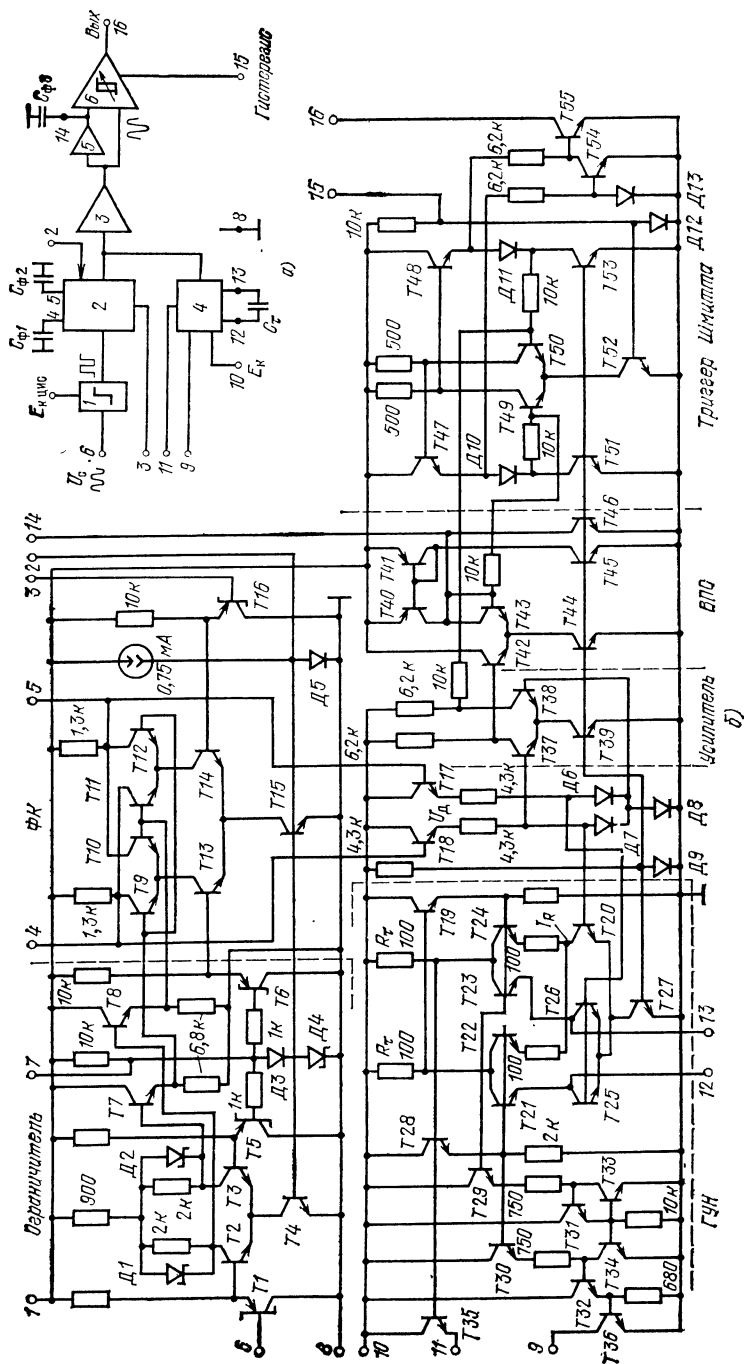


Рис. 3.8. ИС ФАП NE564:

*a* — структурная схема (узлы схемы: 1 — ограничитель, 2 — полосовой фильтр, 3 — усилитель, 4 — ГУН, 5 — схема восстановления постоянной составляющей (ВПС), 6 — триггер Шмита с переменным гистерезисом. Назначение выводов: 12, 13 — подключение конденсатора установки частоты, 9, 11 — выходы ГУН, 3 — вход для сигнала от ГУН, 6 — ЧМ вход, 7 — фильтр смещения, 4, 5 — конденсаторы фильтрации, 2 — управление усилением петли, 14 — аналоговый выход, 16 — ТТЛ-выход, 15 — управление гистерезисом); *б* — полная принципиальная схема

ДЧМ посылок к данной ИС не нужно присоединять многозвенный RC-фильтр, поскольку выходная часть схемы содержит последетекторное пороговое устройство обработки сигнала.

На рис. 3.8,б показана полная принципиальная схема ИС ФАП NE564. Схема входного ограничителя сигнала (транзисторы *T1...T8*) представляет собой ДУ с одним сигнальным входом (вывод 6). На второй вход ДУ (база транзистора *T5*) поступает опорный уровень смещения. Это же напряжение через ЭП (транзистор *T6*) попадает на ФК. Усилитель-ограничитель подавляет паразитную АМ входного сигнала. Транзистор *T1* (*p-n-p*-типа с диодом Шотки) служит для приема ТТЛ-уровней. Транзисторы *T9...T15*, включенные по схеме двойного балансного модулятора, работают как ФК. Опорное напряжение подается на открытый вход — базу инвертирующего транзистора *T16* (вывод 3). На диоде *D5* выделяется напряжение, открывающее генераторы токов питания ограничителя и ФК (транзисторы *T4* и *T15* соответственно). Добавляя с помощью вывода 2 ток в диод *D15*, можно увеличить коллекторные токи транзисторов *T4* и *T15*. Это вызовет увеличение коэффициента усиления в петле ФАП.

Выходной сигнал ФК наблюдается на выводах 4 и 5. Через повторители (транзисторы *T18* и *T17*) этот сигнал проходит на простой ДУ (транзисторы *T37...T39*), а затем на узел последетекторной обработки. В нем содержится схема восстановления постоянной составляющей (ВПС) и триггер Шмита с регулируемой степенью гистерезиса. Этот узел устраняет из НЧ сигнала, поступившего с выхода ФК, остатки ВЧ ( $> 50$  МГц) и заменяет, таким образом, при демодуляции линейных ЧМ сигналов многозвенный внешний реактивный фильтр.

Так как разность входной сигнальной частоты  $f_{\Sigma}$  и опорной  $f_0$ , поступающей от ГУН, определяется типом устройства, где работает ИС ФАП NE564, гистерезис внутреннего триггера Шмита приходится изменять. Для этого между выводами 1 и 15 включается резистор и тем самым изменяется ток через диод смещения *D12* (с соответствующим изменением тока в транзисторе *T52*, обслуживающем в триггере усилительные транзисторы *T49* и *T50*). Положительная ОС в триггере создается с помощью транзисторов *T47* и *T48*. Избранный способ управления гистерезисом обеспечивает его симметричное изменение.

Триггер Шмита получает два сигнала: один непосредственно от ДУ с коллектора транзистора *T38*, другой — через схему ВПС (транзисторы *T40...T46*). Схема ВПС позволяет исключить влияние на выходной сигнал медленных малых колебаний частоты  $f_0$ , вырабатываемой ГУН. Такие уходы частоты могли бы вызвать малые колебания выходного напряжения.

Генератор, управляемый напряжением (транзисторы *T19...T36*), имеет схему мультивибратора с эмиттерной связью (основа схе-

мы — транзисторы  $T25$  и  $T26$ ). Частота автогенерации этой схемы подсчитывается по формуле

$$f_0 = 1/(16 R_{\tau} C_{\tau}), \quad (3.8)$$

где  $R_{\tau} = 100$  Ом — внутренние времязадающие резисторы;  $C_{\tau}$  — внешний конденсатор установки частоты  $f_0$ .

