

МЕТОДЫ И ТЕХНИЧЕСКИЕ СРЕДСТВА
АВТОМАТИЗАЦИИ ЭКСПЕРИМЕНТА

УДК 681.142.621

В. Н. ВЬЮХИН, А. Н. КАСПЕРОВИЧ

(Новосибирск)

ВОПРОСЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ АНАЛОГО-ЦИФРОВЫХ
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПРЕДЕЛЬНОЙ РАЗРЯДНОСТИ

Задачи цифровой обработки сигналов с широким динамическим диапазоном 120 дБ и выше требуют создания аналого-цифровых преобразователей с числом разрядов 20 и более. Например, для цифровой фильтрации сигналов сейсмических датчиков необходимо на вход цифрового фильтра подавать 20-разрядные отсчеты, так как отдельные спектральные компоненты сигнала отличаются по амплитудам в 10^3 раз и каждая из них имеет динамический диапазон 10^3 .

Распространенный прием расширения динамического диапазона с помощью усилителя с переменным коэффициентом усиления не обеспечивает широкий диапазон в текущем времени и не позволяет получить информацию о «тонкой» структуре сигнала.

Лучшие цифровые вольтметры имеют динамический диапазон 120 дБ и выше, но обычно дают интегральную оценку сигнала за время 1 с и поэтому применимы для преобразования только ультранизкочастотных сигналов. За рубежом выпускаются 16—18-разрядные АЦП и ЦАП с временем преобразования сотни микросекунд [1]. Однако они обеспечивают номинальную разрядность лишь в узком температурном диапазоне (обычно 20—30°C) и при периодических калибровках и подстройках. Анализ существующей элементной базы показал, что при работе АЦП в широкой климатике и длительном сроке без обслуживания достижимая разрядность не превышает 14—15 двоичных разрядов, что соответствует динамическому диапазону 84—90 дБ.

В настоящей работе исследуются факторы, ограничивающие разрядность АЦП, и рассмотрены пути построения АЦП, оптимального по критерию «разрядность — быстродействие».

Естественным ограничением разрешающей способности или динамического диапазона АЦП являются внутренние шумы его элементов. Поскольку кодируются мгновенные значения сигнала, то оценку шумов предпочтительно производить по двойному пику. В АЦП источниками шумов являются резисторы, операционные усилители (ОУ), монолитные ЦАП и опорные стабилитроны. Двойной пик теплового шума резистора R в полосе Δf с вероятностью, соответствующей $\pm 3,5\sigma$ *, т. е. 99,9%, может быть определен:

$$2l_m = 1 \text{ нВ} \sqrt{R\Delta f} (\kappa \cdot \text{Гц}), \quad (1)$$

откуда следует, что шум резистора номиналом 10 к в полосе 10 кГц равен 10 мкВ, что соответствует кванту по уровню 24-разрядного АЦП со шкалой ± 10 В.

В справочниках на элементы обычно не содержатся их шумовые характеристики. Поэтому были разработаны методики и поставлены экс-

* σ — среднеквадратическое значение шума.

Таблица 1

№ п/п	Тип ОУ	Условие		Примечание
		$I_B=1/10$ кГц $R_i=1к$	$R_i=1/10 к$ $I_B=1 кГц$	
		Двойной пик шума, мкВ		
1	K140УД6А	8/23	8/10	
2	K153УД5	3,5/12	3,5/7	
3	K140УД12	10/15	10/12	$I_8 = 20 мкА$
4	K140УД12	7/15	7/9	$I_8 = 40 мкА$
5	K544УД1А	7/15	7/10	
6	KP544УД1А	10/17	10/15	
7	K284УД1А	15/23	15/15	
8	K140УД14	6/15	6/8	
9	K140УД17Б	3,5/10	—	
10	K538УН3 K140УД13	5	5/7	Параллельные каналы
11	K140УД6 K140УД13	10	—	МДМ-канал

перименты по определению шумов элементов АЦП. Измерения проведены осциллографом с разрешением до 0,5 мкВ по ширине шумовой дорожки на уровне вероятности, соответствующей 2—3σ. Хотя такая методика и не дает строго точных результатов, но позволяет оперативно определить двойной пик шума в полосе $0,01 \div 10^4$ Гц.

