

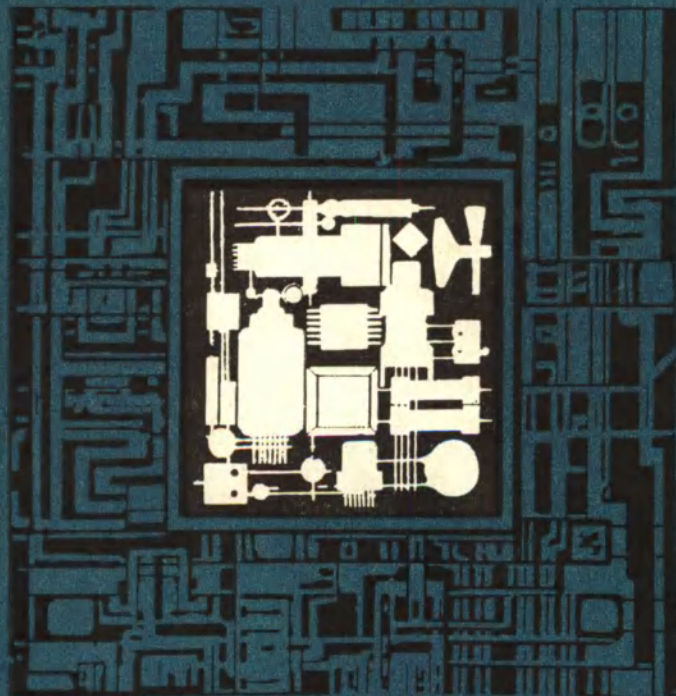
МАССОВАЯ БИБЛИОТЕКА ИНЖЕНЕРА

ЭЛЕКТРОНИКА

41

Б. Г. ФЕДОРКОВ, В. А. ТЕЛЕЦ, В. П. ДЕГТЯРЕНКО

МИКРОЭЛЕКТРОННЫЕ
ЦИФРО - АНАЛОГОВЫЕ
И АНАЛОГО - ЦИФРОВЫЕ
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ



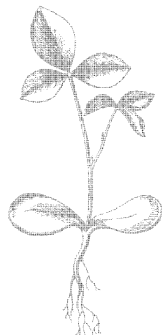
МАССОВАЯ БИБЛИОТЕКА ИНЖЕНЕРА

ЭЛЕКТРОНИКА

Выпуск 41

Б. Г. ФЕДОРКОВ, В. А. ТЕЛЕЦ,
В. П. ДЕГТЯРЕНКО

**МИКРОЭЛЕКТРОННЫЕ
ЦИФРО-АНАЛОГОВЫЕ
И АНАЛОГО-ЦИФРОВЫЕ
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ**



МОСКВА «РАДИО И СВЯЗЬ» 1984

ББК 32.97

Ф33

УДК 681.325:621.3.049.77

Федорков Б. Г., Телец В. А., Дегтяренко В. П.

Ф 33 Микроэлектронные цифро-аналоговые и аналого-цифровые преобразователи. — М.: Радио и связь, 1984. — 120 с., ил. — (Массовая б-ка инженера «Электроника», вып. 41).

35 к.

Рассматриваются классификация, принципы построения, система параметров, конструкции, технические и эксплуатационные характеристики полупроводниковых аналого-цифровых и цифро-аналоговых преобразователей, выпускаемых промышленностью. Уделено внимание элементной базе преобразователей в полупроводниковом и гибридном исполнениях. Приводятся методы измерения параметров и характеристик существующих типов преобразователей, рассматриваются условия применения и особенности эксплуатации в РЭА.

Для инженерно-технических работников.

Ф 2403000000-075
046(01)-84 157-84

ББК 32.97

6Ф7

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

В. М. Пролейко (отв. редактор), *В. М. Вальков*, *Б. Ф. Высоцкий*, *Г. Г. Горбунова*, *Л. Г. Дубицкий*, *В. И. Иванов*, *В. И. Котиков*, *И. В. Лебедев*, *Э. А. Лукин*, *Ю. Р. Носов*, *В. Н. Сретенский* (зам. отв. редактора), *В. И. Стафеев*, *В. А. Шахнов*.

РЕЦЕНЗЕНТЫ: доктор техн. наук **В. Г. ДОМРАЧЕВ** и канд. техн. наук **Г. Д. БАХТИАРОВ**

Редакция литературы по электронной технике

Предисловие

Интенсивное внедрение во все отрасли народного хозяйства средств вычислительной техники выдвинуло важную задачу по организации связи электронно-вычислительных машин (ЭВМ) с объектами, обмен информацией с которыми происходит в естественной аналоговой форме. Преобразование сигналов из аналоговой в цифровую форму, необходимую для ввода данных в ЭВМ, осуществляется аналого-цифровыми преобразователями (АЦП). Цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП) преобразуют цифровые сигналы с выхода ЭВМ в непрерывные во времени сигналы, необходимые для работы с аналоговыми устройствами. В связи с этим АЦП и ЦАП становятся обязательными элементами автоматических систем, использующих ЭВМ для обработки информации. Наиболее перспективными из них в настоящее время являются линейные АЦП и ЦАП в микроэлектронном исполнении, которым и посвящена настоящая книга.

К микроэлектронным АЦП и ЦАП относят функционально и конструктивно завершенные устройства на основе серийных интегральных схем (ИС), в которых осуществляется преобразование формы информации. Преобразователи могут быть реализованы на основе наборов ИС, в виде гибридно-модульных и полупроводниковых ИС. Под полупроводниковыми понимаются ИС, все элементы и межэлементные соединения которых выполнены в объеме и на поверхности полупроводника. Полупроводниковые ИС АЦП и ЦАП представляют один из самых молодых классов изделий микроэлектроники.

Первые ИС преобразователей были созданы в начале 70-х годов и представляли собой простейшие ЦАП. В настоящее время отечественной промышленностью выпускается несколько типов полупроводниковых мик-

росхем АЦП и ЦАП, отличающихся по конструктивно-технологическому исполнению, функциональному составу, точностным и скоростным характеристикам, допустимым условиям эксплуатации и др. По достигнутой степени интеграции, размерам кристаллов и технологии изготовления современные полупроводниковые ИС АЦП и ЦАП относятся к категории больших интегральных микросхем (БИС), образуя специфическую группу изделий. В настоящее время уровень развития АЦП и ЦАП во многом определяет уровень технических характеристик радиоэлектронной аппаратуры (РЭА).

Целью книги является ознакомление широкого круга специалистов, занимающихся разработкой и эксплуатацией современной РЭА, с отечественными микросхемами АЦП и ЦАП, их элементной базой, системой электрических параметров, терминологией, методами контроля, тенденциями развития.

Авторы выражают глубокую признательность рецензентам доктору техн. наук В. Г. Домрачеву и канд. техн. наук Г. Д. Бахтиарову за внимательное изучение материалов книги и высказанные ценные замечания и предложения, способствовавшие повышению ее качества.

Авторы благодарят сотрудников и коллег за помощь, оказанную при подготовке и оформлении рукописи.

Отзывы и замечания по книге просим направлять по адресу: 101000 Москва, Почтамт, а/я 693, изд-во «Радио и связь».

1. Элементы АЦП и ЦАП

Цифро-аналоговый преобразователь представляет собой устройство для автоматического декодирования входных величин, представленных числовыми кодами, в эквивалентные им значения заданной физической величины [1]. Количественная связь между входной числовой величиной N_i и ее аналоговым эквивалентом $A(t_i)$, характеризующая алгоритм цифро-аналогового преобразования, имеет вид $A(t_i) = N_i \Delta A + \delta A_i$, где ΔA — аналоговый эквивалент единицы младшего разряда кода; δA — погрешность преобразования.

Аналого-цифровой преобразователь представляет собой устройство для автоматического преобразования непрерывно изменяющихся во времени аналоговых величин в эквивалентные значения числовых кодов [1]. Количественная связь между аналоговой величиной $A(t_i)$ и соответствующей ей цифровой величиной N_{ti} , характеризующая алгоритм аналого-цифрового преобразования, имеет вид $N_{ti} = A(t_i) / \Delta A \pm \delta N_{ti}$, где ΔA — шаг квантования, т. е. аналоговый эквивалент единицы младшего разряда кода; δN_{ti} — погрешность преобразования на данном шаге.

В любом из преобразователей можно выделить цифровую и аналоговую части. В цифровой части производятся кодирование или декодирование, запоминание, сравнение, сдвиг, счет и сложение цифровой информации, прием и обработка команд на преобразование, выработка сигналов управления, выполнение других логических функций. В последнее время наметилась тенденция использования в цифровой части преобразователей микропроцессоров (МП), что позволит существенно сократить и упростить ряд логических операций. В аналоговой части осуществляются операции сравнения, усиления, выборки и хранения, коммутации аналогового сигнала, а также операции по его сложению и вычитанию,

делению и перемножению, интегрированию и выделению в промежуточную величину.

Элементы, используемые при построении преобразователей, также разделяются на цифровые (логические схемы, регистры сдвига, счетчики, программирующие схемы и т. д.) и аналоговые (операционные усилители, компараторы напряжения, ключи и коммутаторы, схемы выборки и хранения, резистивные матрицы и т. д.). Электрические и эксплуатационные характеристики преобразователей во многом зависят от характеристик содержащихся в них элементов.

Далее будут рассмотрены корпусные ИС, применяемые на практике в качестве элементной базы для построения функционально-завершенных устройств АЦП и ЦАП. Аналоги этих ИС в бескорпусном исполнении могут входить в состав гибридно-модульных преобразователей. Рассматриваемая элементная база может быть использована для расширения логических и аналоговых функций микросхем АЦП и ЦАП, а также для создания преобразователей, превосходящих по уровню отдельных параметров аналогичные полупроводниковые ИС.

1.1. Цифровые элементы

Цифровая часть микросхем АЦП и ЦАП выполняется, как правило, на основе серийно выпускаемых отечественной промышленностью цифровых ИС (ЦИС), номенклатура которых достаточно широка.

Среди биполярных ЦИС наибольший интерес представляют серии транзисторно-транзисторной логики (ТТЛ), эмиттерно-связанной транзисторной логики (ЭСЛ), транзисторно-транзисторной логики с диодами Шотки (ТТЛШ), интегральной инжекционной логики (И²Л), изопланарной интегральной инжекционной логики (И³Л). Под серийой понимается комплект ИС, имеющих единое схемное и конструктивно-технологическое исполнение. Микросхемы серий ТТЛ и ТТЛШ применяются в преобразователях среднего быстродействия. Для создания быстродействующих АЦП и ЦАП используются ЦИС ЭСЛ серий на основе транзисторных переключателей со связанными эмиттерами. Краткая сравнительная характеристика серий ЭСЛ, ТТЛ, ТТЛШ дана в табл. 1, 2.

В последнее десятилетие получили развитие схемы И²Л и И³Л. С их помощью удалось избавиться от таких недостатков биполярных ЦИС, как малая плотность компоновки и большая рассеиваемая мощность. Цифровые И²Л входят в состав серии К583.

Серия К583 качественно отличается от других серий биполярных ЦИС. Она объединяет цифровые БИС программных устройств, предназначенных для приема, хранения, логической обработки информации, выработки сигналов управления и т. д. Использование таких

устройств совместно с БИС преобразователей позволит создавать автономные устройства ввода — вывода, систем сбора данных, процессоры аналоговых сигналов с применением небольшого числа корпусов. Такими же возможностями обладают и некоторые БИС из состава микропроцессорного комплекта ТТЛШ серии К589. Микросхемы КМОП серии К564 отличаются высокой степенью интеграции, достаточным быстродействием, малой мощностью потребления, возможностью сопряжения с ТТЛ схемами (см. табл. 1).

Таблица 1

Серия	Тип логики	Напряжение логических уровней, В		Время задержки распространения при включении, нс
		0, не более	1, не менее	
133	ТТЛ	0,4	2,4	15...22*
K155	ТТЛ	0,4	2,4	15...22*
130	ТТЛ	0,35	2,4	10**
K131	ТТЛ	0,35	2,4	10**
K555	ТТЛШ	0,5	2,7	4,5...5*
530	ТТЛШ	0,5	2,7	4,5...5*
K531	ТТЛШ	0,5	2,7	4,5...5*
134	ТТЛ	0,3	2,3	100***
734	ТТЛ	0,3	2,3	100***
100	ЭСЛ	-1,65	-0,96	2...3***
K500	ЭСЛ	-1,65	-0,96	2...3***
700	ЭСЛ	-1,65	-0,96	2...3***
K564	КМОП	0,01	4,99	100*4

* Емкость нагрузки $C_H = 15$ пФ.

** $C_H = 30$ пФ.

*** $C_H = 40$ пФ.

4* $C_H = 50$ пФ.

Перспективы дальнейшего развития ЦИС связаны не только с рассмотренными выше видами технологий. В серийном производстве освоены ЦИС серии К534 на приборах с зарядовой связью (ПЗС), схемы ЗУ с нитридно-окисной изоляцией (МНОП) и на основе структур «кремний на сапфире» развиваются в составе серий К519 и К139.

1.2. Аналоговые элементы

Аналоговые элементы являются основной частью АЦП и ЦАП. Такие характеристики преобразователей, как быстродействие и точность, непосредственно определяются характеристиками и параметрами аналоговых ИС (АИС). Далее будут рассмотрены типы отечествен-

Параметр	ТТЛ	ТТЛШ	ЭСЛ
Плотность упаковки, вентиль/мм ²	10...20	20...40	15...20
Произведение мощность×быстродействие, пДж	10...100	10...60	10...80
Типовая задержка на вентиль, нс	3...10	2...10	0,5...2
Рассеиваемая мощность, мВт	1...3	0,5...2	5...15
Уровень логического сигнала, В	0,2...3,4	0,2...3,4	-0,8...-1,7

ных АИС, перспективных с точки зрения их применения в микроэлектронных преобразователях.

В литературе, посвященной описанию АИС, встречаются различные определения электрических параметров, что может привести к неоднозначному пониманию их физической сущности. В связи с этим в главе приводятся термины и определения параметров аналоговых микросхем, отображающие накопленный в микроэлектронике опыт и закрепленные соответствующими стандартами.

Операционные усилители (ОУ) представляют собой усилители постоянного тока с дифференциальными входами и являются одними из основных элементов АЦП и ЦАП. Их используют в дифференцирующих, интегрирующих, масштабирующих, фильтрующих элементах, а также элементах сравнения, запоминания аналогового сигнала, согласования и т. д.

Как правило, ИС ОУ состоит из входного дифференциального операционного усилителя, схемы сдвига постоянного уровня и коррекции, усилителя напряжения и мощности. Особенности работы ОУ рассмотрены в [2]. Основные электрические параметры, характеризующие работу ОУ в статическом и динамическом режимах, рассмотрены ниже.

Коэффициент усиления K_{yV} — отношение приращения выходного напряжения ОУ к вызвавшему это приращение входному напряжению. Чем выше K_{yV} , тем точнее осуществляются аналоговые операции в преобразователях. Для ОУ, содержащих дифференциальные усилители, важное значение приобретает коэффициент

Таблица 2

ИЧЛ	p-МОП	n-МОП	КМОП
75...150	75...150	100...200	40...90
0,2...2	50...500	10...50	2...40
7...20	30...200	4...40	10...40
0,2	2...3	0,2...0,5	
0,2...0,8	0...0—15	0,2...3,4	0...10

ослабления синфазных входных напряжений $K_{ос.сф}$ — отношение приращения синфазных входных напряжений ко входному напряжению, вызывающих одно и то же приращение выходного напряжения дифференциального ОУ. Под синфазными понимаются напряжения, поданные на входы ОУ и совпадающие по амплитуде и фазе. *Напряжение смещения* $U_{см}$ — это некоторое постоянное напряжение соответствующей полярности, которое необходимо подать на вход ОУ, чтобы получить на его выходе нулевое напряжение. Напряжение смещения ОУ влияет на сдвиг характеристики преобразования АЦП и ЦАП. *Входной ток* $I_{вх}$ — ток, протекающий во входной цепи ОУ. Для дифференциальных ОУ определяют средний входной ток $I_{вх.ср}$ — среднее арифметическое значение входных токов при заданном значении выходного напряжения. *Разность входных токов* $\Delta I_{вх}$ — разность между значениями токов, протекающих через входы дифференциального ОУ, при заданном значении выходного напряжения. Протекая через входные резисторы ОУ, этот ток создает напряжение, эквивалентное напряжению смещения нуля. *Входное напряжение* $U_{вх}$ — напряжение между входными выводами дифференциального ОУ. *Выходное напряжение* $U_{вых}$ — напряжение между выводами выхода и корпуса ОУ. *Входное сопротивление* $R_{вх}$ — величина, равная отношению приращения входного напряжения ОУ к приращению активной составляющей входного тока при заданном значении частоты сигнала. *Выходное сопротивление* $R_{вых}$ — величина, равная отношению приращения выходного напряжения ОУ к вызвавшей его активной составляющей вы-

ходного постоянного или синусоидального тока при заданных частоте сигнала и уровне постоянной составляющей выходного напряжения. *Время установления выходного напряжения* $t_{уст}$ — время, в течение которого выходное напряжение ОУ окончательно войдет в зону установления, симметрично расположенную относительно установившегося значения и заданную по ширине. *Максимальная скорость нарастания выходного напряжения* $vU_{вых}$ — наибольшая скорость изменения выходного напряжения ОУ при воздействии импульса максимального входного напряжения прямоугольной формы. *Граничная частота* $f_{гр}$ — максимальная частота синусоидального сигнала, при которой сохраняется гарантированный эффективный диапазон синусоидального выходного напряжения ОУ. В режиме большого сигнала выходное напряжение ОУ характеризуется выражением $U_{вых}(t) = U_m \sin \omega t$. Таким образом, $f_{гр}$ представляет собой такую частоту гармонического входного сигнала, на которой можно гарантировать максимальную неискаженную амплитуду выходного напряжения. В режиме малого сигнала можно установить связь между полосой пропускания ОУ и его быстродействием через другой параметр — частоту единичного усиления, которая характеризуется полосой, измеренной при замкнутой цепи отрицательной обратной связи и коэффициенте усиления, равном единице.

Из всей совокупности видов ИС ОУ чаще других в преобразователях информации применяются усилители: средней точности, прецизионные, быстродействующие и микромощные.

Номенклатура ОУ средней точности достаточно широка. Основными признаками ОУ средней точности являются: входной ток 100...1000 нА; коэффициент усиления менее 120 дБ. В схемах ОУ средней точности используются $p-n-p$ -, $n-p-n$ -, полевые и супер-бета-транзисторы. Принцип их работы и особенности конструкторско-технологического исполнения описаны в [3, 4]. Электрические параметры ОУ данной группы приведены в табл. 3.

К прецизионным ОУ относятся ИС, имеющие напряжение смещения не более 1 мВ; входной ток не более 10 нА; коэффициент усиления не менее 120 дБ; средний температурный дрейф напряжения смещения не более 5 мкВ/°С.

Таблица 3

Параметр	140УД2	153УД1	140УД7	140УД6	544УД1	153УД2	153УД4
Напряжение смещения нуля $U_{см}$, мВ	5	5	4	5	15	5	5
Дрейф напряжения смещения $\Delta U_{см}/T$, мкВ/°С	20	30	6	20	20	20	50
Входные токи $I_{вх}$, нА	700	600	200	30	0,15	500	400
Разность входных токов $\Delta I_{вх}$, нА	200	250	50	10	0,05	200	15
Дрейф разности входных токов $\Delta \Delta I_{вх}/T$, нА/°С	3	17	0,4	0,1	—	2	3
Коэффициент усиления напряжения $K_{уУ}$, В/мВ	35	20	50	70	50	20	2
Коэффициент ослабления синфазного сигнала $K_{ос,сф}$, дБ	80	65	70	80	70	70	70
Скорость нарастания выходного напряжения $VU_{вых}$, В/мкс	0,12	0,06	10	2,5	2	0,5	0,1
Частота единичного усиления f_1 , МГц	2	1	0,8	1	1	1	1
Максимальное выходное напряжение $U_{вых}$, В	10	10	11,5	11	10	11	4
Напряжение источников питания $U_{и.п}$, В	12,6	15,0	15,0	15,0	15,0	15,0	6,0
Ток потребления $I_{пот}$, мА	16	6	2,8	2,8	3,5	3	0,8

Таким ОУ является ИС 153УД5 (рис. 1), электрические параметры которой приведены ниже:

Напряжение смещения нуля $U_{см}$, мВ, не более	1,5
Входной ток $I_{вх}$, нА, не более	200
Разность входных токов $\Delta I_{вх}$, нА, не более	45
Коэффициент усиления напряжения $K_{уУ}$, дБ, не менее	120
Дрейф напряжения смещения $U_{см}/T$, мкВ/°С, не более	5
Дрейф разности входных токов $\Delta \Delta I_{вх}/T$, нА/°С, не более	1,5
Максимальное выходное напряжение $U_{\pm вых}$, В, не менее	± 10
Входное сопротивление нагрузки $R_{вх}$, кОм, не менее	2
Коэффициент ослабления синфазного сигнала $K_{ос,сф}$, дБ, не менее	100
Ток потребления $I_{пот}$, мА, не более	3,5

$$T = 25 \pm 10^\circ\text{C}, \quad U_{и.п 1,2} = \pm 15 \text{ В} \pm 10\%$$

Отличительная особенность схемы данного ОУ заключается в возможности поддержания с высокой точ-

ностью большого значения коэффициента усиления при замкнутой цепи отрицательной обратной связи. Малые температурные дрейфы обеспечиваются специальным включением транзисторов входного дифференциального каскада $VT1$ и $VT3$. Они образуют параллельно включенную пару и занимают около трети всей площади кристалла. Это снижает тепловое воздействие на них

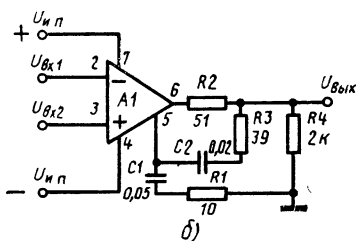
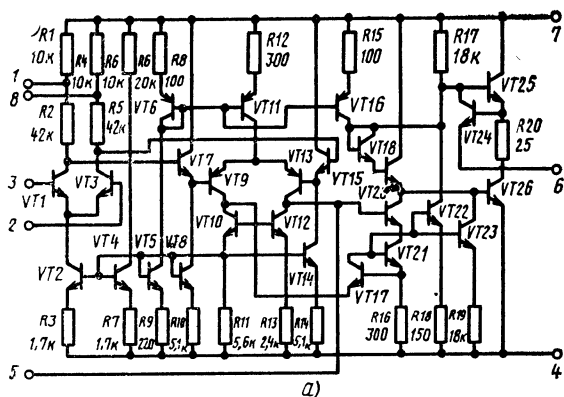


Рис. 1. Принципиальная схема ОУ 153УД5 (а) и основная схема частотной коррекции (б)

мощных транзисторов выходного каскада. Отсутствие активной нагрузки входного каскада способствует уменьшению напряжения смещения нуля, чем отчасти оптимизируют и температурные характеристики ОУ. Увеличение входного сопротивления второго каскада достигается включением каскада по сложной дифференциальной схеме ОК—ОЭ на согласованных по параметрам транзисторах $VT7$, $VT9$ и $VT13$, $VT15$. Высокий коэффициент усиления ОУ обеспечивается увеличением сопротивления активной нагрузки второго каскада. Схема обладает защитой выхода от короткого замыкания

(КЗ). Ограничение выходного тока в режиме КЗ обеспечивается транзисторами $VT23$ и $VT24$.

К быстродействующим относят ОУ с максимальной скоростью нарастания выходного напряжения не менее 100 В/мкс и временем установления выходного напря-

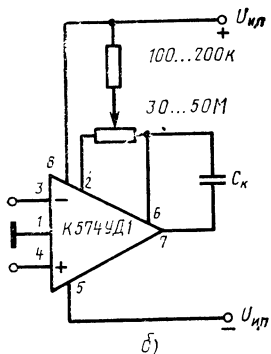
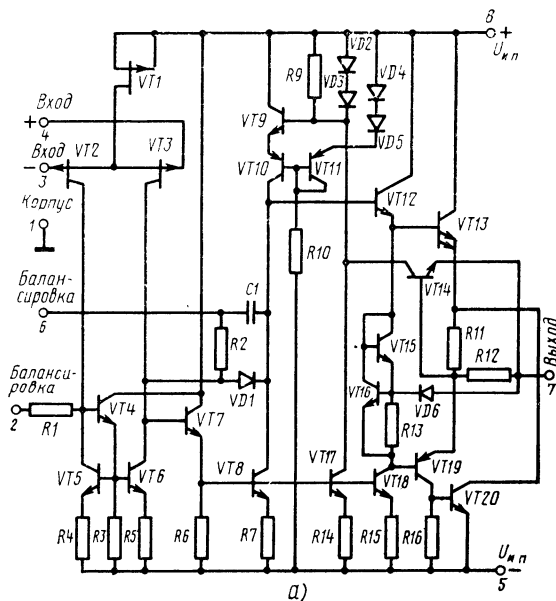


Рис. 2. Принципиальная электрическая схема (а) микросхемы ОУ типа К574УД1А-В и схема включения элементов балансировки и коррекции (б)

жения не более 1 мкс (с точностью до $0,1\%$). Микросхемы быстродействующих ОУ входят в состав нескольких серий, в том числе К574. Принципиальная электрическая схема и типовое включение внешних элементов балансировки и коррекции быстродействующего

усилителя с полевыми транзисторами на входе типа К574УД1А—В показаны на рис. 2. Микросхема имеет следующие электрические параметры:

Коэффициент усиления напряжения K_{yU} , не менее . . .	$5 \cdot 10^4$
Напряжение смещения $U_{см}$, мВ, не более . . .	25...50
Дрейф напряжения смещения $U_{см}/T$, мкВ/°С, не более . . .	50...100
Разность входных токов $\Delta I_{вх}$, нА, не более . . .	0,2...0,5
Максимальное выходное напряжение $U_{вых}$, В, не менее . . .	10
Скорость нарастания выходного напряжения $VU_{вых}$, В/мкс, не менее . . .	50...100
Ток потребления $I_{пот}$, мА, не более . . .	11

$$T = 25 \pm 10^\circ\text{C}, U_{н.п. 1,2} = \pm 15 \text{ В} \pm 10\%$$

К микрошумным ОУ относятся микросхемы с мощностью потребления не более 20 мВт, например ИС ОУ типа 140УД12. Схема ОУ — двухкаскадная с дифференциальным входом. Имеет защиту выхода от КЗ и внутренний конденсатор для коррекции АЧХ. Принципиаль-

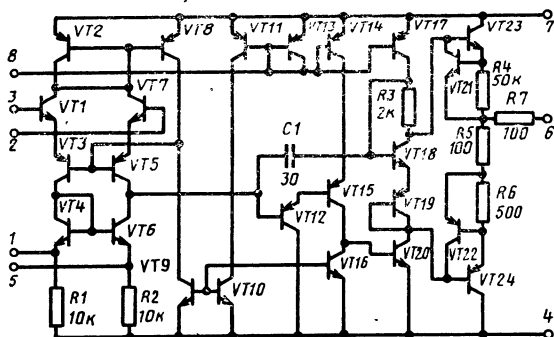


Рис. 3. Принципиальная схема ОУ 140УД12

ная электрическая и типовые схемы включения ИС 140УД12 приведены на рис. 3, 4. В ОУ имеется возможность управления режимом работы по постоянному току за счет изменения тока смещения по выводу 8. Электрические параметры ОУ 140УД12 для $I_{см} = 1,5$ мкА указаны в табл. 4 (микрошумный режим работы).

Мощность потребления является одним из важнейших эксплуатационных параметров ОУ. Неправильный расчет или неправильно выбранный режим эксплуатации ИС по данному параметру способен вызвать перегрев кристалла, уход ряда электрических параметров за пределы нормы, катастрофический отказ ИС. Вопросы оп-

Таблица 4

Параметр	$U_{\pm} = \pm 3 \text{ В};$ $I_{\text{н.п}} = 1,5 \text{ мкА}$ $I_{\text{см}} = 1,5 \text{ мкА}$	$U_{\pm} = \pm 3 \text{ В};$ $I_{\text{н.п}} = 15 \text{ мкА}$ $I_{\text{см}} = 15 \text{ мкА}$	$U_{\pm} = \pm 15 \text{ В};$ $I_{\text{н.п}} = 1,5 \text{ мкА}$ $I_{\text{см}} = 1,5 \text{ мкА}$	$U_{\pm} = \pm 15 \text{ В};$ $I_{\text{н.п}} = 15 \text{ мкА}$ $I_{\text{см}} = 15 \text{ мкА}$
Коэффициент усиления напряжения K_{yU}	50	50	200	100
Напряжение смещения нуля $U_{\text{см}}$, мВ	5	5	5	5
Входной ток $I_{\text{вх}}$, нА	7,5	750	7,5	750
Разность входных токов $\Delta I_{\text{вх}}$, нА	3	15	3	15
Коэффициент ослабления синфазного сигнала $K_{\text{ос.сф}}$, дБ	70	70	70	70
Ток потребления $I_{\text{пот}}$, мкА	25	125	30	70
Максимальное входное напряжение $U_{\pm \text{вх}}$, В	1	1	10	10
Максимальное выходное напряжение $U_{\pm \text{вых}}$, В	2	2,1	10	10
Входное сопротивление $R_{\text{вх}}$, МОм	50	5	50	5
Выходное сопротивление $R_{\text{вых}}$, кОм	5	1	5	1
Время установления $t_{\text{уст}}$, мкс	3	0,6	1,6	0,35
Скорость нарастания выходного напряжения $vU_{\text{вых}}$, В/мкс	0,03	0,035	0,1	0,8

тимизации ОУ по мощности потребления и использования их в АЦП и ЦАП подробно рассмотрены в [3].

Компараторы напряжения (КН) являются специализированными ОУ с дифференциальным входом и цифровым выходом [2, 5]. Как и схемы ОУ, КН стали важ-

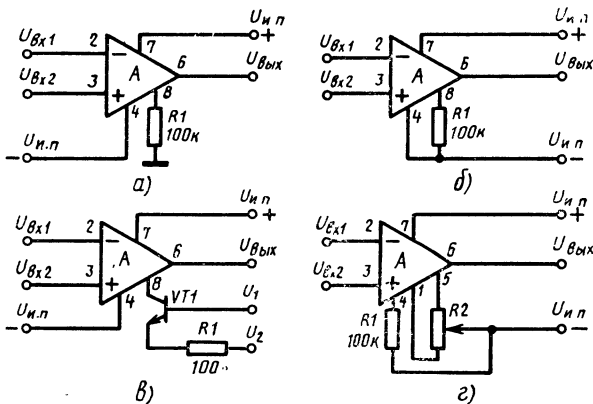


Рис. 4. Типовые схемы включения микросхемы 140УД12

нейшими элементами преобразователей. Принцип работы КН достаточно подробно описан в [2—6]. Основными электрическими параметрами КН являются следующие.

Время задержки переключения $t_{зд}$ — интервал времени с момента подачи входного скачка напряжения до момента, когда уровень выходного напряжения достигнет соответствующего уровня лог. 1 (если начальное состояние КН было нулевым) или лог. 0 (если начальное состояние КН было единичным). Иногда этот параметр, характеризующий динамические свойства КН, заменяют двумя параметрами: временем включения (при переходе КН из 1 в 0) и временем выключения (при переходе КН из 0 в 1). Быстродействие практически всех видов преобразователей определяется временем задержки переключения используемых КН. *Разрешающая способность* (чувствительность) — минимальная разность аналоговых сигналов, которая может быть обнаружена КН и зафиксирована им на выходе в виде цифровых сигналов 0 и 1 (при заданной задержке переключения). Часто разрешающую способность КН определяют исходя из амплитуды выходного сигнала и коэффициента усиления КН. *Гистерезис КН* характеризуется разностью напряжения срабатывания компаратора при переходе из состояния 0 в состояние 1, и наоборот. *Диапазон разностного сигнала* — напряжение, которое можно приложить между входами КН при сохранении его работоспособности. *Выходные уровни напряжения* $U^0_{вых}$ или $U^1_{вых}$ — напряжения, соответствующие лог. 0 или лог. 1 на выходе КН.

Помимо КН серии К521 (К521СА1—3), описанных в литературе, при проектировании АЦП часто используются КН серии К597 [7]. Они представляют собой КН со стробированием и запоминанием предыдущего состояния (К597СА1), а также усиления аналогового сигнала с определением полярности и преобразованием в логические уровни (К597СА2). Электрические параметры КН серии К597 приведены ниже:

	К597СА1	К597СА2
Напряжение смещения $U_{см}$, мВ, не более	± 2	± 2
Выходное напряжение лог. 1 $U^1_{вых}$, В, не менее	$-0,7 \dots -0,96$	2,5
Выходное напряжение лог. 0 $U^0_{вых}$, В, не более	$-1,91 \dots -1,65$	0,5

Время задержки распространения:		
при включении/выключении		
$t_{зд.р./t_{зд.р.}^{01}}$ нс, не более . . .	6,5	12
по стробируемому входу		
$t_{зд.р.стр./t_{зд.р.стр.}^{01}}$ нс, не более	6,5	
Токи потребления, мА, не более:		
$I_{пот}^+$	25	38
$I_{пот}^-$	31,5	30
Логические уровни напряжения, подаваемые на входы стробирования, В, не менее:		
$U_{вх.стр}^1$	-0,7...-1,1	2,5
$U_{вх.стр}^0$	-1,625...-1,91	0,5

$$T = 25 \pm 10^\circ\text{C}; R_H = 50 \text{ Ом}$$

Микросхема К597СА1 (рис. 5) имеет дифференциальные входы, вход стробирования, выходы в виде эмиттерных повторителей без резисторов в цепи эмиттеров и совместима с ЭСЛ схемами. При подаче на вход 6 (стробирования) лог.1 КН работает в режиме сравнения и усиления, а при подаче лог.0 — в режиме запоминания предыдущего состояния. Схема КН содержит три каскада. Первые два каскада (транзисторы $VT1$, $VT7$ и $VT21$, $VT24$) выполнены по схеме дифференциального каскодного и усилительного каскадов с ограничительными диодами Шотки ($VD1$, $VD2$ и $VD4$, $VD5$), включенными между коллекторами каскодных транзисторов. Для обеспечения работы третьего каскада ($VT29$ и $VT32$) используются эмиттерные повторители и стабилитроны ($VD3$ и $VD6$, $VD7$ и $VD8$), с помощью которых снижается уровень выходных сигналов схемы. Первый каскад КН совмещен с триггерной схемой. Выходной каскад выполнен по ЭСЛ схемотехнике. Цепочки транзисторов $VT17$, $VT13$ и другие обеспечивают смещение транзисторов схемы КН.

Микросхема К597СА2 имеет дифференциальные входы, вход стробирования, парафазные выходы и совместима с ТТЛ схемами. Нагрузочная способность составляет пять стандартных элементов ТТЛШ. Работает аналогично К597СА1, но с другими значениями напряжения питания и уровнями сигналов по стробирующему входу. Его выходной каскад содержит два стандартных вентиля ТТЛШ, управляемые переключателями тока.

Устройства выборки и хранения (УВХ) обеспечивают выборку мгновенного значения входного сигнала и хранение его заданное время с требуемой точностью.

