

хитектуры АЦП, обеспечивающей ограничение его шумовой полосы сверху и снизу.

2. Параллельно-последовательный АЦП по схеме рис. 2 обеспечивает минимальное значение произведения верхней границы шумовой полосы на время преобразования и позволяет оптимально варьировать соотношением «быстродействие — разрядность».

3. Реализация описанных алгоритмов автоматической коррекции характеристики преобразования позволяет повысить динамический диапазон АЦП до 120 дБ и выше (разрядность до 20 разрядов и выше) при времени преобразования до 1 мс.

4. При разработке высокоразрядных АЦП следует учитывать дрейф от саморазогрева пассивных и активных элементов.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Стахов А. П., Азаров А. Д., Марценюк В. П., Моисеев В. И. Параметры и схемотехника высокопроизводительных АЦП и ЦАП. — Зарубеж. радиоэлектроника, 1984, № 2, с. 79.
2. Достал Л. И. Операционные усилители. — М.: Мир, 1982.
3. Басе Б. Л., Левоневский Ф. Д., Потанов Е. С. Некоторые способы автоматической коррекции нелинейности характеристики цифроаналоговых преобразователей. — Электрон. техника. Сер. 6. Микроэлектроника, 1971, вып. 7(33).
4. Попов Ф. П. Точные аналого-цифровой и цифроаналоговый преобразователи. — Автометрия, 1982, № 2, с. 60.

*Поступила в редакцию 5 марта 1985 г.*

УДК 681.142.621

**В. А. БЕЛОМЕСТНЫХ, В. Н. ВЬЮХИН, А. И. ЕФРЕМОВ,  
А. Н. КАСПЕРОВИЧ, Е. А. КОВАЛЕВ, В. И. ПРОКОПЕНКО**

*(Новосибирск)*

### **ДВАДЦАТИРАЗЯДНЫЙ АНАЛОГО-ЦИФРОВОЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ**

Для решения задачи многоканальной цифровой фильтрации сейсмических сигналов с динамическим диапазоном свыше 120 дБ требуется аналого-цифровой преобразователь, удовлетворяющий следующим требованиям: динамический диапазон  $\geq 120$  дБ; число разрядов 21 ( $20 + \text{знак}$ ); время преобразования 5 мс; диапазон входных сигналов  $\pm 8,192$  В; диапазон частот ( $0,01 \div 10$ ) Гц; динамическая погрешность на частоте 10 Гц  $\leq 50$  мкВ; условия эксплуатации — климатика ( $-20 \div +50$ )°С и 10 тыс. ч без обслуживания.

АЦП предназначен не для метрологических применений, а для цифровой обработки сигналов, поэтому масштабная погрешность (привязка к вольту) допускается на уровне 0,1% и проблема опорного источника решается путем использования аттестованных стабилитронов.

Анализ технических требований в комплексе показал, что данная задача в настоящее время не решена в стране и за рубежом и требует нетрадиционного подхода, основы которого изложены в [1], тщательного проектирования и новых технических решений.

На рис. 1 представлена архитектура разработанного 21-разрядного АЦП (АЦП-21). АЦП выполнен по двухтактной параллельно-последовательной (интегралопотенциометрической) схеме [1], обеспечивающей минимальную полосу внутренних шумов при заданном времени преобразования. В цифроаналоговом блоке (ЦАБ) осуществляется декодирование старших разрядов кода, полученных в 1-м такте, и вычитание из

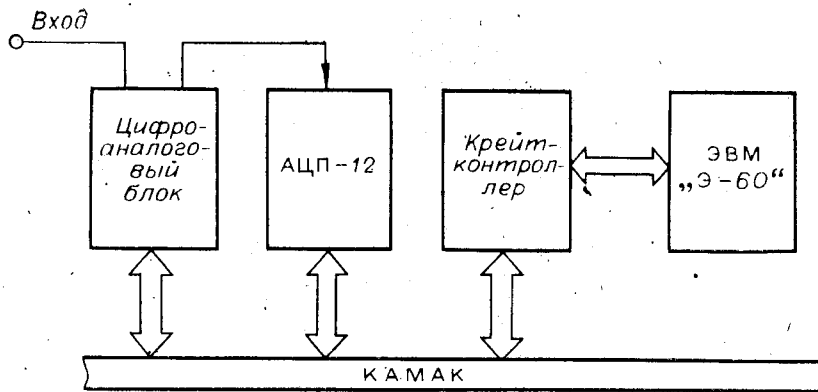


Рис. 1.