В табл. 1 приведены шумы ОУ в полосе от 1 до 10 кГц при сопротивлении источника сигнала 1 и 10 к и времени наблюдения 10 с. Каждый результат получен путем усреднения данных по трем образцам. Из данных табл. 1 следует, что минимальный шум имеют прецизионные ОУ типов 153УД5 и 140УД17, а из микроомных — 140УД14. Сложные схемы ОУ с параллельными каналами и МДМ-каналом (строки 10, 11) практически не дают выигрыша по шумам.

В табл. 2 приведены шумы монолитных ЦАП при крайних значениях кодовых комбинаций в полосе 1 кГц и времени наблюдения 1 с и 5 мин. Использовалась мостовая схема включения ЦАП по опорному напряжению в целях исключения влияния шума опорного источника. Из данных табл. 2 видно, что шум К-МОП ЦАП серии 572ПА1 достаточно мал и может быть уменьшен параллельным соединением нескольких корпусов (за счет снижения сопротивления матрицы резисторов). Шум 12-разрядного ЦАП 594ПА1, выполненного по биполярной технологии, аномально велик, и в дальнейшем эти микросхемы не использовались.

Результаты исследования шумов опорных стабилитронов в полосе $0,1 \div 1$ и $0,1 \div 10^3$ Гц сведены в табл. 3. Измерение шумов на постоянном токе здесь невозможно в связи с отсутствием «нешумящего» опор-

Таблица 2

Тип ЦАП	Код			Примечание
	$N=00...0$ $T=1 с$	$N=11...1$ $T=1 с$	$N=11...1$ $T=5 мин$	
	Двойной пик шума, мкВ			
K572ПА1А	7	15	20	2 корпуса параллельно
	5	7	40	
K594ПА1	10	300	500	

ного источника для ввода измерительного усилителя в линейную область.

Из полученных данных можно заключить:

1) уровень шумов элементной базы реально ограничивает достижимую разрядность АЦП (в особенности это относится к ОУ, как наиболее массовым из активных элементов АЦП);

2) при построении 20—24-разрядных АЦП шумовую полосу элементов АЦП необходимо ограничить на уровне 1 кГц и менее, а опорного источника — ≤ 1 Гц.

Из предыдущего следует, что архитектура АЦП предельной разрядности должна обеспечивать минимальную шумовую полосу $f_{ш}$ при данном времени преобразования $T_{пр}$, т. е. минимум $T_{пр}f_{ш}$.

Произведем оценку шумовой полосы для трех наиболее распространенных типов АЦП: развертывающего (с генератором линейно-изменяющегося напряжения — ЛИИ), поразрядного и параллельного. Их обоб-

Тип	Условие		Примечание
	$f_B=1\text{кГц}$ $T=10\text{с}$	$f_B=1\text{Гц}$ $T=10\text{с}$	
	Двойной пик шума, мкВ		
Д818Е	45	10	$I_0 = 10\text{мА}$
КС191Ф	35	10	$I_0 = 10\text{мА}$