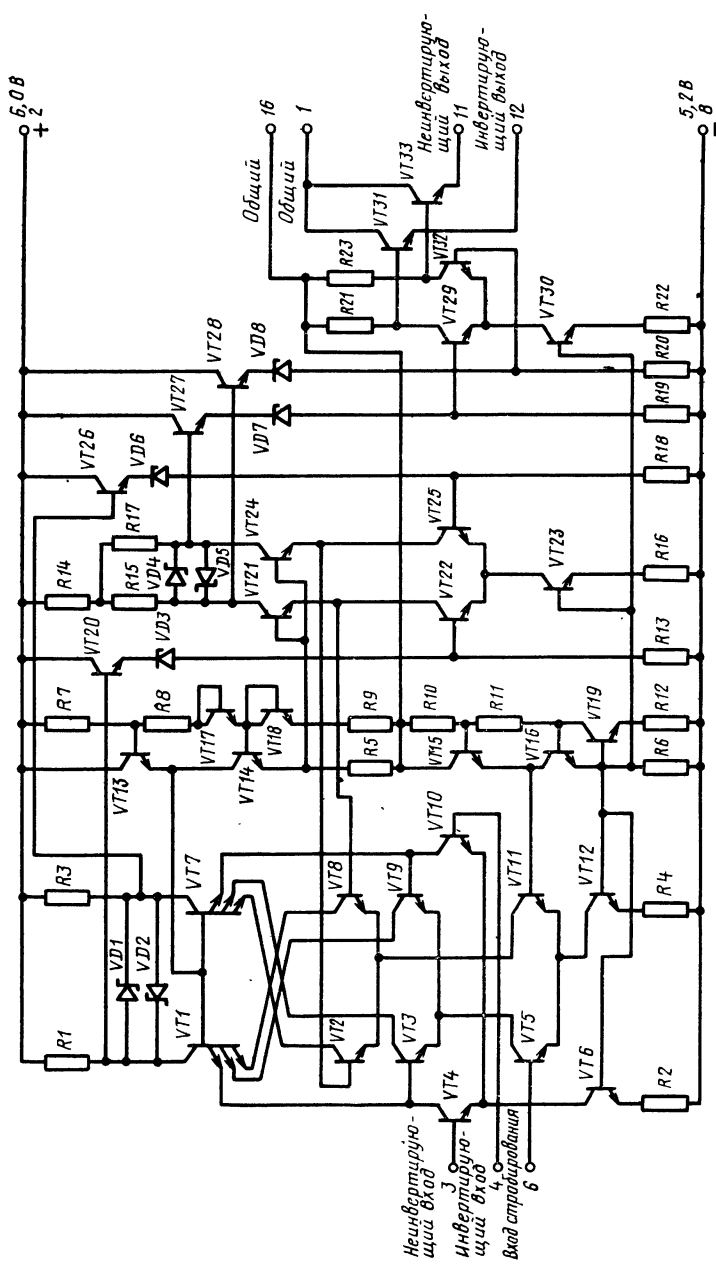


Рис. 5. Принципиальная электрическая схема КН К597СА1

Обычно УВХ используются в АЦП для уменьшения динамической погрешности и расширения спектра преобразуемого входного сигнала. В УВХ осуществляется переход от непрерывной функции $U'(t)$ к непрерывной последовательности $U(t_n)$, где $n=1, 2, \dots$ [6]. Переход обеспечивается работой схемы в двух основных режимах (выборки и хранения) и в двух промежуточных режимах (переход от выборки к хранению и от хранения к выборке). Основные электрические параметры УВХ описывают четыре режима работы схемы. К параметрам УВХ в режиме выборки относятся: *время выборки* t_b — минимальная длительность управляющего сигнала в режиме выборки, при котором погрешность, вызванная переходным процессом в цепи запоминающего конденсатора, не превышает заданной нормы при поочередной выборке минимального и максимального значений входного сигнала. Другими словами, это время, в течение которого образуются выборочные значения входного сигнала с заданной точностью. Параметр характеризует погрешность выборки, которая проявляется как погрешность коэффициента передачи [6]. *Погрешность коэффициента передачи* ΔK_n — отклонение реального коэффициента передачи от заданного. Различают ΔK_n при работе УВХ с неизменным входным сигналом и сигналом синусоидальной формы различной частоты [6]. В первом случае ΔK_n входит в состав статической погрешности УВХ, во втором — в состав динамической погрешности, которая характеризует недозаряд элемента памяти и определяется частотными свойствами схемы в данном режиме. *Напряжение смещения нуля* $U^0_{см}$ — выходное напряжение при выборке (стробировании) нулевого входного сигнала [6]. Его значение может суммироваться со значением напряжения смещения нуля преобразователя. *Время установления выходного напряжения* $t_{уст}$ — максимальное время, необходимое для установления выходного напряжения с заданной точностью при воздействии на вход перепада напряжения.

К параметрам и характеристикам УВХ в режиме хранения относятся: *время хранения* $t_{хр}$ — время, в течение которого выбранное значение входного напряжения хранится с заданной точностью. Точность УВХ в режиме хранения определяется скоростью спада выходного напряжения. *Скорость спада выходного напряже-*

ния $vU_{\text{вых.хр}}$ — максимальная скорость разряда накопительного конденсатора (запоминающего элемента). Спад выходного напряжения обусловлен токами утечки составляющих элементов УВХ. Погрешность за счет спада выходного напряжения входит в обобщенную статическую погрешность УВХ. *Прямое прохождение* — появление некоторого входного сигнала на выходе схемы в режиме хранения. Прямое прохождение обусловлено наличием проходной емкости ключа. Оно определяется как отношение амплитуды сигнала прохождения к выборочному значению входного сигнала и выражается в процентах.

Наибольшая погрешность, которая вносится УВХ, возникает при переходе схемы из режима выборки в режим хранения, и наоборот. *Апертурное время* t_a — максимальное время от момента подачи команды на хранение до момента начала перехода схемы в данный режим. Характеризует динамическую погрешность УВХ, обусловленную конечным временем переключения ключа при переходе схемы от выборки к хранению. Такой подход остается справедливым, пока переход схемы в режим хранения осуществляется в интервале времени, которому соответствуют точки, находящиеся на линейном участке передаточной характеристики. В общем случае апертурное время скорее характеризует разрешающую способность УВХ в режиме малого сигнала на определенной частоте и соответствует ширине импульсной переходной характеристики схемы при заданном уровне усреднения или установления входного сигнала. Следует отметить, что среди разработчиков аппаратуры до сих пор нет единого подхода к определению t_a , которое объективно зависит от типа УВХ, режима ее работы, вида аппаратуры, в которой применяется схема. «Апертурная дрожь» Δt_a — случайная составляющая апертурного времени, вызванная шумовыми флуктуациями или другими факторами. Апертурная дрожь обычно на один-два порядка меньше t_a . При последовательном включении УВХ и АЦП t_a и Δt_a суммируются с временем преобразования АЦП.

Особенности работы различных видов УВХ, их сравнительная характеристика подробно рассмотрены в [6]. Как правило, в УВХ входят: ОУ, выполняющие роль буферов между входом и запоминающим элементом; ключи, обеспечивающие переход схемы из режима выборки

в режим хранения, и наоборот; схемы управления ключами; запоминающие элементы (конденсаторы); схемы коррекции.

Отечественной промышленностью создана ИС УВХ типа КР1100СК2 (рис. 6). Микросхема выполнена на кристалле размером $1,7 \times 2,1$ мм по планарно-эпитаксиальной технологии с изоляцией $p-n$ -переходами, скрытым слоем n^+ -типа и содержит 134 элемента. В состав УВХ входят: входной и выходной усилители, аналоговые ключи, схемы управления ключами, стабилизатор напряжения [8].

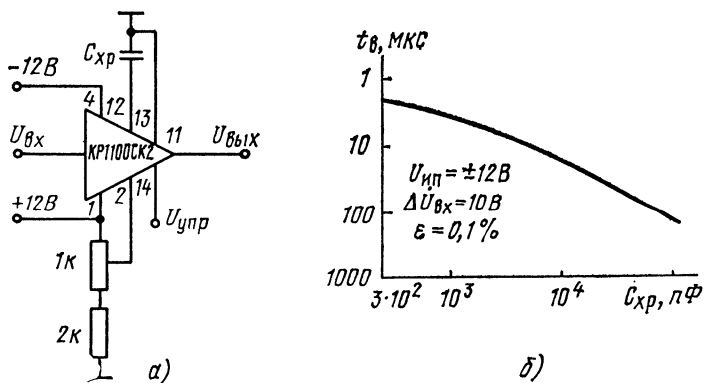


Рис. 6. Микросхема УВХ типа КР1100СК2:

а — типовая схема включения; б — зависимость времени выборки $t_в$ от емкости $C_{хр}$

Входной и выходной усилители выполняют роль буферов и обеспечивают развязку между входом и внешним запоминающим конденсатором. Во входном усилителе УВХ используются $n-p-n$ -супер-бета-транзисторы, что определяет высокое входное сопротивление схемы (более 10 МОм) и малые входные токи (десятки нА). В выходном усилителе со 100%-ной отрицательной обратной связью для снижения скорости спада напряжения применены p -канальные ПТ с управляющим $p-n$ -переходом. Схема управления ключами представляет собой дифференциальный усилитель на $n-p-n$ -транзисторах и предназначена для преобразования цифровых сигналов соответствующего уровня, поступающих на вывод 14УВХ, в сигналы управления. При подаче напряжения более 1,5 В УВХ переводится в режим выборки. Если

этот сигнал не превышает указанного уровня, то УВХ переходит в режим хранения. В качестве стабилизатора порогового напряжения используется стабилитрон. Таким образом, переход УВХ из режима в режим осуществляется управляемым переключением аналоговых ключей. Микросхема К1100СК2 обладает защитой от короткого замыкания по входу и выходу. В принципиальную схему УВХ введены элементы частотной коррекции при работе в режиме хранения, выполненные на основе конденсаторов.

Микросхема способна работать в двух режимах: выборки и хранения, — управление которыми осуществляется логическими сигналами КМОП и ТТЛ-уровня по выводу 14. В режиме выборки напряжение на запоминающем конденсаторе $C1$ достигает амплитуды напряжения входного сигнала и схема отслеживает его до поступления команды на переход в режим хранения. В этом режиме запоминающий конденсатор фиксирует значение входного сигнала. Типовая схема включения ИС УВХ показана на рис. 6. Основные электрические характеристики ИС К1100СК2 приведены ниже:

Время выборки t_B , мкс, не более	10
Апертурное время t_a , нс, не более	250
Скорость спада выходного напряжения в режиме хранения (при $U_{\text{вых}} = 5$ В), $vU_{\text{вых.хр}}$, мВ/мс, не более	5
Ток потребления $I_{\text{пот}}$, мА, не более	6,5
Прямое прохождение сигнала в режиме хранения $K_{\text{пр}}$, дБ, не менее (при $f = 1$ кГц, $C_{\text{хр}} = 10^4$ пФ, $U_{\text{вх}} = 5$ В)	—80
$T = 25 \pm 10^\circ\text{C}$; $U_{\text{н.п}} = \pm 12 \text{ В} \pm 10\%$; $C_{\text{хр}} = 10^3$ пФ	

Микросхема КР1100СК2 конструктивно оформлена в 14-выводном пластмассовом корпусе 201.14-1.

Аналоговые ключи и коммутаторы в устройствах преобразования информации используются для коммутации аналоговых сигналов между источником и нагрузкой с минимальными искажениями, квантования сигналов по уровню и во времени, конструирования функциональных элементов АЦП и ЦАП.

Аналоговый ключ (АКл) представляет собой электронное устройство, предназначенное для замыкания и размыкания электрической цепи с помощью управляющего напряжения или тока. В состав ИС АКл могут входить один или несколько электрически развязанных переключателей.

Как известно [2, 6], существуют последовательные, параллельные, последовательно-параллельные и параллельно-последовательные переключатели тока или напряжения. Основой для их построения служат диоды, биполярные и МОП транзисторы. Диодные переключатели из-за ряда недостатков почти не применяются. Чаще применяются комбинированные переключатели, использующие сочетание диодов и транзисторов.

Аналоговый коммутатор (АКм) представляет собой устройство, позволяющее выбирать требуемые аналоговые выходы и соединять с ними соответствующие аналоговые входы. В АКм может быть от одного до нескольких аналоговых входов. Сказанное ранее о конструкторско-технологических особенностях АКл справедливо и для АКм.

Микросхемы АКл и АКм характеризуют следующие параметры. *Коммутируемое напряжение* $U_{\text{ком}}$ — максимальное значение напряжения, подаваемого на аналоговые входы ключа или коммутатора. Ограничивается пробивными напряжениями переключателей и погрешностью передачи сигналов, что необходимо учитывать при выборе опорного напряжения в преобразователях. *Управляющее напряжение (ток)* $U_{\text{упр}}$ ($I_{\text{упр}}$) — значение напряжения (тока) на управляющем входе ключа или коммутатора, при котором обеспечиваются заданные уровни выходного напряжения. *Коммутируемый ток* $I_{\text{ком}}$ — значение тока в цепи аналогового входа в замкнутом состоянии переключателя. *Время включения* $t_{\text{вкл}}$ — интервал времени между спадами управляющего и выходного напряжений, измеренный на заданных уровнях. *Время выключения* $t_{\text{выкл}}$ — интервал времени между фронтами управляющего и выходного напряжений, измеренный на заданных уровнях. На практике часто используется *время переключения* $t_{\text{пер}}$, определяемое как наибольшее из времени включения и выключения. Параметры $t_{\text{вкл}}$ и $t_{\text{выкл}}$ переключателей определяют быстродействие большинства видов ЦАП. *Сопротивление в открытом состоянии (прямое сопротивление)* $R_{\text{отк}}$ — сопротивление замкнутого переключателя при заданных значениях коммутируемого напряжения или тока. Сопротивление открытого переключателя является источником погрешности нелинейности преобразователей. Поэтому при построении прецизионных АЦП и ЦАП стараются выбрать АКл с наименьшим сопротив-

лением переключателей в открытом состоянии. *Остаточное напряжение* U_0 — напряжение на замкнутом переключателе при значении коммутируемого тока, равном нулю. Оно суммируется с напряжением смещения нуля или абсолютной погрешностью коэффициента преобразования преобразователей. Наиболее выражено при появлении на входе (в случае ЦАП) кодовой комбинации из нулей (000...000) или единиц (111...111). Указанные параметры U_0 и $R_{отк}$ являются слагаемыми статической погрешности АКл и АКм. *Ток утечки аналогового входа (выхода)* $I_{ут}^{вх}$ ($I_{ут}^{вых}$) — значение тока в цепи аналогового входа (выхода) разомкнутого переключателя при максимальном значении коммутируемого напряжения. Токи утечки для АКл, выполненных на основе полевых транзисторов (ПТ), обусловлены качеством изоляции между затвором и каналом. И в том, и в другом случае они могут служить причиной появления на выходе ЦАП некоторого значения аналогового сигнала при нулевой кодовой комбинации на входе.

Как правило, в ИС преобразователей применяются последовательно-параллельные переключатели тока с гальванической развязкой цепей коммутации и управления, коммутирующие ток либо на нагрузку, либо на общую шину в зависимости от сигнала управления. Токковые переключатели наиболее часто используются в АЦП и ЦАП. Они обеспечивают высокое быстродействие и точность за счет постоянства коммутируемых токов, применения транзисторов в ненасыщенном режиме и др.

Широкое распространение в последние 5—7 лет получили АКл и АКм на ПТ. Микроэлектронные АКл и АКм чаще выполняются на основе ПТ с $p-n$ -переходами и МОП транзисторах с индуцированным каналом. Важной особенностью ПТ с $p-n$ -переходом является постоянство сопротивления в открытом состоянии независимо от изменений входного сигнала. При этом $R_{отк}$ зависит лишь от геометрических размеров канала, вида его проводимости и напряжения отсечки [3]. Закон изменения $R_{отк}$ при воздействии температуры окружающей среды близок к линейному. Полевые транзисторы с $p-n$ -переходом были первыми из ПТ, примененными в АКл. В настоящее время они используются только в гибридных АКл и АКм серии 284. Гальваническая раз-

вязка управляющей и коммутируемой цепей в них позволяет осуществлять коммутацию разнополярных и изменяющихся токов и напряжений. Микросхемы АКЛ на основе ПТ с $p-n$ -переходами не потребляют в статическом режиме тока по цепи управления и имеют малые токи утечки и остаточные напряжения. Недостатки ПТ связаны с малым диапазоном коммутируемых напряжений, трудностью изготовления, невозможностью получения на их основе ИС с высокой степенью интеграции.

Таблица 5

Параметр ¹	К590КН1	К590КН2	К501КН1
Сопротивление в открытом состоянии $R_{отк}$, Ом, не более	300	100	450
Время переключения $t_{пер}$, мкс, не более	1,0	0,5	2,5
Максимальный коммутируемый сигнал $U_{ком}$, В, не менее	± 5	± 10	± 5
Число каналов, не менее	8	4	16
Напряжение источника питания, В:			
$U_{и.п1}$	5,0	5,0	5,0
$U_{и.п2}$	-15,0	-15,0	-15,0

¹ Значения параметров указаны для температуры окружающей среды $T=25\pm 10$ °С и напряжений источников питания $U_{и.п} = \pm 15 \pm 10$ %.

Более предпочтительными являются технологичные МОП транзисторы, пригодные для изготовления микросхем АКЛ и АКМ высокой степени интеграции с возможностью объединения на одном кристалле ключевых и управляющих элементов. Это и обеспечило им широкое применение в ИС. Такие МОП транзисторы обладают большим входным сопротивлением ($10^{14} \dots 10^{15}$ Ом), что позволяет осуществить хорошую развязку между цепями коммутации и управления. Ток утечки МОП транзисторов составляет $10^{-10} \dots 10^{-12}$ А и с ростом температуры незначительно возрастает.

Наличие в АКЛ паразитных емкостей является причиной прохождения сигналов управления на вход переключателя и возникновения динамической погрешности. Современные микросхемы АКЛ содержат схемы управления, согласующие сигналы управления со стандартными логическими уровнями. Схема управления КМОП ключей потребляет ток только в моменты их переключе-

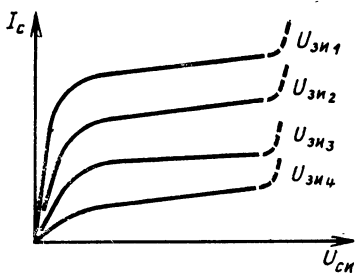


Рис. 7. Выходная характеристика МОП-транзистора

ния, что значительно снижает потребляемую мощность.

При построении умножающих ЦАП используется свойство линейности характеристики КМОП транзисторов, работающих в области малых значений напряжения стока U_c . Как видно из рис. 7, характеристика остается линейной в указанной зоне при любых значениях напряжения на затворе $U_з$, что

обеспечивает работу транзистора в режиме омического сопротивления. Переключатель в этом случае способен коммутировать разнополярные и изменяющиеся сигналы.

В отечественной промышленности КМОП технология использована при создании ряда микросхем АКЛ и АКМ, входящих в состав серий К590 и К591. Электрические параметры некоторых из них приведены в табл. 5. Микросхема К590КН1 объединяет 8 аналоговых КМОП ключей с общим выходом, управляемых дешифратором (ДШ) 1×8 , и содержит 72 элемента. В ней использованы КМОП транзисторы с кремниевыми затворами. При эксплуатации ИС К590КН1 не допускается подача каких-либо сигналов на вывод 11. Назначение остальных выводов микросхемы следующее:

- 1—7, 9 — аналоговые входы 1—7, 8;
- 8 — $U_{н.п1}$;
- 10 — аналоговый выход;
- 12 — блокирование;
- 13—15 — логические входы 2², 2¹, 2⁰;
- 16 — $U_{н.п2}$.

Состояние аналоговых входов определяется набором лог. 0 или лог. 1 на входах 13—15 и соответствует таблице истинности (табл. 6).

Микросхема К590КН2 представляет собой 4-канальный ключ с КМОП схемой управления и содержит 72 элемента. Принципиальная схема одного из ее каналов показана на рис. 8. При эксплуатации ИС К590КН2 запрещается подавать какие-либо сигналы на вывод 9. Недопустимо также подавать на выводы микросхемы

Уровень на логических входах				Открытый аналоговый вход	
2 ⁰	2 ¹	2 ²	Блокирование		
0	0	0	1	1	
1	0	0	1	2	
0	1	0	1	3	
1	1	0	1	4	
0	0	1	1	5	
1	0	1	1	6	
0	1	1	1	7	
1	1	1	1	8	
Любой уровень				0	Входы закрыты

сигналы до подачи питающих напряжений. Назначение остальных выводов микросхемы следующее:

- 2, 5, 11, 14 — аналоговые входы 1—4;
- 1, 6, 10, 15 — аналоговые выходы 1—4;
- 3, 4, 13, 12 — логические входы 1—4;
- 7 — общий;
- 8 — $U_{и.п1}$;
- 16 — $U_{и.п2}$.

Более сложной структурой обладают АКМ. Микросхема К591КН1 (рис. 9) предназначена для коммутирования аналоговых сигналов постоянного или переменного тока, поступающих с первичных измерительных пре-

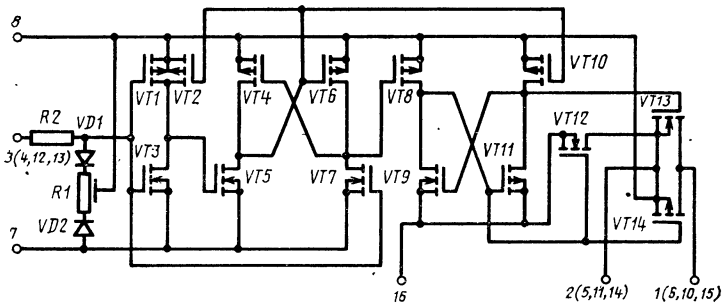


Рис. 8. Принципиальная электрическая схема одного канала аналогового ключа К590КН2

образователей. Это 16-канальный коммутатор со счетчиком и ДШ, обладающий возможностью последовательной и произвольной выборки аналоговых каналов. При изготовлении использованы КМОП транзисторы с крем-

ниевыми самосовмещающимися затворами. Назначение выводов ИС К591КН1 следующее:

- 1 — предустановка;
- 2 — предустановка каскада;
- 3 — блокирование;
- 4 — вход синхронизации;
- 5 — разрешение предустановки каскада;
- 6 — выход синхронизации;
- 7 — общий;
- 8—15, 17—24 — аналоговые входы 16—9, 1—8;
- 16 — $U_{и.п1}$;
- 27 — тактовый вход;
- 28—31 — входы $2^0, 2^1, 2^2, 2^3$;
- 32 — $U_{и.п2}$.

Схема содержит 318 элементов. Вход «Предустановка» (вывод 1) предназначен для выбора режима работы счетчика ИС в режимах произвольного или последовательного опроса каналов. При подаче напряжения лог. 0 на вывод 1 блокируется информация, поступающая на

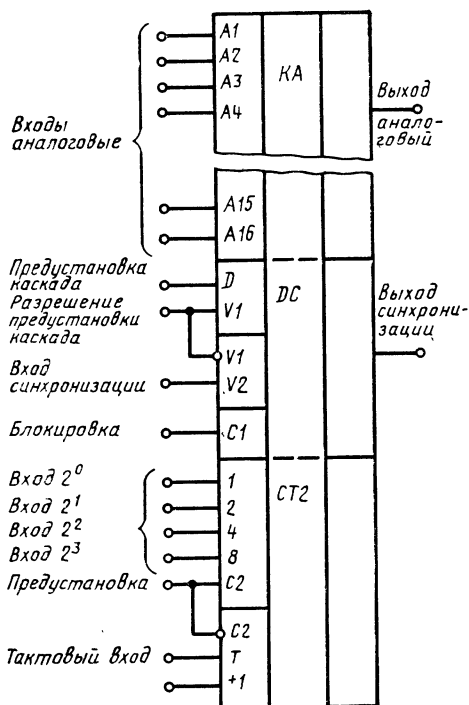


Рис. 9. Функциональная схема аналогового ключа К591КН1

тактовый вход (вывод 27) и осуществляется адресный опрос каналов. Для организации последовательного опроса на вывод 1 подают напряжение лог. 1. Выбор каналов в режиме произвольного опроса осуществляется подачей на выводы 28—31 сигналов в соответствии с таблицей истинности (табл. 7). Тактовый вход (вывод 27) предназначен для реализации последовательного опроса каналов. На него допускается подача импульсов с частотой следования от 0 до 300 кГц (при $R_n=10$ кОм; $C_n=20$ пФ), длительностью 0,3 мкс, с интервалом меж-

Таблица 7

Логический уровень на управляющих входах					Открытый аналоговый вход	
2 ⁰	2 ¹	2 ²	2 ³	Блокирование		
1	1	1	1	1	1	
0	1	1	1	1	2	
1	0	1	1	1	3	
0	0	1	1	1	4	
1	1	0	1	1	5	
0	1	0	1	1	6	
1	0	0	1	1	7	
0	0	0	1	1	8	
1	1	1	0	1	9	
0	1	1	0	1	10	
1	0	1	0	1	11	
0	0	1	0	1	12	
1	1	0	0	1	13	
0	1	0	0	1	14	
1	0	0	0	1	15	
0	0	0	0	1	16	
Любой уровень					0	Входы закрыты

ду импульсами 2 мкс. Подачей напряжения лог. 0 на вывод 3 блокируется ДШ и включаются все каналы независимо от режима работы. Счетчик микросхемы находится при этом в рабочем состоянии. Выводы 2, 4, 5 используются для организации последовательной выборки в кольцевом режиме при подаче на них напряжения лог. 1. В других режимах работы ИС на указанные входы подается напряжение лог. 0. При эксплуатации микросхемы запрещается подавать электрические сигналы на вывод 26.

Ближайшие перспективы развития АКл и АКм связывают с повышением их точности и быстродействия за счет дальнейшего освоения МОП технологий.

Резистивные матрицы (РМ) определяют точность любого преобразователя, в состав которого они входят. Назначение РМ состоит в делении с заданными коэффициентами сигнала от источника опорного напряжения. Свойства РМ описываются следующими электрическими параметрами. *Номинальное сопротивление резистора* R_n — электрическое сопротивление, значение которого указано в нормативной документации. Его значение является исходным для отсчета отклонений в пределах допуска. *Допускаемое отклонение сопротивления резисторов от номинального* ΔR_n — отклонение действительного значения сопротивления от номинального, находящегося в пределах, установленных нормативной документацией. *Мощность рассеяния* $P_{рас}$ — максимальная мощность, которую резистор может рассеивать длительное время при непрерывной работе в заданных условиях. *Температурный коэффициент сопротивления* (ТКС) $\Delta\alpha/R$ — относительное изменение сопротивления резистора при изменении температуры окружающей среды. Обычно определяется как относительное изменение сопротивления резистора при изменении температуры на 1°C . *Коэффициент деления* K_d — отношение выходного напряжения ко входному (выходного сопротивления ко входному). *Относительная погрешность коэффициента деления* δK_d — отношение между абсолютной погрешностью коэффициента деления и его номинальным значением.

Выпускаемые промышленностью РМ можно разделить на две группы: общего применения и прецизионные. К РМ общего применения относятся ИС с параметрами: допустимое отклонение сопротивления резисторов от номинального $\pm 2; \pm 5\%$; температурный коэффициент сопротивления $(\pm 20 \dots \pm 200) \cdot 10^{-6}/1^\circ\text{C}$; относительная погрешность коэффициента деления $\pm 0,25; \pm 0,5\%$. К прецизионным РМ относятся ИС с параметрами: допустимое отклонение сопротивления резисторов от номинального $\pm 0,005 \dots 1,0\%$; температурный коэффициент сопротивления $(\pm 1 \dots \pm 50) \cdot 10^{-6} 1/^\circ\text{C}$.

В простейшем случае РМ представляют собой наборы резисторов (рис. 10). Такие матрицы серий К301 (К301НР7), К308 (К308НР12), К310 могут использоваться в параллельных АЦП в качестве последовательных делителей опорного напряжения. Число резисторов в РМ совпадает с числом разрядов преобразователя.

В ЦАП часто применяются РМ, состоящие из резисторов с номиналами, взвешенными по двоичному закону ($R = 2^n R$, где $n = 0, 1, 2, \dots$). Тогда токи в ветвях деления РМ также взвешены по двоичному закону $I_n = 2^n I$ ($n = 0, 1, 2, \dots$) и суммируются либо по общему проводу, либо на входе ОУ. Простота построения РМ, однако, приводит к существенным недостаткам преобразователей. Например, для построения n -разрядного ЦАП потребуются $n+1$ прецизионных резисторов различных номиналов. Разброс номиналов резисторов может быть достаточно большим, что увеличивает трудности изготовления, подгонки и стабилизации РМ. Коммутация и суммирование различных по значению разрядных токов приводят к дополнительной погрешности преобразователей, что в конечном счете ограничивает возможности по увеличению числа разрядов.

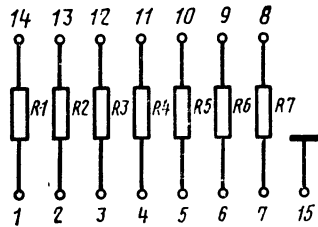


Рис. 10. Простейшая схема резистивной матрицы

Чаще других разработчики АЦП и ЦАП используют матрицы вида $R-2R$ (постоянного полного сопротивления), содержащие резисторы только двух номиналов, независимо от числа разрядов преобразователей. Матрицы $R-2R$ занимают существенно меньшую площадь на поверхности кристалла и позволяют снизить до минимума паразитные составляющие и связанные с ними погрешности преобразования. Кратность номиналов резисторов в РМ равна двум, что значительно упрощает технологию их изготовления и подгонки. Общее сопротивление такой РМ меньше, чем у предыдущей, что дает возможность улучшения температурной стабильности и быстродействия ИС преобразователей. Входное сопротивление для каждого из разрядных входов постоянно и равно R . Применение РМ $R-2R$ в ЦАП и АЦП также не лишено недостатков. Основной из них заключается в зависимости погрешности преобразования от точности начальной установки резисторов и изменения соотношения значений их сопротивлений. Матрицы вида $R-2R$ выпускаются промышленностью в составе серии К301 (рис. 11).

В ЦАП и АЦП используются и другие виды РМ (2—4—3R, 2—4—8—16—15R и т. п.). Например, в преобразователях, работающих с двоично-десятичными кодами, удобно применять матрицы вида 1—2—2—4R, выполняющие функцию параллельного делителя опорного напряжения [2] или матрицы серий К301 (К301НР11), К302 (К302НР4), К304 (К304ИП1, 2).

При изготовлении РМ в отечественной промышленности используются толстопленочная и тонкопленочная технологии.

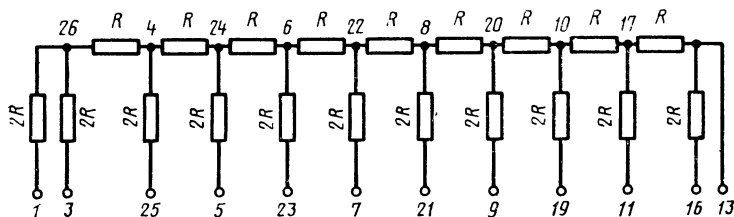


Рис. 11. Принципиальная электрическая схема РМ К301:
 $5,394 \text{ кОм} \geq R_1 \geq 4,606 \text{ кОм}$; $10,788 \text{ кОм} \geq 2R \geq 9,212 \text{ кОм}$

Толстопленочные резисторы характеризуются широким диапазоном воспроизводимых номиналов. Они применяются в основном в модульных микросхемах АЦП и ЦАП и имеют большие размеры, высокие значения ТКС, значительный разброс параметров и номиналов сопротивлений. Сопротивления толстопленочных резисторов изменяются от 5 Ом до 100 МОм. Допуски на сопротивление составляют $\pm 0,5 \dots 5\%$, а рассеиваемая мощность для прецизионных резисторов достигает 3 Вт/см².

Тонкопленочные резисторы применяются при изготовлении гибридных и полупроводниковых ИС преобразователей. Они могут выполняться на отдельном кристалле, входящем в состав ИС, или на окисной диэлектрической пленке, покрывающей кристалл микросхемы. Тонкопленочные резисторы имеют погрешность отношения номинальных сопротивлений 0,005...0,01%, погрешность номинального сопротивления до 1%, температурный коэффициент отношения сопротивлений $(1 \dots 2) \cdot 10^{-6}/\text{град}$. Тонкопленочная технология достаточно сложна, но обеспечивает высокую стабильность, точность и надежность работы РМ. Необходимая точность матрицы достигается эффективными, но дорогостоящими методами. Один из таких методов — лазерной подгонки — заключается в

удалении участков пленки резистора и изменении тем самым его сопротивления. Существуют и другие методы подгонки резисторов РМ.

При изготовлении полупроводниковых микросхем АЦП и ЦАП резистивные матрицы изготавливаются в объеме или на поверхности кристалла, содержащего активные элементы. Применение тонкопленочных матриц, выполненных на поверхности кристалла, позволяет создавать микросхемы АЦП и ЦАП с повышенной точностью (с числом разрядов более 8).

Для создания наиболее массовых 8-разрядных АЦП и ЦАП используются матрицы из диффузионных резисторов, выполняемых в объеме кристалла. Диффузионные резисторы более технологичны, поскольку изготавливаются в одном технологическом процессе с транзисторами. В качестве сопротивления используются объемные участки кремния, отделенные изолирующими $p-n$ -переходами. Но диффузионные резисторы не лишены недостатков, связанных с появлением паразитных распределенных емкостей переходов, токов утечки, возможности появления на их основе паразитных транзисторных структур и др. Занимаемая ими площадь может достигать до 40% всей площади кристалла. Изготовление диффузионных резисторов допускает отклонения от расчетных значений сопротивлений до 10..15%. На смену традиционной диффузионной технологии в настоящее время пришла технология ионного легирования. Она не требует высокотемпературного нагрева и жесткого контроля за количеством вводимой примеси. Эти свойства технологии обеспечиваются возможностью управления энергией пучка ионов. Ионно-легированные резисторы занимают значительно меньшую площадь, чем диффузионные.

Достоинствами обладают и резисторы, выполненные на основе высоколегированного поликремния. Исходным слоем поликремния может служить слой для формирования затворов транзисторов. Существует оригинальный метод подгонки [9] значений сопротивлений поликремниевых резисторов регулируемые токами. Подгонку можно производить уже после монтажа кристалла в корпусе ИС. Трудности изготовления указанных резисторов связаны прежде всего с получением бездефектного поверхностного слоя поликремния и качеством легирования.

Источники опорного напряжения (ИОН) используются в преобразователях для питания резистивных делителей, подачи порогового напряжения на устройства сравнения, компенсации преобразуемой аналоговой величины и т. д. Основой ИОН, как правило, являются интегральные линейные стабилизаторы напряжения, которые характеризуются рядом электрических параметров. Далее приведены наиболее важные из них.