Когда изменяется выходное напряжения фазового детектора, меняется и ток смещения транзисторов  $T25$  и  $T26$ , поэтому в результате получается девиация частоты  $\Delta f_0$ . Температурный коэффициент при таком управлении  $\text{ТК}\Delta f_0$  отрицательный, поскольку  $\text{ТК}R$  внутренних диффузионных резисторов  $R_{\tau}$  — положительный. Для компенсации отрицательного  $\text{ТК}\Delta f_0$  служит каскад, добавляющий в схему мултивибратора вспомогательный ток  $I_R$ , имеющий отрицательный ТК.

Схема восстановления постоянной составляющей (ВПС, транзисторы  $T40 \dots T46$ ) представляет собой усилитель-повторитель, а точнее, трансформатор проводимости  $S$ , который здесь работает как интегратор с внешним конденсатором  $C_{\Sigma}$ , подключаемым к выводу 14. Приращение выходного напряжения интегратора в зависимости от уровня входного напряжения  $U_{\Sigma x}$

$$dU_{\Sigma} = (S/C_{\Sigma}) U_{\Sigma x} dt \quad (3.9)$$

определяется постоянной времени интеграции  $\tau_{\Sigma} = S/C_{\Sigma}$ .

Для ДЧМ сигналов этот интегратор выделяет средний уровень скачков, т. е. восстанавливает постоянную составляющую последовательности, а при линейной ЧМ служит последетекторным фильтром. В каждом конкретном случае номинал  $C_{\Sigma}$  следует подбирать.

### 3.5. Применение высокочастотных ИС ФАП

С помощью ИС, образующих основу высокочастотной петли ФАП, можно конструировать модуляторы и демодуляторы (детекторы) сигналов. Демодуляторы делятся на две группы: детекторы ЧМ сигналов и детекторы АМ сигналов [7,12].

*Демодулятор ЧМ сигналов* — это наиболее простая схема применения ФАП. В перспективе такими демодуляторами можно будет непосредственно обрабатывать ЧМ сигналы. Максимальная рабочая частота ИС ФАП сейчас не превышает 50 МГц, поэтому с их помощью не удастся непосредственно демодулировать широкополосные ЧМ сигналы (в СССР диапазон этих сигналов 65 ... 75 МГц, в США 88 ... 108 МГц). В приемнике необходимо, следовательно, использовать обычную предварительную супергетеродинную часть, переносящую информацию на промежуточную частоту 10,7 МГц. Дальнейшие схемы собственно ЧМ демодуляторов приемника показаны на рис. 3.9. В этом режиме могут работать все вышерассмотренные высокочастотные ИС ФАП. Если учесть, что в следящей петле частота ГУН изменяется так же, как частота входного сигнала, то управляющее напряжение ГУН должно соответствовать низкочастотному сигналу, модулирующему входное напряжение (см. рис. 3.1,а).

Демодулятор по схеме рис. 3.9,а имеет входную чувствительность по сигналу на уровне 100 мкВ, при этом амплитуда звукового сигнала превышает 50 мВ. Заметим, что в данной схеме паразитная АМ подавляется на 35 дБ, а коэффициент нелинейных искажений не превышает 1%. Можно повысить чувствительность и из-

бирательность приемника, если между его преобразовательной частью и ФАП-демодулятором добавить каскад УПЧ. Как видно из рис. 3.9, для схемы ЧМ демодулятора не требуются катушки индуктивности, обладающие не всегда достоверными параметрами (особенно из-за экранирования и паразитных взаимосвязей). Все же пока применение ИС ФАП не дает высокого качества демодуляции

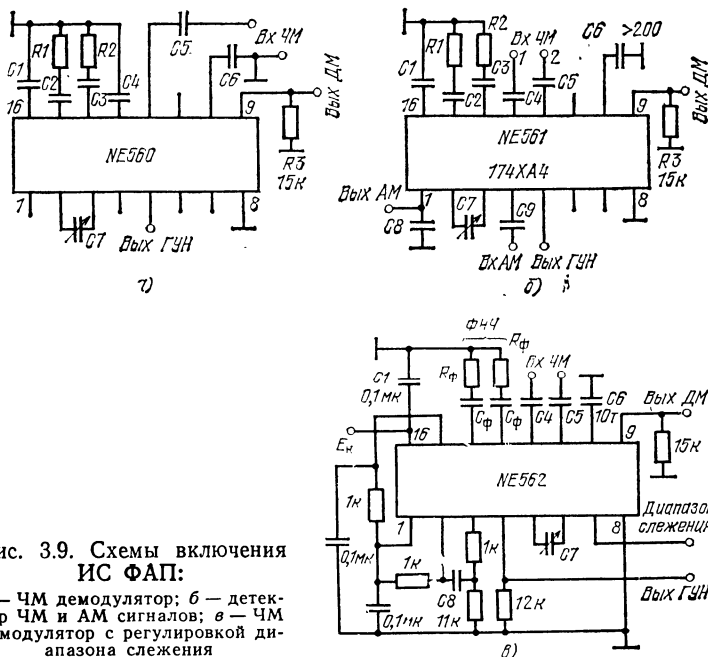


Рис. 3.9. Схемы включения  
ИС ФАП:

*а* — ЧМ демодулятор; *б* — детектор ЧМ и АМ сигналов; *в* — ЧМ демодулятор с регулировкой диапазона слежения

широковещательных ЧМ сигналов: во-первых, ГУН имеет плохую термостабильность, во-вторых, простой фильтр в данной ФАП не может полностью отфильтровать несущую и на выходе имеется ее значительное пролезание.

Для связанных приемников, работающих на частотах более 15 МГц, схема ФАП хорошо восстанавливает сигнал из шумов. При достаточном уровне входного сигнала здесь ИС ФАП может играть роль схемы УПЧ с демодулятором ЧМ. В табл. 3.3 приведены свойства ЧМ модуляторов, построенных на базе ИС ФАП и работающих на частоте 10,7 МГц.

Полупроводниковую ИС ФАП можно использовать в *режиме демодулятора АМ сигналов* — в режиме синхронного детектора. Если непосредственно подать АМ сигнал на ФАП, то фазовый компаратор обеспечит подавление АМ, а ГУН получит такой управляющий сигнал, что его выходная частота уравниется с несущей частотой АМ сигнала и станет с ней когерентной, причем фазы несущей входного сигнала и напряжения ГУН будут отличаться на  $90^\circ$ .

Для получения демодулированного АМ сигнала необходимо сдвинуть входной сигнал по фазе на  $90^\circ$  и перемножить его с вы-



Параметры ЧМ демодуляторов

Параметр	Тип ИС ФАП		
	NE560	NE561	NE562
Порог детектирования, мкВ	120	120	200
Амплитуда демодулированного сигнала, мВ	60	60	70
Уровень нелинейных искажений, %	0,3	0,3	0,5
Отношение сигнал/шум, дБ	35	35	35

ходным сигналом ГУН. Структурная схема такого преобразования показана на рис. 3.10,а. С синхронным когерентным демодулятором АМ приемник имеет лучшие чувствительность, избирательность и устойчивость против импульсных помех, чем с обычным пиковым детектором, поскольку петля ФАП обладает узкой полосой слежения, отцентрированной вокруг частоты ГУН. ИС NE561 имеет дополнительное внутреннее аналоговое перемножительное устройство (второй ФК), поэтому эта ИС применяется как АМ демодулятор

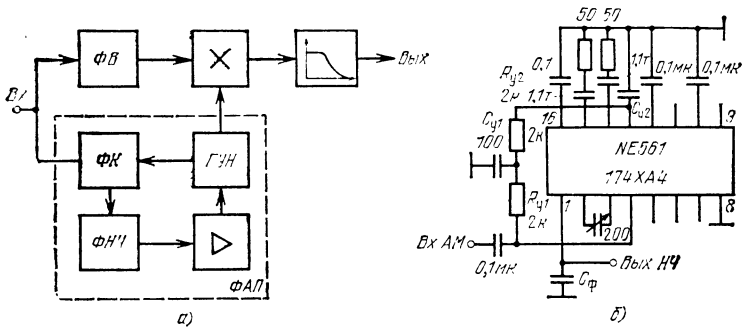


Рис. 3.10. Синхронный детектор АМ сигналов:

а — структурная схема петли (ФК — фазовый компаратор, ФВ — фазовращатель, ФНЧ — фильтр); б — принципиальная схема детектора

с минимумов внешних элементов (см. рис. 3.10,б). Схема имеет следующие параметры: усиление преобразования АМ 12 дБ, подавление сигналов вне полосы преобразования 30 дБ, уровень нелинейных искажений 1%.