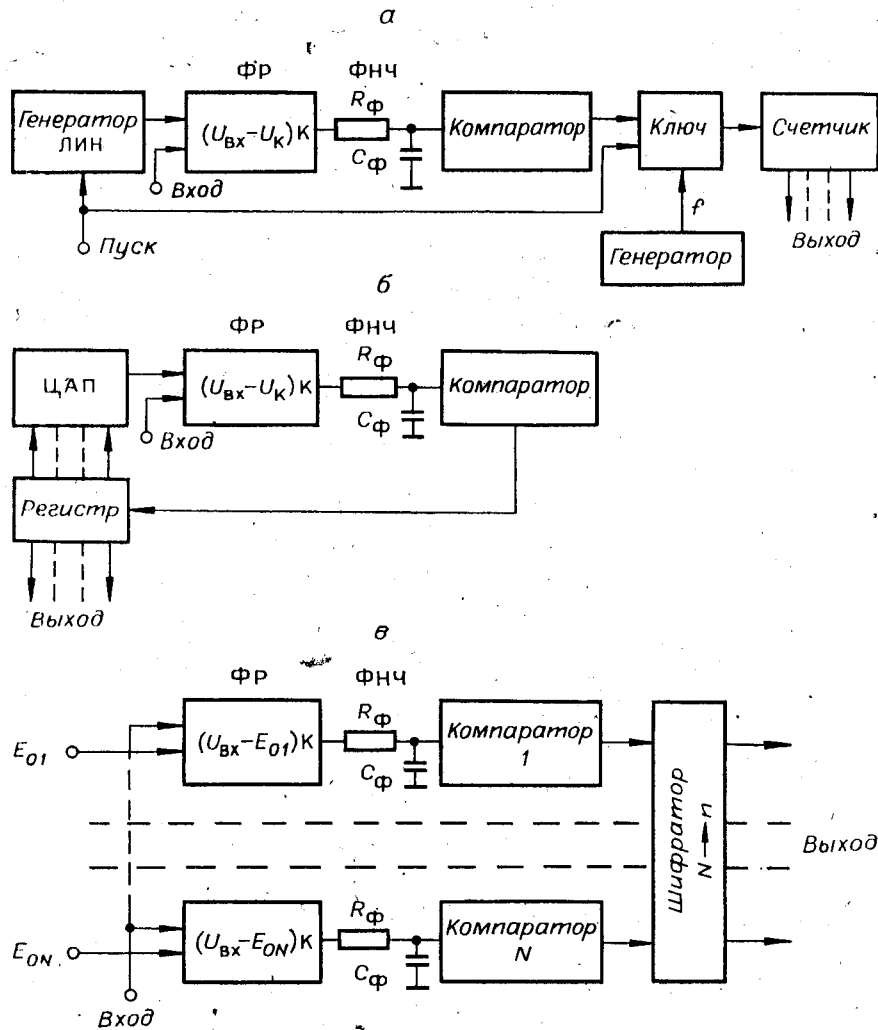


Рис. 1.

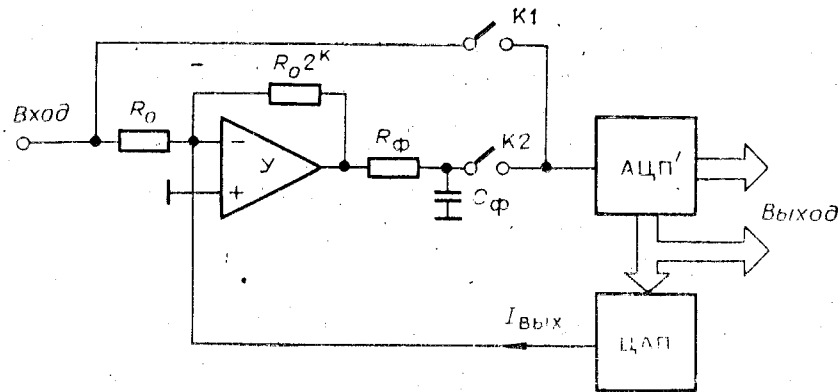


Рис. 2.

ценные функциональные схемы приведены на рис. 1, а — в. Формирователи и усилители разности (ФР) осуществляют операцию вычитания входного $U_{вх}$ и компенсирующего сигнала U_k и усиление разности. ФНЧ $R_Ф C_Ф$ ограничивает шумовую полосу АЦП. Эти элементы обычно присутствуют в неявном виде (здесь они выделены для наглядности анализа).