Максимальное (минимальное) входное напряжение $U_{вх}$ — наибольшее (наименьшее) входное напряжение, при котором обеспечиваются заданные значения параметров стабилизатора. *Номинальное выходное напряжение* $U_{вых}$ — заданное значение напряжения конкретного стабилизатора. Для регулируемых стабилизаторов напряжения нормируют верхний (нижний) предел регулировки выходного напряжения — наибольшее (наименьшее) значение выходного напряжения, при котором обеспечиваются заданные значения параметров стабилизатора. *Ток нагрузки* I_n — по ГОСТ 19480—74. *Ток потерь* I_p — разность между токами на входе и выходе стабилизатора. *Допустимый разброс выходного напряжения* — наибольшее значение отклонения выходного напряжения от номинального. *Нестабильность по напряжению* — относительное изменение выходного напряжения стабилизатора при заданном изменении входного напряжения, приведенное к изменению входного напряжения на 1 В. Часто вместо указанного параметра используют *коэффициент нестабильности по напряжению* ΔK_U , определяемый как отношение относительного изменения выходного напряжения к вызвавшему его относительно-му изменению входного напряжения. *Нестабильность по току* — относительное изменение выходного напряжения стабилизатора при заданном изменении выходного тока. Вместо указанного параметра часто используется *коэффициент нестабильности по току* ΔK_I , определяемый как отношение относительного изменения выходного напряжения к вызвавшему его относительно-му изменению тока нагрузки. *Напряжение шумов* $U_{ш}$ — действующее значение выходного напряжения шумов стабилизатора в заданном режиме и в заданном диапазоне частот. *Рассеиваемая мощность* $P_{рас}$ стабилизаторов напряжения определяется так же, как и для других ИС, в соответствии с ГОСТ 19480—74. Следует отметить, что рассеиваемая мощность для регулируемых стабилизаторов не

включает мощность, рассеиваемую внешним делителем. При построении схем преобразователей используют внешние или внутренние (встроенные) ИОН. В качестве внешних ИОН используются ИС (ГИС) для высокостабильных источников вторичного электропитания ИВЭП. Интегральные стабилизаторы напряжения бывают с однополярным или фиксированным выходным напряжением, с биполярным входным и выходным напряжением. К таким стабилизаторам напряжения относятся выпускаемые отечественной промышленностью ИС серии К142.

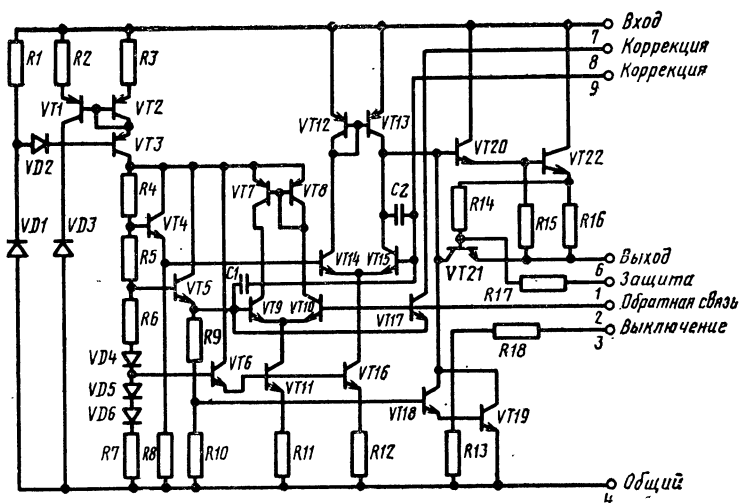


Рис. 12. Принципиальная электрическая схема ИС К142ЕН3

Принципиальная электрическая схема функционально-полного (т. е. практически не требующего подключения внешних цепей или элементов) интегрального стабилизатора с фиксированным выходным напряжением К142ЕН5 (А, Б) приведена на рис. 13. Схема включает элементы внутренней компенсации (VT4, VT5 с R5 и R6) температурного дрейфа опорного напряжения, термокомпенсации усилителя (VT9, VT3), элементы запуска (VT1, R1), защиты от перегрузок (VT13, R13—R16), тепловой защиты (VT11, VT12, VD1, R11 и R12) и т. д.

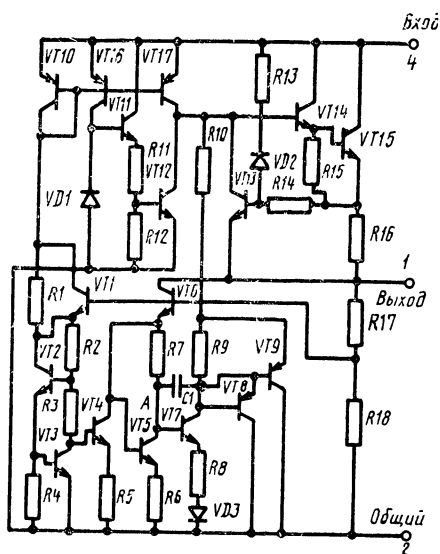


Рис. 13. Принципиальная электрическая схема ИС К142ЕН5

Двухкаскадный интегральный стабилизатор напряжения типа К142ЕН3 (рис. 12) состоит из источника опорного напряжения $VD1 \dots VD6$, $VT1 \dots VT6$, $R1 \dots R10$; схемы сравнения и усиления сигнала рассогласования $VT7 \dots VT17$; регулирующего элемента $VT20$, $VT22$, $R11$, $R12$; блока защиты от перегрузок $VT21$, $R14 \dots R17$ и теплового перегрева $VT18$, $VT19$; устройства выключения внешним сигналом $VT19$, $R13$ [10]. Блок защиты от перегрузок срабатывает при превышении на 20 ... 25% предельно допустимого тока нагрузки,

а блок защиты от перегрева выключает стабилизатор при достижении температуры $175 \pm 10^\circ\text{C}$.

Среди стабилизаторов напряжения с биполярным входным и выходным напряжением следует выделить ИС К142ЕН6 [10]. Основные электрические параметры некоторых ИС стабилизаторов напряжения серии К142 приведены в табл. 8.

Таблица 8

Параметр	К142ЕН3	К142ЕН5	К142ЕН6
Ток нагрузки I_n , А, не более	1,0	3,0	0,4
Максимальное входное напряжение $U_{вх}$, В, не более	45	35	4
Номинальное выходное напряжение $U_{вых}$, В, не менее	3...30	5...6	$\pm 5 \dots \pm 25$
Коэффициент нестабильности по напряжению K_U , % В, не более	0,05	0,05	0,005
Коэффициент нестабильности по току K_I , % А, не более	0,5	3,0	0,02
Рассеиваемая мощность $P_{рас}$, Вт, не более	4	10	4

Встроенные ИОН представляют собой элементы функционально-полных БИС преобразователей. Наилучшие параметры встроенных ИОН достигаются на основе стабилитронов со скрытой структурой. Они обладают малым уровнем собственных шумов (поскольку лавинный пробой происходит в объеме кремния) и высокой температурной стабильностью. Область p^+ -базы $n-p-n$ -транзистора перекрывает участок p -области, полученный методом изолирующей диффузии. Участок перекрытия двух областей имеет высокую концентрацию носителей p^+ -типа. В образующемся переходе между участком перекрытия p^+ - и n^+ -областями коллектора зона с максимальной концентрацией носителей p -типа находится под диффузионной n^+ -областью. В этом случае происходит смещение области пробоя с поверхности кристалла внутрь его объема, что предохраняет стабилитрон от воздействия поверхностных дестабилизирующих зарядов [11]. Подобный принцип изготовления встроенного ИОН со скрытой структурой использован в БИС АЦП типа К1113ПВ1 (рис. 14).

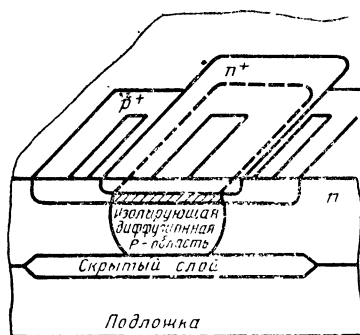


Рис. 14. Встроенный источник опорного напряжения на основе стабилитрона со скрытой структурой

2. Основные принципы работы АЦП и ЦАП

Микроэлектронные ЦАП в общем случае можно разделить на преобразователи с прямым и промежуточным преобразованием.

Преобразователи с прямым преобразованием делятся на последовательные, параллельные и последовательно-параллельные. Большинство микроэлектронных ЦАП — параллельного типа. В основу их работы положено суммирование токов, соответствующих весам разрядов преобразователя. В состав простейшей схемы параллельного ЦАП обычно входят: ИОН, резистивные или активные делители, ключевые элементы, ОУ. Для повышения быстродействия ЦАП обычно используют матрицы с малыми значениями сопротивлений. Однако при этом снижается точность преобразования. В качестве делителей в схеме чаще применяются матрицы $R-2R$ и взвешенных резисторов. Суммирование токов, образованных подключением соответствующих источников, производится ОУ.

Вместо резистивных делителей в параллельных ЦАП могут быть использованы активные делители тока. Типовая схема такого преобразователя содержит, как правило, источник опорного тока, делители тока по числу разрядов входного кода, ключевые элементы, суммирующий ОУ, вспомогательные элементы. Широко распространены транзисторные делители тока с согласованными параметрами. При условии идентичности параметров, электрических режимов и нагрузки транзисторной пары общий эмиттерный ток делится пополам. Последовательным делением тока на два образуется двоичный ряд токов. При потенциале, соответствующем лог. 1, разрядный весовой ток через переключатель поступает на суммирующий ОУ. В противном случае происходит его отключение от ОУ.

Известны ЦАП, в которых входной код вначале преобразуется в промежуточную величину, представленную длительностью или частотой следования импульсов, а затем преобразуется в соответствующий выходной сигнал. Код записывается в регистр, сигнал с выхода которого управляет подключением источника эталонного напряжения на вход низкочастотного фильтра. Фильтр выделяет из серии промежуточных сигналов среднее значение или постоянную составляющую напряжения, пропорциональную входному коду.

Микроэлектронные ЦАП обладают рядом функциональных особенностей. Они могут, например, работать с постоянным или изменяющимся напряжением от ИОН. Преобразователи, работающие с изменяющимся опорным напряжением, называют умножающими. В умножающих ЦАП применяются токовые ключи на основе МОП транзисторов в режиме малых напряжений стока, что дает им возможность работать с опорным напряжением произвольных знака и формы. Выходной сигнал такого ЦАП может располагаться в любом из четырех квадрантов в зависимости от знаков, принимаемых сомножителями в уравнении: $U_{вых} = KU_{оп}F(t)$, где K — коэффициент передачи (функция кода); $U_{оп}$ — опорное напряжение; $F(t)$ — функция изменения $U_{оп}$. Для переменного опорного напряжения уравнение примет вид $U_{вых} = KU_{оп} \sin \omega t$. Наконец, умножающие ЦАП способны преобразовывать изменяющийся сигнал от ИОН в выходной сигнал $U_{вых}$ при заданном и постоянном входном коде.

Микроэлектронные ЦАП могут быть функционально завершенными, т. е. способными работать в автономном режиме, и функционально не завершенными, требующими для работы внешних дополнительных устройств. Как правило, это микросхемы УВХ, ИОН, буферных регистров сопряжения и др. По возможности сопряжения с цифровыми схемами различают преобразователи с непосредственным сопряжением и сопряжением через буферные устройства, объединяющие, как правило, буферный регистр кратковременной памяти с параллельным вводом — выводом цифровой информации и тремя логическими состояниями, а также управляющую логику, работающую по программе от МП или микро-ЭВМ.

Микросхемы ЦАП способны работать с различными видами входных цифровых кодов: двоичным (прямым и обратным), дополнительным (прямым и обратным), двоично-десятичным, Грея и другими кодами, подробно описанными в [6, 16, 17].

Преобразователи могут быть одно- и многоканальными. Многоканальная работа обеспечивается либо объединением в одной БИС нескольких идентичных ЦАП, работающих независимо друг от друга, либо использованием на выходе микросхемы коммутатора каналов.

Существуют ЦАП с выходом по току или по напряжению, с дискретным или непрерывным выходным сигналом, униполярные или работающие в режиме биполярного тока.

Микроэлектронные АЦП по способу преобразования разделяют на последовательные, параллельные и последовательно-параллельные.

В последовательных АЦП входной аналоговый сигнал (далее входной сигнал) уравнивается либо суммой эталонов, т. е. минимальных для данного преобразователя и равных друг другу мер (АЦП счета), либо набором из n эталонов, выработанных внутри преобразователя (где n — число разрядов АЦП) и взвешенных по двоичному закону (АЦП сравнения). К последовательным АЦП счета относят преобразователи с накоплением, без промежуточного преобразования, с промежуточным преобразованием и интегрирующие [12].

К АЦП без промежуточного преобразования можно отнести преобразователи напряжение — частота. Частота повторения выходных импульсов таких преобразователей пропорциональна значению входного сигнала. Среди АЦП с промежуточным преобразованием чаще других используются преобразователи во временной интервал и частоту. В первом случае происходит последовательное преобразование входного сигнала во временной интервал и временного интервала в цифровой код. Во втором случае осуществляется последовательное преобразование входного сигнала в импульсы соответствующей частоты от генератора плавающей частоты, которые затем подсчитываются счетчиком за определенный интервал времени. Число зафиксированных импульсов пропорционально входному сигналу.

Распространение получили интегрирующие АЦП с 2-тактным интегрированием и с дискретной обратной связью. В преобразователях с двухтактным интегрированием выделяют АЦП с интегрированием входного сигнала за постоянный интервал времени и с интегрированием входного сигнала до заданной величины. Принцип их действия сводится к следующему: в первом такте интегрируется входной сигнал, во втором — противоположный ему по знаку опорный сигнал. Окончание первого такта интегрирования является началом второго. В течение выбранного такта интегрирования ведется счет импульсов, который прекращается в момент равенства нулю сигнала на выходе интегратора. Число зафиксированных счетчиком импульсов пропорционально входному сигналу АЦП [14].

В интегрирующих АЦП с дискретной обратной связью осуществляется одновременное измерение входного сигнала и счет импульсов генератора в течение цикла преобразования. На входе интегратора происходит управляемый специальным устройством процесс суммирования или вычитания эталонных токов, поддерживающих выходное напряжение интегратора равным опорному. Число импульсов в счетчике пропорционально входному сигналу и определяется временем, необходимым для уравнивания заряда в конденсаторе интегратора эталонными токами [15].

Аналого-цифровые преобразователи сравнения конвейерного типа представляют собой достаточно сложные схемы с большим числом аналоговых устройств. В последнее время они не находят широкого распространения в связи с появлением микросхем быстродействующих параллельных АЦП.

В каскадных АЦП сравнения можно выделить преобразователи с постоянными и переменными порогами, кодом Грея. В наиболее простых преобразователях с переменными порогами в каждом раз-

ряде преобразования используется компаратор. Пороговое напряжение первого компаратора (старшего разряда) постоянно и равно половине опорного напряжения $1/2 U_{оп}$. Порог срабатывания второго компаратора изменяется с помощью одноразрядного ЦАП, управляемого первым компаратором, и соответствует $3/4 U_{оп}$. Порог срабатывания n -го компаратора изменяется с помощью соответствующего ЦАП, управляемого предыдущими компараторами, и равен $U_{оп}(2^n - 1)/2^n$, где n — число разрядов АЦП. Цифровая информация получается с выхода каждого из n компараторов.

Наибольшее распространение среди АЦП сравнения получили преобразователи, реализующие принцип последовательных приближений. В АЦП последовательных приближений используются, как правило, ЦАП в цепи ОС и счетчик или регистр в качестве устройства управления. Сравнение входного сигнала с опорным ведется, начиная со значения $1/2 U_{оп}$, соответствующего старшему разряду выходного кода. Таким образом, n -разрядное преобразование выполняется всего за n тактов приближений. Разновидностью АЦП последовательных приближений являются преобразователи следящего типа, использующие реверсивный счетчик. В зависимости от результата сравнения входного и компенсирующего сигналов ОС он изменяет код на входе ЦАП в цепи ОС таким образом, чтобы код на выходе АЦП поддерживался около заданного значения с требуемой точностью.

В работе параллельных АЦП общим является то, что преобразуемый сигнал подается сразу на ряд параллельно включенных компараторов. Для получения цифрового кода сигналы с выходов компараторов обрабатываются в кодирующем устройстве. Параллельные АЦП являются наиболее быстродействующими и в последнее время получили значительное развитие в связи с достижениями в области изготовления БИС и СБИС.

В последовательно-параллельных АЦП используется сочетание методов последовательного и параллельного преобразования. В простейшем случае два и более параллельных АЦП работают последовательно во времени. Первый АЦП вырабатывает n старших разрядов выходного кода. Цифровая информация с выхода АЦП поступает на вход ЦАП, результат преобразования которого сравнивается с входным сигналом. Получившийся остаток поступает на вход другого АЦП для получения m младших разрядов выходного кода [13]. Микроэлектронным АЦП присущи расширенные функциональные возможности, позволяющие использовать их в современных системах управления и обработки данных на основе МП и микроЭВМ [12].

3. Параметры и характеристики АЦП и ЦАП

Система электрических параметров преобразователей, отражающая особенности их построения и функционирования, объединяет несколько десятков параметров. Далее приведены важнейшие из них, рекомендованные для включения в нормативно-техническую документацию и наиболее полно описывающие работу преобра-

зователей в статическом и динамическом режимах при воздействии внешних факторов. Международные буквенные обозначения электрических параметров указаны в скобках.

Число разрядов b (b) — количество разрядов кода, связанного с аналоговой величиной, которое может воспринимать ЦАП или вырабатывать АЦП. Для двоичных АЦП и ЦАП в соответствии с ГОСТ 24736—81 под числом разрядов понимается двоичный логарифм максимального числа кодовых комбинаций на входе ЦАП или выходе АЦП.

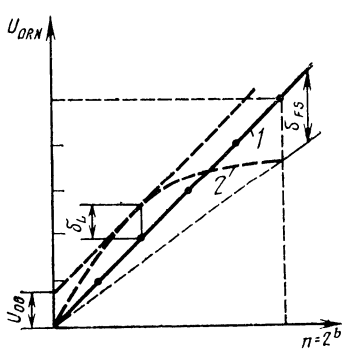


Рис. 15. К определению δ_L , δ_{FS} , U_{00} :

1 — оговоренная прямая линия;
2 — действительная характеристика преобразования

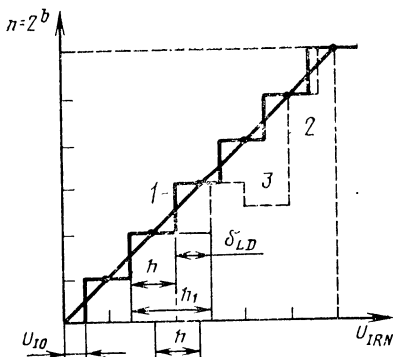


Рис. 16. К определению δ_{LD} и монотонности:

1 — линейная и 2 — действительная характеристика преобразования;
3 — немонотонный участок характеристики

Коэффициент преобразования $K_{пр}(G)$ — отношение приращения выходного сигнала к приращению входного сигнала для линейной характеристики преобразования.

Абсолютная погрешность преобразования в конечной точке шкалы $\delta_{пш}(\delta_{FS})$ — отклонение значения входного для АЦП и выходного для ЦАП напряжения (тока) от номинального значения, соответствующего конечной точке характеристики преобразования (рис. 15). Для АЦП и ЦАП, работающих с опорным напряжением от внешнего источника, $\delta_{пш}$ определяется без учета вносимой ИОН погрешности. Измеряется $\delta_{пш}$ в единицах младшего разряда преобразования (МР). В технической ли-

температуре используется также и другой термин — *мультипликативная погрешность*.

Напряжение смещения нуля на входе $U_{вх_0}$ (U_{10}) — приведенное ко входу напряжение, характеризующее отклонение начала характеристики АЦП от заданного значения (рис. 16). Измеряется $U_{вх_0}$ в единицах МР.

Напряжение смещения нуля на выходе $U_{вых_0}$ (U_{00}) — напряжение постоянного тока на выходе ЦАП при входном коде, соответствующем нулевому значению выходного напряжения (см. рис. 15). Измеряется в единицах МР. Значение напряжения смещения нуля на входе — выходе преобразователей определяет параллельный сдвиг действительной характеристики преобразования и не вносит нелинейности. В технической литературе указанные параметры иногда называют *аддитивной погрешностью*.

Нелинейность ЦАП δ_L (δ_L) — отклонение действительной характеристики преобразования от оговоренной прямой линии (см. рис. 15). *Нелинейность АЦП* δ_L (δ_L) — отклонение от оговоренной прямой линии точек характеристики преобразования, делящих пополам расстояние между средними значениями уровней квантования (см. рис. 16). Нелинейность измеряется в процентах от значения диапазона входного (выходного) сигнала или в единицах МР. Под оговоренной прямой линией понимают идеализированную линейную характеристику преобразования, относительно которой действительная характеристика имеет минимальную нелинейность. Распространен вариант ее проведения через начальную (нулевую) и конечную точки шкалы преобразования.

Дифференциальная нелинейность δ_{LD} (δ_{LD}) — отклонение разности двух аналоговых сигналов, соответствующих соседним кодам, от значения единицы МР (см. рис. 16). Измеряется δ_{LD} в процентах от значения диапазона входного (выходного) сигнала или в единицах МР. Превышение δ_{LD} значения ± 1 МР приводит к немонотонности характеристики преобразования.

Монотонность характеристики преобразования — идентичность знака приращения мгновенных значений входного и выходного сигналов преобразователя (см. рис. 16).

Коэффициент разделения каналов $K_p(K_c)$ — уровень подавления прохождения сигналов между каналами преобразователя. Данный параметр имеет значение для многоканальных АЦП и ЦАП.

Время преобразования $t_{прб}(t_c)$ — интервал времени от момента заданного изменения сигнала на входе АЦП (аналоговом или цифровом) до появления на его выходе соответствующего устойчивого кода.

Максимальная частота преобразования $f_{прб\ max} \times (f_c\ max)$ — наибольшая частота дискретизации, при которой заданные параметры соответствуют установленным нормам.

Время установления выходного напряжения или тока $t_{устU}, t_{устI}(t_{SU}, t_{SI})$ — интервал времени от момента заданного изменения кода на входе ЦАП до момента, при котором выходное аналоговое напряжение или ток окончательно войдут в зону шириной 1 МР или другой оговоренной величины, симметрично расположенную относительно установившегося значения (рис. 17).

Существуют и другие, менее характерные для преобразователей параметры, входящие в состав важнейших для АЦП и ЦАП, определения которых даны в ГОСТ 19480—74. В их числе: входное напряжение высокого уровня $U^1_{вх}(U_{IH})$; входное напряжение низкого уровня $U^0_{вх}(U_{IL})$; выходное напряжение высокого уровня $U^1_{вых}(U_{OH})$; выходное напряжение низкого уровня $U^0_{вых}(U_{OL})$; ток утечки на выходе $I_{ут,вых}(I_{OLK})$; ток потребления $I_{пот}(I_{cc})$; диапазон входного напряжения $\Delta U_{вх}(U_{IRN})$; диапазон выходного напряжения $\Delta U_{вых} \times (U_{ORN})$; диапазон выходного тока $\Delta I_{вых}(I_{ORN})$ и некоторые другие.

Коэффициент влияния нестабильности источников питания и ИОН определяется для параметров АЦП и ЦАП в соответствии с ГОСТ 19480—74.

Коэффициент проникновения K_{ft} наиболее важен для умножающих ЦАП и определяется отношением амплитуды сигнала на выходе ЦАП к амплитуде переменной

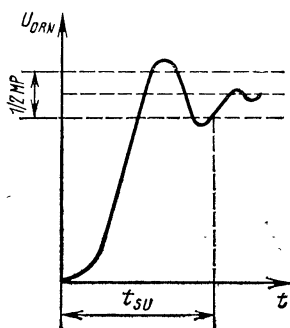


Рис. 17. К определению t_{sv}

составляющей опорного напряжения при входном коде, запрещающем его коммутацию. Проникновение опорного напряжения на выход ЦАП происходит за счет паразитных емкостей разомкнутых разрядных ключей.

Выброс выходного напряжения (тока) gI определяется амплитудой импульса напряжения (тока) на выходе ЦАП при заданном изменении кода (рис. 18). Одна из причин возникновения выбросов заключается в неидентичности характеристик переключения аналоговых переключателей в разрядах ЦАП. Наиболее значительны выбросы при смене кодовой комбинации 011...11 на 100...00. Тогда в переключении участвуют все разрядные переключатели и возможен один из двух вариантов

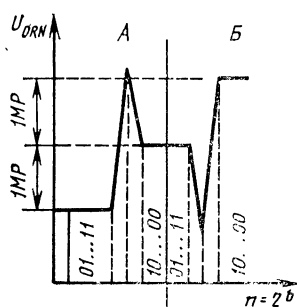


Рис. 18. К определению выбросов выходного напряжения (тока) gI

(А или Б), показанных на рис. 18. Если переключатель старшего разряда ЦАП замкнется раньше, чем разомкнутся переключатели младших разрядов (вариант А), то на выходе преобразователя появится положительный выброс. Если же переключатель старшего разряда разомкнется позже, чем это сделают переключатели младших разрядов (вариант Б), то на выходе ЦАП появится отрицательный выброс.

Температурная стабильность АЦП и ЦАП характеризуется температурными коэффициентами напряжения (тока), смещения нуля на входе $U_{I0}(I_{I0})$ и выходе $U_{O0}(I_{O0})$ нелинейности δ_L , дифференциальной нелинейности δ_{LD} , абсолютной погрешности преобразования в конечной точке шкалы δ_{FS} . Определения температурных коэффициентов на указанные параметры даются в соответствии с ГОСТ 19480—74. Существенное влияние на дрейфовые параметры АЦП и ЦАП оказывает температурный дрейф ИОН. Как следует из [8], в преобразователях, работающих с биполярным входным сигналом, этот дрейф влияет на $U_{I0}(I_{I0})$, $U_{O0}(I_{O0})$ и δ_{FS} и приводит либо к параллельному сдвигу характеристики преобразования, либо к ее повороту относительно точки отрицательного предела диапазона преобразуемого сигнала. Для униполярных преобразователей поворот харак-

теристики происходит относительно нулевой точки. Температурные дрейфы δ_L и δ_{LD} вызваны неравенством температурных коэффициентов элементов, образующих ЦАП. Нестабильность параметров U_{IO} , U_{OO} , δ_{FS} при воздействии температуры вызвана дрейфовыми изменениями характеристик каскадов ОУ.

4. Микросхемы АЦП и ЦАП

4.1. Микросхемы серии К572

Микросхемы серии К572, выполняемые по КМОП технологии, предназначены для построения РЭА различного назначения, использующей цифровые методы обработки, передачи или отображения информации и не требующей высокого быстродействия. Достоинствами серии являются низкая потребляемая мощность, совместимость со стандартными ТТЛ и КМОП уровнями, возможность работы от одного источника питания и др. К недостаткам относятся умеренное быстродействие и критичность ИС к пробое статическим электричеством в процессе монтажа и наладки. Серия состоит из универсального 10-разрядного ЦАП типа К572ПА1, универсального 12-разрядного ЦАП типа К572ПА2 с двумя входными регистрами для хранения входной информации, многофункционального 12-разрядного АЦП последовательного приближения типа К572ПВ1 с микропроцессорной организацией управления и ввода — вывода данных, АЦП с двухтактным интегрированием типа К572ПВ2 для измерительных приборов с 3,5-декадными светодиодными индикаторами.

Микросхемы предназначены для эксплуатации в диапазоне температуры окружающей среды от -10 до $+70^\circ\text{C}$. Относительная влажность воздуха не должна превышать 98% при температуре 35°C . В процессе производства микросхем параметры элементов стабилизируются термо- и термотоковыми тренировками, что обеспечивает высокую надежность работы АЦП и ЦАП в течение всего времени эксплуатации.

Микросхема ЦАП К572ПА1. Микросхема 10-разрядного умножающего ЦАП К572ПА1 является универсальным структурным звеном для построения микроэлектронных ЦАП, АЦП и управляемых кодом делителей тока. Благодаря малой потребляемой мощности,

достаточно высокому быстродействию, возможности реализации полного двух- и четырехквadrантного умножения, малым габаритам ЦАП К572ПА1 находит широкое применение в различной аппаратуре. Все элементы ЦАП выполнены в одном кристалле, размещенном в герметичном 16-выводном металлокерамическом корпусе с двухрядным расположением выводов типа 201.16-8. В состав кристалла входят прецизионная РМ типа $R-2R$, токовые ключи на МОП транзисторах и входные усилители-инверторы, обеспечивающие управление ключами от стандартных уровней цифрового сигнала. Микросхема работает с прямым параллельным двоичным кодом. Для ее функционирования необходимы внешние ИС ИОН и выходного ОУ. Назначение выводов микросхемы указано ниже:

1 — аналоговый выход;	10 — цифровой вход;
2 — аналоговый выход;	11 — " " " ;
3 — общий;	12 — " " " ;
4 — цифровой вход (СР);	13 — цифровой вход (МР);
5 — " " " ;	14 — напряжение источника пита-
6 — " " " ;	ния U_{cc} ;
7 — " " " ;	15 — опорное напряжение U_{REF} ;
8 — " " " ;	16 — вывод резистора обратной
9 — цифровой вход;	связи.

Ток I_0 задается ИОН и последовательно делится в узлах РМ по двоичному закону (рис. 19). Деление тока по двоичному закону основано на свойствах матрицы $R-2R$. Нетрудно убедиться, что приведенное к месту сечений AA' , BB' , ..., CC' сопротивление части резисторов, отсекаемой в направлении стрелок, равно $2R$. Таким образом, ток, втекающий в любой узел, делится на две равные части. Токи ветвей РМ поступают через ключевые МОП транзисторы на аналоговые выходы в зависимости от поступающего на усилители-инверторы кода. При поступлении на вход одного из разрядов ЦАП напряжения высокого уровня ($S_i=1$) ток соответствующей ветви РМ поступает на Вых. 1, а при подаче напряжения низкого уровня ($S_i=0$) — на Вых. 2. Двоичный закон распределения токов в ветвях РМ соблюдается при равенстве потенциалов выводов 1 и 2. Это обеспечивается подключением вывода 1 к инвертирующему входу ОУ, охваченного отрицательной обратной связью. Неинвертирующий вход ОУ соединяется с выводом 2 и с шиной «аналоговой земли». Напряжение на выходе ОУ пропорционально значению тока на Вых. 1. Резистор

$R_{o.c}$ определяет коэффициент преобразования и напряжение в конечной точке шкалы. В аналитической форме связь напряжения на выходе ОУ с кодом на входе определяется выражением

$$U_{ORN} = U_{REF} R_{o.c} (S_1 2^{n-1} + S_2 2^{n-2} + \dots + S_i 2^{n-i} + \dots + S_n 2^0) / R 2^n,$$

где S_i — значение цифрового сигнала на i -м цифровом входе; n — число разрядов преобразования. Разряд ко-

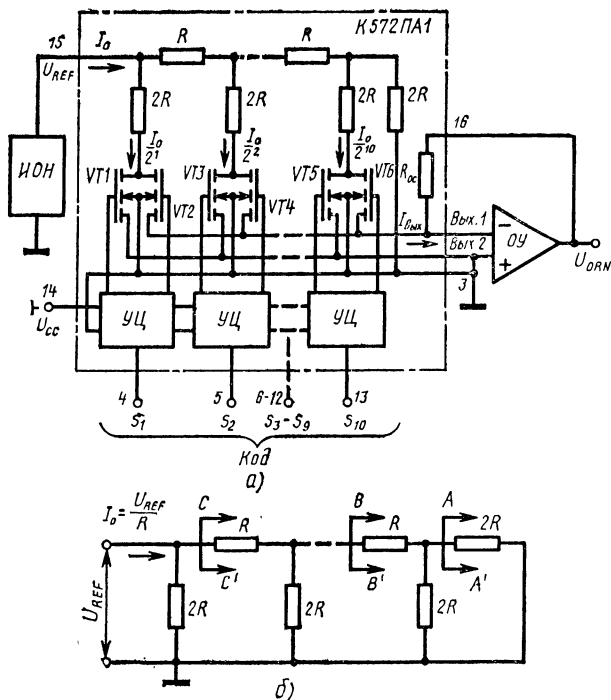


Рис. 19. Упрощенная структурная схема ЦАП К572ПА1 (а) и схема резистивной $R-2R$ матрицы (б)

да, обозначенный в формуле индексом 1, является старшим (СР), разряд с индексом n — младшим (МР).

Максимальное значение выходного напряжения (напряжения в конечной точке диапазона) при наличии лог. 1 во всех разрядах кода $U_{ORN} = U_{REF} R_{o.c} (1 - 2^{-n}) / R$. Минимальное выходное напряжение при лог. 0 во всех разрядах кода равно нулю. Шаг квантования, т. е. расчет-

ное приращение выходного напряжения при изменении входного кода на единицу младшего разряда, $h = U_{REF}R_{o.c}/R2^n$. Деление U_{REF} на $2^n - 1$ объясняется тем, что число изменений кодовых состояний на единицу меньше числа состояний. Поэтому реально напряжение в конечной точке шкалы $U_{ORN} = U_{REF}R_{o.c}/R - h$.

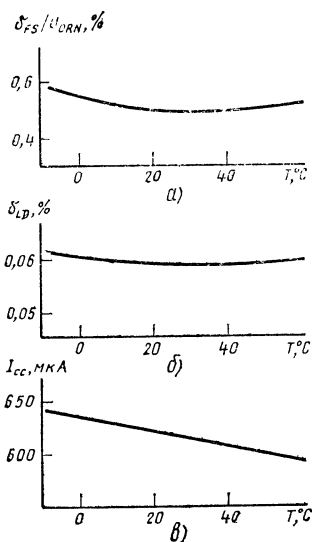


Рис. 20. Зависимости погрешности преобразования в конечной точке шкалы (а), дифференциальной нелинейности (б), тока потребления (в) ЦАП К572ПА1 от температуры

Для достижения стабильности основных параметров преобразования при воздействии внешних факторов резистор обратной связи $R_{o.c} = R$ размещен на кристалле микросхемы. При использовании ИОН с $U_{REF} = 10,24$ В и внутреннего резистора $R_{o.c}$ $U_{ORN} = 10$ В $h_H = 10$ мВ. Номинальное значение выходного тока составляет 1 мА, а фактическое может изменяться от 0,5 до 2,0 мА.

Линейность преобразования и основные параметры зависят в первую очередь от точности соблюдения отношений $R_{o.c}/R = 1$ и $R/2R = 0,5$ для всех звеньев РМ. Поэтому резисторы выполнены в виде идентичных по геометрическим размерам областей, одинаково ориентированных относительно осей кристалла. В качестве резистивного материала использована выращенная на поверхности кристалла методом вакуумного осаждения тонкая пленка хромосилицидного сплава с высокой стабильностью сопротивления. Транзисторы ключей выполнены так, что их сопротивление в проводящем состоянии достаточно мало и обратно пропорционально значению протекающего тока. Токи утечки закрытых МОП транзисторов в рабочем диапазоне температур малы.

Основные электрические параметры ЦАП К572ПА1 А—В приведены в табл. 9. Зависимости дифференциальной нелинейности, погрешности преобразования в

48

Параметр ¹	К572ПА1А	К572ПА1Б	К572ПА1В	К572ПА1Г
Дифференциальная нелинейность δ_{LD} , %	$\pm 0,1$	$\pm 0,2$	$\pm 0,4$	$\pm 0,8$
Абсолютная погрешность преобразования в конечной точке шкалы δ_{FS} , МР	± 30	± 30	± 30	± 30
Время установления выходного тока t_{SI} , мкс, не более	5	5	5	5
Ток потребления I_{co} , мА, не более	2	2	2	2

¹ Значения электрических параметров указаны для температуры окружающей среды $T=25\pm 10$ °С, напряжения источника питания $15\text{ В}\pm 1\%$, опорного напряжения $10,24$ В, уровней логических сигналов 0,8 и 3,6 В.