входного сигнала декодированного результата. Таким образом, ЦАБ обеспечивает понижение разрядности кодирования с 21 разряда до 12. Двенадцатиразрядный АЦП (АЦП-12) за два такта осуществляет преобразование входного и усиленного разностного (с выхода ЦАБ) сигналов с выдачей последовательно старших и младших разрядов кода с перекрытием в 2 разряда. МикроЭВМ «Э-60» производит периодическую коррекцию нелинейности цифроаналогового преобразователя и вычисляет по результатам двух преобразований АЦП-12 результирующий 21-разрядный кодовый эквивалент входного сигнала. Все блоки устройства выполнены в стандарте КАМАК и размещены в крейте, который связан с ЭВМ «Э-60» посредством крейт-контроллера.

Цифроаналоговый блок (рис. 2) является основным узлом АЦП-21 и содержит аналоговое запоминающее устройство (АЗУ), буферный усилитель, четыре ЦАП, источник опорных напряжений (ИОН), усилитель разности и фильтр нижних частот (ФНЧ). Зафиксированный в АЗУ сигнал с помощью буферного усилителя (БУ) и резистора  $R_0$  преобразуется в ток, поступающий на суммирующую шину. Одновременно с выхода АЗУ сигнал поступает в 1-й канал АЦП-12 (выход  $I$ ). Полученные в 1-м такте 11 старших разрядов декодируются в ЦАП1, который вырабатывает ток в суммирующую шину ЦАБ, где осуществляется суммирование с током входного сигнала. Усилитель разности (УР) преобразует ток суммирующей шины в напряжение и усиливает его с коэффициентом усиления 512 по отношению к входному сигналу. Разностный сигнал интегрируется  $RC$ -фильтром с целью уменьшения уровня шумов и поступает во 2-й канал АЦП-12 (выход  $II$ ).

ЦАП1 имеет 11 разрядов и дополнительный разряд с весом, равным весу 1-го (младшего) разряда. Для обеспечения линейности, соответствующей 21-му разряду, осуществляется периодическая коррекция разрядов ЦАП1. Корректирующие поправки вычисляются на основании измерения

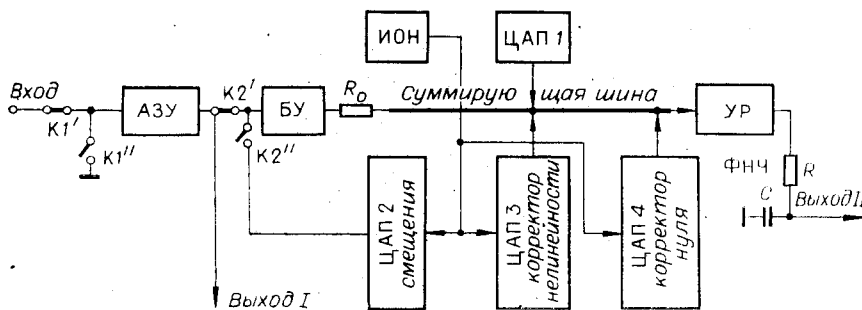


Рис. 2.