Для АЦП с временной разверткой (см. рис. 1, а) ФНЧ вносит задержку $\tau_1 = R_Ф C_Ф$ между моментом сравнения входного $U_{вх}$ и компенсирующего U_k сигналов, причем дифференциальная нелинейность будет определяться не самой задержкой, а ее неопределенностью или шумом этой задержки, поэтому принимаем допустимое значение $\tau_1 = (100 \div 500) \Delta t$, где $\Delta t = 1/f_r = T_{пр}/2^n$ — период импульсов генератора, равный кванту АЦП во временной области (n — число разрядов АЦП). Отсюда граничная частота ФНЧ определяется как

$$f_{ш1} = 1/2\pi\tau_1 = 2^n/2\pi(100 \div 500)T_{пр}. \quad (2)$$

Для АЦП поразрядного уравнивания допустимая постоянная времени ФНЧ τ_2 может быть рассчитана исходя из времени установления сигнала на выходе ФНЧ с погрешностью в половину кванта АЦП при числе его тактов, равном числу разрядов:

$$\tau_2 = T_{пр}/n \ln 2^{n+1}, \quad (3)$$

а шумовая полоса

$$f_{ш2} = n \ln 2^{n+1}/2\pi T_{пр}. \quad (4)$$

В (3), (4) учтено, что длительность одного такта равна $T_{пр}/n$.

Для АЦП параллельного кодирования (см. рис. 1, в) шумовая полоса рассчитывается из (4) при $n = 1$. Расчеты полосы внутренних шумов при $T_{пр} = 5$ мс и $n = 21$ показали, что наименьшую полосу внутренних шумов (480 Гц) имеет параллельный АЦП. Шумовая полоса поразрядного АЦП составляет 10 кГц, а развертывающего — порядка 128—640 кГц.

Таким образом, с учетом реальных шумов элементной базы максимальным динамическим диапазоном обладает АЦП параллельного кодирования. АЦП с временной разверткой теоретически имеет монотонную характеристику, но требует широкой полосы пропускания компаратора и, следовательно, будет иметь высокий уровень шума, что экспериментально подтверждено авторами.

Параллельная структура АЦП (см. рис. 1, в) в чистом виде для $n \geq 10$ практически нереализуема. На рис. 2 приведена структурная схема параллельно-последовательного АЦП, примерно эквивалентная по шумовой полосе параллельной. В первом такте при замкнутом ключе К1 малоразрядный АЦП' осуществляет грубую оцифровку и определяет старшие n' разрядов выходного кода. Аналоговый эквивалент этих раз-

рядов после декодирования ЦАП вычитается из входного сигнала, полученная разность усиливается в 2^k раз усилителем разности ($У$), фильтруется цепочкой $R_{\phi}C_{\phi}$ с целью снижения шумов и кодируется для получения младших разрядов; в итоге на выходе формируется $(n' + k)$ -разрядный код. При использовании в качестве малоразрядного АЦП' 10-разрядных микросхем 1108ПВ1 или 1113ПВ1 с временем преобразования соответственно 1 и 30 мкс основная часть времени преобразования высокоразрядного АЦП по схеме рис. 2 может быть использована для интегрирования шумов.

Верхняя граничная частота шумоподавляющего ФНЧ в схеме рис. 2 определяется исходя из допустимого времени установления T_{ϕ} переходного процесса с погрешностью, равной половине кванта малоразрядного АЦП:

$$f_{\text{в}} \geq \frac{\ln 2^{n'+1}}{2\pi T_{\phi}}. \quad (5)$$

Эффективная шумовая полоса RC -цепи шире $f_{\text{в}}$ за счет спадающей части АХЧ и равна [2]

$$f_{\text{шп}} = (\pi/2)f_{\text{в}}. \quad (6)$$

Более эффективным шумоподавлением обладает активный интегратор, имеющий частотную характеристику вида $\sin x/x$. Расчеты показывают, что активный интегратор обеспечивает в 3—4 раза меньшую шумовую полосу по сравнению с пассивной RC -цепью (при равных временах установления сигнала). Фактически, однако, выигрыш по шумам будет меньше, так как спектральная плотность шумов на частотах ниже 0,1 ÷ 1 кГц непостоянна и имеет вид $1/f$, что снижает эффективность ограничения шумовой полосы сверху. Практически следует ожидать выигрыш по шумам в 1,5 раза, что в большинстве случаев не оправдывает усложнения конструкции устройства за счет введения активного интегратора вместо RC -цепи.