конечной точке шкалы и тока потребления от температуры приведены на рис. 20. Динамические свойства преобразователя К572ПА1 характеризуются временем установления выходного тока при включении СР и одновременном выключении всех остальных разрядов, т. е. на так называемом «главном переходе». При этом наблюдается наиболее длительный и сложный переходный процесс со значительными выбросами тока. Преобразователь К572ПА1 допускает работу при напряжении питания от 5 до 17 В. Зависимости параметров ЦАП от изменения U_{cc} приведены на рис. 21.

Нормы на электрические параметры ИС и возможность ее согласования по уровням с

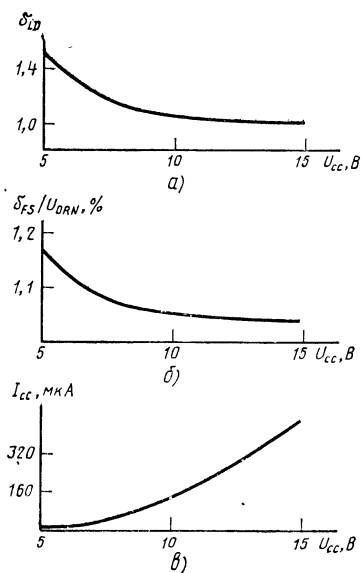


Рис. 21. Зависимости дифференциальной нелинейности (а), погрешности преобразования в конечной точке шкалы (б), тока потребления (в) ЦАП К572ПА1 от напряжения источника питания

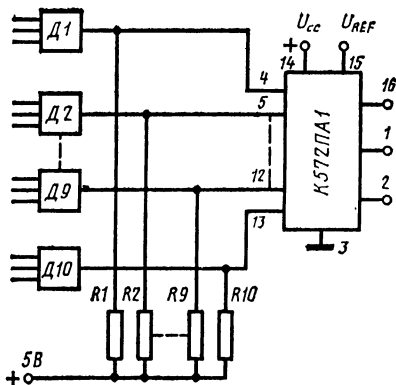


Рис. 22. Схема включения микросхемы К572ПА1 с ТТЛ-схемами: Д1—Д10 — ТТЛ схемы с открытым коллектором; R1—R10 — резисторы с сопротивлением 2—10 кОм

КМОП ЦИС обеспечиваются напряжением источника питания 15 В. Для работы ЦАП с ТТЛ схемами требуются дополнительные резисторы, обеспечивающие необходимое согласование уровней (рис. 22). Непосредственное согласование ИС с ТТЛ ЦИС возможно при напряжении источника питания 5 В. Однако электрические параметры преобразователя в этом случае ухудшаются.

Отличительной особенностью ЦАП К572ПА1 яв-

ляется возможность его работы в режиме умножающего преобразования. Независимость сопротивления открытых МОП транзисторов от амплитуды и направления протекающего тока позволяет изменять опорное напряжение по амплитуде и знаку в широких пределах без нарушения линейности преобразования. Преобразователь К572ПА1 допускает изменение опорного напряжения в пределах ± 17 В. Основная схема включения ЦАП (см. рис. 22) реализует двухквadrантное умножение. Схема для полного четырехквadrантного умножения (рис. 23) содержит дополнительный ОУ и внешний резистивный делитель. В этом случае ЦАП управляется смещенным двоичным кодом и способен вырабатывать выходной аналоговый сигнал обратной полярности.

Микросхема стабильна и надежна в работе, что обеспечивается малой мощностью потребления и незначительным нагревом кристалла. Ток, потребляемый микросхемой от источника питания, зависит от уровня цифровых сигналов на входе. При некотором значении цифрового сигнала между уровнями 0 и 1 ток потребления максимален и может в несколько раз превышать ток, указанный в табл. 9. Для исключения перегрева кристалла и выхода микросхемы из строя цифровые сигналы должны обладать крутыми фронтами и уровнями лог. 0 и 1, указанными в табл. 9. Сигналы на цифровых входах не должны принимать отрицательные зна-

чения и превышать уровень напряжения источника питания. Недействующие цифровые входы должны быть заземлены. Недопустима даже кратковременная подача напряжения отрицательной полярности к выводам 1 и 2. Для защиты выходов от случайного попадания отрицательного напряжения выводы 1 и 2 должны

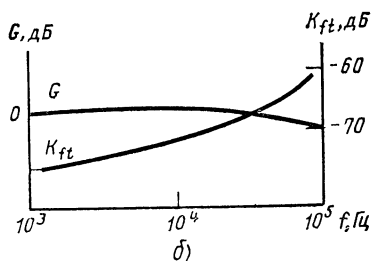
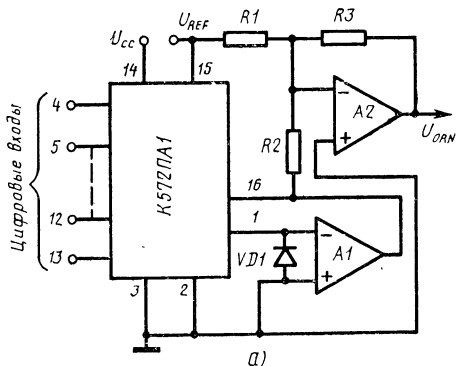


Рис. 23. Схема включения микросхемы К572ПА1 для 4-квadrантного умножения (а); частотные характеристики коэффициента преобразования G и коэффициента проникновения опорного напряжения на выход K_{ft} (б)

быть заземлены или защищены ограничителями на диодах Шотки, как это показано на рис. 23. При работе с ЦАП К572ПА1 рекомендуется следующая последовательность подключения микросхемы: потенциал земли, напряжение питания, опорное напряжение, напряжение на цифровые входы. Порядок снятия напряжений должен быть обратным. Если уровни цифровых сигналов не превышают 5,5 В, то порядок подачи напряжений может быть произвольным.

Микросхема ЦАП К572ПА2. Большая интегральная микросхема К572ПА2 12-разрядного умножающего ЦАП предназначена для использования в выходных цифро-аналоговых устройствах систем с цифровой обработкой

данных. Особенность ИС заключается в наличии на входе ЦАП двух 12-разрядных регистров, позволяющих осуществлять считывание и промежуточное хранение преобразуемых цифровых данных. Структурная схема ЦАП изображена на рис. 24. Назначение выводов микросхемы следующее:

- | | |
|---|---|
| 2 — аналоговый вход 2; | 22 — цифровая земля; |
| 4 — аналоговая земля; | 24 — напряжение источника питания U_{cc2} ; |
| 6 — вход „Запись“ в $RG1$; | 30 — выход РМ; |
| 8—19 — цифровые выходы; | 38 — опорное напряжение U_{REF} ; |
| 20 — напряжение источника питания U_{cc1} ; | 47 — вывод резистора ОС; |
| 21 — вход „Запись“ в $RG2$; | 48 — аналоговый вход 1. |

Собственно ЦАП К572ПА2 по схемотехническому решению аналогичен ЦАП К572ПА1 и отличается только увеличением до 12 числа звеньев $R-2R$ матрицы и МОП ключей. Регистры и входные усилители-инверторы реализованы по типичной для КМОП ИС схемотехнике. Преобразователь рассчитан на работу от двух источников питания: $U_{cc1}=5$ В и $U_{cc2}=15$ В. Наличие отдельного вывода для питания входных усилителей-инверто-

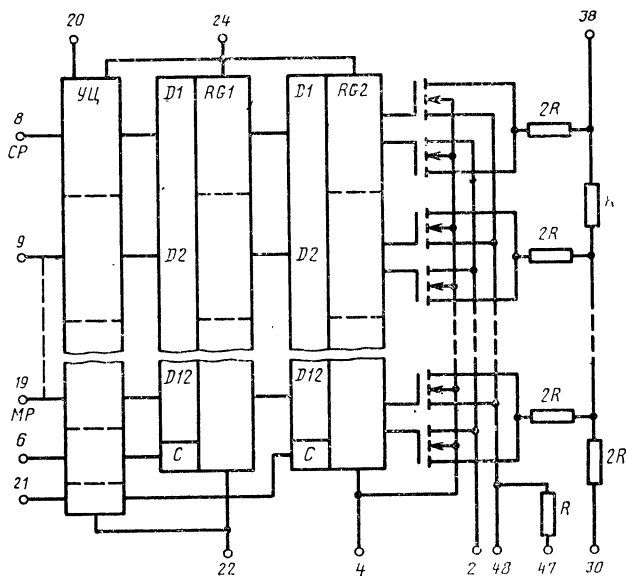


Рис. 24. Структурная схема ЦАП К572ПА2:

УЦ — входные усилители цифровых сигналов; RG — регистры хранения цифровой информации

ров от источника напряжения питания $+5$ В позволяет подключать преобразователь к ТТЛ схемам без дополнительных резисторов. Точность преобразования при этом не ухудшается. Схема включения выходного ОУ аналогична схеме для ЦАП К572ПА1.

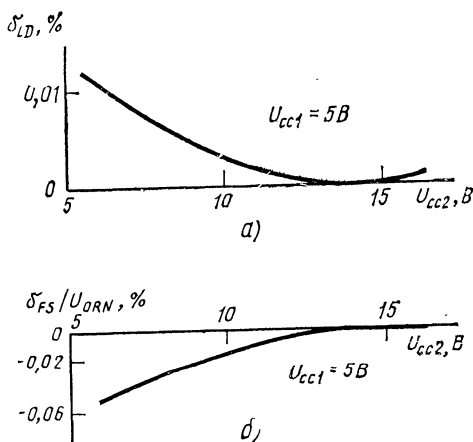


Рис. 25. Зависимости дифференциальной нелинейности (а), погрешности преобразования в конечной точке шкалы (б) ЦАП К572ПА2 от напряжения питания

Цифровые схемы и ключевые МОП транзисторы выполнены в одном кристалле. С целью повышения точности и стабильности работы ЦАП элементы резистивной $R-2R$ матрицы выполнены на отдельной подложке по тонкопленочной технологии. Сопротивления резисторов подгоняются до требуемого номинала лазерным лучом.

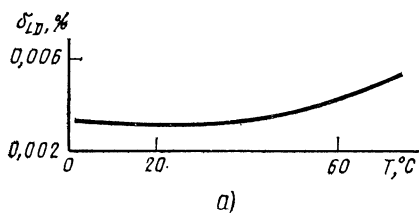
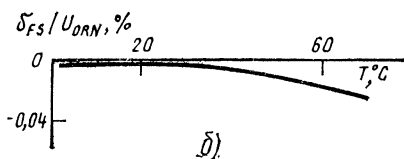


Рис. 26. Зависимости дифференциальной нелинейности (а), погрешности преобразования в конечной точке шкалы (б) ЦАП К572ПА2 от температуры



Оба кристалла смонтированы в герметичном корпусе типа 4134.48-2. Основные электрические параметры преобразователей К572ПА2 А—В, нормируемые при использовании выходного суммирующего ОУ типа К153УД6, приведены в табл. 10. Зависимости основных параметров преобразователя от напряжения питания и температуры окружающей среды приведены на рис. 25, 26. Ток утечки на выходе составляет 50 нА, выходной ток — не более 0,82 мА. Режим 4-квadrантного умножения ЦАП К572ПА2 реализуется аналогично ИС К572ПА1. При этом опорное напряжение может задаваться любым, но не выходящим из диапазона ± 15 В.

Выходное напряжение ЦАП определяется кодом, записанным во второй регистр $RG2$. Запись кода в регистр $RG2$ может производиться либо трансляцией входного кода через регистр $RG1$, либо с его промежуточным запоминанием в регистре $RG1$. Длительность импульсов по входам управления регистров $RG1$ и $RG2$ не должна превышать 5 мкс. Правила записи цифровой информации в регистры таковы:

	$RG1$	$RG2$
Запись данных в $RG1$, хранение предыдущих данных в $RG2$	1	0
Запись данных из $RG1$ в $RG2$, хранение данных в $RG1$	0	1
Прямое прохождение данных через $RG1, RG2$	1	1

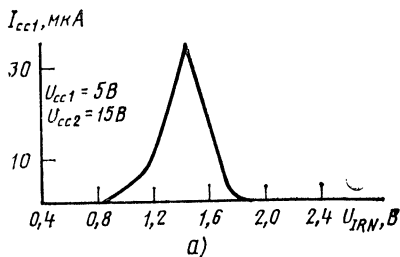
Таблица 10

Параметр ¹	К572ПА2А	К572ПА2Б	К572ПА2В
Дифференциальная нелинейность δ_{LD} , %	$\pm 0,025$	$\pm 0,05$	$\pm 0,1$
Абсолютная погрешность преобразования в конечной точке шкалы δ_{FS} МР	± 20	± 20	± 20
Время установления выходного тока t_{SI} , мкс, не более	15	15	15
Ток потребления $I_{CC1,2}$, мА, не более	2	2	2

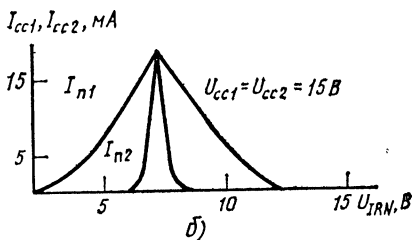
¹ Значения электрических параметров указаны для температуры окружающей среды $T = 25 \pm 10^\circ\text{C}$, напряжений источников питания $U_{CC1} = 5 \text{ В} \pm 1\%$ и $U_{CC2} = 15 \text{ В} \pm 1\%$, опорного напряжения 10, 24 В, уровней логических сигналов 0,8 В и 2,4 В.

Зависимости токов потребления микросхемы от уровней входных цифровых сигналов приведены на рис. 27. Токи по каждому цифровому входу не превышают 1 мкА.

Рис. 27. Зависимости токов потребления ИС К572ПА2 от напряжения на цифровых входах



При работе с ЦАП К572ПА2 необходимо соблюдать правила подачи электрических режимов и меры защиты, рекомендованные для ЦАП К572ПА2. Источник U_{cc1} должен подключаться после включения источника U_{cc2} . Не допускается даже кратковременное превышение напряжения U_{cc1} над напряжением U_{cc2} . Напряжение на цифровых входах не должно превышать напряжения U_{cc1} .



превышать напряжения U_{cc1} . Рекомендуемая схема защиты ИС от неправильной подачи напряжений питания приведена на рис. 28. Там же показан вариант включения дополнительных резисторов для регулирования коэффициента преобразования в небольших пределах.

Микросхема АЦП К572ПВ1. Полупроводниковая БИС 12-разрядного маломощного АЦП К572ПВ1 является универсальным многофункциональным узлом для устройств аналогового ввода — вывода микро-

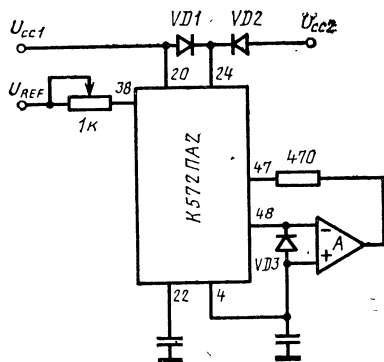


Рис. 28. Схема защиты микросхемы К572ПА1 от неправильной подачи напряжения питания.

Диод $VD3$ типа КД514А — для защиты аналогового выхода

устройств аналогового ввода — вывода микропроцессорных систем низкого и среднего быстродействия. Совместно с внешними КН или ОУ, ИОН, генератором тактовых импульсов (ГТИ) микросхема выполняет функции АЦП последовательных приближений с выводом параллельного двоичного кода через выходные каскады с тремя состояниями, а также умножающего ЦАП с параллельным и последовательным вводами инфор-

мации. Конструктивно БИС выполнена в 48-выводном плоском металлокерамическом корпусе типа 4134.48-2.

В составе микросхемы имеются устройства для организации побайтового обмена информацией с 8-разрядной шиной данных МП. В режиме аналого-цифрового преобразования существует возможность организации синхронной и циклической работы ИС, произвольного уменьшения разрядности преобразования и вывода данных в последовательном коде. Изменение режимов ра-

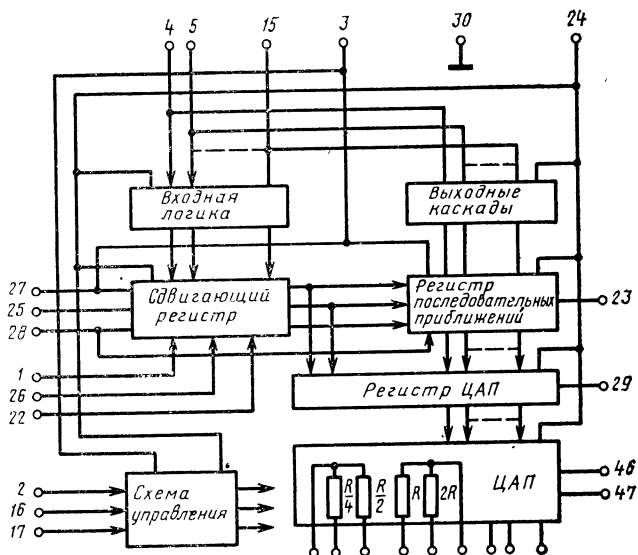


Рис. 29. Функциональная схема ИС К572ПВ1

боты производится коммутацией небольшого числа внешних выводов или программным способом с применением нескольких дополнительных логических ИС.

Функциональная схема АЦП К572ПВ1 изображена на рис. 29, назначение выводов приведено в табл. 11. Аналоговая часть БИС включает ЦАП и две группы прецизионных резисторов. По схематическому решению и топологии ЦАП подобен ИС К572ПА1 и отличается увеличенным числом МОП ключей и звеньев $R-2R$ структуры, наличием схемы компенсации температурной нестабильности сопротивления переключателей тока. Две группы прецизионных резисторов предназна-

чены для образования совместно с внешним ОУ или КН функционально завершенных схем АЦП и ЦАП. Размещение резисторов на кристалле и топологическая их идентичность резисторам матрицы обеспечивают стабильность параметров преобразователя. Цифровая часть БИС включает необходимые для образования АЦП последовательных приближений логические узлы и дополнительные устройства для работы в режиме цифро-аналогового преобразования.

Таблица 11

Номер вывода	Назначение вывода	Номер вывода	Назначение вывода
1	Последовательный вход	29	Вход стробирования ЦАП
2	Вход управления СР	30	Цифровая земля
3	Напряжение источника питания U_{cc1}	31	Конечный вывод $R-2R$ структуры
4—15	Цифровой вход — выход	32	Общий вывод резисторов $R/2, R/4$
16	Вход управления МР	40	Вывод резистора $R/4$
17	Вход управления режимом	41	Вывод резистора $R/2$
22	Выход <i>Цикл</i>	42	Опорное напряжение
23	Вход сравнения	43	Аналоговый вход 1
24	Напряжение источника питания U_{cc2}	44	Аналоговый вход 2
25	Вход тактовых импульсов	45	Общий вывод резисторов аналоговых выходов 1, 2
26	Выход <i>Конец преобразования</i>	46	Аналоговый выход 1
27	Вход <i>Запуск</i>	47	Аналоговый выход 2
28	Вход <i>Цикл</i>	48	Аналоговая земля

Работа схемы в режиме АЦП осуществляется в соответствии с хорошо известным принципом последовательных приближений с программируемым сдвигом. Временная диаграмма работы АЦП приведена на рис. 30. Преобразование осуществляется за 12 рабочих и 2 вспомогательных такта. Первый вспомогательный такт используется для синхронизации системы и установления всех устройств в начальное состояние, второй — для формирования сигнала *Конец преобразования* и организации циклической работы. Каждый такт по длительности занимает два импульса ГТИ. При этом выходная информация формируется к началу следующего такта. Считывание данных можно производить с момента появления положительного фронта сигнала *Конец преобразования* до поступления следующего импульса запуска.

Схемы включения микросхемы К572ПВ1 в режиме 12-разрядного АЦП приведены на рис. 31 и 32. В АЦП по схеме рис. 31 между выходом ЦАП и входом КН

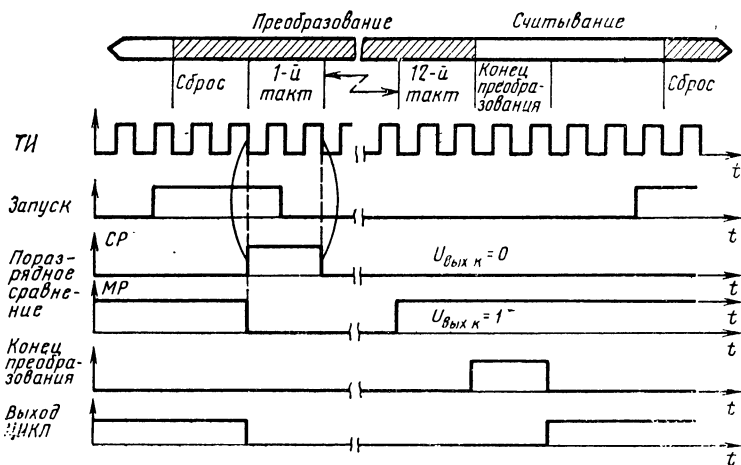


Рис. 30. Временные диаграммы работы АЦП К572ПВ1:

$U_{\text{вых.к}}$ — напряжение на выходе компаратора в момент сравнения

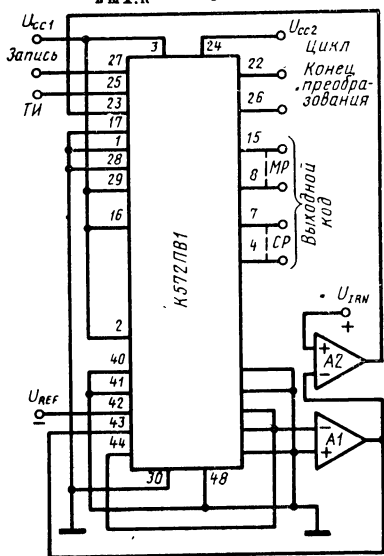


Рис. 31. Схема включения АЦП К572ПВ1:

A1 — ОУ типов К574УД1, К544УД1, 140УД14; A2 — КН типа К521СА3

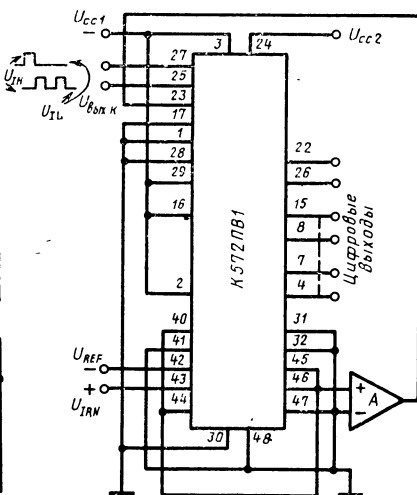


Рис. 32. Схема включения микросхемы К572ПВ1 в режиме АЦП повышенного быстродействия:

A — КН типа К521СА3

применен буферный ОУ для обеспечения максимальной точности и стабильности статических параметров преобразования. В АЦП по схеме рис. 32 КН работает в режиме сравнения токов АЦП и входного сигнала, что обеспечивает достижение максимального быстродействия. Типовое время преобразования составляет 110 мкс. Включение резисторов $R/2$ или $2R$ в цепь обратной связи ОУ (для схемы рис. 31) или на входе компаратора (для схемы рис. 32) позволяет изменять U_{IRN} от 0,5 до $2 U_{REF}$ соответственно. Полярность входного напряжения может быть любой и установлена соответствующим выбором полярности U_{REF} .

Разрядность преобразования может быть уменьшена до произвольного числа разрядов b подачей на вывод 27 повторного сигнала *Запуск* по окончании $n+1$ такта. Соединение выводов 22 и 28 переводит схему из синхронного режима работы в циклический, при этом на вывод 27 должен быть подан лог. 0.

Работа схемы в режиме ЦАП возможна в нескольких вариантах. Схема включения ИС в режиме ЦАП с параллельным вводом информации приведена на рис. 33.

С поступлением лог. 1 на вывод 17 сдвигающий регистр переходит в режим буферного регистра. Запись информации в буферный регистр и регистр ЦАП осуществляется подачей на вывод 25 сдвоенного импульса при наличии лог. 0 на выводе 27. Минимальная длительность пары тактовых импульсов 5 мкс. Информация стирается во всех регистрах при подаче на вывод 27 лог. 1 с одновременным поступлением пары тактовых импульсов. Запоминание информации в регистре ЦАП происходит при

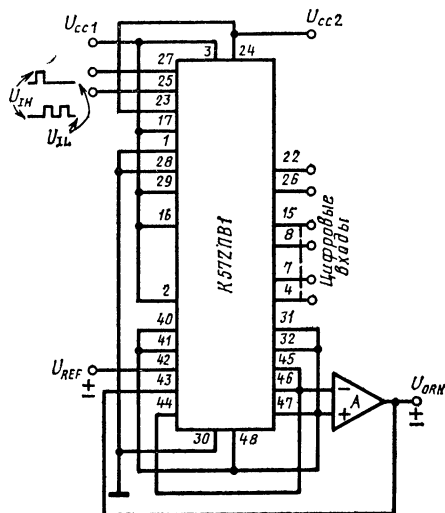


Рис. 33. Схема включения микросхемы К572ПВ1 в режиме ЦАП:

А — ОУ типов К574КД1, К544УД2, К140УД14

поступлении на вывод 29 (Вход стробирования) лог. 1. Для ввода информации в последовательном коде соответствующий 12-разрядный код подается на вывод 1 синхронно с парами тактовых импульсов, начиная с МР. Преобразователь работает от двух источников питания: $U_{cc1} = (5-15)$ В и $U_{cc2} = 15$ В. При согласовании микросхемы с ТТЛ схемами напряжение питания U_{cc1} должно быть $5 \text{ В} \pm 5\%$, а при согласовании с КМОП схемами $15 \text{ В} \pm 5\%$. При любом напряжении U_{cc1} напряжение высокого уровня на входе сравнения не должно быть менее 10 В.

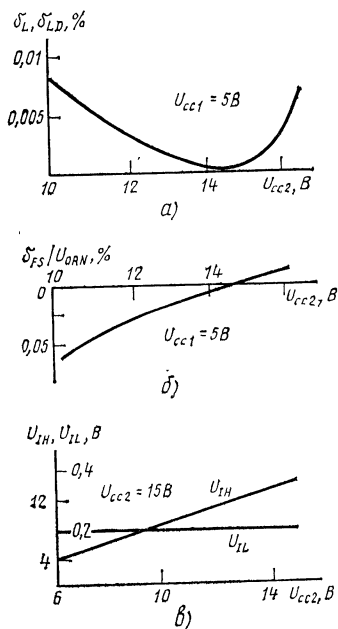


Рис. 34. Зависимости нелинейности и дифференциальной нелинейности (а), погрешности преобразования в конечной точке шкалы (б), уровней выходных напряжений на цифровых выходах (входах) (в) ЦАП на микросхеме К572ПВ1 от напряжения питания

При любом напряжении U_{cc1} напряжение высокого уровня на входе сравнения не должно быть менее 10 В.

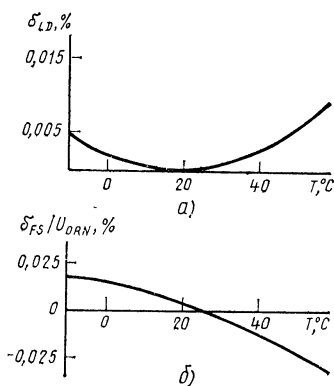


Рис. 35. Зависимости дифференциальной нелинейности (а), погрешности преобразования в конечной точке шкалы (б) ЦАП на микросхеме К572ПВ1 от температуры

Основные электрические параметры БИС К572ПВ1 А—В указаны в табл. 12. Зависимости некоторых параметров от напряжений питания и температуры окружающей среды приведены на рис. 34 и 35. Выходной ток при $U_{REF} = 10$ В равен 1 мА, а выходной ток смещения нуля 50 мА. Входной ток управления должен быть не

более 1 мкА. Нормальное функционирование ИС обеспечивается при тактовой частоте, не превышающей 250 кГц.

Таблица 12

Параметр ¹	К572ПВ1А	К572ПВ1Б	К 572ПВ1В
Нелинейность δ_L , %	$\pm 0,05$	$\pm 0,1$	$\pm 0,2$
Дифференциальная нелинейность δ_{LD} , %	$\pm 0,1$	$\pm 0,2$	$\pm 0,4$
Абсолютная погрешность преобразования в конечной точке шкалы δ_{FS} МР	± 127	± 127	± 127
Выходное напряжение низкого уровня U_{OL} , В, не более	0,3	0,3	0,3
Выходное напряжение высокого уровня U_{OH} , В, не менее	2,4	2,4	2,4
Ток потребления I_{CC1} , мА, не более	3	3	3
Ток потребления I_{CC2} , мА, не более	5	5	5

¹ Значения электрических параметров указаны для температуры окружающей среды $T=25 \pm 10^\circ\text{C}$, напряжений источников питания $U_{CC1}=5 \text{ В} \pm 1\%$ и $U_{CC2}=15 \text{ В} \pm 1\%$, опорного напряжения 10,24 В, уровней логических сигналов 0,8 и 2,4 В.

При работе с микросхемой необходимо соблюдать последовательность установления электрических режимов и меры защиты, рекомендованные для ИС К572ПА1 и К572ПА2. Ток нагрузки логических выходов не должен превышать 40 мкА для сигналов высокого уровня и 400 мкА для сигналов низкого уровня. Опорное напряжение не должно превышать $\pm 15 \text{ В}$, а напряжение питания 16,5 В.

Микросхема АЦП КР572ПВ2. Полупроводниковая БИС интегрирующего АЦП КР572ПВ2 предназначена для измерительной аппаратуры различного назначения. Совместно с ИОН, несколькими резисторами и конденсаторами она выполняет функцию АЦП, работающего по принципу двойного интегрирования с автоматической коррекцией нуля и определением полярности входного сигнала. Функциональная схема аналоговой части ИС и временная диаграмма ее работы показаны на рис. 36. Цифровая информация на выходе микросхемы представляется в специальном коде, предназначенном для непосредственного управления 3,5-декадным светодиодным цифровым табло с семисегментными индикаторами. Диапазон входного сигнала определяется внешним опор-

ным напряжением из соотношения $U_{IRN} = \pm 1,999 U_{REF}$. Текущие показания цифрового табло соответствуют $1000U_{IRN}/U_{REF}$. В процессе производства ИС осуществляется контроль параметров при $U_{REF} = 1,0$ и $0,1$ В. Микросхема имеет дифференциальные входы для входного сигнала и источника опорного напряжения. Это позволяет измерять напряжения, «плавающие» относительно источника питания, и устранять синфазные помехи в цепях входного сигнала и опорного источника. Входное

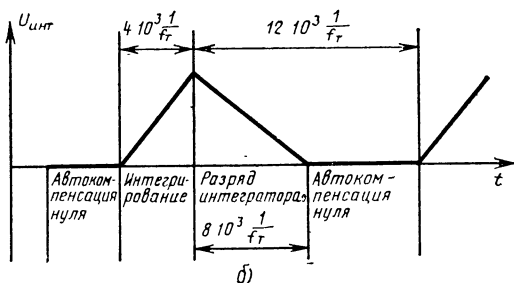
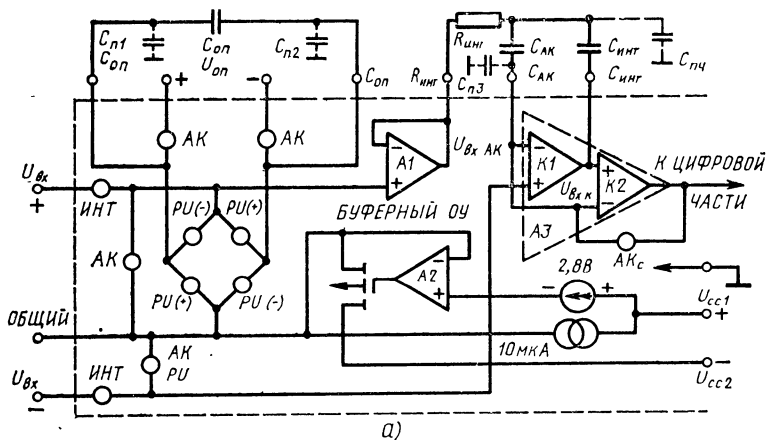


Рис. 36. Функциональная схема аналоговой части (а) и временная диаграмма работы (б) микросхемы КР572ПВ2

сопротивление АЦП для дифференциального и синфазного сигналов определяется практически только токами утечки по элементам монтажа и корпуса и составляет порядка 20 МОм. Длительность цикла преобразования может изменяться выбором внешних времязадающих элементов тактового генератора или изменением внеш-

ней тактовой частоты. Период циклов преобразования связан с тактовой частотой f_T соотношением $T_c = 16 \cdot 10^3 / f_T$. Основные электрические параметры ИС КР572ПВ2 приведены в табл. 13.

Особенностью схемы является наличие внутреннего источника опорного потенциала, который используется во всех проводимых аналоговых операциях. Источник выведен через вывод *Общий* и предназначен для подключения к общей шине источника входного сигнала. Относительно этого потенциала производится отсчет

Таблица 13

Параметр ¹	КР572ПВ2А	КР572ПВ2Б	КР572ПВ2В
Ток потребления $I_{cc1,2}$, мА, не более	1,8	1,8	1,8
Выходной ток разрядов I_{O1} , мА, не менее	5	5	5
Выходной ток старшего разряда I_{O2} , мА, не менее	10	10	10
Коэффициент ослабления синфазного сигнала CMR , дБ, не менее	100	100	100
Погрешность преобразования ΔM , ед. счета, не более	1	3	5

¹ Значения электрических параметров указаны для температуры $T = 25 \pm 10^\circ\text{C}$, напряжения источников питания $U_{cc1} = 5 \text{ В} \pm 1\%$ и $U_{cc2} = 5 \text{ В} \pm 1\%$, опорных напряжений 1,0 и 0,1 В.

Нестабильность опорного напряжения за время измерения не должна превышать $\pm 0,2\%$.

При измерении CMR синфазное напряжение не более $\pm 1 \text{ В}$.

Погрешность преобразования ΔM — разность между номинальным значением выходного кода ИС и значением кода, установленным на выходе ИС от образцового источника постоянного напряжения.

синфазной составляющей дифференциального входного сигнала. При питании преобразователя от батарей или ВИЭП, не соединенных с общей шиной (когда не предъявляются жесткие требования к точности измерения), внутренний источник опорного потенциала может быть использован в качестве ИОН.

Цикл измерения состоит из трех фаз: интегрирования сигнала (ИНТ), разряда интегрирующего конденсатора (РИ) и автоматической коррекции нуля (АК). Каждой фазе соответствует определенная коммутация элементов микросхемы, выполняемая с помощью переключателей на МОП транзисторах. На функциональной схеме эти переключатели отмечены окружностями. Надпись около окружности обозначает фазу, в течение которой пере-

ключатель замкнут. Длительность фазы пропорциональна периоду тактовой частоты и точно задается цифровым счетчиком, входящим в состав цифровой части кристалла.

