

него цилиндра (1,0 — его истинная плотность), 0,079 — для плотности «пустоты» (0,0 — ее истинная плотность), 1,029 — для плотности наружной трубки (1,0 — ее истинная плотность).

ВЫВОД

Предложенная методика позволяет получать распределение плотности осесимметричных объектов с использованием рентгеноимпульсной съемки при условии полного просвечивания объекта рентгеновскими лучами (кривая почернения фотоматериала не выходит на насыщение). Точность определения плотности (5—10%) вполне соответствует требованиям задач физики быстротекущих процессов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Нестерихин Ю. Е., Солоухин Р. И. Методы скоростных измерений в газодинамике и физике плазмы.— М.: Наука, 1967.
2. Тихонов А. Н., Арсенин В. Я. Методы решения некорректных задач.— М.: Наука, 1974.
3. Вапник В. Н. Восстановление зависимостей по эмпирическим данным.— М.: Наука, 1979.
4. Физика взрыва/Под ред. К. Т. Станюковича.— М.: Наука, 1975.

*Поступила в редакцию 14 февраля 1983 г.;
окончательный вариант — 14 июля 1983 г.*

УДК 681.335.2.088

А. Л. ТИМОФЕЕВ

(Уфа)

СТРУКТУРНЫЙ МЕТОД УМЕНЬШЕНИЯ ДИНАМИЧЕСКОЙ ПОГРЕШНОСТИ АНАЛОГО-ЦИФРОВОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

Динамическая погрешность, возникающая при аналого-цифровом преобразовании широкополосных сигналов, является одним из основных факторов, ограничивающих ширину спектра входных сигналов АЦП. Для преобразования сигналов с максимально широким спектром ограничения, накладываемые динамической погрешностью на частоту входного сигнала, должны согласовываться с требованиями теоремы отсчетов. Однако в сверхбыстродействующих АЦП, предназначенных для исследования коротких импульсных сигналов наносекундного диапазона, это условие не выполняется.

Характерным примером является АЦП с многоканальным аналоговым запоминающим устройством (АЗУ), работающий с частотой дискретизации 500 МГц [1]. При апертурном времени АЗУ около 0,2 нс преобразование сигналов с полосой 100—200 МГц приводит к появлению динамической погрешности 10—20%. Аналогичная проблема возникает при построении АЦП с использованием устройств амплитудной свертки (УАС) [2, 3]. Возрастание динамической погрешности ограничивает спектр преобразуемого сигнала на частоте 10 МГц, хотя дискретизация проводится с частотой 100 МГц. Определяющее влияние динамической погрешности при оценке максимальной ширины спектра входного сигнала характерно также для параллельных и некоторых видов параллельно-последовательных АЦП, имеющих высокую частоту дискретизации. В связи с этим актуальна задача уменьшения динамической погрешности аналого-цифрового преобразования.

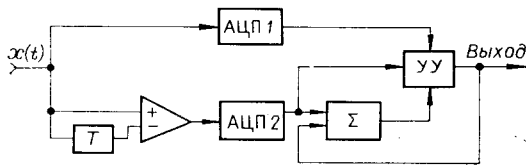


Рис. 1.

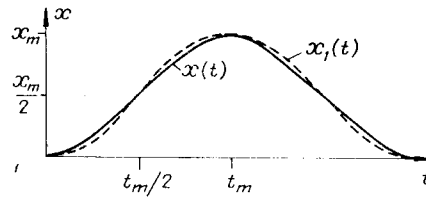


Рис. 2.

Наряду с совершенствованием элементной базы, для повышения динамической точности АЦП могут применяться структурные методы. В данной работе описан один из таких методов, который заключается во введении дополнительного линейного преобразования, уменьшающего скорость изменения сигнала на входе АЦП и тем самым снижающего результирующую динамическую погрешность. Дана теоретическая оценка эффективности введения дополнительного преобразования.

На рис. 1 приведена структурная схема АЦП, во втором канале которого использовано линейное преобразование входного сигнала. На вход АЦП2 в этом канале подается сигнал $x_T(t)$, полученный из входного с помощью преобразования $(1 - e^{-pT})$, соответствующего с точностью до множителя $1/T$ операции разностного дифференцирования. Выполняется эта операция с помощью линии задержки и дифференциального усилителя, выделяющего приращение сигнала за время T :

$$x_T(t) = x(t) - x(t - T).$$

Выходной код АЦП2 подвергается обратному преобразованию $(1 - z^{-1})^{-1}$ — цифровому интегрированию, реализуемому с помощью сумматора. Для обеспечения необходимой точности восстановления сигнала по его разностной производной $x_T(t)$ длительность задержки T должна быть равна периоду дискретизации АЦП2, а для согласования работы каналов во времени запуск обоих АЦП должен осуществляться синхронно.