**Синтезаторы частот.** Схемы ФАП широко используются в двух типах устройств, где обработка сигналов сопровождается генерацией новых или восстановлением отсутствующих спектральных составляющих: в схемах регенераторов поднесущих и в частотных синтезаторах.

Последние устройства могут генерировать большое число очень точных частот. Структурная схема одного канала синтеза частоты показана на рис. 3.11. Здесь частота сигнала кварцевого генератора  $f_{кв}$  на входе схемы делится в  $n$  раз (в частном случае  $n=1$ ).

Между ФК и ГУН включается программируемый счетчик (ПС)—делитель частоты с переменным коэффициентом деления  $m$ . Чтобы на ФК по петле ОС поступил сигнал с частотой  $f_{кв}/n$ , необходимо, чтобы ГУН давал частоту  $(f_{кв}/n)m$ .

Таким образом, канал по схеме (рис. 3.11) может давать стабильную частоту  $f_{кв}(m/n)$ . ИС NE564 имеет разрыв петли, предусмотренный специально для включения цифрового делителя.

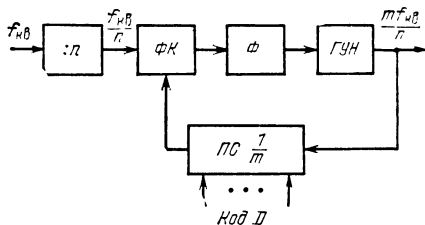


Рис. 3.11. Канал синтезатора частот (ПС — программируемый счетчик)

Аналоговый синтезатор частоты с программируемым счетчиком легко перестраивается, поэтому с его помощью можно заменить систему дорогих кварцевых автогенераторов. Такое устройство удобно как источник гетеродинного напряжения для приемника с беспоскоковым вхождением в связь на одном из многих каналов (самолетная связь или связь в ранее упоминавшемся гражданском диапазоне частот — СВ-citizen band) [11, 12]. Если в таком приемнике применяется ИС ФАП, не требуется подстройки резонанса при смене каналов.

На рис. 3.12 показаны три схемы включения ИС ФАП NE564. Одно из достоинств этой ИС заключается в том, что она может

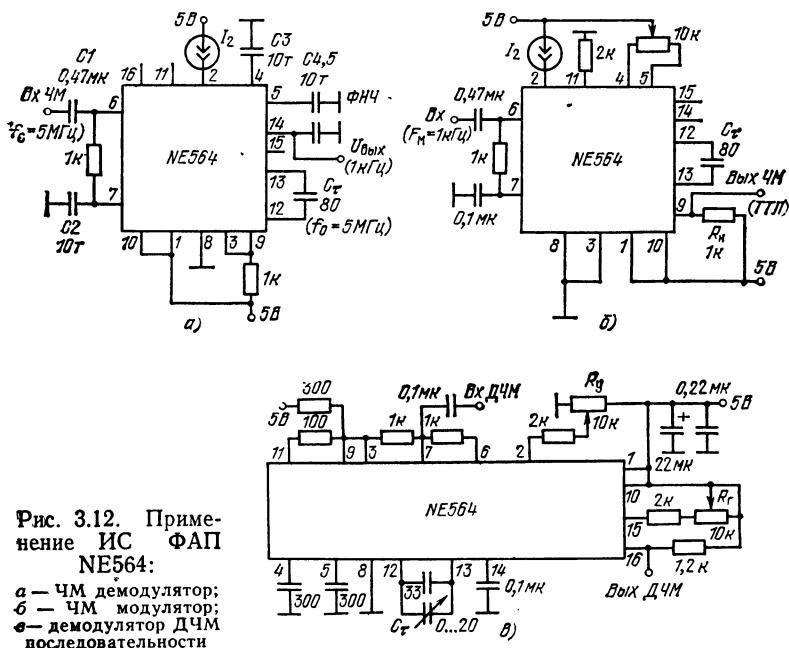


Рис. 3.12. Применение ИС ФАП NE564:

а — ЧМ демодулятор;  
б — ЧМ модулятор;  
в — демодулятор ДЧМ последовательности

работать от единственного источника питания с напряжением 5 В. На рис. 3.12,а изображена схема ЧМ демодулятора (несущая  $f_0=5$  МГц). Девияция частоты не должна быть меньше 1%, поскольку крутизна управления частотой ГУН в данной ИС невелика. Выходной сигнал, имеющий ТТЛ-уровни, выделяется на выходе схемы фиксации постоянной составляющей (вывод 14). К выходам ФК (выводы 4 и 5) и к выводу 14 подключены конденсаторы петлевого фильтра  $C3 \dots C5$ . С помощью дополнительного тока  $I_2$  можно увеличить коэффициент усиления в петле.

На рис. 3.12,б показана схема ЧМ модулятора. Здесь сигнал с модулирующей частотой  $F_m$  управляет схемой ГУН. Его свободная частота генерации  $f_0=5$  МГц установлена с помощью конденсатора  $C_\tau=80$  пФ. Выходная ЧМ последовательность ТТЛ-импульсов снимается с вывода 9 (открытый коллектор) транзистора  $T36$  (см. рис. 3.8,б): резистор внешней нагрузки  $R=1$  кОм.

Схема демодулятора последовательности данных, передаваемых с ДЧМ, показана на рис. 3.12,в. ГУН настроен на центральную частоту 10,8 МГц, а наибольшая скорость приема последовательности кодовых импульсов 1 МБод. Выходная последовательность, состоящая из импульсов и пауз, восстанавливается на выходе ИС NE564 с помощью единственного внешнего конденсатора (номинал 0,1 мкФ подключен к выводу 14). В схеме демодулятора ДЧМ для формирования выходных ТТЛ-импульсов и выделения их из помех используется триггер Шмита. С помощью переменного резистора  $R_\tau=10$  кОм можно отрегулировать его гистерезис и подобрать режим фильтрации, зависящий от скорости последовательности и уровня помех. Потенциометром  $R_y=10$  кОм регулируется усиление в петле ФАП.

### 3.6. ИС ФАП CD4046

Наиболее экономичные аналого-цифровые ИС проектируются на КМОП-структурах [14]. Удобный для построения приборов, работающих от батарей, оказалась КМОП ИС CD4046 (фирма RCA; с обозначением MC16046 ее выпускает фирма Motorola, эту ИС изготавливают также предприятия многих других фирм). Данная ИС, функциональная схема которой показана на рис. 3.13,а, содержит все элементы петли ФАП (рис. 3.1,а).