В течение фазы ИНТ, длящейся $4 \cdot 10^3$ периодов тактовой частоты, входной сигнал через переключатели и буферный ОУ подается на вход интегратора. Это вызывает на конденсаторе $C_{\text{инт}}$ накопление заряда, пропорционального по величине и соответствующего по знаку приложенному входному напряжению. Напряжение на выходе ОУ интегратора изменяется с постоянной скоростью, пропорциональной входному сигналу. Предположим, что к моменту начала фазы ИНТ заряды на конденсаторах $C_{\text{инт}}$ и $C_{\text{а.к}}$ и напряжения смещения нуля усилителей и КН равны нулю. Так как входной ток ОУ интегратора мал, то изменение заряда на конденсаторе $C_{\text{а.к}}$ не происходит и он фактически не оказывает влияния на процесс интегрирования. Конденсатор $C_{\text{оп}}$ заряжается от ИОН до его напряжения. В конце фазы ИНТ с помощью КН определяется знак входного напряжения по знаку напряжения на выходе ОУ интегратора. Чувствительность КН такова, что обеспечивает правильное определение полярности входного сигнала, даже если сигнал составляет долю единицы отсчета. Приращение напряжения на выходе ОУ интегратора за время интегрирования $\Delta U_{\text{инт}} = U_{\text{IRN}} N_{\text{и}} / R_{\text{инт}} C_{\text{инт}} f_{\text{т}}$, где U_{IRN} — напряжение, приложенное к выводам $U_{\text{вх}} \leftarrow + \right\rangle$ и $U_{\text{вх}} \leftarrow - \right\rangle$; $N_{\text{и}}$ — число периодов тактовой частоты в фазе ИНТ.

Очевидно, что амплитуда выходного напряжения буферного усилителя и ОУ интегратора не должна превышать 2 В — границы линейного участка выходной характеристики ОУ. Отсюда вытекает условие, определяющее оптимальное значение элементов интегратора: $R_{\text{инт}} C_{\text{инт}} = (2 \dots 3) U_{\text{IRN}} \cdot 10^3 / f_{\text{т}}$. При равенстве напряжения на выходе интегратора в конце фазы ИНТ входному напряжению длительность фазы ИНТ равна $R_{\text{инт}} C_{\text{инт}}$.

При работе схемы в фазе РИ входной сигнал на интегратор не подается. К интегратору подключается конденсатор $C_{\text{оп}}$, заряженный до опорного напряжения и ориентированный по полярности таким образом, чтобы происходил разряд конденсатора $C_{\text{инт}}$. Разряд длится до тех пор, пока конденсатор $C_{\text{инт}}$ не разрядится полностью, т. е. напряжение на выходе ОУ интегратора не станет равным нулю. В этот момент подключенный

параллельно конденсатору $C_{\text{инт}}$ КН срабатывает и прекращает фазу РИ. Заряд конденсаторов $C_{\text{а.к}}$ и $C_{\text{оп}}$ практически не изменяется. Время разряда конденсатора $C_{\text{инт}}$ выражается через число периодов тактовой частоты: $N_{\text{ри}} = U_{\text{IRN}} N_{\text{и}} / U_{\text{REF}}$

Задание длительности фазы ИНТ и подсчет длительности фазы РИ производится цифровым счетчиком, подсчитывающим периоды тактовой частоты с предварительным делением ее на 4. Соответственно длительность фазы ИНТ составляет 10^3 тактов счета, т. е. $N_{\text{и}} = 1000$, а длительность фазы РИ может изменяться от 0 до 1999 тактов счета.

Переключение схемы в режим АК производится по заполнению счетчика длительности фазы РИ в ее цифровой части, если до этого не произошло срабатывания КН. В течение фазы АК аналоговые входы микросхемы отключены от внешних цепей и подсоединены к внутреннему источнику опорного потенциала. Одновременно переключается выход КН на вход ОУ интегратора. Образованная таким образом следящая система заряжает конденсаторы $C_{\text{а.к}}$ и $C_{\text{инт}}$ до величин зарядов, компенсирующих смещение нуля аналоговых устройств. Данную систему можно рассматривать как единый операционный усилитель АЗ с коэффициентом усиления $K_1 K_2$ (см. рис. 36,а). При замыкании переключателя АК_с усилительная система охватывается единичной отрицательной обратной связью (ООС). В результате этого после завершения переходных процессов напряжения во всех точках системы должны установиться равными нулю (если предположить, что усилители и КН не имеют напряжения смещения нуля). В действительности это не так. Поэтому конденсаторы $C_{\text{а.к}}$ и $C_{\text{инт}}$ к моменту включения фазы АК могут быть заряжены. Схема позволяет устранить влияние этого фактора.

Предположим, что КН имеет некоторое напряжение смещения нуля $U_{\text{см.к}}$. В результате КН прервет фазу РИ не в момент времени, когда выходное напряжение интегратора $U_{\text{вых.и}} = 0$, а когда $U_{\text{вых.и}} = U_{\text{см.к}}$. При отсутствии схемы АК это привело бы к ошибке в определении входного напряжения на $U_{\text{см.к}}$ или на $2000 U_{\text{см.к}} / U_{\text{инт}}$ единиц счета. В рассматриваемой схеме благодаря ООС в течение фазы АК происходит заряд конденсатора $C_{\text{инт}}$ до напряжения, равного $U_{\text{см.к}}$. Этот компенсирующий заряд сохраняется неизменным в течение

фаз ИНТ и РИ. В результате погрешность за счет $U_{см.к}$ полностью устраняется. Аналогично устраняется влияние напряжения смещения нуля усилителей. В этом случае компенсирующий заряд накапливается на конденсаторах $C_{а.к}$, $C_{инт}$. Погрешность за счет напряжения смещения нуля и его температурного дрейфа, приведенная ко входу, не превышает для БИС КР572ПВ2 10 мкВ.

Более сложно происходит автокомпенсация заряда на конденсаторе $C_{инт}$, если к моменту начала фазы АК на нем имеется неустановившийся заряд [19]. Это может быть следствием: задержки в срабатывании КН; задержки в восприятии выходного сигнала КН цифровыми схемами, связанной с ожиданием очередного тактового импульса; значительного заряда конденсатора $C_{инт}$ в фазе ИНТ из-за перегрузки АЦП входным сигналом. Задержка в срабатывании КН постоянна и невелика по сравнению с длительностью тактов счета. Задержка в восприятии сигнала КН может иметь значение от 0 до одной единицы счета. Поэтому нескомпенсированное напряжение на $C_{инт}$ не превышает, как правило, одной-двух единиц счета. Нескомпенсированное напряжение, возникающее в результате перегрузки преобразователя выходным сигналом, может иметь значение в сотни единиц счета и сопровождаться наиболее длительным переходным процессом.

Предположим, что к моменту перехода схемы в фазу АК на конденсаторе $C_{инт}$ имеется некоторое нескомпенсированное напряжение $U_{нк}$. При замыкании переключателя АКс (рис. 36,а) это напряжение окажется приложенным ко входу ОУ интегратора (напряжение на входе КН в системе с ООС не может значительно отличаться от нуля, а конденсатор $C_{а.к}$ не заряжен) и система окажется в разбалансированном состоянии. Это вызовет ток с выхода КН через конденсаторы $C_{а.к}$ и $C_{инт}$. Перезаряд этих конденсаторов будет происходить до тех пор, пока напряжение на выходе ОУ интегратора не станет равным нулю и система войдет в равновесное состояние.

Далее происходит разряд конденсаторов до напряжений, соответствующих смещению нуля усилительных устройств. Разряд осуществляется через резистор $R_{инт}$ с постоянной времени $\tau_p = R_{инт}(C_{инт} + C_{а.к})$. Так как длительность фазы ИНТ $\tau_{инт} = R_{инт}C_{инт}$, то по окончании фазы АК на конденсаторе $C_{инт}$ останется часть $U_{нк}$.

Остаточное напряжение в случае перегрузки преобразователя по входу определится из соотношения $U_{\text{ост}} = 0,63U_{\text{нк}}/(1+C_{\text{а.к}}/C_{\text{инт}})^2$. Для уменьшения погрешности, вызываемой нескомпенсированным напряжением, желательно выбирать $C_{\text{а.к}} > C_{\text{инт}}$. В частности, при $C_{\text{а.к}}/C_{\text{инт}} = 2$ остаток напряжения будет менее $0,1 U_{\text{нк}}$. При работе преобразователя в линейной области остаточное напряжение на $C_{\text{инт}}$ не может быть более $0,2$ единицы счета.

Если на преобразователь подается входное напряжение, изменяющееся скачкообразно от значения, выходящего за пределы линейного участка шкалы, до значения, соответствующего этому участку, то в течение нескольких первых циклов преобразования остаточное напряжение на конденсаторе $C_{\text{инт}}$ может вносить значительную погрешность в измерение. Влияние перегрузки полностью устранится только через 4—5 периодов преобразования. Это свойство схемы АК преобразователя КР572ПВ2 необходимо учитывать при использовании его в автоматизированных системах, если выходной код применяется для записи информации в ЭВМ.

При эксплуатации микросхемы КР572ПВ2 могут наблюдаться некоторые другие виды погрешностей, связанные с ее схемотехническими особенностями. Эти погрешности образуются при увеличенных значениях паразитных емкостей монтажа относительно выводов $C_{\text{оп}}$, $C_{\text{а.к}}$ и $C_{\text{инт}}$. На рис. 36,а паразитные емкости монтажа показаны штриховой линией. Паразитные емкости $C_{\text{п1}}$ и $C_{\text{п2}}$ могут вызвать разницу напряжений U_{IRN} при изменении полярности входного сигнала. Эта разница будет наиболее ощутима, если ИОН не соединен с общей шиной. При соединении одного из выходов ИОН с выводом *Общий* и при $C_{\text{оп}} = 0,1$ мкФ суммарная паразитная емкость $C_{\text{п1}}$ и $C_{\text{п2}}$, равная 5 пФ, вызывает дополнительную погрешность не более $0,1$ единицы счета.

Паразитная емкость относительно вывода $C_{\text{инт}}$ приводит к появлению эффекта, подобного смещению нуля. Паразитная емкость в 10 пФ при $C_{\text{а.к}} = 0,47$ мкФ создает дополнительное смещение нуля около 40 мкВ. Этот эффект не проявляется, если в схеме вывод *Общий* соединен с выводом $U_{\text{вх}} \leftarrow$. Эта же паразитная емкость может привести к неправильному определению полярности входного напряжения при малых (в несколько единиц счета) его значениях. При переходе напряжения

из отрицательной полярности в положительную наблюдается «скачок» отсчета.

Если $C_{\text{инт}}=0,22$ мкФ, $C_{\text{а.к}}=0,047$ мкФ, $U_{\text{IRN}}=2,0$ В и $C_{\text{п4}}=10$ пФ, то эта погрешность может достигнуть 0,5 единицы счета. Аналогичный эффект создает паразитная емкость между выводами резистора $R_{\text{инт}}$. Для уменьшения этой погрешности необходимо применять элементы с минимальными размерами и оптимизировать их расположение.

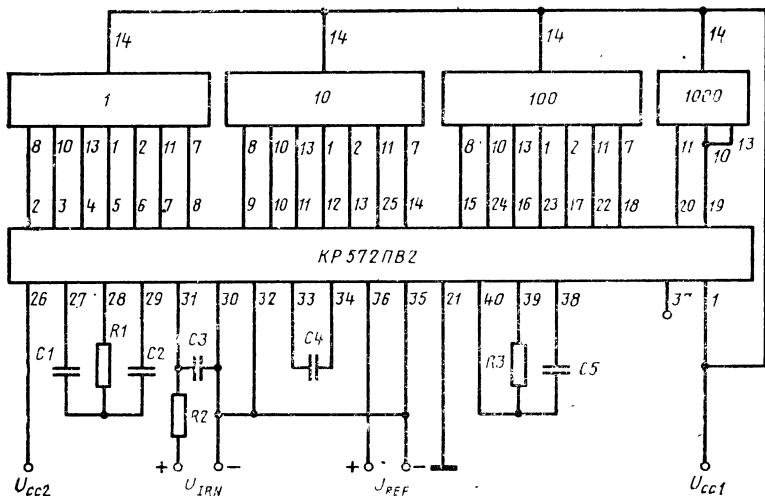


Рис. 37. Схема 3,5-декадного цифрового вольтметра на микросхеме КР572ПВ2 с индикаторами типа АЛС324Б

Микросхема КР572ПВ2 применяется в малогабаритной аппаратуре широкого применения. Высокая чувствительность и большое входное сопротивление легко позволяют дополнить АЦП различными преобразующими и масштабирующими устройствами для измерения постоянных, переменных токов и напряжений в широком диапазоне амплитуд. Наличие дифференциального входа и высокая степень ослабления синфазных сигналов позволяют осуществлять измерения на значительном удалении от преобразователя в условиях действия помех, а также при работе преобразователя от автономных источников питания. В качестве примера использования БИС КР572ПВ2 на рис. 37 показана схема 3,5-декад-

ного цифрового вольтметра. Спецификация элементов для включения схемы при $f_T = 50$ кГц указаны ниже:

$$U_{REF} = 100 \text{ мВ};$$

$$\begin{aligned} C_1 &= 0,1 \text{ мкФ} \pm 5\%; \\ C_2 &= 0,47 \text{ мкФ} \pm 5\%; \\ C_3 &= 0,01 \text{ мкФ} \pm 20\%; \\ C_4 &= 1,0 \text{ мкФ} \pm 5\%; \\ C_5 &= 100 \text{ пФ} \pm 5\%; \\ R_1 &= 47 \text{ кОм} \pm 5\%; \\ R_2 &= 1 \text{ МОм} \pm 20\%; \\ R_3 &= 100 \text{ кОм} \pm 5\%; \end{aligned}$$

$$U_{REF} = 1,0 \text{ В};$$

$$\begin{aligned} C_1 &= 0,1 \text{ мкФ} \pm 5\%; \\ C_2 &= 0,047 \text{ мкФ} \pm 5\%; \\ C_3 &= 0,01 \text{ мкФ} \pm 20\%; \\ C_4 &= 0,1 \text{ мкФ} \pm 5\%; \\ C_5 &= 100 \text{ пФ} \pm 5\%; \\ R_1 &= 470 \text{ кОм} \pm 5\%; \\ R_2 &= 1 \text{ МОм} \pm 20\%; \\ R_3 &= 100 \text{ кОм} \pm 5\%. \end{aligned}$$

При необходимости работы с другой тактовой частотой емкость C_5 изменяют исходя из соотношения $C_5 = R_3 \times 0,45 / f_T$. Для повышения стабильности тактовой ча-

Таблица 14

Номер вывода		Назначение вывода	Номер вывода		Назначение вывода
КР572ПБ2	К572ПБ2		КР572ПБ2	К572ПБ2	
1	24	Напряжение источника питания U_{cc1}	25	48	Цифровой выход g_{10}
2	25	Цифровой выход d_1	26	3	Напряжение источника питания U_{cc2}
3	26	" c_1	27	4	Конденсатор интегратора $C_{инт}$
4	27	" b_1	28	5	Резистор интегратора $R_{инт}$
5	28	" a_1	29	6	Конденсатор автокоррекции $C_{ак}$
6	29	" f_1	30	7	Аналоговый вход низкого уровня $U_{вх}^-$
7	30	" g_1	31	8	Аналоговый вход высокого уровня $U_{вх}^+$
8	31	" l_1	32	9	Общий аналоговый вход
9	32	" d_{10}	33	10	Опорный конденсатор $C_{оп}$
10	33	" c_{10}	34	11	" $C_{оп}$
11	34	" b_{10}	35	12	Опорное напряжение $U_{оп}^-$
12	35	" a_{10}	36	13	" $U_{оп}^+$
13	36	" f_{10}	37	20	Контрольный вход
14	37	" l_{10}	38	21	Конденсатор генератора ТИ $C_{т.и}$
15	38	" d_{100}	39	22	Резистор генератора ТИ $R_{т.и}$
16	39	" b_{100}	40	23	Генератор ТИ
17	40	" f_{100}			
18	41	" l_{100}			
19	42	" bc_{1000}			
20	43	" g_{1000}			
21	44	Цифровая земля			
22	45	Цифровой выход g_{100}			
23	46	" a_{100}			
24	47	" c_{100}			

стоты может быть использован кварцевый резонатор, подключаемый между выводами 39 и 40. Элементы R3 и C5 в этом случае не используют. При работе от внешнего тактового генератора импульсы подают на вывод 40, а выводы 38 и 39 не используют. Назначение выводов микросхемы для модификаций КР572ПВ2 (в герметичном пластмассовом корпусе) и К572ПВ2 (в герметичном металлокерамическом корпусе типа 4134, 48-2) приведены в табл. 14.

При эксплуатации микросхемы необходимо соблюдать ряд требований. Размещение микросхемы и внешних элементов на плате необходимо производить с учетом минимизации паразитных емкостей проводников и элементов, присоединяемых к выводам 27, 33, 34 и 39. При преобразовании сигналов, измеряемых относительно земли, выводы 30, 32 и 35 микросхемы необходимо подключать к общей шине.

Для достижения максимального подавления сетевой помехи тактовая частота должна выбираться кратной частоте сети. Конденсаторы интегратора и корректора нуля рекомендуется выбирать типов К71-5, К72-9, К73-16, К73-17 и т. п. При работе с микросхемой необходимо соблюдать

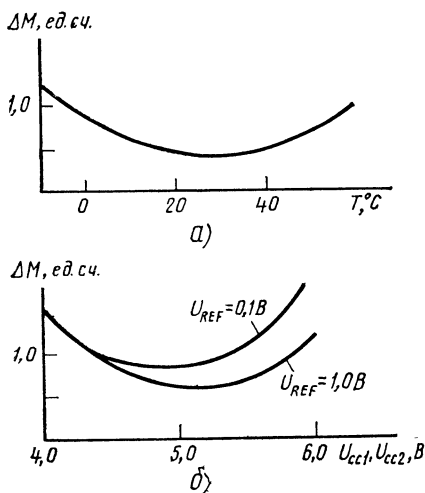


Рис. 38. Зависимости погрешности преобразования от температуры (а), погрешности преобразования от напряжения источника питания (б) АЦП КР572ПВ2

правила подачи электрических режимов и меры защиты, указанные выше для других ИС серии К572. Не следует превышать предельные значения допустимых режимов: $U_{cc1} = 5,5$ В; $U_{cc2} = -8$ В. Для проверки работоспособности выходных каскадов микросхемы предусмотрен контрольный вывод 20. При подсоединении вывода 20 к источнику питания U_{cc1} на цифровом табло должно появиться значение -1888 .

Зависимости основных параметров микросхемы от температуры окружающей среды и напряжения питания приведены на рис. 38.

4.2. Микросхемы серии К594

Микросхема ЦАП К594ПА1. Микросхема К594ПА1 представляет собой параллельный ЦАП с суммированием токов и комбинированной матрицей (взвешенных и $R-2R$ резисторов). Она предназначена для преобразования двоичного 12-разрядного кода в ток и работает со стандартными уровнями сигналов от ТТЛ и КМОП ЦИС. Конструктивно ЦАП выполнен в двух кристаллах, заключенных в планарном корпусе типа 405.24-2, имеющем 24 вывода [20]. Микросхема изготовлена по биполярной планарно-эпитаксиальной технологии с $n-p-n$ - и $p-n-p$ -транзисторами и содержит 177 элементов.

Активная часть ЦАП занимает кристалл площадью $5,0 \times 2,6$ мм² и при плотности упаковки около 1200 эл·см⁻² содержит 153 элемента: 99 активных и 54 пассивных. Тонкопленочная матрица взвешенных резисторов выполнена на втором кристалле площадью $5,0 \times 2,5$ мм² и содержит 24 прецизионных резистора. Технологической особенностью изготовления кристалла является лазерная подгонка номиналов резисторов РМ на пластине и при функциональной настройке ЦАП. Использование взвешенных резисторов в старших разрядах (с 1-го по 8-й) и $R-2R$ в младших разрядах (с 9-го по 12-й) позволило применять в РМ резисторы с диапазоном значений сопротивлений 1 : 4.

Схема преобразователя (рис. 39) включает ОУ для временной и температурной стабилизации, токовые переключатели со схемами управления, генераторы разрядных токов, прецизионную матрицу.

Операционный усилитель (рис. 40) содержит дифференциальный каскад на транзисторах $VT1$ и $VT5$, эмиттерный повторитель на $VT7$, усилительный каскад на $VT9$ с динамической нагрузкой в коллекторной цепи $VT8$, выходной эмиттерный повторитель на транзисторе $VT19$ с динамической нагрузкой в эмиттерной цепи $VT20$. Кроме того, в ОУ содержатся делители напряжения, обеспечивающие необходимые потенциалы на базах транзисторов генераторов токов, и схемы управления.

К первому делителю относится каскад, образованный R_{12} , VT_{13} , VT_{16} . Второй делитель образуют $R_{8..R_{10}}$, VT_{18} , VT_{21} .

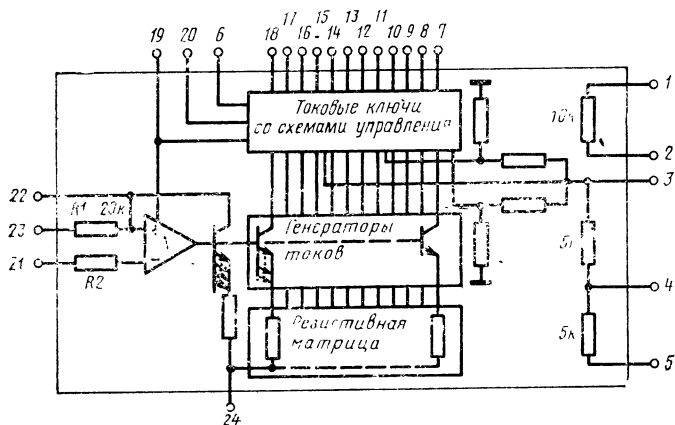


Рис. 39. Функциональная схема ЦАП-K594ПА1:
А — схема ОУ

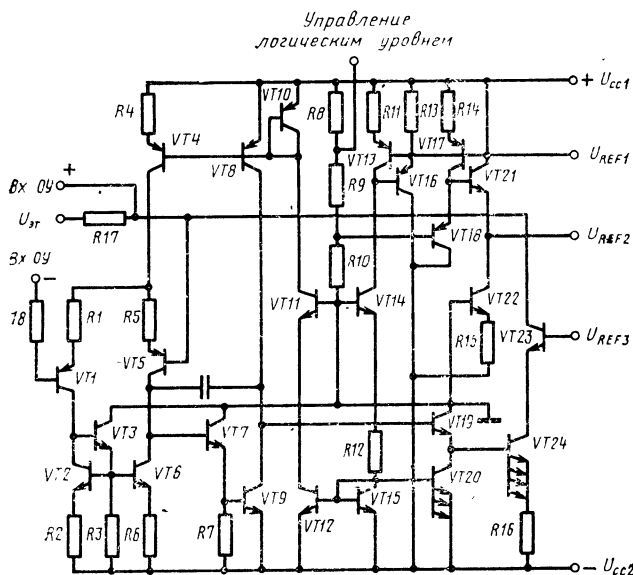


Рис. 40. Принципиальная схема ОУ временной и температурной стабилизации ЦАП K594ПА1

Токовые переключатели, генераторы тока, схемы управления, резисторы матрицы разделены в ИС между тремя 4-разрядными ЦАП. Электрическая схема одного из двух идентичных 4-разрядных ЦАП, образующих старшие разряды ИС, показана на рис. 41. Транзисторы $VT1...VT5$ включены по схеме эмиттерного повторителя с общей базой, образуя генераторы разрядных токов.

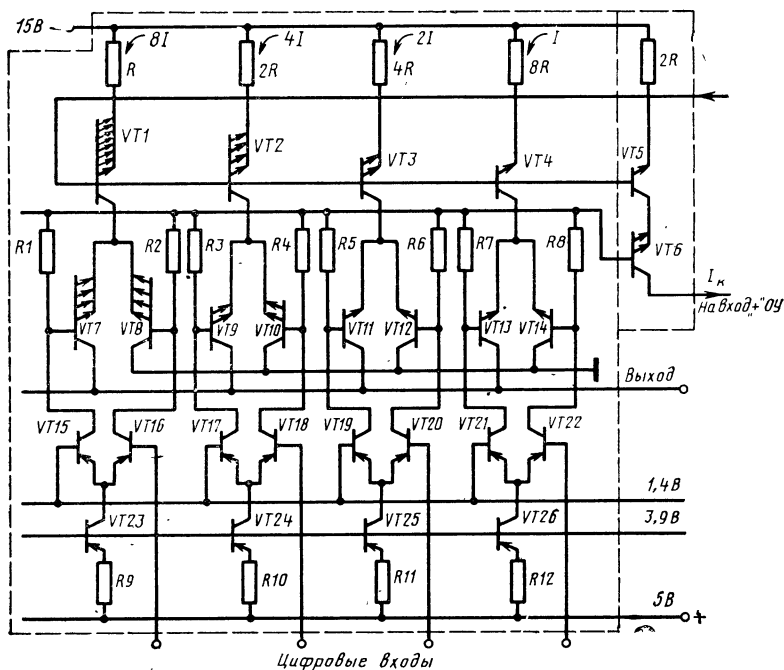


Рис. 41. Принципиальная схема одной ячейки ЦАП К594ПА1

При таком включении транзисторов изменение потенциала коллектора слабо влияет на изменение потенциала эмиттера. Выходное сопротивление каждого из генераторов токов велико и практически не зависит от состояния переключателей при изменении входного кода. Поскольку выходное сопротивление генераторов токов стабильно, разрядные токи становятся зависимыми только от изменения номиналов резисторов R_M . Таким образом, в цепях генераторов токов протекают двоично-взвешенные токи. Транзисторы $VT1...VT4$ имеют соотношение площадей эмиттеров $8:4:2:1$ соответственно.

Это обеспечивает постоянство уровня плотности токов в эмиттерных цепях и напряжения $U_{б.э}$ транзисторов.

Электрическая схема третьего 4-разрядного ЦАП, образующего младшие разряды ИС, отличается от предыдущих уменьшенным вдвое числом эмиттеров в транзисторах переключателей токов и наличием $R-2R$ резисторов в РМ.

Токовые переключатели первого (многоэмиттерные транзисторы $VT7...VT14$ на рис. 41) и второго ЦАП в ИС рассчитаны на выходные токи 1; 0,5; 0,25; 0,125 мА, а третьего — на выходные токи 0,5; 0,25; 0,125; 0,0625 мА. Первая их группа подключается к выходу ИС непосредственно, а вторая и третья — через резистивные делители с коэффициентами деления 1/16 и 1/128 соответственно. Переключение разрядных токов на общую или суммирующую шину происходит в зависимости от входного кода. Напряжение на эмиттерах транзисторов остается при этом неизменным.

Дифференциальные $p-n-p$ -транзисторы $VT15...VT22$ через попарно включенные эмиттеры и соответствующие генераторы токов на транзисторах $VT23...VT26$ и резисторах $R9...R12$ подключаются к источнику напряжения 5 В. Базы транзисторов $VT16$, $VT18$, $VT20$, $VT22$ используются для управления состояниями ключей.

Транзисторы $VT5$, $VT6$ являются вспомогательными и служат для подачи контрольного сигнала I_k об изменении коэффициента преобразования ЦАП. В эмиттерной цепи $VT5$ включен резистор $2R$. Любое изменение весовых токов вызывает изменение контрольного тока, сравниваемого на одном из входов корректирующего ОУ с током от ИОН.

Корректирующий ОУ включен по схеме с обратной связью. Его инвертирующий вход «—» подключен к общей шине через резистор $R2$. Потенциал инвертирующего входа «—» при таком включении стремится к нулю. Через резистор $R1$, сопротивление которого равно 20 Ом, на неинвертирующий вход «+» ОУ подается напряжение 10 В от ИОН. По этой цепи протекает ток $I_{оп}=0,5$ мА. Условием балансной работы ОУ является равенство $I_{оп}=I_k$. Как только I_k превысит $I_{оп}$ из-за отклонения токов в разрядных цепях, на входе «+» ОУ относительно нулевого потенциала установится отрицательный потенциал. Если I_k окажется меньше $I_{оп}$,

то на входе «+» ОУ относительно нулевого потенциала установится положительный потенциал. И в том, и в другом случаях с выхода ОУ на базы транзисторов $VT1..VT5$ каждой из ячеек будет поступать сигнал коррекции до момента восстановления равенства токов $I_{оп}$ и I_k . Таким образом, следящая обратная связь ОУ выполняет функцию компенсации опорного и контрольного токов. Поскольку разрядные токи в эмиттерных цепях генераторного транзистора $VT2$ и вспомогательного $VT5$ идентичны, то компенсирующее изменение I_k будет означать, что аналогичное же изменение тока происходит в цепи генератора $VT2$. Это приведет к необходимому перераспределению разрядных токов ячейки и восстановлению между ними исходного соотношения 8:4:2:1.

Таблица 15

Номер вывода	Назначение	Номер вывода	Назначение
1	Вход сдвига выходного уровня	14	Вход 5-го разряда
2	Выход сдвига выходного уровня	15	Вход 4-го разряда
3	Выход	16	Вход 3-го разряда
4	Обратная связь $U_{ORN} = 10$ В	17	Вход 2-го разряда
5	Обратная связь $U_{ORN} = 20$ В	18	Вход 1-го разряда (СР)
6	Общий	19	Напряжение источника питания U_{cc1}
7	Вход 12-го разряда (МР)	20	Управление логическим порогом
8	Вход 11-го разряда	21	Инвертирующий вход ОУ "—"
9	Вход 10-го разряда	22	Неинвертирующий вход ОУ "+"
10	Вход 9-го разряда	23	Напряжение ИОН U_{REF}
11	Вход 8-го разряда	24	Напряжение источника питания U_{cc2}
12	Вход 7-го разряда		
13	Вход 6-го разряда		

Первый 4-разрядный ЦАП образует разряды ИС с 1-го по 4-й и вносит основную долю всей погрешности преобразования. Его токовый диапазон равен 2 мА, причем через 1-й старший разряд протекает ток, равный 1 мА. Поскольку ЦАП в ИС подключается через соответствующие делители, то величина кванта первого ЦАП соответствует величине всего токового диапазона второго, а величина кванта второго совпадает с токовым

диапазоном третьего. Это означает, что стабильность токовых уровней младшего ЦАП должна соответствовать стабильности одного токового уровня старшего ЦАП. В связи с этим точность выполнения резисторов 1-, 2- и 3-го ЦАП установлена соответственно 0,01; 0,3; 1%.

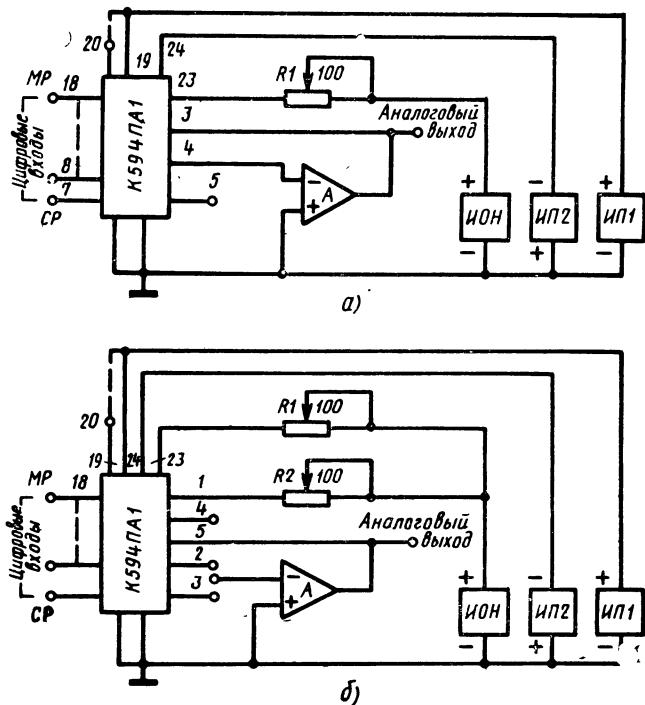


Рис. 42. Схема включения микросхемы К594ПА1 для работы с ИС ТТЛ:

а — в режиме униполярного тока; б — в режиме биполярного тока. Штриховыми линиями показано соединение для работы с ИС КМОП; А — микросхема ОУ типа К574УД1

В схему ЦАП К594ПА1 входят элементы, расширяющие ее функциональные возможности. Например, резисторы с номиналом 5 кОм (выводы 3, 4, 5), включенные в цепь обратной связи внешнего ОУ, обеспечивают работу ЦАП с выходом по напряжению от 0 до 10 и 20 В. Если ЦАП работает в составе АЦП, эти резисторы выполняют функцию формирователей выходных токов. Ре-

зистор сопротивлением 10 кОм (выводы 1, 2) обеспечивает режим работы с биполярным током в диапазонах напряжений $\pm 2,5$; ± 5 ; ± 10 В.

Схемы включения ИС ЦАП К594ПА1 для двух режимов работы приведены на рис. 42. Назначение выводов микросхемы указано в табл. 15. При эксплуатации ИС ЦАП следует помнить о недопустимости подведения электрических сигналов к неиспользуемым выводам.

Таблица 16

Параметр ¹	К594ПА1	
	не менее	не более
Дифференциальная нелинейность δ_{LD} , %	-0,012	0,012
Диапазон выходных токов I_{ORN} , мА:		
униполярный	1,8...2,2	—
биполярный	0,9...1,1	—
Ток утечки на выходе I_{OLK} , мкА	—	0,25
Входной ток высокого уровня I_{IH} , мкА	0,25	—
Входной ток низкого уровня I_{IL} , мкА	—	250
Ток потребления I_{CC1} , мА	—	25
Ток потребления I_{CC2} , мА	—	35
Время установления выходного тока (до уровня 0,5 от амплитудного значения) t_{SJ} , мкс	—	3,5

¹ Значения электрических параметров указаны для температуры окружающей среды $T=25\pm 10^\circ\text{C}$, напряжений источников питания $U_{CC1}=5\text{ В}\pm 1\%$ и $U_{CC2}=15\text{ В}\pm 1\%$ и опорного напряжения 10,24 В.

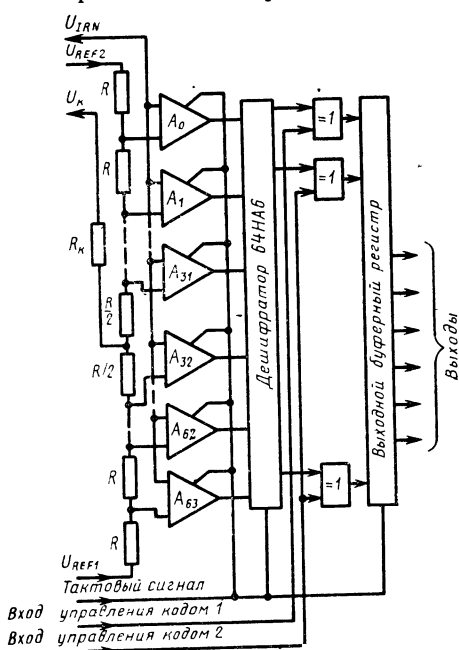
Разрешается подключение ИОН к выводу 23 без переменного резистора 100 Ом, а также к неинвертирующему входу ОУ — вывод 22 через внешний резистор 20 кОм. Стабильность выходного тока будет тогда зависеть от стабильности внешнего резистора. Электрические параметры и характеристики ИС ЦАП К594ПА1 приведены в табл. 16.