Устройство управления (УУ), анализируя скорость изменения входного сигнала по отсчетам разностной производной, подключает к выходу тот из каналов, в котором динамическая погрешность в данный момент меньше. На участках с малой скоростью изменения входного сигнала динамическая погрешность АЦП1 мала, поэтому его код поступает на выход. На участках быстрого изменения сигнала $x(t)$ пропорционально его производной, возрастает и динамическая погрешность АЦП1.

Входной сигнал АЦП2 $x_T(t)$ при малых T пропорционален производной входного сигнала, а скорость изменения сигнала $x_T(t)$, в свою очередь, близка ко второй производной сигнала $x(t)$ и в момент максимума $x'(t)$ равна нулю.

Таким образом, динамическая погрешность АЦП2 в интервалах быстрого изменения сигнала $x(t)$ мала. На выход устройства управления в эти моменты времени поступает выходной код второго канала, сформированный в результате суммирования цифрового отсчета $x_T^*(t_i)$, соответствующего приращению сигнала $x(t)$ в течение периода дискретизации, и предшествующего значения выходного сигнала $x^*(t_{i-1})$. Условием переключения каналов является достижение скоростью изменения сигнала $x(t)$ заданного уровня переключения y_0 .

Рассмотрим эффективность введения второго канала преобразования для АЦП, динамическая погрешность которых не зависит от текущего значения входного сигнала, а определяется его производной. К таким АЦП относятся параллельные АЦП, АЦП с АЗУ и УАС и некоторые другие.

Одной из основных нормируемых динамических характеристик АЦП в соответствии с [4] является время задержки отсчета $t_{зо}$, которое содержит систематическую составляющую $t_{зс}$ и случайную составляющую, среднее квадратическое отклонение которой равно апертурному времени

t_a . Динамическая погрешность, отнесенная к моменту взятия отсчета t_i , равна приращению сигнала за время t_{30} :

$$\Delta_d(t_i) = x'(t_i)t_{30}.$$

Погрешность $\Delta_d(t_i)$ в соответствии с двумя составляющими времени t_{30} содержит систематическую составляющую $\Delta_{дс}(t_i) = x'(t_i)t_{3с}$ и случайную со среднеквадратическим отклонением, пропорциональным апертурному времени $\sigma\{\Delta_d(t_i)\} = |x'(t_i)|t_a$. Систематическую составляющую динамической погрешности можно скомпенсировать либо расчетным путем, либо введением физической задержки на время $t_{3с}$. Поэтому в дальнейшем будем рассматривать только случайную составляющую динамической погрешности.

Дисперсия динамической погрешности на выходе АЦП2 в соответствии с принятой моделью равна

$$\sigma_{2i}^2 = t_a^2 [x'_T(t_i)]^2.$$

Для определения динамической погрешности на выходе второго канала необходимо учесть накопление погрешности в процессе интегрирования.

Дисперсия динамической погрешности на выходе сумматора равна сумме дисперсий слагаемых, так как значения случайной составляющей погрешности в разные моменты времени независимы; отсюда

$$\sigma_{2n}^2 = \sum_{i=0}^n \sigma_{2i}^2 = t_a^2 \sum_{i=1}^n (\Delta x'_i)^2 + t_a^2 y_0^2, \quad (1)$$

где $\Delta x'_i = x'(t_i) - x'(t_i - T) = x'_T(t_i)$, n — число отсчетов в интервале работы второго канала, $t_a^2 y_0^2$ — дисперсия динамической погрешности последнего отсчета АЦП1, полученного в момент переключения каналов и введенного в сумматор для восстановления начального уровня сигнала во втором канале.