На кристалле размещаются: усилитель входных импульсов (У), ГУН, истоковый повторитель (ИП), а также два цифровых фазовых компаратора ФК1 и ФК2. Для удобства питания сопутствующих компонентов (например, ОУ) на подложке ИС имеется интегральный стабилитрон с напряжением 7 В.

ФК1 — это логическая схема Исключающее ИЛИ. Компаратор ФК1 имеет хорошую помехоустойчивость, однако для четкой работы схемы Исключающее ИЛИ требуется хороший входной меандр (скважность последовательности входных импульсов  $Q=50\%$ ). Кроме того, петля ФАП с таким ФК склонна к захватыванию входных сигналов, имеющих частоты, близкие к гармоникам той, которую генерирует в данный момент ГУН.

ФК2 — это схема с четырьмя триггерами, снабженными управляющей логикой. ФК2 имеет выходной каскад с тремя устойчивыми состояниями. Такой компаратор можно запускать последовательностями входных сигналов  $U_c$ , имеющими любую скважность и даже очень узкими импульсами. Он менее чувствителен к гармоникам

кам, однако в отличие от схемы, на которой основан ФК1, имеет меньшую помехоустойчивость [13].

Триггерная схема ФК2 обеспечивает очень большой диапазон слежения (до 1000:1) компаратор по схеме Исключающее ИЛИ дает слежение лишь в пределах  $\pm 30\%$ .

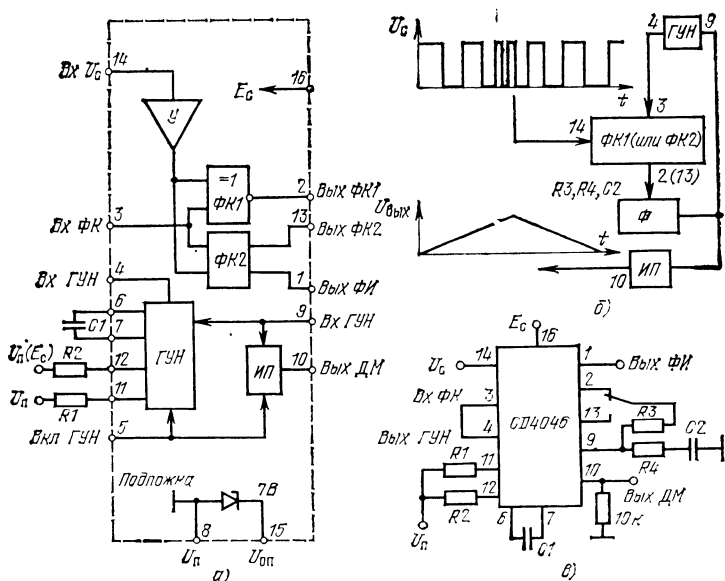


Рис. 3.13. Интегральная КМОП-схема ФАП типа CD4046:

а — функциональная схема ( $Y$  — усилитель-формирователь, ИП — истоковый повторитель); б — соединения выводов ИС для демодуляции ЧМ; в — принципиальная схема демодулятора ЧМ

Чтобы реализовать петлю ФАП (рис. 3.13,б) на основе ИС CD4046, можно использовать выход любого из двух компараторов (выводы 2 или 13, рис. 3.13,в). Компаратор ФК2 имеет дополнительный выход фазовых импульсов (вывод 1).

Петлевой фильтр (см. рис. 3.13,б), определяющий скорость, с которой система может следить за изменениями входной частоты  $f_{вх}$ , служит для ограничения диапазона захвата. Этот фильтр (рис. 3.13,в) формируется элементами  $R_3$  и  $C_2$ . Как вариант схемы к этим компонентам добавляется резистор  $R_4$ . Рекомендуемые номиналы элементов:  $R_3=470$  кОм,  $R_4=47$  кОм,  $C_2=0,1$  мкФ. В некоторых случаях эти номиналы необходимо корректировать, поскольку избыточная постоянная времени вызывает чрезмерную задержку слежения петли, что недопустимо, если имеются быстрые изменения входной частоты. Недостаточная величина постоянной времени может вызвать неустойчивость петли из-за того, что изменение частоты ГУН опередит по скорости изменение частоты входного сигнала  $U_c$ .

Особенность цифровых ФК в том, что для их работы совершенно нежелателен режим линейных входных сигналов  $U_c$ . Неполные по амплитуде логические уровни после формирования усили-

телем могут дать дрожание фазы исследуемого сигнала. Медленно нарастающим и спадающим импульсам входного напряжения необходимо придать прямоугольную форму перед подачей на вход ФАП.

ИС CD4046 содержит одну из наиболее удачных схем генератора, управляемого напряжением [15]. Данная ИС поэтому часто используется как преобразователь **напряжение — частота** или генератор сигналов. Напомним, что для демодуляции ЧМ меандра требуется применить полную петлю ФАП.

КМОП-схема ГУН на ИС CD4046 позволяет генерировать выходной меандр с очень хорошей симметрией полуволн (высшая частота 1 МГц). С помощью одного времязадающего резистора можно получить изменение частоты в пределах 1 Гц... 1 МГц. Второй резистор добавляется в те схемы, где необходимо изменение частоты от нуля. Схему ГУН и истоковый повторитель независимо от остальной части ИС можно выключить высоким уровнем сигнала и включить лог. 0, поданными на вывод 5 (рис. 3.13,а). Таким способом можно экономить потребляемую схемой мощность.

Входное сопротивление ГУН составляет  $10^{12}$  Ом, он имеет нелинейность характеристики преобразования от 0,1 до 0,8%, если напряжение питания ИС изменяется в пределах 5...15 В. В этом диапазоне напряжений **максимальная частота генерации равна 0,7 и 1,9 МГц** соответственно. Для ИС CD4046 допустимо питающее напряжение 3...18 В, причем схема генератора сигнала с частотой 10 кГц потребляет мощность 0,6 мВт.

На рис. 3.14 представлено несколько схем генераторов сигналов, построенных на ИС CD4046. Простейшая схема автогенератора показана на рис. 3.14,а. Здесь на вход ГУН (вывод 9) подано постоянное напряжение питания  $U_9 = E_c = 9В$ . В таком включении частоту генерации можно изменить времязадающим резистором  $R_1$  до значения, подсчитываемого по формуле  $f_{max} = 1/R_1(C_1 + 32 \text{ пФ})$ . Если вывод 9 заземлить ( $U_9 = 0$ ), то минимальная частота генерации будет стремиться к 0.

Как показано на рис. 3.14,б, потенциометр изменения частоты можно перенести из времязадающей цепи на вход управления частотой. В этой схеме частота регулируется также от нуля:  $0 \leq f_{вых} \leq f_{max}$ .

Когда требуется выполнить условие  $f_{min} > 0$ , в схему добавляется времязадающий резистор  $R_2$  (рис. 3.14,в). При этом  $f_{min} = 1/R_2(C_1 + 32 \text{ пФ})$  и соответственно на величину этого сдвига должна увеличиться рассчитанная ранее частота  $f_{max}$ . При этом  $R_1 = R_2 = 10 \text{ кОм} \dots 1 \text{ МОм}$ , а емкость конденсатора  $C_1 = 100 \text{ пФ} \dots 0,1 \text{ мкФ}$ .

На рис. 3.14,г показан способ генерации всплеск выходной частоты, для чего сигнал включения ГУН подается на вывод 5 от КМОП-ключа (ИС серий CD4000, 164, 176). Внешний ключ управления для этой цели не будет нужен, если воспользоваться схемой ФК1 для формирования включающего сигнала (рис. 3.14,д).