4.3. Микросхемы серии К1107

Микросхема АЦП К1107ПВ1. Полупроводниковая БИС 6-разрядного быстродействующего АЦП К1107ПВ1 выполняет функцию параллельного преобразования входного напряжения, изменяющегося от $-2,0$ до 0 В, в один из видов выходного кода: двоичного (прямого или обратного) и с дополнением до двух (прямого или

обратного). Микросхема изготовлена по биполярной технологии, для которой области коллектора, базы и эмиттера $n-p-n$ -транзисторов формируются последовательно легированием исходного материала через окна в окисной пленке. Схема АЦП состоит из 4320 элементов, которые выполнены в кристалле размером $5,0 \times 5,0$ мм, размещенном в герметичном 48-выводном металлокерамическом корпусе типа 2207.48-1. Функциональная схема БИС АЦП объединяет делитель опорного напряжения, 64 стробируемых КН, синхронизирующие буферные каскады, логические схемы дешифрации и управления, выходной буферный регистр (рис. 43). Одна микросхема типа К1107ПВ1 способна заменить 64 КН типа К597СА2, 25 ИС серий 133, 130, 106, 555, прецизионный делитель напряжений.

Делитель опорного напряжения представляет собой набор низкоомных резисторов с номиналами 1,04... ..1,24 Ом. Резисторы образуют шину деления опорного напряжения с двумя самостоятельными выводами. По



выводу U_{REF1} (см. рис. 43) возможно проведение коррекции смещения нуля на входе, а по выводу U_{REF2} — абсолютной погрешности преобразования в конечной точке шкалы. Номинальные значения опорных напряжений для каждой микросхемы индивидуально устанавливаются от $-0,075$ до 0 В для U_{REF1} и от $-1,9$ до $-2,1$ В для U_{REF2} .

Каждый из 64 КН обладает высоким быстродействием (типичная задержка 7 нс) и небольшим коэффициентом усиления. Перепад логических уровней на выходе КН со-

Рис. 43. Функциональная схема БИС К1107ПВ1:

$A_0 \dots A_{63}$ — компараторы напряжения

ставляет 200 ... 400 мВ. Компараторы выполнены по каскадной схеме в режиме переключения токов в сочетании с тактируемым триггером.

Управление работой КН, логических схем, буферного регистра осуществляется от одних и тех же тактовых импульсов (ТИ). Выборка аналогового сигнала производится через 10...22 нс после появления фронта ТИ на соответствующем входе КН. Дешифрация сигналов с выходов 64КН проводится с момента поступления на входы управления логических схем среза ТИ. Результат дешифрации, который является также конечным результатом процесса кодирования, записывается в выходной буферный регистр с появлением фронта следующего ТИ. Задержка, вносимая буферным регистром, не превышает наименьшей длительности периода ТИ, равной 50 нс. Это делает возможным производить выборку аналогового сигнала одновременно с появлением на выходе АЦП результата преобразования. В тот момент, когда на выходе микросхемы появляется результат n -й выборки, на входе производится выборка $n+2$. Минимальная длительность тактового импульса определяется длительностью переходных процессов в КН. Типовое значение $\tau_n \approx 15$ нс. Минимальный период следования ТИ определяется длительностью переходных процессов в ДШ и равняется $T_n \approx 30$ нс. Частота преобразования АЦП $f_c = 1/(T_n + \tau_n)$ и не превышает 20 МГц. Временная диаграмма работы преобразователя показана на рис. 44.

Таблица 17

Номер вывода	Назначение	Номер вывода	Назначение
1	Выход 4	24, 37,	Напряжение источника питания U_{cc2}
2	Выход 5	38	
3	Выход 6 (MP)	44	Управление выходным кодом. Вход 1
4	Тактовый сигнал	45	Выход 1 (CP)
5, 43	Общий (цифровая земля)	46	Выход 2
8, 39	Напряжение источника питания U_{cc1}	47	Выход 3
9	Опорное напряжение	48	Управление выходным кодом. Вход 2
10, 13, 15	Вход (аналоговый сигнал)	6, 7,	Незадействованные выводы
11, 14	Общий (аналоговая земля)	17—23,	
12	Вывод корректировки нелинейности	25—36,	
16	Опорное напряжение	40—42	

Назначение выводов микросхемы приведено в табл. 17. Тип выходного кода АЦП задается двухразрядным потенциальным кодом, который подается на выходы 44, 48 в соответствии с табл. 18 истинности. Тип выходного кода может задаваться также и постоянными уровнями. Тогда подключение выводов 44 и 48 к источнику питания U_{cc1} соответствует подаче напряжения вы-

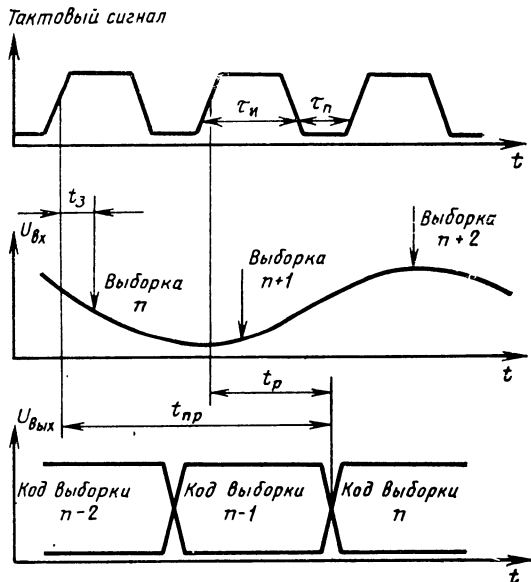


Рис. 44. Временная диаграмма работы БИС К1107ПВ1:

τ_n — длительность ТИ; τ_p — длительность паузы между ТИ; t_3 — время задержки запуска; $t_{3,р}$ — время задержки выходного регистра

сокого уровня, а к общей шине — напряжения низкого уровня. В микросхеме предусмотрен вывод 12 со средней точки делителей напряжения. Напряжение с вывода 12 может быть использовано как опорное напряжение для входного буферного усилителя при биполярном режиме преобразования. Однако необходимо учитывать, что любая нагрузка, подключаемая к средней точке делителей, оказывает влияние на нелинейность микросхемы.

Калибровка микросхем производится регулировкой опорных напряжений U_{REF1} и U_{REF2} . Отклонение U_{REF1} вызывает дополнительную погрешность, эквивалентную

Тип кода	Входное напряжение		Выходное напряжение					
	Номер вывода микросхемы							
	44	48	3	2	1	47	46	45
Прямой двоичный	U_{IH}	U_{IH}	U_{OH}	U_{OH}	U_{OH}	U_{OH}	U_{OH}	U_{OH}
Обратный двоичный	U_{IL}	U_{IL}	U_{OL}	U_{OL}	U_{OL}	U_{OL}	U_{OL}	U_{OL}
Прямой с дополнением до двух	U_{IH}	U_{IL}	U_{OL}	U_{OL}	U_{OL}	U_{OL}	U_{OL}	U_{OH}
Обратный с дополнением до двух	U_{IL}	U_{IH}	U_{OH}	U_{OH}	U_{OH}	U_{OH}	U_{OH}	U_{OL}

U_{10} и равную отклонению U_{REF1} . Аналогично отклонение U_{REF2} вызывает дополнительную погрешность, эквивалентную δ_{FS} .

Схема включения АЦП показана на рис. 45. При эксплуатации микросхемы следует помнить о недопусти-

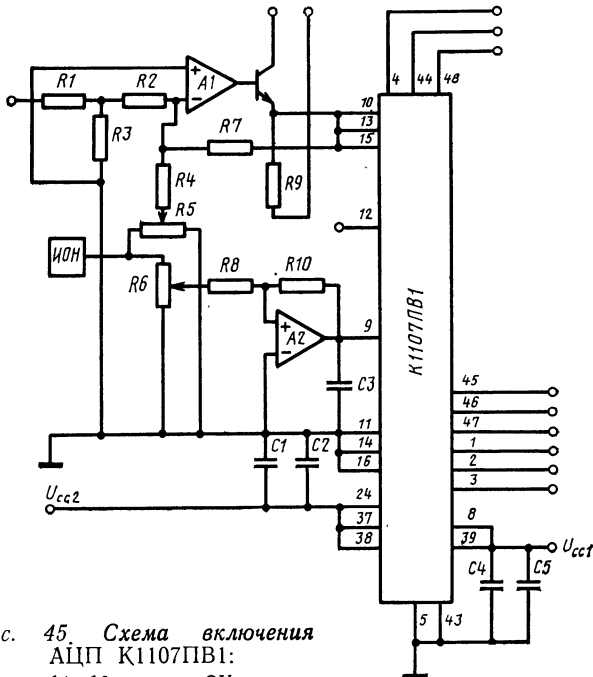


Рис. 45. Схема включения АЦП К1107PB1:
A1, A2 — схемы ОУ

мости подачи каких-либо электрических сигналов к незадействованным выводам микросхемы. Следует предусмотреть разделение цифровой земли и аналоговой земли с соединением их только в одной точке — на клемме источника питания. К выводам напряжения источников питания U_{cc1} и U_{cc2} рекомендуется подключение конденсаторов емкостью 10 и 0,1 мкФ, а к выводам опорного напряжения U_{REF1} и U_{REF2} — конденсатора емкостью 10 мкФ. Максимальное значение входной емкости АЦП

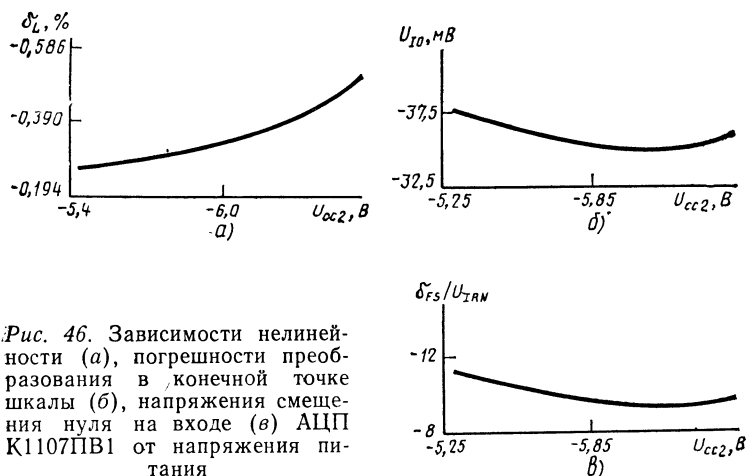


Рис. 46. Зависимости нелинейности (а), погрешности преобразования в конечной точке шкалы (б), напряжения смещения нуля на входе АЦП К1107ПВ1 от напряжения питания

100 пФ. Значение собственной резонансной частоты микросхем может находиться в диапазоне от 8,5 до 20 кГц. Допустимое значение статического потенциала равно 100 В. Логические уровни управляющих сигналов (тактового и управления видом выходного кода) соответствуют логическим уровням ТТЛ схем. Мощность потребления БИС не превышает 1 Вт.

Основные электрические параметры микросхем АЦП типа К1107ПВ1 приведены в табл. 19. На рис. 46 показаны зависимости некоторых параметров преобразова-

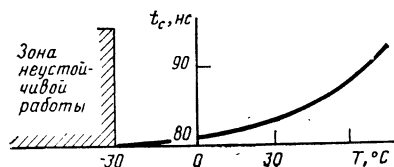


Рис. 47. Зависимость времени преобразования от температуры окружающей среды

Т а б л и ц а 19

Параметр ¹	К1107ПВ1	
	не менее	не более
Выходное напряжение высокого уровня U_{OH} , В	2,4	—
Выходное напряжение низкого уровня U_{OL} , В	—	0,4
Напряжение смещения нуля на входе U_{IO} , В	—0,075	0
Абсолютная погрешность преобразования в конечной точке шкалы δ_{FS} , МР	—3,1	3,1
Нелинейность δ_L , МР, %	—0,5 (—0,781)	0,5 (0,781)
Дифференциальная нелинейность δ_{LD} , МР, %	—0,5 (—0,781)	0,5 (0,781)
Входной ток смещения нуля I_{IO} , мкА	—	150
Входной ток высокого уровня I_{IH} , мкА	—	75
Входной ток низкого уровня I_{IL} , мА	—1,5	—
Ток потребления I_{cc1} , мА	—	30
Ток потребления I_{cc2} , мА	—150	—
Ток потребления от источника опорного напряжения I_{cc3} , мА	—	43
Время преобразования t_c , нс	—	100
Максимальная тактовая частота f_T , МГц	20	—

¹ Значения электрических параметров указаны для температуры окружающей среды $T=25\pm 10^\circ\text{C}$, напряжений источников питания $U_{cc1}=5\text{ В}\pm 1\%$ и $U_{cc2}=-6\text{ В}\pm 1\%$.

теля от изменений напряжения питания, а на рис. 47 — зависимость времени преобразования от температуры окружающей среды.

4.4. Микросхемы серии К1108

Микросхема ЦАП К1108ПА1. Микросхема 12-разрядного ЦАП типа К1108ПА1 предназначена для построения блоков аналогового ввода — вывода с повышенным быстродействием. Микросхема выполняет функцию линейного преобразования 12-разрядного параллельного кода в выходной уни- или биполярный ток. Микросхема обеспечивает согласование с ТТЛ ИС.

Преобразователи К1108ПА1 изготавливаются по биполярной технологии с диэлектрической изоляцией. Элементы прецизионной РМ нанесены на поверхность кри-

стала методом тонкопленочной технологии. Подгонка резисторов РМ осуществляется лазерным лучом. Микросхема К1108ПА1 конструктивно оформлена в 24-выводном металлокерамическом корпусе типа 210Б.24-1.

В ИС входят 12 идентичных токовых ключей, схема стабилизации тока ключей, РМ взвешенного типа и группа резисторов (рис. 48). Преобразование осуществ-

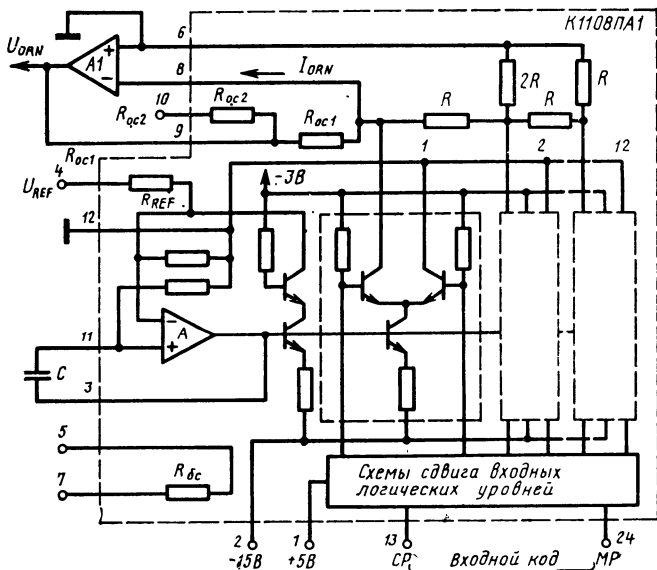


Рис. 48. Функциональная схема микросхемы К1108ПА1:

А, А1 — схемы ОУ, $R=500$ Ом, $R_{o.c1}=R_{o.c2}=2$ кОм, $R_{bc}=4$ кОм, $R_{op}=8$ кОм. Нумерация выводов соответствует нумерации соответствующих выводов корпуса

ляется по принципу суммирования двоично-взвешенных токов. Равенство токов в токовых ключах достигнуто за счет высокой идентичности элементов ИС. Стабилизация токов производится от внешнего опорного источника специальной схемой на основе встроенного ОУ.

Выходное напряжение связано со значением входного кода выражением $U_{ORN}=KR_{o.c}U_{REF}N/R_{REF}2^n$, где N — число, представляемое входным n -разрядным двоичным кодом; K — коэффициент, учитывающий особенности конструкции. При использовании внутреннего резистора обратной связи $R_{o.c1}$ или $R_{o.c1}+R_{o.c2}$ напряжение в конечной точке шкалы равно $U_{REF}-h$ и $(2U_{REF}-h)$ со-

ответственно. Номинальное значение выходного тока, соответствующего конечной точке шкалы, равно -5 или $\pm 2,5$ мА (для биполярного тока). Перевод микросхемы в режим биполярного тока осуществляется подключением резистора R_6 между U_{REF} и токовым выходом (вывод 8). Это вызывает поступление на вход ОУ дополнительного тока, равного по величине и противоположного по знаку току СР. В режиме биполярного тока управление ЦАП должно осуществляться смещенным

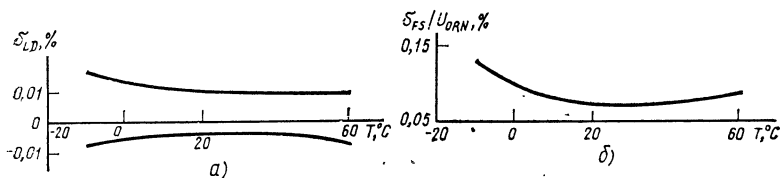


Рис. 49. Зависимости дифференциальной нелинейности (а) и погрешности преобразования в конечной точке шкалы (б) ЦАП К1108ПА1 от температуры

двоичным кодом. Схемы сдвига и согласования логических уровней, состоящие из эмиттерных повторителей и стабилитронов на смещенных в обратном направлении $p-n$ -переходах, управляют дифференциальными переключателями разрядных токов без значительной задержки фронтов цифровых сигналов.

Основные электрические параметры ЦАП К1108ПА1 приведены в табл. 20. Зависимости некоторых параметров от температуры окружающей среды и напряжений питания представлены на рис. 49, 50. Значение входных

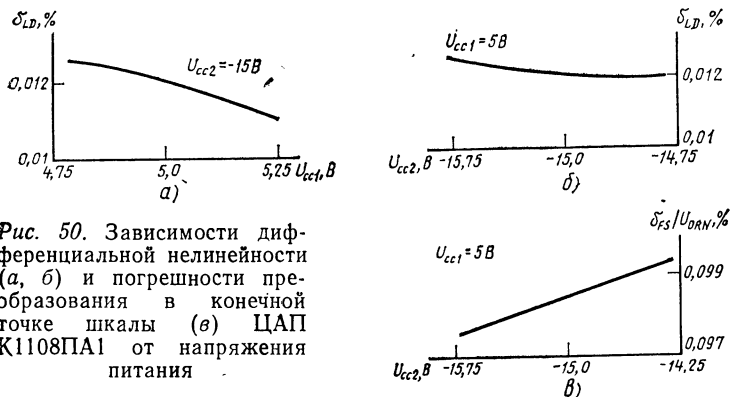


Рис. 50. Зависимости дифференциальной нелинейности (а, б) и погрешности преобразования в конечной точке шкалы (в) ЦАП К1108ПА1 от напряжения питания

Параметр ¹	К1108ПА1А	К1108ПА1Б
Входной ток высокого уровня I_{IH} , мкА, не более	100	100
Дифференциальная нелинейность δ_{LD} , %	$\pm 0,024$	$\pm 0,024$
Абсолютная погрешность преобразования в конечной точке шкалы δ_{FS} МР	± 30	± 30
Время установления выходного тока t_{SI} , нс, не более	400	700
Ток потребления I_{CC1} , мА, не более	15	15
Ток потребления I_{CC2} , мА, не более	46	46

¹ Значения электрических параметров указаны для температуры окружающей среды $T=25\pm 10^\circ\text{C}$, напряжений источников питания $U_{CC1} = 5\text{ В}\pm 1\%$ и $U_{CC2} = -15\text{ В}\pm 1\%$, напряжения опорного источника 10, 24 В, уровней входных логических сигналов 0,8 и 2,0 В.

токов при сигналах высокого и низкого уровней и температуре $T=25\pm 10^\circ\text{C}$ составляет 10 мкА. Время установления преобразователя приводится для изменения входного кода от 100...00 до 011...11.

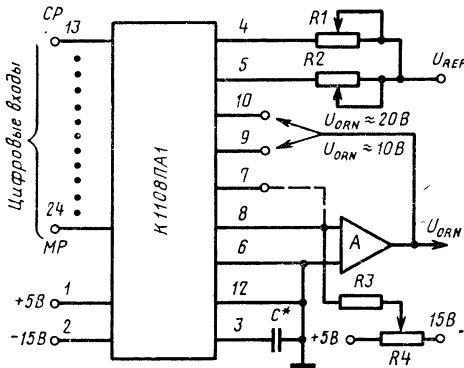


Рис. 51. Схема включения микросхемы К1108ПА1 с внешними элементами:

А — быстродействующий ОУ, $R_1=51\ \text{Ом}$, $R_2=100\ \text{Ом}$, $R_3=1\ \text{МОм}$, $R_4=33\ \text{кОм}$, $C^*=10\ \dots\ 100\ \text{пФ}$. Перемычка между выводами 7 и 8 устанавливается для би-полярного тока

Рекомендуемая схема включения микросхемы К1108ПА1 приведена на рис. 51. Внешние резисторы позволяют регулировать значение U_{ORN} и напряжение смещения нуля в небольших пределах. Подбором емкости конденсатора C можно минимизировать время установления выходного процесса.

При эксплуатации микросхемы необходимо учитывать, что время установления выходного тока t_{SI} намного меньше времени установления выходного напряжения современных полупроводниковых ИС ОУ. Наиболее полное использование динамических свойств преобразователя К1108ПА1 может быть достигнуто при сочетании его с гибридными быстродействующими ОУ в качестве выходного усилителя. Коэффициент усиления таких ОУ должен быть не менее $5 \cdot 10^4$.

Микросхема допускает работу в режиме суммирования токов на внешнем резисторе. Такой режим необходим для обеспечения работы в составе АЦП последовательного приближения. В этом случае напряжение на выводе 8 не должно превышать ± 1 В. Электрические параметры микросхемы обеспечиваются при соблюдении в процессе ее эксплуатации следующих допустимых электрических режимов:

	Не менее	Не более
Напряжение источника питания U_{cc1} , В	4,7	5,3
Напряжение источника питания U_{cc2} , В	-15,8	-14,2
Входное напряжение низкого уровня U_{IL} , В	0	0,8
Входное напряжение высокого уровня U_{IH} , В	2,0	
Максимальное выходное напряжение $U_{ORN \max}$, В	-1,0	1,0

Микросхема КР1108ПП1. Полупроводниковая ИС преобразователя напряжения — частота (ПНЧ) КР1108ПП1 предназначена для преобразования входно-

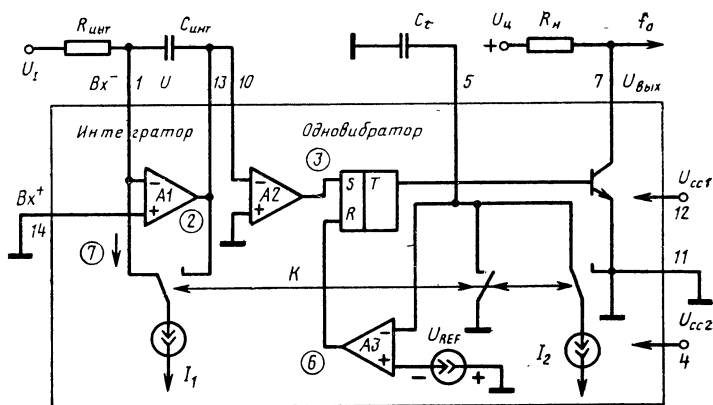


Рис. 52. Структурная схема ПНЧ на ИС КР1108ПП1:
 А1 — схема ОУ; А2, А3 — схемы КН

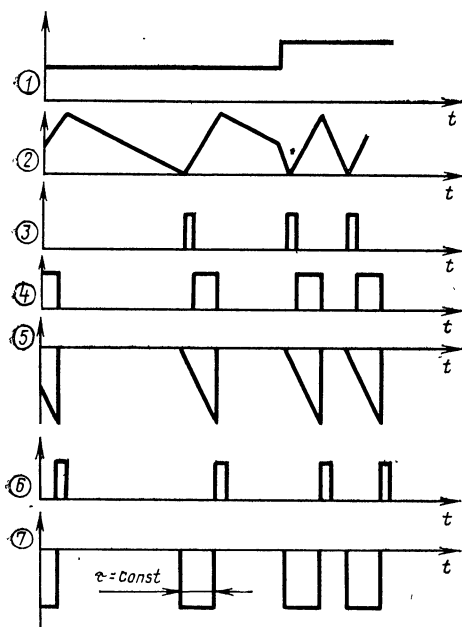


Рис. 53. Временные диаграммы работы ПНЧ на ИС КР1108ПП1

го напряжения в последовательность импульсов с частотой следования, пропорциональной его значению, а также для выполнения обратного преобразования — частоты входного сигнала в напряжение (ПЧН). Кристалл ИС изготавливается по биполярной технологии и размещается в 14-выводном пластмассовом корпусе с двухрядным верти-

кальным расположением выводов.

Структурные схемы и временные диаграммы работы ИС КР1108ПП1 в режимах ПНЧ и ПЧН приведены соответственно на рис. 52—54. Схема содержит все необходимые для ПНЧ и ПЧН элементы, включая встроенный ИОН. Краткое описание принципа работы микроэлектронного ПНЧ, аналогичного ИС КР1108ПП1, имеется в [22, 23]. Ниже приведено назначение выводов корпуса микросхемы:

- | | |
|--|---|
| 1 — инвертирующий вход; | 11 — земля (общая шина); |
| 4 — напряжение источника питания U_{cc1} ; | 12 — напряжение источника питания U_{cc2} ; |
| 5 — емкость одновибратора; | 13 — аналоговый выход; |
| 6 — частотный выход; | 14 — неинвертирующий вход; |
| 10 — выход КН; | 2, 3, 6, 8, 9 — незадействованные вы- |

Частоты генерируемых выходных или воспринимаемых входных импульсов устанавливаются с помощью внешних элементов и могут изменяться от долей герца до 500 кГц. Частота выходных импульсов в режиме ПНЧ $f = U_{IRT} I_2 / U_{REF} I_1 R_{инт} C_{\tau}$, где I_1 и I_2 — токи двух идентичных источников, равные 1 мА и используемые для заряда интегрирующего ($C_{инт}$) и времязадающего (C_{τ}) кон-

денсаторов; $C_T = 3 \cdot 10^{-5} / f_{\max} - 25 \cdot 10^{-12}$. Входное (выходное) напряжение в зоне линейного преобразования может изменяться от 0 до 10 В и иметь положительную или отрицательную полярность. Выходное напряжение в режиме ПНЧ $U_{ORN} = I_1 C_T R_{\text{инт}} U_{REF} / I_2$. Уровни импульсного выходного или входного сигнала согласуются со стандартными ЦИС ТТЛ с помощью внешних элементов. Погрешность линейности преобразования в частотном диапазоне 5 Гц...10 кГц не превышает 0,01% во всем диапазоне рабочих температур от -10 до $+70$ °С. Значение U_{REF} может изменяться от 7,5 до 8,5 В.

Стабильность ИОН достигается за счет использования в качестве опорного элемента стабилитрона и специальной схемы температурной компенсации напряжения. Встроенные в кристалл основные и вспомогательные усилительные схемы выполнены на вертикальных $n-p-n$ - и «боковых» $p-n-p$ -транзисторах, что обеспечивает высокие значения коэффициентов усиления и низкую чувствительность ИС к изменениям напряжения питания. В схеме предусмотрены внутренние цепи частотной коррекции, обеспечивающие устойчивую работу ИС во всех условиях применения. Для уменьшения составляющих погрешности, обусловленных конечным значением и нестабильностью входного тока ОУ интегратора, последний содержит схему компенсации по инвертирующему входу, способную изменять входной ток более чем в 5 раз. Для защиты схемы от перегрузок на входе ОУ устанавливаются защитные диоды и токоограничительные резисторы.

Использованному принципу построения ПНЧ присущее высокое быстродействие преобразования при изменении выходного напряжения. В частности, при его скачкообразном изменении переходный процесс протекает только в течение того периода формирования выходной частоты, который совпал с моментом изменения сигнала. Следующий цикл преобразования уже не содержит погрешности, вызванной предшествующим изменением сигнала. Это свойство позволяет использовать ИС КР1108ПП1 в системах с быстроизменяющимися контролируемыми величинами.

В режиме ПЧН выходное напряжение имеет постоянную и изменяющуюся (пилообразную) составляющие. Амплитуда пульсаций зависит от выбора постоянной времени интегратора и длительности импульса одновиб-

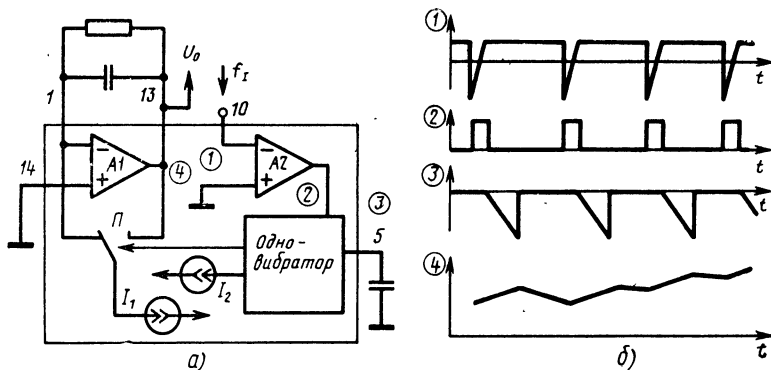


Рис. 54. Упрощенная структурная схема (а) (A1 — схема ОУ, A2 — схема КН); временные диаграммы работы (б) ПЧН на ИС КР1108ПП1

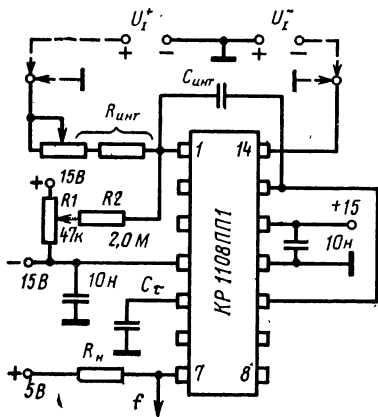


Рис. 55. Основная схема включения ИС КР1108ПП1 в режиме ПНЧ. Штриховыми линиями показаны варианты подключения источников входного сигнала положительной и отрицательной полярностей

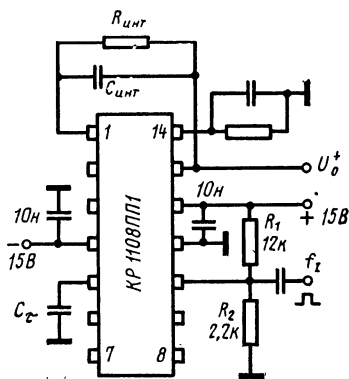


Рис. 56. Основная схема включения ИС КР1108ПП1 в режиме ПНЧ. Резисторы R1 и R2 обеспечивают согласование с сигналами ТТЛ уровней

ратора. Таким образом, схема реализует режим интегрирующего ЦАП, при котором выходное напряжение пропорционально средней частоте входного сигнала. Это позволяет использовать ПЧН в качестве основы для ФНЧ.

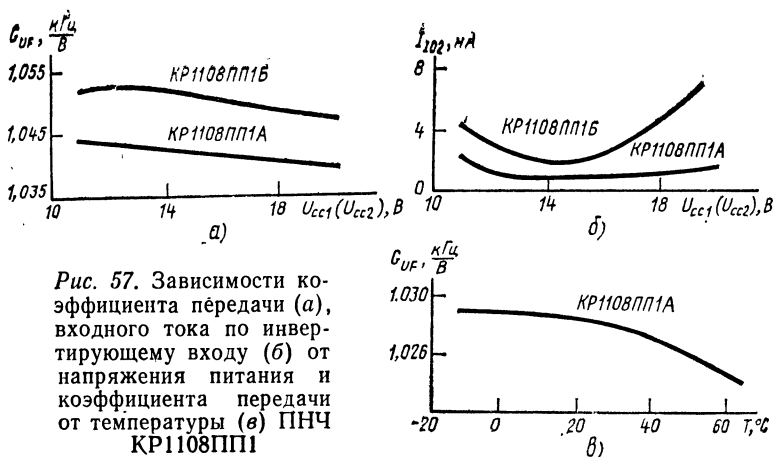


Рис. 57. Зависимости коэффициента передачи (а), входного тока по инвертирующему входу (б) от напряжения питания и коэффициента передачи от температуры (в) ПНЧ КР1108ПП1

Основные электрические характеристики ИС КР1108ПП1 в режимах включения ПНЧ и ПЧН (рис. 55, 56) приведены в табл. 21. Спецификация внешних элементов указана в табл. 22. Зависимости некоторых параметров ИС от изменения напряжений питания и температуры приведены на рис. 57. Средние значения тем-

Таблица 21

Параметр ¹	Группа	Норма	
		не менее	не более
Нелинейность АЦП $\delta_{LUP}, \text{млн}^{-1}$	А, Б	-100	100
Нелинейность ЦАП $\delta_{LUF}, \text{млн}^{-1}$	А, Б	-100	100
Погрешность преобразования АЦП в конечной точке шкалы $\delta_{FS}, \%$	А, Б	-10	10
Напряжение смещения нуля на входе $U_{10}, \text{мВ}$	А, Б	-4	4
Входной ток смещения нуля по инвертирующему входу $I_{102}, \text{нА}$	Б	-12	12
Входной ток смещения нуля по неинвертирующему входу $I_{101}, \text{нА}$	Б	—	100
Выходное напряжение низкого уровня $U_{OL}, \text{В}$	АБ	—	0,4
Токи потребления по положительному и отрицательному источникам питания $I_{cc1}, I_{cc2}, \text{мА}$	А, Б	—	5,5

¹ Значения электрических параметров указаны для температуры $T=25 \pm 5^\circ\text{C}$, напряжения источников питания $U_{cc2}=15 \text{ В} \pm 5\%$ и $U_{cc1}=-15 \text{ В} \pm 5\%$, диапазона частот (0,01—10) кГц ± 1 Гц и напряжения полной шкалы $10 \text{ В} \pm 0,1\%$.

температурных коэффициентов напряжения смещения нуля на входе и коэффициента преобразования составляют соответственно 15 мкВ/°С и 100 млн⁻¹/°С

Таблица 22

Режим	Элемент	f_{\max} , кГц	Значение
ПНЧ	C_{τ}^*	10	3300 пФ
		100	300 пФ
ПЧН	$R_{\text{инт}}$	500	30 пФ
		10, 100, 500	40 кОм
ПНЧ	$C_{\text{инт}}$	10	10 нФ
		100	1 нФ
		500	1 нФ
ПЧН	$C_{\text{инт}}$	10	22 нФ
		100	10 нФ
		500	5,1 нФ

* Элементы подбираются при настройке конкретного образца ИС.

При настройке схемы необходимо отрегулировать резистор $R_{\text{инт}}$ таким образом, чтобы напряжение на выходе интегратора при f_{\max} не выходило за пределы 0...10 В. Тогда на частоте f_{\max} скважность выходных импульсов будет близка к 4. Значение $C_{\text{инт}}$ в режиме ПЧН определяют из соотношения $C_{\text{инт}} = 10^{-4} / f_{\max}$.