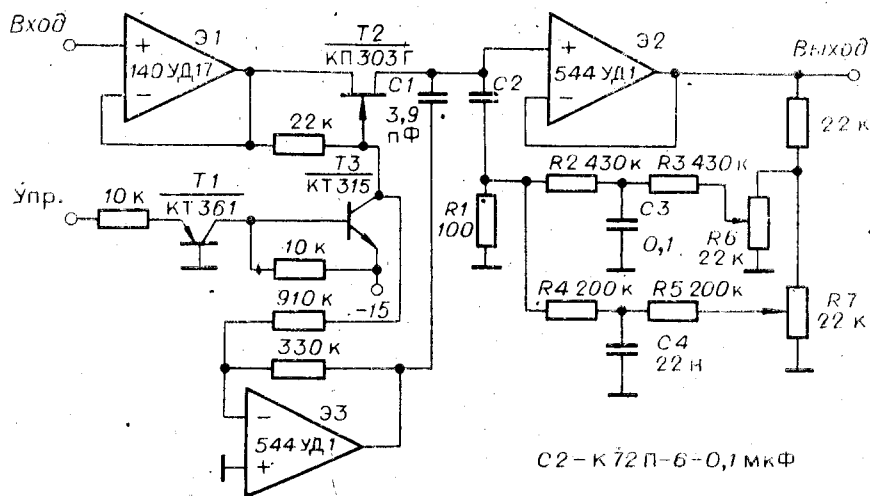


Рис. 3.

разности весов смежных кодовых комбинаций [1]. Число корректируемых разрядов задается программно от 1 до 10. В цикле коррекции ЦАП2 выдает на суммирующую шину через замкнутый ключ К2 смещение, примерно равное по величине и противоположное по знаку весу корректируемого разряда ЦАП1, чем обеспечивается работа усилителя разности в линейном режиме и измерение малых разностей на фоне больших сигналов. Вычисленные корректирующие члены в рабочем режиме поступают на суммирующую шину через ЦАП3 — корректор нелинейности. Коррекция «нуля» всего устройства осуществляется путем измерения смещения нуля при замкнутом ключе К1; код «нуля» декодируется в ЦАП4 и задает соответствующий ток в суммирующую шину. Корректоры нелинейности ЦАП3 и «нуля» ЦАП4 не являются принципиально необходимыми, так как операции коррекции могут быть выполнены и в цифровом виде микроЭВМ. В настоящей разработке опробованы оба варианта (цифроаналоговый и цифровой) учета корректирующих членов. Цифровой способ более предпочтителен, хотя требует выполнения добавочных операций суммирования в каждом цикле преобразования.

В процессе выполнения работы исследовались два описанных в [1] алгоритма коррекции характеристики ЦАП1: «сверху-вниз» и «снизу-вверх». В реальных условиях измерение базовых разностей смежных комбинаций осуществляется на фоне шумов, причем экспериментально показано, что «чувствительность» алгоритма «сверху-вниз» к помехам несколько выше по сравнению с алгоритмом «снизу-вверх». Последнее объясняется тем, что при алгоритме «снизу-вверх» значения поправок к разностным весам равно измеренным разностям, а при алгоритме «сверху-вниз» значения поправок вычисляются.

Аналоговое запоминающее устройство (рис. 3) выполнено по разомкнутой схеме и содержит входной и выходной буферные каскады Э1, Э2, ключ Т2, цепь управления ключом Т1, Т3, цепь компенсации пьедестала на Э3 и цепи компенсации абсорбционной погрешности.

Центральной проблемой, возникающей при разработке АЗУ для высокоразрядных АЦП, является борьба с абсорбцией накопительного конденсатора (С2 на рис. 3). Явление абсорбции конденсаторов обусловлено медленными компонентами поляризации диэлектрика и проявляется в данном случае в виде изменения напряжения на конденсаторе в режиме хранения в отсутствие тока утечки. Экспериментально обнаружено, что для конденсатора К72П-6 — 0,1 мкФ при входном перепаде  $\pm 4$  В и времени выборки 1 мс погрешность абсорбции составляет 0,006% при времени хранения 15 мс и 0,012% при времени хранения 2 с, а процесс

абсорбции заканчивается за 2 с. Полученные данные намного превышают допустимую для АЦП-21 погрешность.