Схемы частотных модуляторов приведены на рис. 3.14,е,ж. В простой схеме (рис. 3.14,е) с помощью резисторов  $R_2$  и  $R_3$  устанавливаются два предела генерируемых частот  $f_{min}$  (при  $U_9 = 0$ ) и  $f_{max}$  (при напряжении  $U_9$ , равном уровню лог. 1). Подавая на вход управления ГУН лишь два напряжения — логические уровни кода 1 и 0, получим на выходе модулированную последовательность, состоящую из дискретных частот  $f_{min} = f_0$  и  $f_{max} = f_1$ , т. е. ДЧМ последовательность.

Схема ЧМ генератора с центральной частотой 220 кГц представлена на рис. 3.14,ж. Аналоговый сигнал управления усиливается ( $K_U = -20$ ) биполярно-полевым (bipmos) усилителем СА3140. Усилитель получает питание от стабилитрона  $U_Z = 7$  В, имеющегося в ИС CD4046. Усилитель конструкции bipmos гарантирует на выходе амплитуду сигнала от пика до пика практически 7 В.

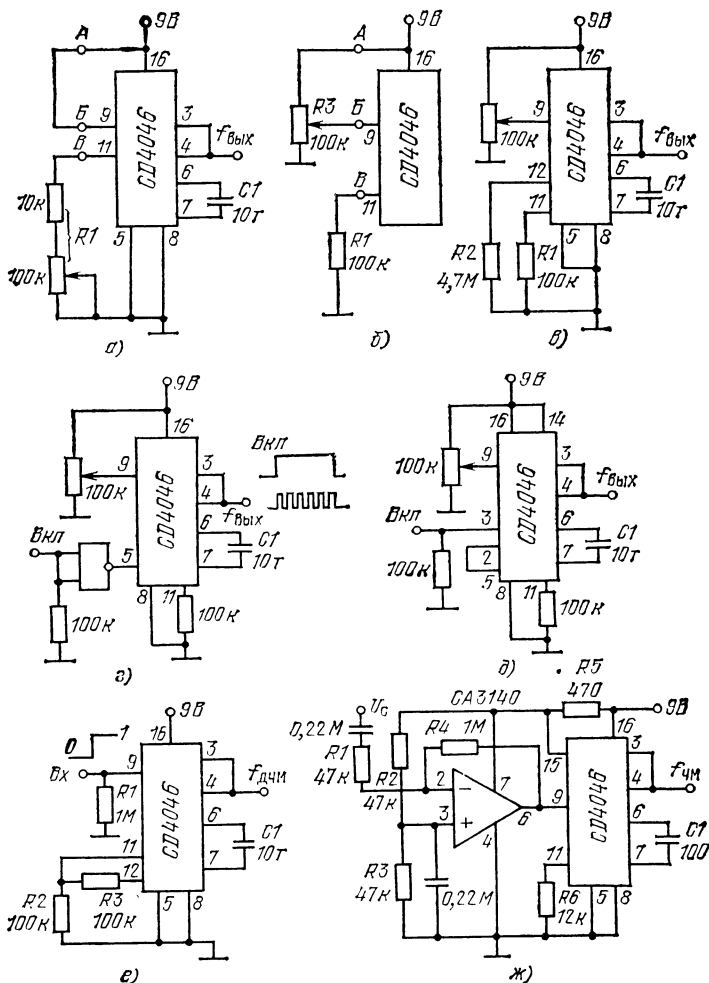


Рис. 3.14. Генераторы сигналов, построенные на ИС CD4046:

а — управлением по таймерному входу; б — то же по модуляционному входу; в — схема со сдвигом нулевой частоты; г — генератор «вспышек» выходного сигнала; д — то же с использованием внутреннего компаратора (ФК1) в качестве ключа управления; е — генератор ДЧМ последовательности; ж — ЧМ генератор (центральная частота 220 кГц)

## Заключение

Разработка функциональных аналоговых ИС, без сомнения, — основное направление развития аналоговой техники. Полупроводниковая технология позволяет увеличивать плотность упаковки транзисторов и других элементов ИС до нескольких тысяч. Давно найдено много способов применения цифровых БИС: весьма развита номенклатура микропроцессоров, выпускаются БИС для устройств памяти, появились программируемые БИС, содержащие наборы логических ячеек, из которых разработчик может «собрать» («напрограммировать») цифровое устройство, не используя ИС малой степени интеграции.

Построить аналоговую БИС непросто, прежде всего потому, что ее функция должна быть массовой, встречающейся в самых различных приборах. С этой точки зрения наиболее интересна БИС, функция которой очень проста, как бы очевидна.

Уже более ста лет применяются всевозможные стрелочные приборы — индикаторы: гальванометры, вольтметры, амперметры и т. д. В настоящее время стоимость измерительной головки невелика (примерно равна цене ИС), но это довольно громоздкое и уязвимое для механических воздействий изделие.

Разработчики линейчатого индикатора ИС LM 3914 (фирма National Semiconductor) поставили задачу заменить стрелочный индикатор линейкой из 10 светодиодов. Задача эта несложная. Надо взять 10 компараторов, соединить последовательно 10 одинаковых резисторов и получить на выходах компараторов «термометровый код» (см. с. 53). Но это не полная замена стрелочного прибора: нет возможности отсчитывать промежуточные показания. Однако для многих применений этого делать не нужно (и не когда).

Если индикаторы расположены на автомобильном приборном щитке, важно, чтобы водитель быстро заметил мигающий красный сигнал тревоги (мало бензина, перегрев мотора).

Пример ИС LM 3914 показывает, что важно не только определить функцию, чтобы изобрести хорошую БИС, но и тонко продумать все ее возможные применения. В рассматриваемом случае, это — термометр для системы охлаждения мотора автомобиля (Холодно — Норма — Перегрев), масляный манометр, амперметр и вольтметр для аккумулятора, измеритель уровня топлива. Для более точных приборов (например, для тахометра) предусмотрена возможность каскадирования двух ИС LM 3914. И, конечно, схема должна работать от различных источников питания (3...25 В), а также непосредственно подключаться к имеющимся в автомобиле стандартным датчикам. Поскольку автомобили выпускаются миллионными сериями, внедрение в их оборудование такой БИС даст возможность изготавливать ее в количествах, свойственных хорошим цифровым БИС.

Линейчатые индикаторы находят широкое применение в звуковой аппаратуре (режиссерские пульта, репортерские магнитофоны, бытовая высококачественная аппаратура). Но в этом случае удо-

бен «децибелный» шаг номиналов резисторов делителя (через 3 дБ). Такая схема пригодна для измерения мгновенной мощности сигнала. Напомним, что электронный ваттметр традиционными способами сделать довольно сложно. В звуковой аппаратуре применяется ИС LM 3915.

Полная структурная схема ИС LM 3914, кроме столбика резисторов и компараторов, содержит узлы, обеспечивающие фиксацию установленных параметров. Этой цели служат внутренний источник опорного напряжения  $U_{оп}=1,2$  В и генератор управляемого тока. Они позволяют установить (и зафиксировать) требуемый ток светодиодов. Предусмотрено два режима свечения столбика светодиодов: бегущая точка или постоянное. Режимы переключаются внутренним логическим устройством. Таким способом можно экономить ток питания, либо обеспечить режим аварийной сигнализации.