При эксплуатации ИС КР1108ПП1 необходимо учитывать ряд особенностей, вытекающих из ее устройства и свойств. Преобразователь имеет высокую линейность, однако стабильность коэффициента передачи невысока. В частности, изменение температуры корпуса ИС на 1 °С за время преобразования приводит к появлению эквивалентной нелинейности, превышающей установленную норму. Стабильность коэффициента передачи зависит от стабильности внешних времязадающих элементов, стабильности внутреннего ИОН и отношения опорных токов I_1/I_2 . Высокая линейность преобразования может быть достигнута при выполнении следующих рекомендаций. После включения преобразователь должен быть выдержан не менее чем 5 мин в условиях малых изменений температуры окружающей среды. Сопоставимые отсчеты преобразуемой величины должны быть разнесены во времени не более чем на 0,8 с. Время нарастания напряжения на частотном выходе определяется постоянной

времени, образованной сопротивлением нагрузки и паразитной емкостью на выводе 7. При сопротивлении нагрузки 1 кОм паразитная емкость для диапазона 0...500 кГц не должна превышать 30 пФ.

Для исключения возбуждения ОУ интегратора следует избегать включения резистора в цепь вывода 14. При необходимости резистор может включаться одновременно с включением между выводом 14 и общей шиной конденсатора емкостью 20...100 пФ. Заземлять вывод 14 следует непосредственно около источника сигнала (в режиме ПЧН на выводе 11), а конденсатор одновибратора располагать вблизи выводов 5 и 4. Общая шина источника питания и соответствующий вывод конденсатора одновибратора должны подводиться к выводу 11 раздельно.

Не рекомендуется подача электрических сигналов на выводы ИС при выключенных источниках питания. При проверке цепей и блоков РЭА с вмонтированными ИС токи, протекающие через любые выводы микросхемы, должны быть не более 1 мА. Запрещается подключение сигналов к незадействованным выводам ИС. Предельные значения допустимых режимов эксплуатации микросхемы КР1108ПП1 указаны ниже:

Параметр	Не менее	Не более
Напряжение питания при преобразовании положительного напряжения U_{cc1}/U_{cc2} , В	10/19	19/-10
Напряжение питания при преобразовании отрицательного напряжения U_{cc1}/U_{cc2} , В	13/19	19/-13
Выходной ток низкого уровня по частотному выходу I_{OL} , мА	—	8
Выходной ток по аналоговому выходу I_O , мА	—	10
Выходное напряжение высокого уровня U_{OH} , В	—	19
Входное напряжение высокого уровня U_{IH} , В	—	U_{cc1}
Входное напряжение низкого уровня U_{IL} , В	U_{cc2}	—

4.5. Микросхемы серии К1113

Микросхема АЦП К1113ПВ1. Полупроводниковая БИС функционально-полного АЦП типа К1113ПВ1 предназначена для применения в электронной аппаратуре широкого применения в составе блоков аналогового ввода. Микросхема выполняет функцию 10-разрядного аналого-цифрового преобразования однополярного или

биполярного входного сигнала с представлением результатов преобразования в параллельном двоичном коде. Микросхема содержит все функциональные узлы аналого-цифрового преобразователя последовательных приближений, включая источник опорного напряжения,

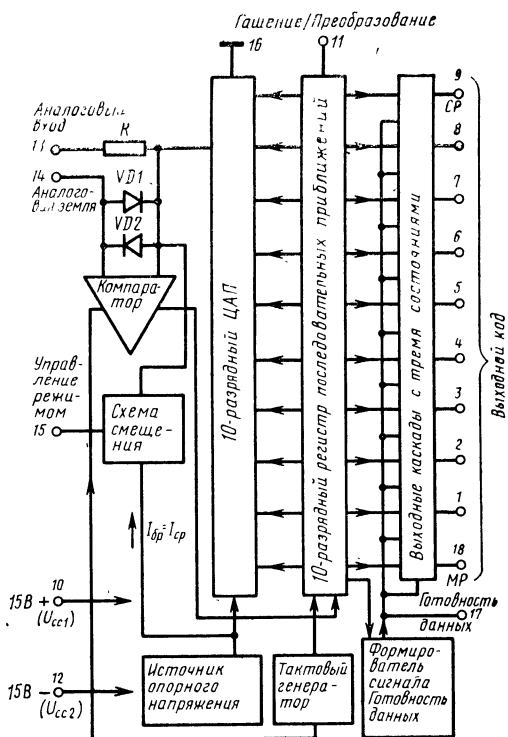


Рис. 58. Функциональная схема микросхемы АЦП К1113ПВ1

компаратор и тактовый генератор (рис. 58). Для эксплуатации микросхемы необходимы только два источника питания и несколько резисторов. Выходные каскады с тремя состояниями позволяют считывать результаты преобразования непосредственно на шину данных МП. По уровням входных и выходных логических сигналов микросхема сопрягается с цифровыми ЦИС ТТЛ. Диапазон рабочих температур ИС К1113ПВ1 — $-10 \dots +70^\circ\text{C}$.

Микросхемы К1113ПВ1 изготавливаются по биполярной технологии, модифицированной для совмещенного

формирования на кристалле биполярных транзисторов, а также элементов инжекционной логики и тонкопленочных прецизионных резисторов. Технология позволяет разместить в одной БИС большое число цифровых элементов и выполнить аналоговые узлы с высоким уровнем параметров. В процессе производства осуществляется настройка АЦП до требуемых значений электрических параметров подгонкой тонкопленочных резисторов лазерным лучом. Микросхемы К1113ПВ1 выпускаются в 18-выводном корпусе типа 238.18-1.

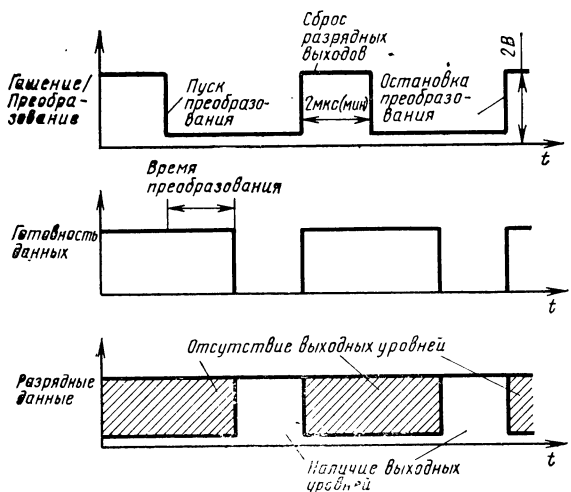


Рис. 59. Временные диаграммы работы АЦП К1113ПВ1

По составу, внутренней организации и принципу действия БИС соответствует АЦП последовательных приближений, в которых используется ЦАП с суммированием двоично-взвешенных токов. Выходной ток ЦАП сравнивается с током, протекающим через входной резистор от источника входного сигнала. Тем самым формируется соответствующий логический сигнал управления регистром последовательных приближений (РПП). Стабилизация разрядных токов ЦАП осуществляется от встроенного ИОН на основе стабилитрона со «скрытой» структурой. Схема ИОН содержит узел компенсации температурных изменений напряжения стабилизации.

Включение АЦП в режиме работы по биполярному току осуществляется подсоединением вывода 15 к цифровой земле. При этом на выходе ЦАП задается ток, равный току СР, но противоположной полярности. Десятиразрядный РПП занимает небольшую площадь на кристалле и экономичен по питанию. Тактирование РПП осуществляется встроенным ГТИ, формирующим тактовые импульсы частотой 300—400 кГц.

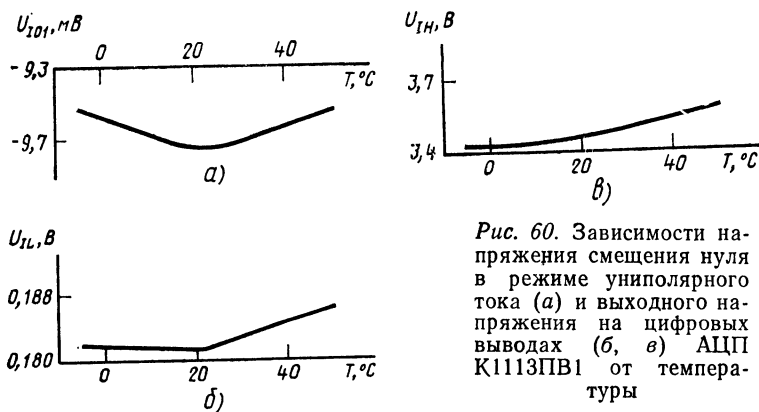


Рис. 60. Зависимости напряжения смещения нуля в режиме униполярного тока (а) и выходного напряжения на цифровых выходах (б, в) АЦП К1113ПВ1 от температуры

Установка РПП в исходное состояние и запуск его в режим преобразования производятся по внешнему логическому сигналу *Гашение/Преобразование*. По окончании преобразования АЦП вырабатывает сигнал *Готовность данных*, и информация из РПП поступает на цифровые выходы через выходные каскады с тремя состояниями. Временные диаграммы входных и выходных сигналов приведены на рис. 59.

Элементы, определяющие параметры и характеристики преобразования, рассчитаны на номинальное напряжение входного сигнала 10 В в режиме униполярного тока и ± 5 В в режиме биполярного тока. Основные электрические параметры АЦП К1113ПВ1 приведены в табл. 23. Зависимости некоторых параметров от температуры приведены на рис. 60.

Рекомендуемая схема включения микросхемы К1113ПВ1 показана на рис. 61. Внешние резисторы позволяют регулировать напряжения в конечной точке шкалы и нуля в пределах ± 3 МР. Микросхема обеспечивает нормальное функционирование при отклонении

Параметр ¹	К1113ПВ1А	К1113ПВ1В	К1113ПВ1В
Нелинейность δ_L , %	$\pm 0,1$	$\pm 0,2$	$\pm 0,4$
Дифференциальная нелинейность δ_{LD} , %	$\pm 0,1$	$\pm 0,2$	$\pm 0,4$
Абсолютная погрешность преобразования в конечной точке шкалы δ_{FS} , МР:			
в режиме униполярного тока	± 40	± 40	± 40
в режиме биполярного тока	± 20	± 20	± 20
Напряжение смещения нуля на входе U_{J0} , мВ	± 30	± 30	± 30
Время преобразования t_c , мкс, не более	30	30	30
Ток потребления I_{cc1} , мА, не более	10	10	10
Ток потребления I_{cc2} , мА, не более	20	20	20

¹ Значения электрических параметров указаны для температуры окружающей среды $T = 25 \pm 10^\circ\text{C}$, напряжений источников питания $U_{cc1} = 5 \text{ В} \pm 1\%$ и $U_{cc2} = -15 \text{ В} \pm 1\%$, уровней логических сигналов 0,4 и 2,4 В, номинальных напряжений в конечных точках шкалы: в режиме униполярного тока 10 В, в режиме биполярного тока $\pm 5 \text{ В}$.

напряжений питания от номинальных значений до $\pm 5\%$. Схема позволяет при установке ее на плате осуществлять развязку между аналоговой и цифровой землей. Разность потенциалов между ними не должна превышать $\pm 0,2 \text{ В}$. При работе с микросхемой необходимо

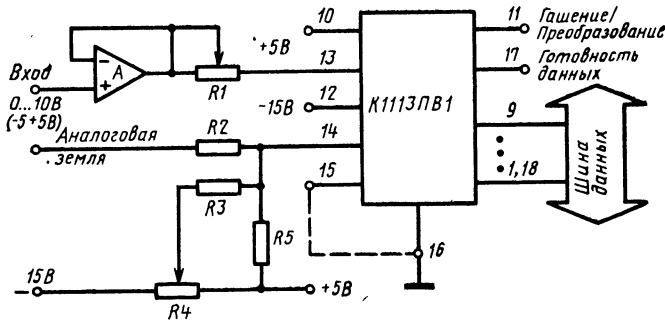


Рис. 61. Схема включения микросхемы АЦП К1113ПВ1 с внешними элементами:

А — схема ОУ для режима биполярного тока, выводы 15 и 16 соединены, резистор R5 отключен

соблюдать меры предосторожности, исключаящие воздействие на нее статического электричества и других напряжений при выключенном питании.

5. Измерение параметров АЦП и ЦАП

В процессе производства и эксплуатации РЭА с применением АЦП и ЦАП важное значение приобретают методы измерения их электрических параметров. В настоящее время используется большое число методов оценки параметров преобразователей, которые в общем случае можно разделить на две группы: по измерению параметров в статическом и динамическом режимах работы.

Измерение параметров в статическом режиме. Предполагается, что сигнал на входе преобразователя либо постоянен во времени, либо изменяется очень медленно. Наиболее характерными для данного режима работы преобразователей являются параметры: δ_L , δ_{LD} , δ_{FS} , U_{10} , U_{00} .

Измерение нелинейности АЦП и ЦАП осуществляется методами: сравнения (с эталонным преобразователем или входным сигналом), прямого отсчета, тест-сигнала. В простейшем случае входной сигнал одновременно поступает на испытуемый и эталонный АЦП, а выходные коды обоих преобразователей сравниваются. Нелинейность определяется как разность этих кодов. Для ЦАП δ_L определяется как разность выходных сигналов испытуемого и эталонного преобразователей. Эталонные преобразователи должны обеспечивать точность на 1—2 порядка выше по сравнению с испытуемыми. Следующий метод измерения δ_L основан на сравнении выходного сигнала со входным. Сравнение производится в аналоговой форме. На выходе блока сравнения формируется разностный сигнал, характеризующий δ_L , который можно наблюдать на экране осциллографа или ленте самописца. В другом случае код N_s , формируемый с помощью ЭВМ и поступающий через регистр на вход эталонного преобразователя, преобразуется в нем, а результат преобразования поступает на вход испытуемого АЦП. Нелинейность определяется как разность $\Delta N = N - N_s$. Нелинейность ЦАП при использовании дан-

Число разрядов ЦАП	Значение МР, мВ	Значение 1/2 МР, мВ	Число десятичных разрядов ЦВ	Разрешающая способность ЦВ, мВ
8	39,0	19,5	4 (класс точности не хуже 0,1)	1
9	19,5	9,75	4	1
10	9,8	4,9	5	0,1
11	4,9	2,45	5	0,1
12	2,4	1,2	5 (класс точности не хуже 0,005)	0,1
13	1,22	0,61	6	0,01
14	0,61	0,3	6	0,01
15	0,3	0,15	6	0,01
16	0,15	0,075	6 . . . 7	0,01
18	0,078	0,038	8 и более	0,001

ного метода определяется по максимальной разности между сигналами от прецизионного источника и с выхода преобразователя.

Измерение δ_L ЦАП методом прямого отсчета основано на определении максимальной разности между измеренными значениями сигнала на выходе преобразователя и значениями, взятыми из таблицы соответствия входного кода расчетному выходному сигналу. Точность используемого цифрового вольтметра (ЦВ) должна быть не менее чем на порядок выше точности ЦАП. В табл. 24 приведены характеристики ЦВ в зависимости от числа разрядов испытуемого ЦАП для измерения δ_L и δ_{LD} с точностью $\pm 1/2$ МР в диапазоне выходного сигнала 10 В. Подстройка ЦВ должна производиться с точностью $\pm 50 \dots \pm 100$ мкВ.

Несложным оказывается измерение с помощью ЦВ параметров U_{00} и δ_{FS} , если подавать на вход испытуемого ЦАП кодовые комбинации, состоящие соответственно только из нулей или единиц.

Для преобразователей с числом разрядов 10 и более процесс измерения δ_L и δ_{LD} по 2^n точкам характеристики преобразования становится трудоемким и дорогостоящим. В серийном производстве и при входном контроле ИС число точек проверки часто определяется в соответствии с методом, описанным в [24].

На рис. 62 показана структурная схема простого измерения δ_{LD} ЦАП. Счетный триггер формирует циф-

ровой сигнал в виде прямоугольных импульсов различной полярности. Счетный вход триггера управляется сигналом от ГТИ. Код на вход испытуемого ЦАП подается так, чтобы последующая кодовая комбинация отличалась от предыдущей на единицу МР. Дифферен-

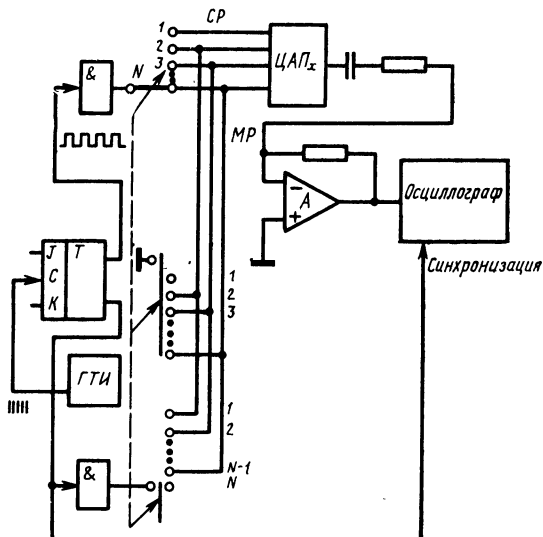


Рис. 62. Структурная схема измерения δ_{LD} ЦАП методом поразрядной проверки

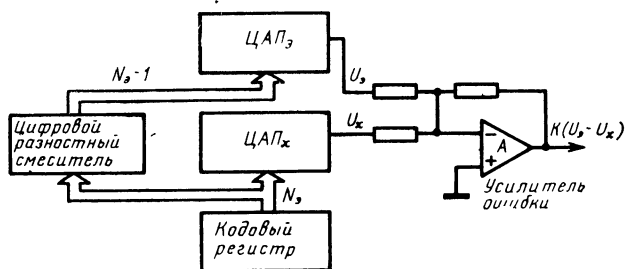


Рис. 63. Структурная схема измерения δ_{LD} ЦАП методом смещения

циальная нелинейность определяется из совокупности измерений, проводимых с помощью осциллографа или самописца [37].

Структурная схема измерения δ_{LD} методом смещения показана на рис. 63. На вход испытуемого ЦАП и разностного сумматора поступает исходный код N_s , фор-

мируемый последовательным подключением разрядов регистра. Схемой сумматора формируется код $N_z - 1$, который поступает на эталонный ЦАП. Дифференциальная нелинейность определяется по разности сигналов на выходе эталонного и испытуемого ЦАП, выделяемой усилителем ошибки.

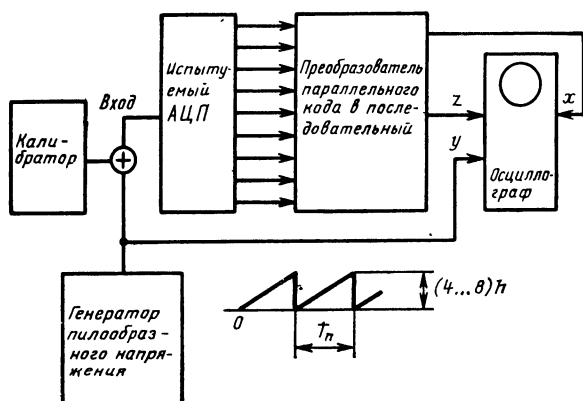


Рис. 64. Структурная схема устройства для измерения параметров АЦП с отображением выходного кода на осциллографе

Структурная схема несложного устройства, позволяющего оперативно и наглядно оценивать статическую погрешность преобразования и межкодвые шумы АЦП, приведена на рис. 64. При измерении на экране осциллографа наблюдается чередование светлых и темных полей, распределенных по строкам и столбцам, которое отображает выходной код АЦП (рис. 65). Размер каж-

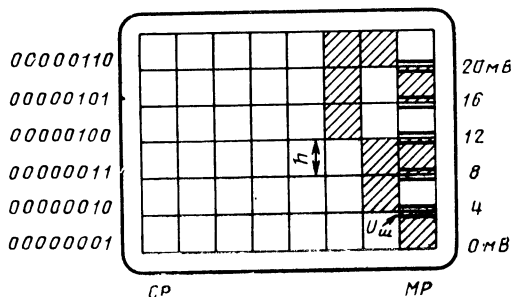


Рис. 65. Отображение выходного кода испытуемого АЦП на экране осциллографа

дой строки по вертикали равен шагу квантования. Число строк по вертикали равно числу шагов квантования, охватываемых амплитудой пилообразного напряжения. Зона размытия переходов светлых и темных полей в столбце МР характеризует межкодový шум. Изображение на экране позволяет за одну установку калибратора оценивать характеристику преобразования в зоне нескольких единиц МР. Изменением напряжения калибратора можно быстро оценить всю характеристику.

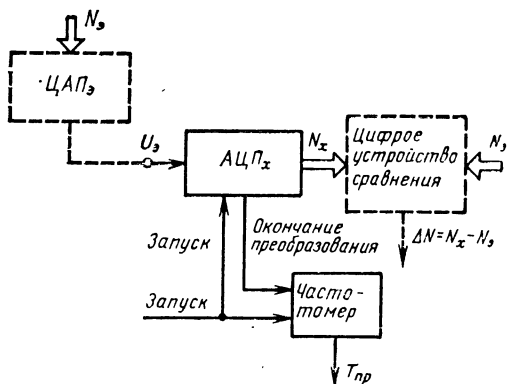


Рис. 66. Структурная схема измерения t_c АЦП с внешним запуском, вырабатывающих сигнал окончания преобразования

Устройство реализуется с помощью нескольких корпусов цифровых и аналоговых ИС. В качестве генератора пилообразного напряжения удобно использовать ЦАП типа К572ПА1, управляемый от счетчика циклов преобразования.

Измерения в динамическом режиме. Предполагается, что сигнал на входе преобразователя изменяется во времени быстро. Примером такого изменения может служить скачкообразное изменение входного сигнала. Наиболее важными параметрами для данного режима работы являются: t_{su} , t_{sl} , t_c , t_a .

При измерении t_c следует учитывать особенности запуска АЦП [25]. Схема измерения t_c АЦП с внешним запуском показана на рис. 66. Время преобразования определяется от момента подачи сигнала запуска на АЦП до момента выдачи преобразователем сигнала окончания преобразования. С помощью цифрового устройства сравнения (ЦУС) осуществляется контроль по-

грешности преобразования, которая не должна превышать допустимого значения, и определяется в единицах счета. Если в АЦП не предусмотрен сигнал окончания преобразования, то измерение данным методом проводится по схеме, приведенной на рис. 67. Время преобразования определяется от момента подачи сигнала запуска АЦП до момента появления выходного кода. Измерение осуществляется в моменты времени, последо-

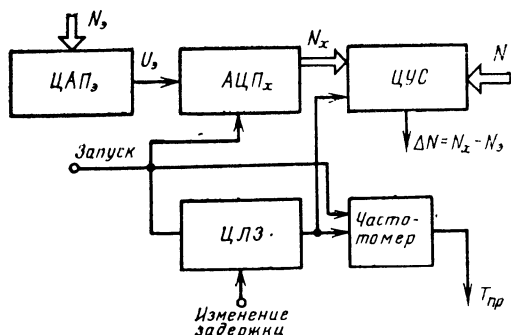


Рис. 67. Структурная схема измерения t_0 АЦП с внешним запуском, не вырабатывающих сигнал окончания преобразования

вательно уменьшаемые цифровой линией задержки (ЦЛЗ) относительно сигнала запуска АЦП до тех пор, пока погрешность преобразования, контролируемая ЦУС, не превысит заданного значения.

Схема измерения АЦП без внешнего запуска показана на рис. 68. Время преобразования определяется

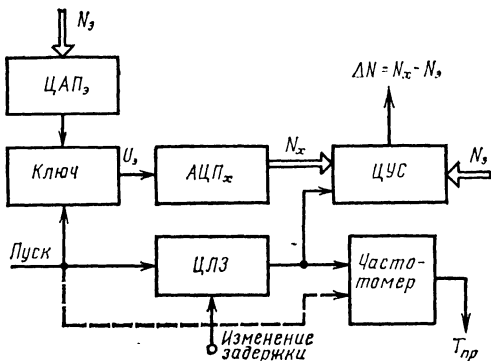


Рис. 68. Структурная схема измерения t_0 АЦП без внешнего запуска

интервалом времени от момента поступления на вход АЦП аналогового сигнала U_x до момента выдачи преобразователем соответствующего ему цифрового кода. Указанный интервал уменьшается с помощью ЦЛЗ до тех пор, пока погрешность преобразования, контролируемая ЦУС, не превысит допустимого значения. Время преобразования определяется по шкале ЦЛЗ или замеряется частотомером.

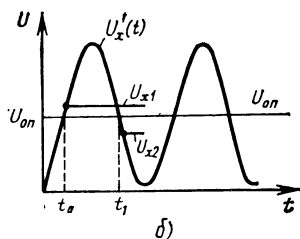
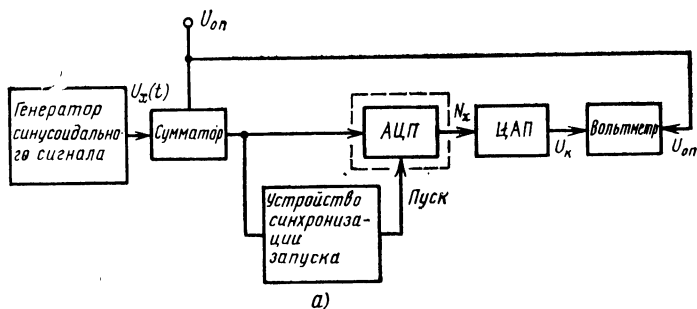


Рис. 69. Структурная схема измерения t_a АЦП (а) и временная диаграмма ее работы (б)

Апертурное время t_a может быть определено косвенным методом по схеме, показанной на рис. 69,а. После измерения сигнала, соответствующего моменту равенства опорного напряжения $U_{оп}$ (рис. 69,б) и напряжения $U_x(t)$, апертурное время определяется по формуле $t_a = [|U_{оп} - U_{x1}| - |U_{оп} - U_{x2}|] / U_x'(t)$, где U_{x1} и U_{x2} — значения напряжений на возрастающем и убывающем участках $U_{(x)}(t)$.

Время установления ЦАП может быть измерено сравнением выходного сигнала преобразователя с эталонным уровнем сигнала (рис. 70). На входы ЦАП кроме входа МР подаются прямоугольные импульсы от ГТИ. На вход МР поступает лог. 0 или лог. 1 либо последовательность импульсов от ГТИ. Сигнал на выходе испытуемого ЦАП сравнивается с эталонным пороговым уровнем, выбранным для измерения. Как правило,

эталонный уровень, т. е. порог срабатывания компаратора, устанавливают из ряда: $\pm 1/2 MР$, $1/2 U_{FS}$, U_{FS} , $-1 MР$. Время установления измеряется по шкале осциллографа от момента изменения входного кода до момента, когда сигнал с выхода компаратора устанавливается в соответствующем состоянии. Метод предполагает подачу на вход осциллографа большого перепада напряжений, что делает необходимым включение между ним и испытуемым ЦАП схемы защиты от перегрузок.

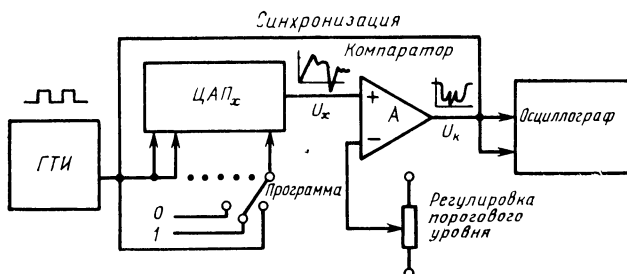


Рис. 70. Структурная схема измерения $t_{SV}(t_{S1})$ ЦАП методом сравнения

Достаточно просто может быть определена амплитуда выбросов выходного напряжения (тока) ЦАП. Как отмечалось, проявление выбросов максимально при смене кода на входе преобразователя от 011...111 до 100...000 и наоборот. Если с выхода ГТИ подать на вход СР ЦАП последовательность импульсов с чередованием лог. 1 или 0, а на все остальные входы от того же генератора подать обратную последовательность, то на входе ЦАП осуществится необходимая смена кодов.

Большинство рассмотренных методов изменения предполагает использование низкопроизводительных приборов с ограниченной точностью и быстродействием (осциллографов, самописцев, ЦВ и др.) и требует непосредственного участия оператора. Отказаться от использования осциллографа при измерении t_{SV} позволяет простое устройство, схема которого показана на рис. 71. Временные диаграммы работы устройства для двух возможных случаев завершения процесса установления $U_{вх.у}$ приведены на рис. 72. В исходном состоянии на входы КН1, 2, 3 сигнал не подается, и на их выходах устанавливается уровень лог. 0. На выходе триггерного устройства устанавливается уровень лог. 0. Выход триг-

герного устройства 10 (T_2Y10) в произвольном состоянии, а импульсы от генератора 12 (G_{H12}) постоянно поступают на вход С счетчика 11 ($Cч11$). С приходом на вход 13 устройства сигнала запуска (т. е. с появлением на входе ЦАП цифрового кода) $Cч11$ переходит в начальное нулевое состояние и готов принимать информацию. Измеряемый сигнал $U_{вх.у}$ поступает на вход 14 устройства. При достижении им уровня срабатывания $KН1$ ($U_{вх.у} > U_n$) на входе последнего установится сиг-

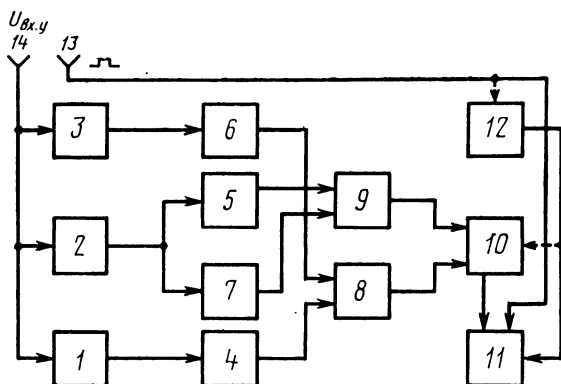


Рис. 71. Структурная схема устройства для автоматизированного измерения t_{SV} ЦАП:

1—3 — компараторы напряжения; 4—6 — формирователи коротких импульсов по фронту; 7 — формирователь коротких импульсов по спаду; 8, 9 — схемы ИЛИ; 10 — триггер; 11 — счетчик; 12 — генератор импульсов; 13 — вход запуска; 14 — вход измеряемого сигнала

нал лог. 1, который поступает на вход формирователя коротких импульсов по фронту 4 ($\Phi КИ_{\phi} 4$). С выхода $\Phi КИ_{\phi} 4$ на один из входов схемы ИЛИ 8 поступит лог. 1. На выходе схемы 8 формируется сигнал сброса по соответствующему входу T_2Y10 . Описанный тракт обозначим 1—4—8. При достижении $U_{вх.у}$ порогового уровня $KН2$ ($U_{вх.у} \geq U_{ср}$) на выходе последнего появится лог. 1 и поступит на вход $\Phi КИ_{\phi} 5$. В выхода $\Phi КИ_{\phi} 5$ на один из входов схемы ИЛИ 9 поступит лог. 1. На выходе схемы 9 сформируется сигнал записи по информационному (или счетному) входу T_2Y10 . Описанный тракт обозначим 2—5—9. При достижении $U_{вх.у}$ уровня срабатывания $KН3$ ($U_{вх.у} \geq U_{в}$) на выходе последнего появится лог. 1 и поступит на вход $\Phi КИ_{\phi} 6$. С выхода $\Phi КИ_{\phi} 6$ на второй вход схемы 8 поступит лог. 1. Опи-

санный тракт обозначим 3—6—8. После перехода $U_{вх.у}$ через уровень $U_{в}$ на выходах КНЗ, 2, 1 последовательно появится лог.0. При этом ФКИ_ф 4, 5 и 6 не срабатывают, а с выхода ФКИ_с 7 (по срезу) на второй вход 9 схемы ИЛИ поступит лог.1. Описанный тракт обозначим 2—7—9. Если в какой-то из моментов времени $U_{вх.у}$ не достигнет одного из уровней $U_{в}$ или $U_{н}$, то с выхода соответствующего тракта 1—4—8 или 3—6—8 на ТгУ10

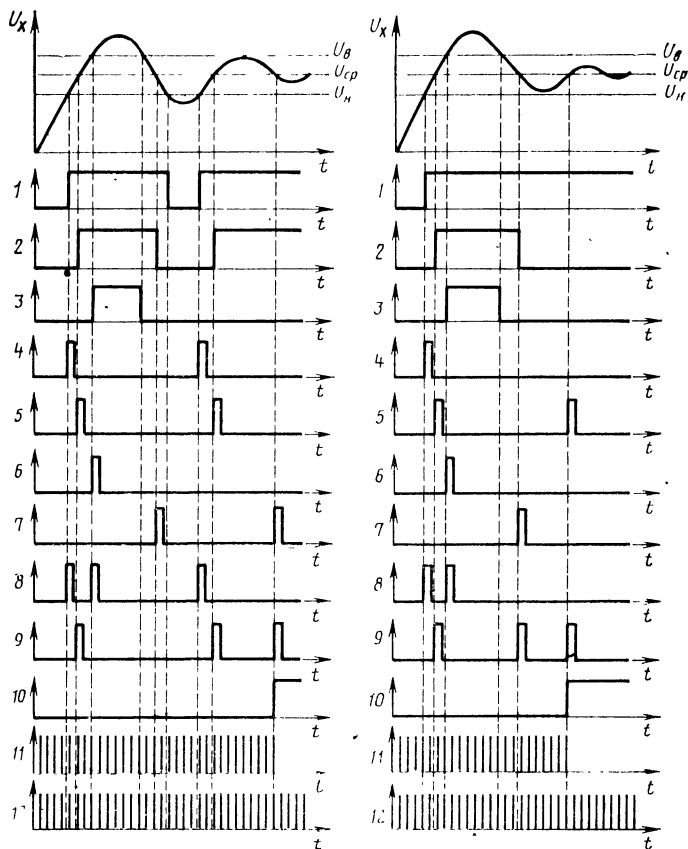


Рис. 72. Временные диаграммы работы устройства при вхождении в зону установления со стороны верхнего (а) и нижнего (б) уровней: 1 — выход КН1; 2 — выход КН2; 3 — выход КНЗ; 4 — выход ФКИ_ф 4; 5 — выход ФКИ_ф 5; 6 — выход ФКИ_ф 6; 7 — выход ФКИ_с 7; 8 — выход 8 схемы ИЛИ; 9 — выход схемы ИЛИ 9; 10 — выход ТгУ10; 11 — импульсы, записанные Сч11; 12 — выход генератора Гн12

не поступит сигнал сброса. Тогда на T_2Y10 последовательно пройдут сигналы записи с выходов трактов 2—5—9 и 2—7—9. На выходе $Q(\bar{Q})$ T_2Y10 появится лог. 1, которая, поступая на вход R $C411$, остановит счет импульсов. По числу импульсов, записанных в $C411$, определяют t_{su} .

Растущие требования по повышению достоверности измерений при уменьшении их трудоемкости и стоимости делают необходимым использование измерительных средств, управляемых от мини- или микро-ЭВМ. Одна из автоматизированных установок для контроля параметров АЦП и ЦАП описана в [26]. В ее состав входят калибратор тока и напряжения, генератор прямоугольных импульсов, эталонный ЦАП, стробоскопическое измерительное устройство, формирователь временных интервалов, мини-ЭВМ и др. Установка обеспечивает исследование 8—12-разрядных АЦП и ЦАП, а также t_c в диапазоне 0,5...100 мкс, t_a в диапазоне 10 нс...10 мкс, t_{su} в диапазоне 0,1...100 мкс.