В схеме рис. 3 погрешность абсорбции компенсируется двумя  $RC$ -цепочками  $R2, R3, C3$  и  $R4, R5, C4$ , формирующими две экспоненты с постоянными времени 2 и 20 мс, которые через делители  $R2, R1$  и  $R4, R1$  поступают на нижнюю обкладку накопительного конденсатора  $C2$ . Амплитуда формируемых экспонент пропорциональна величине перезаряда конденсатора  $C2$ , а переменными резисторами  $R6, R7$  осуществляется подстройка схемы компенсации на минимум погрешности абсорбции. Настройка схемы компенсации и измерение остаточной погрешности абсорбции производились следующим образом. На вход АЗУ подавался сигнал амплитудой  $\pm 4$  В с выхода триггера 561ТМ2 с питанием от батарей, разность между выходными и входными сигналами АЗУ усиливалась дифференциальным усилителем и наблюдалась на осциллографе.

Во втором такте работы АЦП-21 определяются 2 избыточных разряда, что позволяет корректировать погрешность 1-го такта, а также погрешность от разряда накопительного конденсатора током утечки. Нескорректированным остается лишь разряд конденсатора за время преобразования АЦП-12, равное 30 мкс. Абсорбционная погрешность на втором такте не корректируется, так как ее знак и величина определяются только знаком и величиной изменения входного сигнала между выборками.

В режиме слежения АЗУ эквивалентен ФНЧ 1-го порядка с граничной частотой

$$f_{\text{в}} = 1/[2\pi C2(R1 + r_0)], \quad (1)$$

где  $r_0 \approx 200$  Ом — сопротивление ключа  $T1$ . В связи с этим возникает частотная погрешность АЗУ, которая при обычно выполненном условии  $f < f_{\text{в}}$  выражается так:

$$\delta_f = f/f_{\text{в}}. \quad (2)$$

В схеме рис. 3  $f_{\text{в}} = 5$  кГц и на частоте 10 Гц значение  $\delta_f = 0,2\%$ . Как правило, частотная погрешность АЗУ не влияет на точность обработки сигналов, так как существенно ниже частотной погрешности датчиков сигнала.

Апертурное время АЗУ (см. рис. 3) определяется частью длительности отрицательного перепада на затворе ключа, достаточной для его запираения, и не превышает 15 нс. При «плавающем» управлении ключом это время постоянно по динамическому диапазону, и, следовательно, динамическая ошибка АЗУ обусловлена лишь его нестабильностью. Поэтому при скорости изменения входного сигнала  $V = 500$  В/с динамическая ошибка будет существенно меньше кванта по уровню АЦП-21.

В режиме хранения  $T2$  разомкнут и имеет место прямое прохождение сигнала через паразитную емкость ключа на выход АЗУ. Максимальное значение погрешности от прямого прохождения определяется выражением

$$\Delta_{\text{пр}} \leq VT_{\text{хр}}C_{\text{п}}/C2, \quad (3)$$

где  $V$  — скорость изменения сигнала;  $T_{\text{хр}}$  — время хранения;  $C_{\text{п}}$  — паразитная емкость сток-исток ключа  $T2$ . При  $V = 500$  В/с,  $T = 5$  мс,  $C_{\text{п}} = 2$  пФ имеем  $\Delta_{\text{пр}} < 50$  мкВ. Радикальным средством уменьшения этой погрешности является использование в ключе двух последовательно соединенных триодов КП303Г с общим управлением, средняя точка которых шунтируется на корпус высокоомным резистором (либо ключом). Так образуется дополнительный делитель в цепи прямого прохождения сигнала через закрытый ключ.

При размыкании ключа на выходе АЗУ возникает «пьедестал», обусловленный емкостной связью цепи управления с накопительным конденсатором. Погрешность пьедестала в схеме рис. 3 компенсируется путем подачи инвертированного сигнала управления ключом через конденсатор малой емкости  $C1$  на накопительный конденсатор.