В схеме рис. 2 ЦАП малоразрядный, но он содержит лишь старшие разряды высокоразрядного (например, 20-разрядного) устройства. Как было отмечено ранее, такая разрядность недостижима обычными средствами вследствие температурных и временных дрейфов элементной базы, которые можно трактовать как низкочастотные шумы. Поэтому единственным средством достижения высокой разрядности является использование периодического контроля и настройки разрядных весов ЦАП на требуемую линейность. Периодическая коррекция разрядных весов ЦАП позволяет практически исключить влияние температуры, которая не меняется в течение времени между коррекциями, и существенно снизить временной дрейф. Действие периодической коррекции может быть интерпретировано как ограничение шумовой полосы АЦП снизу. Ниже будет описано несколько алгоритмов автоматической коррекции нелинейности характеристики преобразования высокоразрядных ЦАП без внешних эталонов.

Алгоритм коррекции «снизу-вверх» является стандартной процедурой ручного контроля и подстройки линейности высокоразрядных ЦАП, которая может быть автоматизирована [3]. Процедура начинается с младшего из корректируемой части разрядов и основана на том, что при линейной характеристике преобразования вес последующего разряда равен сумме весов предыдущих разрядов плюс вес младшего разряда. Таким образом, при подаче на ЦАП смежных комбинаций вида 01...11—10...00 определяются разности

$$\Delta_k = U_k - \sum_{i=0}^{k-1} U_i, \quad k = 1 \div n, \quad (7)$$

где U_k , U_i — реальные веса соответствующих разрядов; n — разрядность корректируемой части ЦАП.

Некорректируемая часть разрядов заменяется нулевым разрядом с весом U_0 . Из полученных данных вычисляются поправки к разрядным весам:

$$\begin{aligned} \delta_1 &= \Delta_1; \\ \delta_2 &= \Delta_2 + \delta_1 = \Delta_1 + \Delta_2; \end{aligned} \quad (8)$$

$$\delta_n = \Delta_n + 2^0 \Delta_{n-1} + \dots + 2^{n-2} \Delta_1,$$

или в общем виде

$$\delta_k = \Delta_k + \sum_{i=1}^{k-1} 2^{i-1} \Delta_{k-i}. \quad (9)$$

Скорректированные значения разрядных весов будут

$$U'_k = U_k - \delta_k. \quad (10)$$

Практически во избежание накопления ошибок вычисления поправок при выполнении операции измерения (7) необходимо использовать скорректированные ранее значения весов из (10). Тогда значения поправок к разрядным весам будут равны измеренным значениям соответствующих разностей:

$$\delta'_k = \Delta'_k, \quad (11)$$

где Δ'_k — значение разности (7), найденное при использовании в (7) значений из (10).

Из полученных поправок к отдельным разрядам вычисляются $2^n - 1$ поправок ко всем корректируемым комбинациям:

$$\gamma_i = \sum_{j=1}^n \delta_j a_j; \quad \begin{array}{l} a_j = 0 \text{ — разряд включен;} \\ a_j = 1 \text{ — разряд выключен.} \end{array} \quad (12)$$

Вычисленные поправки хранятся в ОЗУ и позволяют корректировать ЦАП с помощью дополнительного ЦАП-корректора нелинейности или исправлять непосредственно результат преобразования АЦП в цифровом виде. Эти способы введения поправок предпочтительнее варианта, при котором поправки δ_k поступают на дополнительные ЦАП, каждый из которых корректирует лишь один разряд основного ЦАП [3].

Операции получения разностей смежных комбинаций реализуются путем использования вспомогательного малошумящего ЦАП смещения, который исключает постоянную составляющую в (7), равную весу корректируемого разряда, причем от него требуется высокая стабильность лишь на время двух измерений (7). Измерение малых разностей производится АЦП' (см. рис. 2).