Другим примером может быть измерительный комплекс, управляемый микро-ЭВМ и предназначенный для точного автоматизированного измерения 12-разрядных АЦП и ЦАП и приближенного измерения АЦП с числом разрядов до 16. Основу системы составляет измерительная секция, содержащая блок источников, измерительный блок, блок цифрового ввода — вывода. Метрологические характеристики системы определяет измерительный блок, который содержит эталонный ЦАП, ЦВ, цепочку переключателей для подключения опорных источников и испытуемых устройств к прецизионному вычитателю. Испытания проводятся методами сравнения и прямого измерения. Буферный усилитель с программируемым коэффициентом усиления (64 коэффициента) нормализует сигнал на входе АЦП для обеспечения необходимого динамического диапазона. Точность измерения на уровне 16 разрядов обеспечивается почасовой калибровкой и программной линеаризацией эталонного ЦАП.

Структурная схема измерительной системы показана на рис. 73. Программирование и управление осуществляются в ней через алфавитно-цифровой дисплей, на который выводятся также результаты измерений. Эти результаты могут фиксироваться печатающим устройством и заноситься в накопитель на гибких дисках для

последующей статистической обработки. Управление работой системы и вычисление конечных результатов осуществляется 16-разрядным МП, снабженным ЗУ. Система имеет выходы на стандартные магистрали для подключения к другим вычислительным системам. Программное обеспечение позволяет проводить измерения

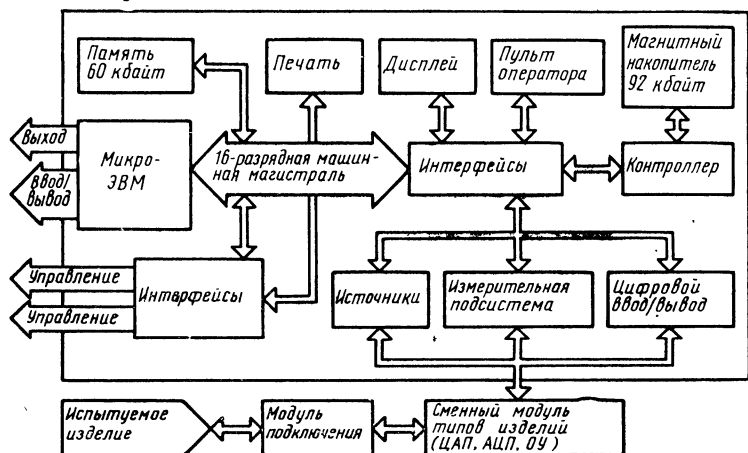


Рис. 73. Структурная схема автоматизированного измерительного комплекса

в любой последовательности, а также изменять и дополнять программу в целях измерения новых параметров и изделий [27]. Аналогичные принципы могут быть заложены и в другие автоматизированные метрологические комплексы и системы.

6. Принципы сопряжения АЦП и ЦАП с микропроцессорами и микро-ЭВМ

Развитию микроэлектронных АЦП и ЦАП во многом способствовали появление и развитие МП и микро-ЭВМ, позволивших осуществить переход к цифровым методам обработки информации на качественно новом уровне. Поэтому одно из основных требований к АЦП и ЦАП заключается в возможности их сопряжения с МП (непосредственно или с использованием дополнительных элементов). Обмен информацией между преобразователями и МП осуществляется цифровыми сигналами, что должно обеспечиваться совместимостью логических уровней цифровых сигналов преобразователя и соответствующей шины МП.

Поскольку МП имеют шины данных, реализованные на элементах с тремя логическими состояниями (0, 1, высокое выходное сопротивление), преобразователи должны также обладать указанными логическими элементами, которые могут входить в состав входных/выходных буферных регистров (внешних или встроенных).

При взаимодействии преобразователя и МП обычно используются три вида сигналов: адреса, управления и данных, — которые необходимы для выбора канала преобразования, инициирования и управления процессом преобразования, передачи данных. Поэтому важное значение приобретает временное согласование диаграмм работы МП и преобразователя. Необходимым условием совместной работы преобразователей и МП является их совместимость по виду цифрового кода и формату данных. Цифровые коды в преобразователях и МП в общем случае могут не совпадать. Тогда для сопряжений необходимо использовать внешние кодовые преобразователи или встроенные логические элементы трансформации кодов. Обмен данными производится в параллельном или последовательном формате. Для большинства АЦП и ЦАП, сопрягаемых с МП, применяется формат, при котором информация передается по всем разрядам кодового слова одновременно. Выбирая формат данных, руководствуются расстоянием между преобразователями и МП [28], а также числом разрядов или длиной слова тех и других.

Соответствие числа разрядов АЦП или ЦАП и МП является желательным, но не обязательным условием для сопряжения. Если длина слова преобразователя превышает длину слова шины данных МП, то при обмене данными потребуются проведение дополнительных операций по формированию из нескольких слов МП одного полного слова преобразователя и использование сложного с точки зрения реализации сопряжения последовательного формата данных. Если большей длиной слова обладает шина данных МП, то его избыточные старшие разряды не учитываются и возможно использование параллельного формата данных. Важным условием сопряжения преобразователей и МП является программная совместимость. Существует несколько способов организации программной совместимости АЦП, ЦАП и МП, которые сводятся к двум группам: без прерывания программы и с прерыванием программы МП. Преобразователи при этом выполняют роль периферийных устройств [29, 30].

При работе без прерывания программы МП посылает на АЦП сигнал начала преобразования и переходит в режим ожидания его результата. Время ожидания результата преобразования и его записи по команде чтения может учитываться в программе МП выполнением ряда команд с заданным временем исполнения. Такой режим работы, при котором преобразователь (периферийное устройство) готов к приему или передаче данных за время, равное времени выполнения заданной команды МП, называют синхронным режимом.

Одна из реализаций данного способа может быть такой. Микропроцессор работает с АЦП, который является по отношению к нему ЗУ, функционирующим в режимах произвольной выборки и постоянной памяти. В режиме произвольной выборки для запуска АЦП используется команда МП записи в память. Результат преобразования записывается в МП по команде чтения памяти. В режиме постоянной памяти от МП поступает команда считывания результата предыдущего преобразования, которая автоматически запускает АЦП в новый цикл преобразования [31].

Способ обмена данными по опросу заключается в том, что МП или микро-ЭВМ перед выполнением операции ввода — вывода проверяет состояние периферийного устройства. Если устройство занято, то в программе реализуется переход либо к повторной проверке его состояния, либо к опросу другого устройства. В случае готовности МП или микро-ЭВМ выдает команду ввода или вывода данных. Такой режим работы, при котором МП перед выполнением операции ввода — вывода данных опрашивает состояние периферийных устройств, называют асинхронным (рис. 74). Примером реализации данного способа может служить работа МП с АЦП, являющимся по отношению к нему ЗУ в режиме медленной памяти [31]. В этом случае АЦП при обращении к нему по адресу от МП выдает сигнал занятости, по которому МП ожидает окончания преобразования. После записи результата преобразования МП вновь обращается по адресу или выполняет очередную команду. Способ работы МП или микро-ЭВМ с периферийными устройствами без прерываний прост и требует минимального числа дополнительных устройств. Но при большой информационной нагрузке МП не может длительное время находиться в режиме ожидания. Поэтому более эффективным способом обмена данными является способ с прерыванием программы, при котором для выполнения операции ввода — вывода информации осуществляется прерывание программы МП (рис. 75). Различают два метода прерываний: векторное и простое.

При векторном прерывании преобразователь, инициирующий прерывание, сам посылает адрес своей программы обслуживания (вектор) и не допускает опроса

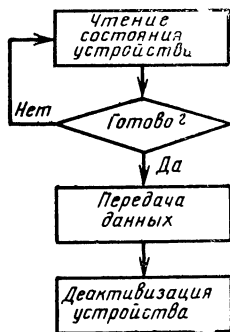


Рис. 74. Схема асинхронной передачи данных

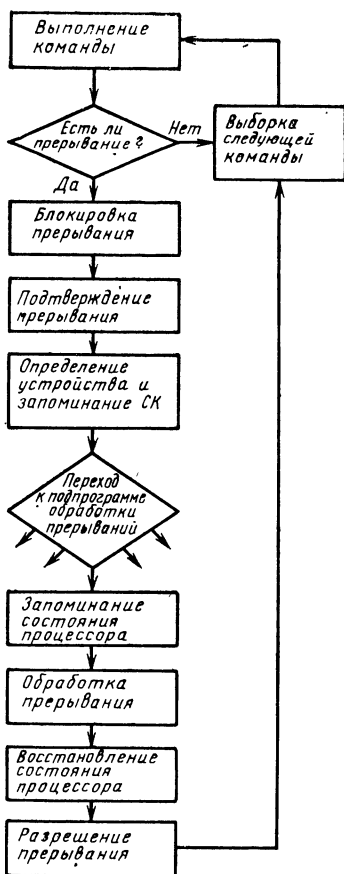


Рис. 75. Схема передачи данных с прерыванием программы

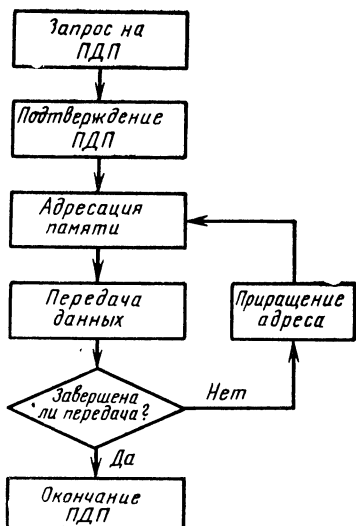


Рис. 76. Схема передачи данных при прямом доступе к памяти

микропроцессором других периферийных устройств. При простом прерывании после получения сигнала на прерывание МП завершает текущую операцию программы и переходит к опросу всех периферийных устройств до выявления преобразователя, требующего обслуживания. Его приоритет определяется местом в последовательности опроса. В обоих случаях по сигналу запроса работа МП прерывается, информация о выполнении последней операции программы переносится в ячейку вспомогательной памяти, где и хранится до возобновления выполнения программы.

Метод прямого доступа к памяти, или так называемое непроцессорное прерывание, используется в том случае, если периферийное устройство связано с памятью МП непосредственно, минуя внутренние регистры. Управление процессом обмена данными полностью контролируется устройством ввода—вывода МП, что предполагает

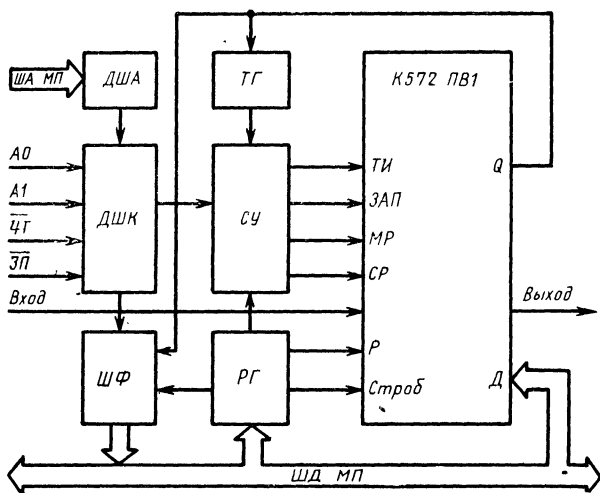


Рис. 77. Схема подключения БИС К572ПВ1 к МП серии К580: ДША — дешифратор адреса; ДШК — дешифратор команд; ШФ — шинный формирователь; ТГ — тактовый генератор; СУ — схема управления; РГ — регистр режима; ША — шина адреса; ШД — шина данных

затрату только одного процессорного цикла (или даже его части), в течение которого информация от преобразователя поступает прямо в ячейку памяти (рис. 76). Метод обладает наибольшим быстродействием, но требует большого объема дополнительных устройств.

Один из вариантов подключения микросхемы К572ПВ1 к МП серии 580 для организации обмена данными без прерываний показан на рис. 77. Управление режимом работы БИС К572ПВ1 осуществляется подачей на вывод 17 соответствующего сигнала от МП. Запуск БИС в режиме АЦП производится подачей от МП сигнала *Разрешение запуска* в РГ, а затем через схему управления на вывод 27 (*Запуск*) микросхемы. После прихода с выхода *Q* преобразо-

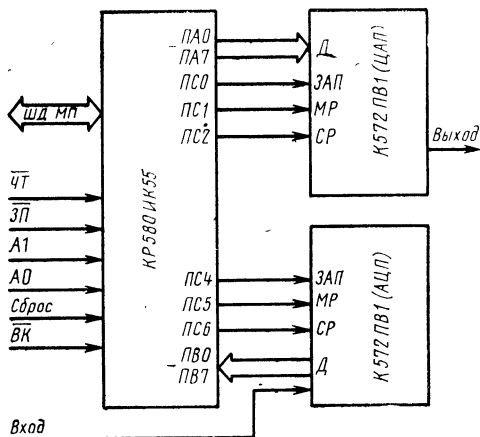


Рис. 78. Схема подключения БИС К572ПВ1 в режимах АЦП и ЦАП к БИС КР580ИК55

вателя (вывод 26) сигнала *Конец преобразования* МП считывает 8-разрядное слово, содержащее младшие информационные разряды АЦП, подачей на вывод 16 (*Вход управления* МР) сигнала *Чтение* через ДШК и СУ. Аналогично считывается 4-разрядное слово старших разрядов подачей сигнала *Чтение* на вывод 2 преобразователя (*Вход управления* СР). Командой *Чтение* СР (*ЧТ СР*) одновременно осуществляется очередной запуск АЦП. Запуск БИС К572ПВ1 в режиме ЦАП производится по сигналам *Запись* СР и МР (*ЗП СР* *ЗП МР*) через ДШК и СУ. Сигнал стробирования ЦАП поступает от РГ на вывод 29 (*Вход стробирования*).

На рис. 78 показано одновременное подключение микросхем К572ПВ1, работающих в режимах АЦП и ЦАП, к БИС КР580ИК55 серии К580. Управление преобразователями осуществляется через порт С (*ПС₀*, *ПС₁*, *ПС₂* и *ПС₄*, *ПС₅*, *ПС₆*). Цифровые данные в ЦАП передаются через порт А (*ПА₀* ... *ПА₇*) и принимаются от АЦП через порт В (*ПВ₀* ... *ПВ₇*).

7. Тенденции развития АЦП и ЦАП

Внедрение цифровых методов обработки информации в различные классы РЭА выдвигает требования по повышению точности, быстродействия и расширению функциональной структуры микросхемотехнических АЦП и ЦАП. Современные требования к преобразователям для различных областей их применения иллюстрируются рис. 79. Качественный рост технического уровня, снижение массо-габаритных показателей, значительное повышение надежности микросхемотехнических АЦП и ЦАП в первую очередь определяются совершенством конструкции и технологии изготовления полупроводниковых БИС и СБИС преобразователей.

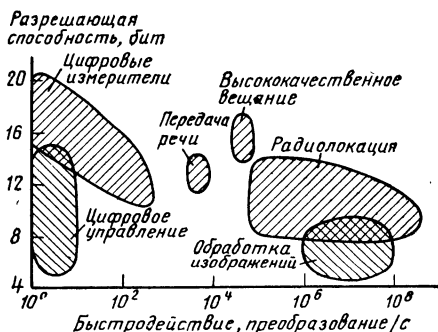


Рис. 79. Возможные области применения БИС и СБИС преобразователей

Повышение точности преобразования может быть достигнуто на основе новых конструкторских и схемотехнических решений (например, дешифрации старшего разряда входного кода ЦАП для уменьшения максимального коммутируемого тока, предварительной фильтрации на входе АЦП для увеличения соотношения сигнал-шум и др.), а также усложнением структуры преобразователей за счет увеличения степени интеграции (введение программной коррекции параметров, элементов диагностики отказов и т. п.).

Повышение быстродействия микросхем АЦП и ЦАП и обеспечение их работы на частотах 50 ... 100 МГц и более связывают сегодня с дальнейшим освоением биполярной технологии, совершенствованием технологических процессов и операций, применением перспективных схемотехнических решений. Внедрение биполярной технологии ЭСЛ схем открывает возможности по созданию 6—8-разрядных параллельных АЦП и ЦАП, работающих на частотах до 100 МГц. Ключом к решению этой проблемы является применение более совершенной литографической техники, обеспечивающей получение геометрических размеров активных элементов БИС порядка 1 мкм.

Увеличить быстродействие преобразователей на 1,5 ... 2 порядка относительно существующего представляется возможным за счет применения элементов со скоростями передачи информации единицы

и десятки гигабит в секунду. Рабочие частоты таких АЦП и ЦАП перейдут в область СВЧ частот, что возможно только на основе применения новых физических принципов и полупроводниковых материалов.

К таким материалам, например, относится арсенид галлия (GaAs), изучение и внедрение которого считаются перспективными в ближайшие 10 лет. Среди приборов на новых физических принципах интерес представляют приборы с переходами Джозефсона. Сверхпроводящие квантовые интерференционные устройства с джозефсоновскими переходами (СКВИД) рассматриваются на современ-

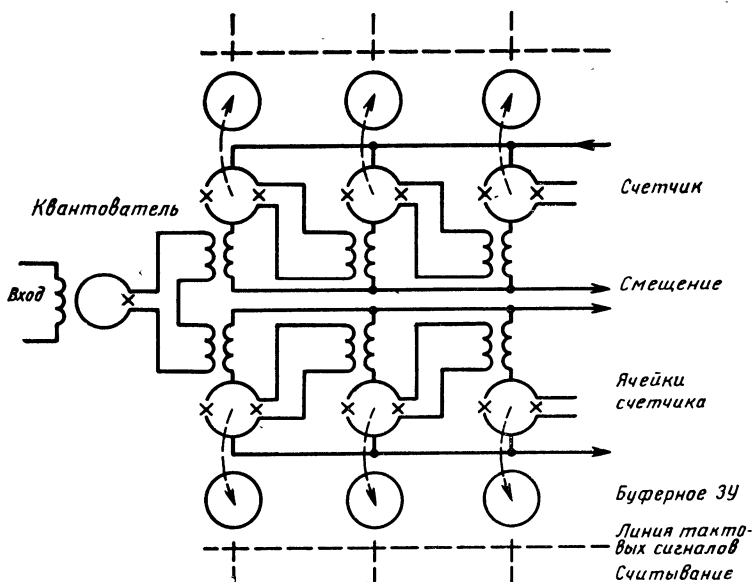


Рис. 80. Структурная схема АЦП на СКВИД

ном этапе как перспективные для реализации сверхбыстродействующих преобразователей. В СКВИД (рис. 80) магнитное поле, создаваемое током непрерывного и меняющегося аналоговых сигналов, изменяет число витков магнитного потока. В результате генерируются импульсы напряжения, полярность которых зависит от направления изменения входного аналогового сигнала. Импульсная последовательность с выхода квантователя поступает на счетчики, подсчитывающие отдельно импульсы различной полярности. Чувствительность таких приборов очень высока и ограничивается главным образом тепловым шумом. Предполагается, что на основе СКВИД возможно создание АЦП с числом разрядов 4—6 и временем преобразования 50—100 пс [32].

Ведутся исследования по повышению на 1—2 порядка плотности упаковки элементов и снижению рассеиваемой мощности на частотах в сотни мегагерц с использованием приборов с зарядовой связью (ПЗС), описанных в [33]. Приборы представляют собой по-

следовательную цепочку металлических электродов, отделенную от поверхности полупроводника тонким слоем диэлектрика. Один из принципов создания АЦП на ПЗС состоит в следующем. Число зарядов, необходимое для заполнения области под электродом (потенциальной ямы), обедненной носителями заряда, линейно связано с входным напряжением [34]. Потенциальная яма предварительно заполняется зарядом до уровня отсечки. Затем часть заряда, пропорциональная входному напряжению, экстрагируется из потенциальной ямы, в которую последовательно поступают измерительные заряды. Они вновь заполняют потенциальную яму до напряжения отсечки. Число поступивших зарядов фиксируется счетчиком.

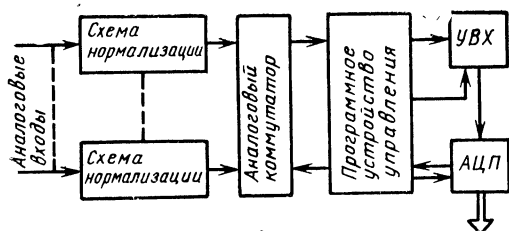


Рис. 81. Структурная схема ССД с коммутацией аналоговых сигналов после нормализации

Достижения в области цифровых и аналоговых БИС позволяют в настоящее время создавать в интегральном исполнении ряд сложных и высоконадежных преобразовательных систем. Перспективным представляется создание БИС и СБИС систем сбора и распределения данных (ССД и СРД) [35]. Интегральные ССД предназначены для нормализации и преобразования аналогового сигнала в цифро-

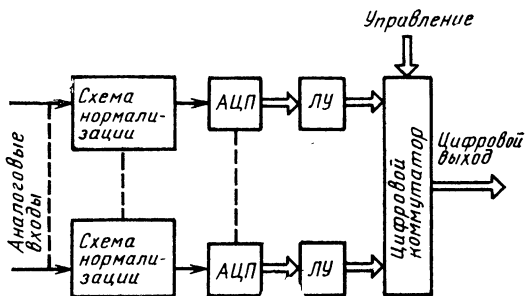


Рис. 82. Структурная схема ССД с мультиплексированием цифрового сигнала

вую форму с последующим вводом информации в МП или микро-ЭВМ. Одной из основных задач ССД является получение такого соотношения сигнал-шум в канале сбора данных, которое бы обеспечило требуемую точность преобразования и длину слова на входе вычислительного устройства. В состав ССД могут входить: аналоговый коммутатор, программируемый ОУ, УВХ, ИОН, генератор, буферные усилители, регистры, АЦП и (или) ЦАП, программируемые фильтры НЧ (адаптирующиеся к изменению сигнала и помехи), а также МП. Если МП удален как составляющая часть микро-ЭВМ,

а ССД использует его ресурс, то в систему может включаться контроллер, осуществляющий программное сопряжение между ССД и интерфейсом микро-ЭВМ [30]. Под интерфейсом понимается совокупность правил, устанавливающих единые принципы взаимодействия устройств ЭВМ, а также аппаратные средства, реализующие эти правила.

Наиболее распространены структуры ССД с коммутированием аналоговых и цифровых сигналов, позволяющие обеспечить высокую производительность и качество преобразования. Высокая производительность ССД (рис. 81) достигается совмещением коммутации очередного канала данных с преобразованием в АЦП информации из

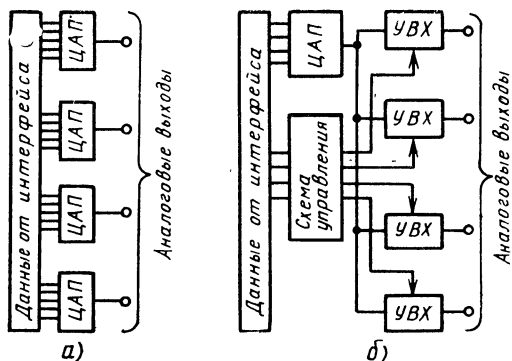


Рис. 83. Структурные схемы СРД с распределением данных: а — в цифровой форме; б — в аналоговой форме

предыдущего канала. Системы с подобной структурой называются последовательными. Отличительным признаком параллельных ССД (рис. 82) является цифровая коммутация на выходе. Преимущества параллельных ССД заключаются в возможности использования менее быстродействующих и дешевых АЦП, в минимизации искажений входного сигнала. Высокая помехозащищенность ССД обеспечивает их эффективную работу с микро-ЭВМ, которая при этом используется более рационально за счет разгрузки от обработки избыточной информации.

Более простой структурной схемой обладают СРД, которые обеспечивают восстановление аналоговой информации на выходе МП или микро-ЭВМ. Известны два способа построения СРД (рис. 83): с распределением данных в цифровой форме (с использованием в каждом канале ЦАП) и в аналоговой форме (с использованием нескольких УВХ) [35]. Более предпочтительны СРД с цифровым распределением. Информация в них может храниться долго и не требует коррекции. Время смены информации мало и зависит от быстродействия ЦАП, влияние дрейфовых параметров может быть сведено до минимума. Недостаток указанной системы состоит в том, что цифро-аналоговое преобразование способствует появлению в восстановленном сигнале гармоник, которых не было в исходном сигнале. Для борьбы с ними эффективны низкочастотные фильтры с кру-

тым спадом АЧХ. Информация от микро-ЭВМ может поступать на СРД параллельно или последовательно. При последовательном распределении данных для связи микро-ЭВМ с периферийными устройствами применяют линейные приемники, асимметричные или дифференциальные [30]. Дифференциальные приемники используются в основном при высоком уровне помех, когда СРД находится на значительном удалении от микро-ЭВМ.

Новый класс изделий микроэлектроники представляют СБИС цифровых процессоров аналоговых сигналов (ЦПАС), которые в технической литературе иногда называются системами обработки данных (СОД). Назначение ЦПАС состоит в гибкой цифровой обработке аналоговых сигналов, достигаемой программными средствами. Процессор обладает достаточно сложной архитектурой. Упрощенный ее вариант представлен на рис. 84. По аналогии с МП хранение команд и данных у ЦПАС осуществляется стираемым ППЗУ

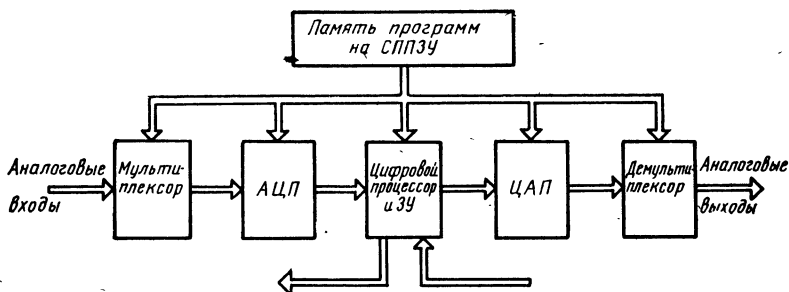


Рис. 84. Упрощенная структурная схема ЦПАС

(СПЗУ), которое может выполняться с ним в одном кристалле. Между элементами в ЦПАС обеспечены все виды совместности: по форме представления информации, метрологической, программной, пространственной, временной, электрической, кодовой, конструктивной. Гибкая архитектура ЦПАС делает их конкурентоспособными с МП и микро-ЭВМ при решении ряда задач. К таким задачам относятся: нелинейная аппроксимация функций, сложная фильтрация (в том числе и цифровая), генерирование специальных сигналов, модуляция — демодуляция, адаптивная обработка сигналов, выполнение ряда нелинейных функций, корреляция и др. [36].

Обеспечивая преобразование информации из аналоговой формы в цифровую и наоборот, микроэлектронные АЦП и ЦАП стали одним из важнейших элементов современной и перспективной РЭА. Эти изделия проникают практически во все области приборостроения и вычислительной техники, повышая эффективность миниатюризации аппаратуры, улучшая ее надежность и объемно-массовые показатели, снижая стоимость.

Список литературы

1. Энциклопедия кибернетики. Т. 1, 2 — Киев: Главная редакция Украинской Советской Энциклопедии, 1974, с. 123, 519.
2. Шило В. А. Линейные интегральные схемы в радиоэлектронной аппаратуре/ Под ред. Е. И. Гальперина. — М.: Сов. радио, 1971. — 311 с.
3. Балакай В. Г., Крюк И. П., Лукьянов Л. М. Интегральные схемы АЦП и ЦАП/ Под ред. Л. М. Лукьянова. — М.: Энергия, 1978. — 256 с.
4. Якубовский С. В., Барканов Н. А., Кудряшов Б. П. Аналоговые и цифровые интегральные схемы/ Под ред. С. В. Якубовского. — М.: Сов. радио, 1979. — 336 с.
5. Алексенко А. Г., Коломбет Е. А., Стародуб Г. И. Применение прецизионных аналоговых ИС. — М.: Радио и связь, 1981. — 222 с.
6. Бахтиаров Г. Д., Малинин В. В., Школин В. П. Аналого-цифровые преобразователи/ Под ред. Г. Д. Бахтиарова. — М.: Сов. радио, 1980. — 280 с.
7. Абрайтис В. Б., Паулаускас В. Н. Быстродействующий компаратор напряжения 597СА1. — Электронная промышленность, 1979, № 7, с. 49.
8. Гольцов В. П., Рютель А. Р., Саганенко А. А., Соха У. К., Тийкмаа Р. В. Микросхема КР1100СК2 — устройство выборки и хранения аналогового сигнала. — Электронная промышленность, 1983, вып. 4, с. 51—52.
9. Козн Ч. Новая технология подгонки резисторов. — Электроника, т. 53, № 17, с. 15.
10. Полянин К. П. Полупроводниковые интегральные микросхемы электропитания аппаратуры. — В кн.: Электронная техника в автоматике. — М.: Сов. радио, 1978, вып. 10, с. 30—54.
11. Брокс. Высококачественный 10-разрядный АЦП. — Электроника, 1978, т. 51, № 8, с. 26—28.
12. Телец В. А. Классификация микроэлектронных АЦП. — Измерительная техника, 1981, № 12, с. 41—43.
13. Мелешко Е. А. Интегральные схемы в наносекундной ядерной электронике. — М.: Атомиздат, 1978. — 214 с.
14. Шушков Е. И., Цодиков М. Б. Многоканальные аналого-цифровые преобразователи. — Л.: Энергия, 1975. — 159 с.
15. Грендбойз, Пикерелл. Дискретная обратная связь в технике аналого-цифрового преобразования. — Электроника, 1977, № 50, № 21, с. 51—57.
16. Муттер В. М., Шабер В. М., Шамрай Б. В., Черкасов Е. Н. Проектирование аналого-цифровых систем на интегральных схемах/ Под ред. Б. В. Шамрая. — Л.: Машиностроение, 1976, с. 22—32.
17. Школин В. П. Логические коды, используемые в ЦАП. — Измерительная техника, 1978, № 7, с. 41—44.
18. Прейзак. Разработчику — о дрейфе преобразователей данных. — Электроника, 1977, т. 50, № 23, с. 53.
19. Data Acquisition Handbook, Intersil, 1980, p. 40.
20. Абрайтис В. Б., Климашаускас К. Ю., Марцинкявичюс А.-И. К. Цифро-аналоговый преобразователь К594ПА1. — Электронная промышленность, 1981, вып. 2, с. 49—50.
21. Манставичюс Т. А., Марцинкявичюс А.-И. К., Климашаускас К. Ю. Новый быстродействующий 6-разрядный аналого-циф-

- ровой преобразователь К1107ПВ1. — Электронная промышленность, 1983, вып. 16, с. 47.
22. **Махнанов В. Д., Милохин Н. Т.** Устройства частотно- и время-импульсного преобразования. — М.: Энергия, 1970.
 23. **Шило В. Л.** Функциональные аналоговые интегральные микросхемы. — М.: Радио и связь; Будапешт: Изд-во технической литературы, 1982, с. 59, 60.
 24. **Вострокнутов Н. И.** Испытания и поверка цифровых измерительных устройств. — М.: Изд-во стандартов, 1977. — 140 с.
 25. **Брагин А. А., Семенюк А. Л., Бородатый В. И., Коновалов В. И.** Вопросы построения автоматизированных систем для определения динамических характеристик компонентов измерительных информационных систем. — В кн.: Исследования в области системных измерений. — Львов, 1980./ Тр. ВНИИМИУС. — 76 с.
 26. **Брагин А. А., Семенюк А. Л., Коновалов В. И., Бородатый В. И.** Нормирование и экспериментальное определение времени преобразования быстродействующих аналого-цифровых преобразователей. — Метрология, 1977, № 3, с. 25—30.
 27. **Analog dialogue.** Analog Devices Inc., 1980, v. 14, № 5, p. 1—20.
 28. **Фуллагар Д., Брендшоу А.** Сопряжение преобразователей данных и микропроцессоров. — Электроника, 1976, т. 49, № 25, с. 23—25.
 29. **Маттера.** Преобразователи данных для работы с микропроцессорами. — Электроника, 1977, т. 50, № 18, с. 22—34.
 30. **Хилбурн Дж., Джулич П.** Микро-ЭВМ и микропроцессоры: Пер. с англ./ Под ред. С. Д. Пашкеева. — М.: Мир, 1979. — 463 с.
 31. **Татхилл М., Бэртон Д. П.** Недорогой АЦП, легко сопрягаемый с микропроцессором. — Электроника, 1979, т. 52, № 18, с. 56—64.
 32. **Бош Б. Г.** Гигабитовая электроника. — ТИИЭР, 1979, т. 67, № 3, с. 13—14.
 33. **Федотов Я. А.** Полупроводниковая электроника, год 2001-й. — М.: Сов. радио; Будапешт: Изд-во технической литературы, 1975, с. 64—73.
 34. **Шилин В. А.** Арифметические устройства на ПЗС. — Зарубежная электронная техника, 1979, № 6, с. 37—41.
 35. **Гарет П.** Аналоговые устройства для микропроцессоров и микро-ЭВМ: Пер. с англ./ Под ред. М. В. Гальперина. — М.: Мир, 1981, с. 110—175.
 36. **Первый** в отрасли однокристалльный универсальный процессор аналоговых сигналов. — Электроника, 1980, т. 53, № 3, с. 93—94.
 37. **Analog Devices.** Conversion Handbook, June, 1976, p. 104—107.

Содержание

Предисловие	3
1. Элементы АЦП и ЦАП	5
1.1. Цифровые элементы	6
1.2. Аналоговые элементы	7
2. Основные принципы работы АЦП и ЦАП	37
3. Параметры и характеристики АЦП и ЦАП	40
4. Микросхемы АЦП и ЦАП	45
4.1. Микросхемы серии К572	45
4.2. Микросхемы серии К594	71
4.3. Микросхемы серии К1107	77
4.4. Микросхемы серии К1108	83
4.5. Микросхемы серии К1113	93
5. Измерение параметров АЦП и ЦАП	98
6. Принципы сопряжения АЦП и ЦАП с микропроцессорами и микро-ЭВМ	109
7. Тенденции развития АЦП и ЦАП	114
Список литературы	119

Борис Георгиевич Федорков
Виталий Арсеньевич Телец
Владимир Петрович Дегтяренко

МИКРОЭЛЕКТРОННЫЕ ЦИФРО-АНАЛОГОВЫЕ И АНАЛОГО-ЦИФРОВЫЕ
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Редактор М. М. Лисина
Художественный редактор Н. С. Шенн
Технический редактор Г. И. Колосова
Корректор Н. Л. Жукова

ИБ № 789

Сдано в набор 21.10.83 Подписано в печать 6.02.84 Т-03289
Формат 84×108/32 Бумага тип. № 3 Гарнитура литературная
Печать высокая Усл. печ. л. 6,3 Усл. кр.-отт. 6,615 Уч.-изд. л. 6,8
Тираж 35 000 экз. Изд. № 20252 Зак. 3302 Цена 35 к.
Издательство «Радио и связь» 101000 Москва, Почтамт, а/я 693

Ордена Октябрьской Революции и ордена Трудового Красного Знамени Пер-
вая Образцовая типография имени А. А. Жданова Союзполиграфпрома при
Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книж-
ной торговли: 113054, Москва, М-54, Валовая, 28

35 к.



«РАДИО И СВЯЗЬ»