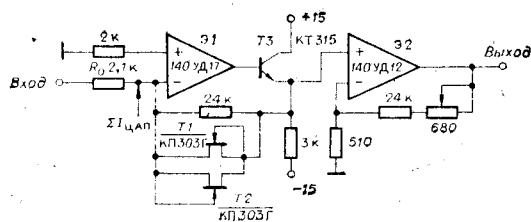


Рис. 4.

При настройке АЗУ получены следующие данные: прямое прохождение при входном сигнале типа меандр частотой 1 кГц и амплитудой 10 В не более 30 мкВ; скорость разряда накопительного конденсатора при напряжении на нем  $\pm 10$  В — 10 мкВ/с; приращение пьедестала на выходе 70 и

15 мкВ соответственно при выключенной и включенной схеме компенсации и диапазоне входных сигналов 8 В; погрешность статической передачи при включенном ключе 10 мкВ при  $U_{вх} = \pm 4$  В и 50 мкВ при  $U_{вх} = \pm 8$  В; абсорбционная погрешность настройкой уменьшается до 10 мкВ при времени хранения (5–20) мс.

Цифроаналоговый преобразователь ЦАП1 (см. рис. 2) двухполярный, 14-разрядный, выполнен по схеме с суммированием взвешенных токов, причем 5 старших разрядов выполнены на активных генераторах тока, а остальные — на основе монолитного ЦАП 572ПА2. Такое построение ЦАП1 обеспечивает в нем суперпозицию [1] разрядных весов на необходимом уровне, так как выходное сопротивление генераторов тока велико (сотни мегом), а входное сопротивление усилителя разности, которое является источником взаимодействия разрядов, мало (миллиомы). В целом активные генераторы тока выполнены аналогично [2], в них используются прецизионные ОУ 140УД17. Потребление тока от опорного источника генераторами тока постоянно и составляет лишь десятки наноампер. В цепи источника опорного напряжения установлен RC-фильтр с граничной частотой 1 Гц, подавляющий шумы опорного стабилитрона. Номинальное значение тока старшего разряда равно 4 мА.

ЦАП смещения ЦАП2 10-разрядный, однополярный, выполнен на основе схем 572ПА1 и ОУ 140УД17. С целью уменьшения уровня шумов установлено 4 корпуса 572ПА1, соединенных параллельно. Масштаб преобразования ЦАП2 согласован с масштабом преобразования ЦАП1.

Цифроаналоговые преобразователи коррекции нелинейности и нуля ЦАП3 и ЦАП4 выполнены на схемах 572ПА2, имеющих внутренние регистры. Динамический диапазон равен  $2^{12}$  и  $2^{10}$  квантов АЦП-21 соответственно для ЦАП3 и ЦАП4.

Усилитель разности (рис. 4) преобразует ток суммирующей шины в напряжение с коэффициентом усиления 512 по отношению к входному сигналу. На вход усилителя разности поступают сумма токов ЦАП1 ÷ ЦАП4 ( $\Sigma I_{ЦАП}$ ) и входное напряжение АЦП-21, преобразуемое в ток резистором  $R_0$ . С целью обеспечения высокой линейности усилитель выполнен на двух ОУ, охваченных глубокими отрицательными обратными связями. В первом каскаде используется прецизионный малошумящий ОУ 140УД17. Триоды Т1, Т2 в диодном включении предохраняют входной каскад усилителя от перегрузок. Эмиттерный повторитель защищает выход ОУ Э1 от перегрузок избыточным током суммирующей шины. Входной каскад имеет рабочий диапазон по входу  $\pm 2$  мкА (по выходу  $\pm 50$  мВ) и благодаря принятым мерам защиты от перегрузок работает в режиме с постоянной мощностью рассеивания, чем исключаются длительные тепловые переходные процессы.