Реализация алгоритма самонастройки «снизу-вверх» приводит к изменению масштаба преобразования ЦАП, поэтому необходимо корректировать масштаб с помощью ЦАП-корректора масштаба (эта операция выполняется после коррекции всех разрядов).

В [4] предложен и теоретически обоснован алгоритм коррекции нелинейности ЦАП, начиная со старшего разряда («сверху-вниз»), не приводящей к изменению масштаба преобразования. Алгоритм также основан на измерении разностей смежных кодовых комбинаций вида 01...11—10...00 и включает выполнение следующих измерительных и вычислительных процедур.

1. Определение базовых разностей (7) путем измерения выходного сигнала ЦАП при двух смежных кодовых комбинациях и компенсации постоянной составляющей вспомогательным ЦАП. Измерения начинаются со старшего разряда.

2. Вычисление поправок к разрядным весам:

$$\begin{aligned} \delta_1 &= 0; \\ \delta_2 &= (\Delta_1 - \Delta_2)/2; \quad \delta_3 = \delta_2/2 + (\Delta_2 - \Delta_3)/2; \\ \delta_k &= \delta_{k-1}/2 + (\Delta_{k-1} + \Delta_k)/2, \end{aligned} \quad (13)$$

где δ_1 и Δ_1 относятся к старшему разряду.

3. Вычисление матрицы поправок (12). Чтобы избежать накопления ошибок вычисления поправок (13), необходимо при измерении последующих значений Δ_k (7) использовать ранее скорректированные значения разрядных весов из (13). Тогда поправки к весам принимают вид

$$\delta_k = \frac{\Delta_{k-1} - \Delta_k}{2}. \quad (14)$$

Коррекция масштаба преобразования (если это необходимо) может быть осуществлена точно так же, как и отдельных разрядов. При этом источник опорного напряжения выступает в роли старшего разряда, а старший разряд ЦАП будет иметь ненулевую поправку. Характерной для данного алгоритма является возможность возникновения нелинейности характеристики преобразования в месте стыка корректируемой и некорректируемой частей разрядной сетки. Для исключения этого в [4] предложено корректировать несколько дополнительных младших разрядов сверх необходимого числа, определяемого исходной нелинейностью ЦАП.

При описании алгоритмов коррекции обычно предполагается [3, 4], что они пригодны для любых типов ЦАП. В действительности, однако, операция матрицирования (12), в результате которой вычисляются (а не измеряются) $2^n - 1$ поправок из исходных n поправок к разрядам, справедлива лишь при условии выполнения принципа суперпозиции разрядных весов ЦАП на уровне, соответствующем требуемой разрядности. Суперпозицию разрядов здесь следует понимать в более широком, чем обычно, смысле. Сюда необходимо включить также «тепловые хвосты» переходных процессов при переключении разрядов ЦАП, возникающие при изменении мощности рассеяния в элементах. Кроме того, естественным требованием к корректируемому ЦАП является низкий уровень шума в полосе $1/T_p - f_v$, где T_p — время между коррекциями, f_v — верхняя граница шумовой полосы.

Крайне заманчивым было бы использование в качестве корректируемого маломощящего монолитного ЦАП серии 572. Для выяснения этой возможности авторами проведены эксперименты по оценке погрешностей суперпозиции этих микросхем. Определялись погрешности суперпозиции двух видов: а) разность между вычисленной суммой весов разрядов, включаемых отдельно, и весом суммы тех же разрядов, включенных совместно:

$$\begin{aligned} \delta_I &= U(1) + U(2) + U(3 - N) - \Sigma[U(1) + U(2) + U(3 - N)]; \\ \delta_{II} &= U(2) + U(3 - N) - \Sigma[U(2) + U(3 - N)]; \end{aligned} \quad (15)$$

б) разность между смежными комбинациями при включенном и выключенном более старшем разряде:

$$\begin{aligned} \Delta_I &= [U(0001 \dots 1) - U(0010 \dots 0)] - [U(0101 \dots 1) - U(0110 \dots 0)]; \\ \Delta_{II} &= [U(001 \dots 1) - U(010 \dots 0)] - [U(101 \dots 1) - U(110 \dots 0)]. \end{aligned} \quad (16)$$

Символом U здесь обозначены весовые значения разрядов или кодовых комбинаций; N — число разрядов; $U(1)$ — вес старшего разряда. В табл. 4 приведены погрешности суперпозиции микросхемы 572ПА1А (два корпуса параллельно) и 572ПА2А. Погрешности δ_I и δ_{II} (указаны в процентах к выходному сигналу) создают интегральную нелинейность суперпозиции ЦАП, а погрешности вида Δ_I и Δ_{II} — дифференциальную.