В то же время значение производной $x'(t_n)$ можно представить суммой ее приращений x'_i :

$$x'(t_n) = \sum_{i=1}^n \Delta x'_i + y_0.$$

Дисперсия динамической погрешности АЦП1 в этом случае имеет вид

$$\sigma_{1n}^2 = t_a^2 \left(\sum_{i=1}^n \Delta x'_i + y_0 \right)^2. \quad (2)$$

Из сравнения (1) и (2) следует, что $\sigma_{1n}^2 > \sigma_{2n}^2$. Отношение $R = \sigma_{1n}^2 / \sigma_{2n}^2$ характеризует эффективность введения второго канала преобразования. Эффективность R максимальна, если $\Delta x'_i$ не меняет знака за время суммирования, что соответствует, например, нарастанию производной от y_0 до x'_{\max} . При суммировании отсчетов АЦП2 и в интервале спада производной от максимума до y_0 величина R уменьшается. Для получения максимальной эффективности во всем интервале работы второго канала сигнал должен восстанавливаться не в реальном масштабе времени. В этом случае обработка выходных кодов АЦП1 и АЦП2 ведется в ЭВМ, а интегратор и устройство управления реализуются программным способом. Алгоритм формирования выходного сигнала заключается в следующем. Коды, полученные с выхода АЦП2 при условии $|x'(t)| > y_0$, суммируются в двух направлениях: с первого отсчета до точки перегиба, в которой $x' = x'_{\max}$, а $\Delta x'$ меняет знак, и с последнего отсчета в обратном направлении до той же точки. Такое разбиение интервала интегрирования при обработке не в реальном масштабе времени позволяет дополнительно в 2 раза снизить дисперсию погрешности.

Анализ выражений (1) и (2) показывает, что при заданном интервале суммирования эффективность R возрастает при увеличении числа

отсчетов $\Delta x_i'$ в интервале работы второго канала, т. е. при повышении частоты дискретизации АЦП2. Препятствием для значительного увеличения числа тактов интегрирования является накопление шума квантования. Для цифрового интегратора дисперсия шума квантования $\sigma_{\text{кв}}^2$ возрастает линейно по n [5]:

$$\sigma_{\text{кв}}^2 = \frac{q^2}{12} n,$$

где q — шаг квантования, n — число отсчетов.

Для некоторых видов АЦП, например АЦП с АЗУ, частота дискретизации может изменяться в широких пределах. В этом случае для более эффективного усреднения погрешности частота дискретизации во втором канале может быть установлена в d раз больше по сравнению с АЦП1. Для сохранения принципа равномерной дискретизации частота опроса цифрового интегратора равна частоте дискретизации в первом канале. С целью уменьшения шума квантования шаг квантования АЦП2 уменьшается в d раз при сохранении того же числа разрядов, что и в АЦП1. Возможность такого сжатия шкалы обусловлена тем, что при повышении частоты дискретизации в d раз во столько же раз уменьшаются время задержки T и соответственно диапазон входных сигналов АЦП2. Выравнивание шагов квантования обоих каналов после интегрирования осуществляется округлением выходного кода интегратора.

Уменьшение шага квантования АЦП2 не снижает его динамической погрешности, которая определяется апертурным временем АЦП, но уменьшает дисперсию шума квантования на выходе сумматора и тем самым дает возможность увеличить число суммируемых отсчетов выходного кода АЦП2.

Для количественной оценки дисперсии динамической погрешности двухканального АЦП необходимо знать форму входного сигнала. При синусоидальном сигнале динамическая погрешность на выходе сумматора описывается трансцендентным уравнением, поэтому воспользуемся кусочно-параболической аппроксимацией.

На рис. 2 показан один период входного сигнала $x(t) = x_m(1 - \cos(\pi/t_m t))$ и аппроксимирующей функции $x_1(t)$. Рассмотрим работу двухканального АЦП на интервале $(0, t_m)$, соответствующем изменению сигнала от 0 до x_m , где

$$x_1(t) = \begin{cases} 2(x_m/t_m^2)t^2, & 0 \leq t \leq t_m/2; \\ x_m[1 - (2/t_m^2)(t - t_m)^2], & t_m/2 \leq t \leq t_m. \end{cases}$$

Максимальная погрешность аппроксимации в этом случае не превышает 4,3%.

В соответствии с теоремой отсчетов минимальная частота дискретизации $f_0 \sim 1/t_m$, при этом на интервал $(0, t_m)$ приходится один отсчет. При повышении частоты дискретизации число отсчетов в этом интервале равно относительной частоте дискретизации $F_1 = f_1/f_0$ (f_1 — частота дискретизации АЦП1). АЦП2 работает с частотой дискретизации $f_2 = 1/T = df_0 F_1$ ($d = f_2/f_1$).

Дисперсия динамической погрешности АЦП1 максимальна в момент $t_1 = t_m/2$ при $x'(t_1) = x'_m = 2x_m/t_m$ и с учетом дисперсии шума квантования равна

$$\sigma_{1\text{max}}^2 = 4t_m^2 x_m^2 f_0^2 + q_1^2/12,$$

где q_1 — шаг квантования АЦП1.