Идеи создания большинства функциональных аналоговых ИС подсказаны жизнью. Кроме уже рассмотренных десятичных индикаторов LM 3914 и LM 3915 можно назвать схему СА3062 (фирма RCA), предназначенную для фотолюбителей, ИС AD536 (фирма Analog Devices), способную выделять эффективное значение переменных сигналов различной формы, ИС ICL7665 (фирма Intersil), позволяющую индицировать два состояния питающего напряжения: недонапряжение и перенапряжение (напомним, что отклонение напряжения питания в обе стороны от номинала может быть весьма опасным для сложных электронных устройств).

В конце 70-х годов фирма Ехag разработала несколько так называемых функциональных генераторов. Интегральная микросхема XR-2206 способна генерировать высококачественные сигналы: синусоидальный, последовательности прямоугольных и треугольных импульсов в диапазоне частот от долей герца до сотен килогерц. Микросхема пригодна для построения свип-генератора с диапазоном девиации 2000:1 (причем требуется единственный управляющий сигнал). Кроме того, этот генератор можно приспособить для устройств дистанционного управления (с АМ или ЧМ сигналами, либо с дискретно-частотной и дискретно-фазовой модуляцией). На такой ИС можно построить как озвученную игрушку, так и сложный генератор измерительных сигналов. Разработчики этой ИС предусмотрели широкий диапазон питающих напряжений (10 ... 26 В) и достаточно мощный выход (напряжение 2 В на нагрузке 600 Ом).

Продолжаются попытки сделать универсальный аналоговый процессор. Одно из таких простейших изделий — ИС GАР-01 фирмы РМ1, которая содержит два ОУ, двуканальный коммутатор сигналов, со схемами управления, прецизионный компаратор и буферный повторитель выходного сигнала. Такой процессор может применяться как быстродействующая аналоговая двуканальная головка, получающая сигналы от двух датчиков, но обслуживающая один АЦП. (Напомним, что эта довольно дорогое изделие.) Процессор GАР-01 работает как устройство выборки — хранения и может управляться сигналами как ТТЛ, так и КМОП ИС.

Фирма Intel в 1979 г. сделала следующий шаг и предложила по аналогии с цифровыми МП комплектный аналоговый микропроцессор (АМП) типа 2090. В АМП реализована идея так называемых гибридных (аналого-цифровых) ЭВМ: входная часть — это АЦП с 4-канальным коммутатором аналоговых сигналов, обработ-



ка сигнала ведется в цифровом арифметико-логическом устройстве. АМП имеет восемь аналоговых выходов.

Кроме оперативной памяти, кристалл содержит электрически перепрограммируемое ПЗУ для накопления команд.

Процессор работает в реальном масштабе времени с частотой выборки 13 кГц. Без потери скорости обработки из нескольких БИС можно сделать очень сложный комплекс. Применять АМП 2090 можно для построения полосовых и заграждающих низкочастотных фильтров, имеющих характеристику даже с 20 полюсами. На АМП можно сконструировать перемножители и делители аналоговых сигналов, имеющие разрешающую способность 25 бит. АМП может служить для обработки телеметрических сигналов, а также работать как многотональный генератор и генератор сигналов сложной формы. Пожалуй, АМП 2090 — самая сложная из известных сейчас аналоговых ИС.

Таким образом, в ближайшие годы в аппаратуре будут широко использоваться простые функциональные ИС. Следует ожидать, что сложность этих ИС будет быстро увеличиваться. Но именно новизна, сложность и многообразие этих ИС делает работу с ними интересной.

# ПРИЛОЖЕНИЕ 1

## Параметры АЦП AD571

Параметр ИС	Группа ИС		
	AD571J	AD571K	AD571S
Температурный диапазон $T_{\min} \dots T_{\max}, ^\circ\text{C}$	6 ... 70	0 ... 70	-55 ... 125
Разрешающая способность, бит	10	10	10
Максимальное значение от- носительной точности: при $25^\circ\text{C}$	$\pm U_{\text{мзр}}$	$\pm U_{\text{мзр}}$	$\pm U_{\text{мзр}}$
в диапазоне $T_{\min} \dots T_{\max}$	$\pm U_{\text{мзр}}$	$\pm U_{\text{мзр}}$	$\pm U_{\text{мзр}}$
Типовое значение пределов калибровки напряжения $U_{\text{шк}}$ с помощью резистора 15 Ом, включенного после- довательно с $U_{\text{ас}}$	$\pm 2U_{\text{мзр}}$	$\pm 2U_{\text{мзр}}$	$\pm 2U_{\text{мзр}}$
Максимальный сдвиг нуля при однополярных и дву- полярных входных сигналах	$\pm U_{\text{мзр}}$	$\pm 1/2 U_{\text{мзр}}$	$\pm U_{\text{мзр}}$
Дифференциальная нели- нейность, бит: при $25^\circ\text{C}$	10	10	10
в диапазоне	9	10	10
Гарантируемые максималь- ные изменения температур- ных коэффициентов напря- жения смещения нуля в ди- апазоне $T_{\min} \dots T_{\max}$ :			
при однополярном или двуполярном входном сиг- нале	$\pm 2U_{\text{мзр}}$	$\pm U_{\text{мзр}}$	$\pm 2U_{\text{мзр}}$
при калибровке шкалы напряжения резистором с сопротивлением, 15 Ом (потенциометром 40 Ом)	$\pm 4U_{\text{мзр}}$	$\pm 2U_{\text{мзр}}$	$\pm 5U_{\text{мзр}}$
Ослабление влияния помех по питанию на максималь- ное изменение откалибро- ванного напряжения $U_{\text{шк}}$ :			
влияние положительного напряжения, соответству- ющего КМОП-входным сигналам ( $13,5\text{В} \leq E^+_{\text{к}} \leq$ $\leq 16\text{В}$ )	—	$\pm U_{\text{мзр}}$	—
то же для ТТЛ-входных сигналов ( $4,5\text{В} \leq E^+_{\text{к}} \leq$ $\leq 5,5\text{В}$ )	$\pm 2U_{\text{мзр}}$	$\pm U_{\text{мзр}}$	$\pm 2U_{\text{мзр}}$
то же для отрицательного напряжения питания ( $-16\text{В} \leq E^-_{\text{к}} \leq -13,5\text{В}$ )	$\pm 2U_{\text{мзр}}$	$\pm U_{\text{мзр}}$	$\pm 2U_{\text{мзр}}$

1	2	3	4
Входное сопротивление аналогового входа, кОм:			
минимальное	3	3	3
типовое	5	5	5
максимальное	7	7	7
Диапазон входных напряжений относительно земли, В:			
однополярное включение	0 ... 10	0 ... 10	0 ... 10
двуполярное включение	-5 ... 5	-5 ... 5	-5 ... 5
Коды на выходе АЦП:			
однополярное включение	ДК	ДК	ДК
двуполярное включение	СДК	СДК	СДК
Токи, протекающие по выходам:			
выходы данных и ГД (ток стекающий, $U_{\text{вых}} \leq 0,4\text{В}$ ), мА	3,2	3,2	3,2
выходы данных (ток вытекающий, $U_{\text{вых}} = 2,4\text{В}$ ), мА	0,5	0,5	0,5
выходы данных в режиме «Гашение» (ток утечки), мкА	$\pm 40$	$\pm 40$	$\pm 40$
Токи и напряжения на выходах:			
ток по выходу Г/П (при $0 \leq U_{\text{ас}} \leq E^+_{\text{к}}$ ), мкА	$\pm 40$	$\pm 40$	$\pm 40$
напряжение лог. 1 «Гашение», В	2	2	2
напряжение лог. 0 в режиме «Преобразование», В	0,8	0,8	0,8
Время цикла преобразования, мкс:			
минимальное	15	15	15
типовое	25	25	25
максимальное	40	40	40
Питающие напряжения, В:			
максимально возможные значения $E^+_{\text{к}}$ и $E^-_{\text{к}}$	7 и -16,5	16,5 и -16,5	7 и -16,5
номинальные значения сохранения работоспособности	5 и -15	5...15 и -15	5 и -15
Типовые значения токов потребления, мА:			
в режиме «Гашение» при $E^+_{\text{к}} = 5\text{В}$	2 ( $\leq 10$ )	2 ( $\leq 10$ )	2 ( $\leq 10$ )
$E^+_{\text{к}} = 15\text{В}$	5 ( $\leq 10$ )	5 ( $\leq 10$ )	5 ( $\leq 10$ )
$E^-_{\text{к}} = -15\text{В}$	9 ( $\leq 15$ )	9 ( $\leq 15$ )	9 ( $\leq 15$ )
в режиме «Преобразование» при $E^+_{\text{к}} = 5\text{В}$	5	5	5
$E^+_{\text{к}} = 15\text{В}$	10	10	10
$E^-_{\text{к}} = -15\text{В}$	10	10	10