Т а б л и ц а 4

Тип ЦАП	Шум		Двойной пик	
	δ_I , %	δ_{II} , %	Δ_I , мкВ	Δ_{II} , мкВ
572ПА1А (2 корпуса параллельно)	+0,008	+0,01	+10	+10
572ПА2А	+0,005	+0,006	+30	+40

Из полученных данных следует, что описанные выше алгоритмы коррекции не применимы к монолитным ЦАП серии 572, так как последние обладают значительной ошибкой суперпозиции.

Отметим, что описанные алгоритмы корректируют одновременно и дифференциальную, и интегральную нелинейности ЦАП. Возможно, также синтезировать алгоритм коррекции дифференциальной нелинейности, не требующей выполнения принципа суперпозиции разрядных весов. Рассмотрим его на примере коррекции характеристики 20-разрядного ЦАП, состоящего из каскадно-соединенных 10-разрядных ЦАП (типа 572ПА1), обладающих монотонностью на уровне 10 разрядов. Очевидно, что общая характеристика преобразования образована наложением «крупной» и «мелкой» шкал, формируемых старшим и младшим ЦАП, и что на этой характеристике имеется $2^{10} - 1$ разрывов. Последовательность выполнения операций в этом алгоритме, который назовем алгоритмом «сегментации», следующая.

1. С помощью вспомогательного 11-разрядного АЦП определяется ширина каждого из $2^{10} - 1$ сегментов, формируемых старшим ЦАП при кодовых комбинациях, отличающихся на единицу. Постоянная составляющая сигнала компенсируется вспомогательным ЦАП:

$$\Delta_i = U_i - U_{i-1}, \quad i = 1 \div (2^{10} - 1),$$

где U_i и U_{i-1} — выходные сигналы ЦАП.

2. Вычисляются ошибки ширины сегментов:

$$\delta_i = U_0 - U_i, \quad (17)$$

где U_0 — номинальная ширина сегмента, равная максимальному выходному сигналу младшего ЦАП плюс вес младшего разряда.

3. В рабочем режиме значения δ_i корректируют опорное напряжение E_0 младшего ЦАП:

$$E_{ок} = E_0 - \delta_i. \quad (18)$$

Применительно к структуре АЦП (рис. 2), где корректируемый ЦАП не имеет младших разрядов, значение U_0 равно части диапазона АЦП, а $E_{ок}$ — его опорное напряжение. Характеристика преобразования будет содержать $2^{10} - 1$ сегментов с разными наклонами, но без разрывов на стыке сегментов. Аналогичные результаты обеспечивает и аппаратная сегментация старших разрядов ЦАП, реализация которой связана с аппаратным усложнением устройства. Недостаток алгоритма сегментации — относительно большое число циклов измерения корректирующих поправок, равное $(2^n - 1)$, где n — число корректируемых разрядов.

При разработке высокоразрядных АЦП и ЦАП необходимо осуществить стабилизацию мощностей рассеяния активными и пассивными элементами при коммутации разрядов. Так, экспериментально показано, что при скачке мощности рассеяния в ОУ, вызываемого скачком тока на его выходе или скачком напряжения на входе при конечной нагрузке, а также после перегрузки по входу, дрейф нуля ОУ достигает десятков микровольт и затухает с постоянной времени, равной секундам. Указанный эффект проявляется по-разному в разных типах ОУ и имеет минимальное значение для прецизионных ОУ типов 153УД5 и 140УД17. В схеме рис. 2 резистор R_0 преобразует входное напряжение в ток и работает в режиме с переменной мощностью рассеяния. Это единственный элемент АЦП, ответственный за его разрядность и имеющий переменную рассеиваемую мощность. При разработке высокоразрядного АЦП не было найдено реализуемой архитектуры, в которой все резисторы работали бы в режиме постоянной мощности рассеяния. Поэтому необходимо учитывать погрешность саморазогрева резисторов.