Резистор  $R_0$ , преобразующий входное напряжение АЦП-21 в ток, является единственным элементом в АЦП-21, ответственным за полную разрядность и работающим в режиме с переменной мощностью рассеивания. Поэтому в качестве  $R_0$  используются два резистора С5-5-5 Вт, чем обеспечивается трехсоткратный запас по мощности рассеивания. Экспериментально установлено, что при перепаде входного сигнала, равном диапазону, погрешность саморазогрева не превышает допустимой для АЦП-21.

Цифроаналоговый блок имеет интерфейс КАМАК-магистрали, выполняющий команды записи в регистры ЦАП, управления ключами К1, К2 (см. рис. 2) и АЗУ. В качестве 12-рядного АЦП (АЦП-12 на рис. 1) применяется стандартный модуль 5P.025.261A, имеющий внутри коммутатор каналов.

№ п/п	T, мс		
	5	0,5	0,1
1	0,71	0,86	0,91
2	0,2	—	0,85

Контроль характеристик АЦП-21 производился с помощью специально разработанных модулей — блока нормальных элементов и интегратора. Блок нормальных элементов применялся в качестве источника сигнала для определения уровня шумов и интегральной нелинейности в нескольких точках шкалы. В блоке размещены 7 нормальных элементов класса 0,01, соединенных последовательно. Переключатель на семь положений и двухпозиционный тумблер на передней панели блока позволяют сформировать на выходе высокостабильные напряжения с низким уровнем шума в пределах от 0 до  $\pm 7$  В через  $\sim 1$  В.

Интегратор вырабатывает медленно изменяющееся напряжение с низким уровнем шума и регулируемой скоростью изменения, начиная с квазипостоянного, имеющего остаточный дрейф  $\leq 5$  мкВ/с. Интегратор имеет цепи предустановки уровня выходного сигнала в диапазоне  $\pm 9$  В и регулировку скорости изменения в широких пределах, для уменьшения уровня помех питается от батарей. При установке минимальной скорости интегратор является источником напряжения, уровень которого устанавливается элементами предустановки, используется для контроля дифференциальной нелинейности при настройке АЦП-21.

Шум АЦП-21 экспериментально определялся при подаче на вход сигналов от блока нормальных элементов в 5 точках шкалы, равных приблизительно 0;  $\pm 0,5$ ;  $\pm 1$  от предела. В каждой точке шкалы строилась гистограмма распределения  $10^4$  отсчетов. Гистограммы получены для трех значений времени преобразования:  $T = 5$ ; 0,5; 0,1 мс, причем постоянная времени шумоподавляющего фильтра RC (см. рис. 2) устанавливалась равной  $0,1 T$ . В таблице (строка 1) приведены усредненные по шкале среднеквадратичные значения шума АЦП-21 для трех значений времени преобразования. Значения даны в долях кванта АЦП-21, равного  $\sim 8$  мкВ. Из полученных данных видно, что нет резкой зависимости уровня шума от времени преобразования, какую следовало бы ожидать, исходя из теоретических посылок [1]. Это противоречие объясняется только тем, что гистограммы распределения получены в реальных условиях при работающей микроЭВМ «Э-60» и дисплее, которые размещены в одной стойке с АЦП-21 и дают значительные помехи. Поэтому теоретическая зависимость уровня шума от времени преобразования «смазывается» относительно высоким уровнем внешних помех.

В строке 2 таблицы даны среднеквадратичные значения шума на выходе цифроаналогового блока, полученные при отключенной микроЭВМ путем непосредственного измерения. Эти данные подтверждают зависимость уровня шумов от времени преобразования [1], конкретный вид которой определяется функцией распределения шумов элементов АЦП-21 в низкочастотной области. По этим данным может быть найден предельный динамический диапазон АЦП-21 в функции времени преобразования. От помех сети 50 Гц удалось избавиться лишь путем вынесения источника питания за пределы крейта (на 20 см). Для уменьшения внешних помех от вычислительной техники на измерительную часть необходимо использовать последовательный контроллер КАМАК-магистрали с гальванической развязкой крейта от микроЭВМ и их взаимное разнесение в пространстве.