## ПРИЛОЖЕНИЕ 2

*Параметры ИС AD7520 (при  $E_c = 15 \text{ В}$ ,  $U_{оп} = 10 \text{ В}$ ,  $t = 25^\circ \text{ С}$ )*

Параметр	Группа изделий AD7520	Значение параметра	Условия измерения
----------	-----------------------	--------------------	-------------------

### Точность работы по постоянному току

Разрешающая способность, бит	$I$	10	Изделия групп
Нелинейность передаточной характеристики (в % от напряжения шкалы $U_{шк} = 10 \text{ В}$ ; в скобках — эквивалентная точность, бит)	$S$	0,2 (8)	$S, T, U$
Температурный коэффициент нелинейности, мкВ/°С	$K$	0,2 (8)	работают при температуре
Ошибка коэффициента передачи (в % от $U_{шк}$ ), мВ	$T$	0,1 (9)	$-55^\circ \text{ С} \leq t \leq 125^\circ \text{ С}$
Температурный коэффициент этой ошибки, мкВ/°С	$L$	0,1 (9)	причем $-10 \text{ В} \leq U_{оп} \leq 10 \text{ В}$
Ток утечки по каждому выходу, нА	$U$	0,05 (10)	$-10 \text{ В} \leq U_{оп} \leq 10 \text{ В}$
Подавление помехи по питанию		0,05 (10)	
		$\leq 2 \cdot 10^{-6} \times (U_{шк}/t^\circ \text{ С})$	
		0,3	
		$\leq 10^{-5} \times (U_{шк}/t^\circ \text{ С})$	
		$\leq 200$	
		$50 \cdot 10^{-6} \times (\% U_{шк}/t^\circ \text{ С})$	

### Точность работы по переменному току

Время установления выходного тока, нс		500	До уровня $5 \cdot 10^{-4} U_{шк}$ . Переключаются все цифровые входы от 0 к 1 или от 1 к 0
Напряжение «пролезания», мВ (от пика до пика)		$\leq 10$	$U_{оп} = 20 \text{ В}$ (пик—пик) $f = 100 \text{ кГц}$ , на всех цифровых входах — нули
Входное сопротивление по опорному входу, кОм:			
минимальное		5	
типовое		10	
максимальное		20	

Продолжение прилож. 2

Параметр	Группа изделий AD7520	Значение параметра	Условия измерения
----------	-----------------------	--------------------	-------------------

Аналоговый выход

Выходные емкости, пФ			
вых. 1		120	На всех цифро-
вых. 2		37	вых входах —
			единицы.
вых. 1		37	На всех цифро-
вых. 2		120	вых входах —
Шумовое сопротивление		10	нули
каждого выхода, кОм			

Цифровые входы

Напряжение нижнего порога, В		$\leq 0,8$	
Напряжение верхнего порога, В		$\geq 2,4$	
Входной ток (переключение от 1 к 0), мкА		1	
Входной код		Двоичный	

Параметры питания

Диапазон напряжений питания $E_c$ , В		5 ... 15	
Ток питания минимальный, нА		5	Все цифровые входы заземлены.
Ток питания максимальный, мА		2	На цифровых входах 1 или 0
Полное потребление мощности питания (включая резистивную матрицу), мВт		20	

## Список литературы

### К главе 1

1. **Bernstein N.** What to look for in analog input/output boards. — Electronics, 1978, v. 51, № 2.
2. **Conversion** product catalog — Analog Devices, 1979.
3. **Data** catalog. Intel, 1979.
4. **Data** acquisition product catalog supplement — Analog Devices, 1979.
5. **Ed. Ludwig M. P.** IC Master — New York: United Publication Inc, 1980.
6. **Linear** integrated circuits — National Semiconductor, 1978.
7. **Clayton G. B.** Converting between analogue digital quantities — 3. — Wireless World, 1979, v. 85, № 1523.
8. **Special** report. Interfacing with the analogue world. — Electronic Engineering, 1978, v. 50, № 607.
9. **Williams J.** Low-cost, linear A/D—conversion uses single-slope techniques. — EDN, 1978, v. 23, № 15.
10. **Schreier P. G.** IC—data converters. — EDN, 1978, v. 23, № 16.
11. **Mokhoff N.** Monolithic approach bears fruit in data converters. — Electronics, 1979, v. 52, № 10.
12. **Mokhoff N.** Performance barriers fall to unique linear designs. — Electronics, 1979, v. 52, № 4.
13. **Butcher D. T.** CMOS a—d converter surges to bipolar speed on sapphire substrate. — Electronics, 1979, v. 52, № 4.
14. **Mattera L.** Monolithic d/a and a/d converters: the best is yet come. — Electronic Design, 1979, v. 27, № 3.
15. **Wilson J., Whitmore J.** MDAC's open up a new world of digital—control applications. — EDN, 1978, v. 23, № 18.
16. **Applications** guide to CMOS multiplying D/A converters—Analog Devices, 1978.
17. **Electronic Journal**, 1979, v. 14, № 9.
18. **Bucien W. K.** Video digitizing get extra bit of resolution from flash ADC. — Electronic Design, 1981, v. 29, № 2.
19. **Dance M.** Advances in data acquisition components. — Electronics Industry, 1980, v. 6, № 10.

### К главе 2

1. **Linear** integrated circuit: National Semiconductor, 1978.
2. **Cockram P.** Astable with fully variable duty cycle. — New Electronics, 1979, v. 12, № 13.
3. **Haase J. A.** 555 astable with low duty cycle. — Electronic Engineering, 1979, v. 51, № 618.
4. **Scibor—Rylski M. T. V.** The 555 in switching mode applications. — New Electronics, 1979, v. 12, № 15.
5. **Bhat S. A. K., Karanakar K.** LM555 timer can be used as an HTL gate. — Electronic Engineering, 1978, v. 50, № 611.
6. **Commande** simple de relais. — Toute L'Electronique, 1979, № 445.