Скорость изменения сигнала на входе АЦП2

$$x_T'(t) = x'(t) - x'(t - T) = \pm 4(x_m/t_m^2)T = \pm 4x_m/t_m^2 df_0 F_1,$$

поэтому дисперсия динамической погрешности на выходе сумматора яв-

ляется линейной функцией числа отсчетов M АЦП2:

$$\sigma_{2\max}^2 = 16t_a^2 \frac{x_m^2}{t_m^4} \frac{M}{d^2 f_0^2 F_1^2} + t_a^2 y_0^2 + \left(\frac{q_1}{F_1 d} \right)^2 \frac{M}{12}.$$

Здесь $t_a^2 y_0^2$ — дисперсия динамической погрешности последнего отсчета АЦП1, $q_1/F_1 d$ — шаг квантования АЦП2. Число отсчетов АЦП2 равно $M_p = F_1 d(1 - Y_0)$, где $Y_0 = y_0/x'_m$, при работе в реальном масштабе времени и $M_n = M_p/2$ при обработке информации не в реальном времени.

Эффективность введения второго канала оценивается величиной $R = \sigma_{1\max}^2/\sigma_{2\max}^2$. На рис. 3 приведены графики, иллюстрирующие зависимость эффективности работы второго канала в реальном R_p и не в реальном R_n времени от относительной частоты дискретизации при оптимальном значении порога $Y_0 = 0, 1$.

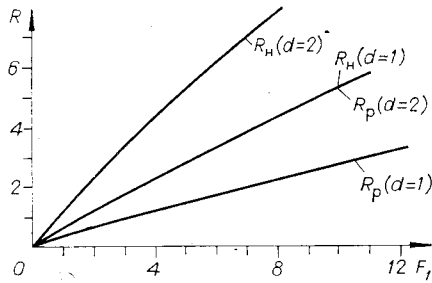


Рис. 3.

При обработке отсчетов не в реальном масштабе времени использование одинаковых АЦП в обоих каналах, работающих с относительной частотой дискретизации $F_1 = 8$, обеспечивает снижение дисперсии динамической погрешности в 4 раза. За счет пропорциональной зависимости среднеквадратического отклонения динамической погрешности от скорости

изменения входного сигнала можно в 2 раза повысить частоту входного сигнала при неизменной динамической погрешности. Например, при использовании АЗУ с апертурным временем 0,2 нс, работающего с частотой дискретизации 250 МГц, максимальная ширина спектра входного сигнала при среднеквадратическом отклонении динамической погрешности $\leq 1\%$ ограничена частотой 8 МГц. Введение второго канала, работающего с той же частотой дискретизации, позволит расширить полосу входного сигнала до 16 МГц. Повышение частоты дискретизации АЦП2 до 500 МГц дает возможность дополнительно расширить спектр входного сигнала до 20 МГц.

изменения входного сигнала можно в 2 раза повысить частоту входного сигнала при неизменной динамической погрешности. Например, при использовании АЗУ с апертурным временем 0,2 нс, работающего с частотой дискретизации 250 МГц, максимальная ширина спектра входного сигнала при среднеквадратическом отклонении динамической погрешности $\leq 1\%$ ограничена частотой 8 МГц. Введение второго канала, работающего с той же частотой дискретизации, позволит расширить полосу входного сигнала до 16 МГц. Повышение частоты дискретизации АЦП2 до 500 МГц дает возможность дополнительно расширить спектр входного сигнала до 20 МГц.

ЛИТЕРАТУРА

1. Сазанский В. Я., Шейнгейхт А. А. Регистратор однократных импульсных сигналов АФИ-16.— Новосибирск, 1979. (Препринт/АН СССР, Сиб. отд-ние, ИЯФ; № 37).
2. Нифонтов В. И., Хильченко А. Д. Регистратор однократных импульсных сигналов «Импульс-А».— Новосибирск, 1979. (Препринт/АН СССР, Сиб. отд-ние, ИЯФ; № 39).
3. Касперович А. Н., Шалагинов Ю. В. Некоторые вопросы проектирования АЦП с использованием амплитудной свертки сигналов.— Автометрия, 1978, № 4.
4. Нормирование и определение динамических характеристик аналого-цифровых преобразователей мгновенного электрического напряжения и тока: Методические указания РД 50-148-79.— М.: Госстандарт, 1980.
5. Голд Б., Рэйдер Ч. Цифровая обработка сигналов.— М.: Сов. радио, 1973.

Поступила в редакцию 5 мая 1982 г.;
окончательный вариант — 16 июля 1983 г.