Эффективность алгоритмов коррекции проверялась путем подачи на вход АЦП-21 медленно меняющегося напряжения от интегратора вблизи точек шкалы, соответствующих переходным комбинациям в старших разрядах. На печать выводились результаты преобразования 1-го и 2-го

тактов и общий результат при включенной и выключенной коррекции. Подтверждено, что исходная дифференциальная нелинейность в десятки квантов путем коррекции уменьшается до уровня шумов. Эксперименты проведены для алгоритмов «сверху-вниз» и «снизу-вверх». Число корректируемых разрядов равно 10.

Интегральная нелинейность АЦП-24 определялась по результатам обработки серий отсчетов, полученных при разных полярностях входного сигнала с учетом смещения нуля. Источник входного сигнала — блок нормальных элементов. Измерения проведены при подаче на вход уровней напряжения  $\pm 0,25$ ;  $\pm 0,5$ ;  $\pm 1$  от предела. Полученная таким образом интегральная нелинейность составила  $\gamma_1 = 5 \cdot 10^{-4}\%$  при полном размахе сигнала,  $\gamma_2 = 6 \cdot 10^{-4}\%$  при половинном размахе и  $\gamma_3 = 10^{-3}\%$  при размахе, равном четверти диапазона. Наиболее достоверно значение интегральной нелинейности при полном размахе, так как это значение менее искажено шумами.

Динамические свойства АЦП-24 определялись по реакции на ступень входного сигнала. Вход АЦП-24 подключался к блоку нормальных элементов и программным образом производилось периодическое замыкание ключа  $K1''$  (см. рис. 2), что эквивалентно подаче на вход калиброванных малошумящих ступеней. Результаты испытаний выводились на цифропечать в виде серий отсчетов, привязанных к моментам подачи ступеней. Измерения проведены в точках шкалы, соответствующих ориентировочно  $\pm 0,25$ ;  $\pm 0,5$ ;  $\pm 1$  от предела, время преобразования 5 мс. Оказалось, что для скачка входного сигнала, равного четверти диапазона, переходной процесс не регистрируется, т. е. последовательность отсчетов после подачи скачка имеет постоянное значение. Для скачка, равного или большего половины диапазона, переходной процесс составляет один отсчет. Это означает, что допустимое изменение сигнала между выборками не более четверти диапазона.

Динамический диапазон АЦП-24 определим, как отношение максимального действующего значения входного синусоидального сигнала к шуму:

$$D = 20 \lg(N/\sqrt{2}\sigma_{ш}), \quad (4)$$

где  $N = 2^{20}$  — амплитуда сигнала, выраженная числом квантов;  $\sigma_{ш}$  — действующее значение шума АЦП-24. Согласно данным таблицы динамический диапазон и эффективная разрядность АЦП-24 в зависимости от времени преобразования составляют

1) время преобразования, мс	5	0,5	0,1
2) динамический диапазон, дБ	120,4	119	118
эффективная разрядность	20	19	19
3) динамический диапазон, дБ	130,4		119
эффективная разрядность	21		19

Строки 2 и 3 соответствуют наличию и отсутствию внешних помех от средств вычислительной техники. Эффективная разрядность определена как целое от  $D/6$ .

Таким образом, в данной работе указаны конкретные пути построения высокоразрядных АЦП и описана реализация действующего макета 20-разрядного аналого-цифрового преобразователя, разрядность (динамический диапазон) и быстродействие которого связаны оптимальным образом.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Вьюхин В. Н., Касперович А. Н. Вопросы проектирования аналого-цифровых преобразователей предельной разрядности.— Автометрия, 1985, № 5.
2. Вьюхин В. Н. Шестнадцатиразрядный цифроаналоговый преобразователь.— Автометрия, 1982, № 2.

Поступила в редакцию 5 марта 1985 г.