7. Chetty P. R. K., Sivaprasad N. V. An improved relay driver circuits. — Electronics Engineering, 1979, v. 51, № 626.
8. Hellman O. B. Low current 555 timer. — Wireless World, 1978, v. 84, № 1508.
9. Extension del margen de un monoestable. ... de un multivibrador. — Mundo Electronico, 1979, № 89.
10. Clayton G. B. Digital control of a 555 timer. — New Electronics, 1979, v. 12, № 20.
11. Cohn G., Rowe J. Squarewave oscillator. — Electronics Australia, 1979, v. 41, № 5.
12. Kluijfhout W. Metronom. — Elektor, 1979, № 103/104.
13. Chetty P. R. K. Single chip circuit generates pulsed output. — Electronic Engineering, 1979, v. 51, № 630.
14. Hart B. L. Triangular sweep circuits using bilateral current generator. — New Electronics, 1979, v. 12, № 8.
15. Auto repeat for key board. — Electronics Australia, 1979, v. 41, № 1.
16. Rao G. M. A three phase clock form a reference clock. — Electronic Engineering, 1979, v. 50, № 603.
17. Simpson L. 9V plugpack doubler. — Electronics Australia, 1979, v. 40, № 12.
18. Pongsupaht A. Negative supply for op—amps. — Wireless World, 1978, v. 84, № 1508.
19. Hehtschel C. Taschenlampendimmer. — Elektor, 1979, № 103/104.
20. Sarpangal S. Build a pulse-width detector with a 555 timer. — EDN, 1977, v. 22, № 18.
21. Bhat S. Variable delay. — Wireless World, 1979, v. 85, № 1527.
22. Raju M. S., Madhusudhana G. Dual timer 556 makes an a—d converter. — Electronic Engineering, 1978, v. 50, № 602.
23. Touches sensitives utilisant le NE555. — Radio Plans, 1979, № 380.
24. Capacitance activated buzzer. — Electronics Australia, 1979, v. 40, № 12.
25. Tassel Ch. IR emitting diodes and injection lasers. — Weekly Electron, 1979, № 196.
26. Sarpangal S. Reflective object sensor boasts minimum part count. — Electronic Engineering, 1979, v. 51, № 625.
27. Otsuka W. Increased reliability and higher gain spurs new opto—isolator applications. — Electronic Design, 1978, v. 26, № 26.
28. Barile L. Rivelatore acustico della presenza di luce o raggi infrarossi. — Sperimentare, 1979, № 11.
29. Light beamdoor—entrance alarm. — Electronics Australia, 1979, v. 40, № 12.
30. Cohn G. Versatile moisture and light detector. — Electronics Australia, 1979, v. 41, № 6.
31. Roos R. A. Industriële gasdetector. — Radio Electronika, 1979, v. 27, № 23.
32. Sarpangal S. Automatic liquid level controller uses IC timer. — Electronic Engineering, 1977, v. 49, № 598.
33. Add inductance ranges to the direct C—meter. — Electronics Australia, 1979, v. 41 № 3.
34. Pogson I. Sound triggered photoflash. — Electronics Australia, 1979, v. 41, № 6.
35. Bennik B. H. J. Autodiebstahl Sicherung. — Elektor, 1979, № 103/104.

36. **Swain G.** A control unit for wind screen wipers. — *Electronics Australia*, 1979, v. 41, № 6.
37. **Markham D. G.** Alarm circuits with sweep frequency output. — *Electronic Engineering*, 1977, v. 49, № 598.
38. **Sabbioni A.** Quattro papocchie col NE555. — *CQ elettronica*, 1979, № 153.
39. **Berlin.** 555 timer applications sourcebook. — New York: Prentice/Hall International, 1979.
40. **French G. A.** ICM7555—CMOS555. — *New Electronics*, 1980, v. 13, № 3.
41. **Orr T.** CMOS555 applications. — *Electronics today international*, 1980, № 2.

### К л а в е 3

1. **De Bellisize H.** La reception synchrone. — *Onde (Electronics)*, 1932, № 11.
2. **Application handbook** — *Signetix*, 1974.
3. **Phase locked loop circuits.** — *New Electronics*, 1979, № 10.
4. **Citta R.** Frequency and phase lock loop. — *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 1979, v. CE-23, № 3.
5. **Linear** integrated circuits. — *National Semiconductor*, 1978.
6. **Perroni U., Saba L.** MC1496: indagine su un integrato al di sopra di ogni sospetto. — *CQ elettronica*, 1979, № 3.
7. **Linear** — *Signetix*, 1978.
8. **Il generatore di funzioni NE/SE566.** — *Sperimentare*, 1979, № 7/8.
9. **Kraus K.** Spannungs—Frequenz Umsetzer. — *Funkschau*, 1977, № 21.
10. **Phase locked loop NE564.** — *Philips electronic application news*, 1980, v. 17, № 3.
11. **Murthi E.** Monolithic PLL's — analogs do all the works of digitals, and much more. — *EDN*, 1977, v. 22, № 16.
12. **Dance B.** The monolithic phase—locked loop. — *Electronics Industry*, 1979, № 1.
13. **McArthur N., Wingfields A. J., Witten I. H.** The intelligent plug. — *Wireless World*, 1979, v. 85, № 1528.
14. **The digital PLL (pt. I).** — *Popular Electronics*, 1980, v. 18, № 1.
15. **Marston R.** Designer's notebook. — *Electronics today*, 1980, v. 9, № 12.



## Оглавление

Предисловие . . . . .	3
<b>1. Преобразователи цифра — аналог и аналог — цифра . . .</b>	<b>4</b>
1.1. Совместимость с микропроцессорами . . . . .	5
1.2. Биполярный преобразователь цифра — аналог . . . . .	11
1.3. Скоростной преобразователь цифра — аналог Н1-562 . . . . .	12
1.4. Регистр последовательных приближений . . . . .	16
1.5. Преобразователь аналог — цифра типа AD571 . . . . .	19
1.6. Технологические приемы изготовления преоб- разователей . . . . .	26
1.7. Методы преобразования аналог — цифра . . . . .	29
1.8. Перемножающий ЦАП AD7520 . . . . .	34
1.9. Схема применения перемножающего преобра- зователя . . . . .	41
1.10. Сверхскоростные преобразователи видеосигна- лов фирмы TRW . . . . .	52
1.11. Преобразователь напряжение — частота . . . . .	58
<b>2. Интегральный таймер и его применение . . . . .</b>	<b>61</b>
2.1. Интегральный таймер NE555 . . . . .	62
2.2. Ждущий мультивибратор . . . . .	63
2.3. Мультивибратор-автогенератор . . . . .	65
2.4. Модуляторы импульсов . . . . .	69
2.5. Ключевые схемы . . . . .	71
2.6. Улучшение параметров таймера . . . . .	72
2.7. Генераторы сигналов . . . . .	75
2.8. Источники напряжения питания . . . . .	77
2.9. Преобразователи сигналов . . . . .	79
2.10. Исполнительные устройства . . . . .	81
2.11. Датчики внешних воздействий . . . . .	83
2.12. Схемы для промышленной электроники . . . . .	85
2.13. Измерительные приборы . . . . .	86
2.14. Схемы для автолюбителей . . . . .	88
2.15. КМОП-таймер ICM7555 . . . . .	91
<b>3. ИС для построения контуров фазовой автоподстройки . .</b>	<b>94</b>
3.1. Принцип работы ФАП . . . . .	96
3.2. Фазовый компаратор . . . . .	98
3.3. Применение фазовых компараторов . . . . .	101
3.4. Высокочастотные ИС ФАП . . . . .	103
3.5. Применение высокочастотных ИС ФАП . . . . .	110
3.6. ИС ФАП CD4046 . . . . .	114
Заключение . . . . .	118
Приложение 1 . . . . .	121
Приложение 2 . . . . .	123
Список литературы . . . . .	125

45 к.

РАДИО И СВЯЗЬ