Эквивалентная схема резистора, учитывающая саморазогрев, содержит последовательно включенный резистор ΔR_r , пунктированный большой емкостью C_r . Значения ΔR_r и C_r определяются тепловым сопро-

Таблица 5

№ п/п	Тип R	$\frac{\Delta R_T}{R_0} 10^{-6}$	τ_T, c	Схема включения	Примечание
1	C5-61	10	60	1 + 1,5 к	2 последовательно
2	C5-31	85	15	10 к/4	4 параллельно
3	C2-14-0,25	50	40	1 + 1 к + (1 1 к)	4 параллельно-последовательно
4	C2-29-0,25	11	70	1 + 1 к + (1 1 к)	4 параллельно-последовательно
5	C5-5-1	11	120	500×5	5 последовательно
6	C5-5-5	2	150	1 + 1 к + (1 1 к)	4 параллельно-последовательно
7	302HP3	50	20	10 к/4	R_N и R_0 разнесены
8	302HP3	10	—	10 к/4	R_N и R_0 сближены

тивлением Q , температурным коэффициентом сопротивления K_T и тепловой постоянной времени τ_T :

$$\Delta R_T/R_0 = PQK_T; \quad \Delta R_T C_T = \tau_T, \quad (19)$$

где P — рассеиваемая мощность.

Поскольку в справочных данных значения Q и τ_T не приводятся, то были экспериментально оценены погрешности саморазогрева прецизионных резисторов различных типов. Измерения проведены в мостовой схеме путем переключения исследуемого резистора на эквивалентный резистор R_N , поддерживающий равновесие моста при «охлаждении» испытуемого резистора R_0 . В табл. 5 даны усредненные для трех опытов экспериментальные данные погрешности саморазогрева и тепловой постоянной времени, полученные при подаче напряжения 9 В на резистор общим номиналом 2,5 к. В качестве резистора R_0 использовалась комбинация резисторов, количество и схема соединения которых указаны в табл. 5. Погрешности саморазогрева матриц 302HP3 (пп. 7, 8, табл. 5) даны при следующих условиях: п. 7 — резисторы R_0 и R_N в одной матрице, наиболее разнесенные геометрически; п. 8 — резисторы R_0 и R_N в одной матрице, наименее разнесенные геометрически.

Из полученных результатов следует:

1. Погрешность саморазогрева прецизионных резисторов при скачке мощности 30 мВт намного превышает допустимую для 20-разрядного АЦП.

2. Минимальную погрешность саморазогрева имеют «крупные» резисторы (с большой номинальной мощностью) C5-5-5 Вт, а также резисторы C5-61, имеющие минимальный температурный коэффициент сопротивления.

3. Существует возможность снижения погрешности саморазогрева R_0 в схеме рис. 2 путем его размещения в одной матрице с резисторами ЦАП. При этом (п. 8, табл. 5) имеет место частичная компенсация погрешности за счет взаимной тепловой связи, хотя остаточная погрешность еще значительна. Поскольку здесь абсолютная погрешность АЦП определяется не абсолютным, а разностным дрейфом резисторов матрицы (который на 2 порядка величины ниже абсолютного), то компенсируются и другие виды погрешностей.

Пользуясь данными табл. 5, можно в каждом конкретном случае выбрать тип и количество резисторов, обеспечивающих допустимую погрешность саморазогрева.

ВЫВОДЫ

1. Динамический диапазон и разрядность АЦП реально ограничены внутренними шумами его элементной базы, и задача разработки АЦП предельной разрядности сводится к отысканию и реализации ар-

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 ≥ 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 ≤ 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 (интегротенциометрической) 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