

вании сигналов, содержащих кроме высокочастотного шума, большие пульсации Γ -характеристик, где она использовалась совместно с ключевым синхронным детектором для измерения $\frac{\partial C}{\partial t}$ при линейной развертке $V(t)$. В схеме применялись операционные усилители типа 140УД14 и ключи типа 168КТ2В. При этом она обеспечивала следующие параметры:

Частота дискретизации (синхронная с сетью), Гц	0,5	5	50
Коэффициент передачи (при $K=10$, $R_1C=0,05$ с), с	100	10	1
Шумы на выходе (измеренные от пика до пика), мВ	2	0,5	0,5
Минимальная измеряемая величина $\frac{\partial U}{\partial t}$, мВ/с	0,05	0,1	1

ЛИТЕРАТУРА

1. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов. М.: Мир, 1978, с. 143—144, 187—193.
2. Гутников В. С. Применение операционных усилителей в измерительной технике. Л.: Энергия, 1975, с. 90.
3. Ноулт. Цифровое дифференцирующее устройство.— Электроника, 1977, № 9.

*Поступило в редакцию 21 декабря 1978 г.;
окончательный вариант — 19 июля 1979 г.*

УДК 621.2.08

Н. В. ЛИТВИНОВ
(Новосибирск)

УМЕНЬШЕНИЕ ДИНАМИЧЕСКОЙ ОШИБКИ АЦП ПУТЕМ ОБРАБОТКИ ОТСЧЕТОВ

Аналого-цифровое преобразование сигналов с широким спектром сопряжено с появлением динамической ошибки [1]. Величина ее с ростом первой производной сигнала быстро возрастает, что делает отсчеты АЦП практически непригодными для восстановления. Использование аналоговых запоминающих устройств (АЗУ) на входе АЦП позволяет существенно уменьшить динамическую погрешность и расширить полосу преобразуемых сигналов. Однако создание быстродействующих АЗУ с хорошими точностными показателями является достаточно сложной задачей. Поэтому представляет интерес изучение возможностей уменьшения динамических ошибок АЦП путем обработки получаемых с его помощью отсчетов. Особенно полезна процедура обработки в тех случаях, где не требуется работы систем сбора данных в реальном масштабе времени и допускается задержка по времени в использовании отсчетов.

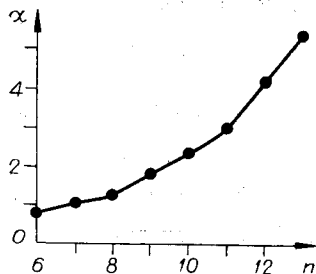


Рис. 1.

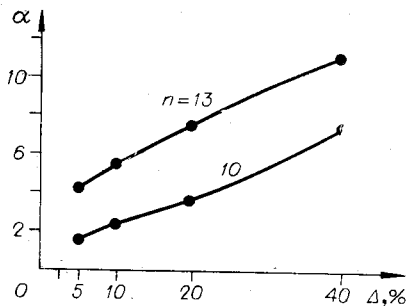


Рис. 2.

В данной заметке рассматривается простейшая процедура обработки двух соседних отсчетов. Процедура разработана на основе модели АЦП, представляющей собой последовательное соединение идеального квантователя и звена переменной задержки [2]. В этой модели значение задержки T зависит от результата преобразования и определяет динамическую ошибку

$$\delta = \dot{x}T,$$

где \dot{x} — производная преобразуемого сигнала.

При малых величинах производной нетрудно определить связь величины задержки с полученным отсчетом. Для АЦП развертывающего уравнивания время задержки T_i связано с полученным отсчетом X_i , временем преобразования T_n и амплитудным диапазоном N простой зависимостью

$$T_i = (N - X_i)\tau,$$

где τ — время тактового интервала.

В АЦП поразрядного уравнивания с числом разрядов n , как показано в [2], задержка $(n-i)\tau$ возникает при следующих значениях получаемого кода:

$$N/2^i + jN/2^{i-1}.$$

Здесь $i=1, 2, \dots, n-1$; $j=0, 1, 2, \dots, (2^{i-1}-1)$.

Таким образом, зная задержку T_i и вычисляя значение производной на интервале времени получения двух отсчетов, можно исключить или уменьшить динамическую ошибку по формуле

$$W_i = X_i + (X_{i-1} - X_i)T_i/T_n, \quad (1)$$

где W_i — исправленное значение отсчета; X_i, T_i — отсчет АЦП и соответствующая ему величина задержки.

Для оценки эффективности обработки (1) отсчетов АЦП поразрядного уравнивания, процесс аналого-цифрового преобразования, входной сигнал и процедура обработки были промоделированы на ЭВМ. Схема моделирования АЦП и входного сигнала описана в [3]. В качестве меры эффективности α принято отношение дисперсии динамической ошибки отсчетов без обработки к дисперсии ошибки при наличии обработки. Получены графики зависимости эффективности обработки от числа разрядов АЦП и от величины приращения сигнала за время преобразования. На рис. 1 представлена зависимость эффективности обработки от числа разрядов АЦП. Увеличение эффективности обработки с ростом числа разрядов АЦП поразрядного типа связано, видимо, с тем, что при большом числе разрядов задержка и производная сигнала определяются точнее и динамика АЦП учитывается более полно. График на рис. 1 получен при неизменной величине приращения сигнала за время преобразования, которое составило 10% от диапазона АЦП. Для АЦП поразрядного типа была рассмотрена и противоположная ситуация (рис. 2): определена эффективность обработки в зависимости от величины приращения сигнала Δ за время преобразования при неизменном числе разрядов. Полученные графики эффективности показывают, что для поразрядного АЦП улучшение динамики путем обработки отсчетов на основе (1) недостаточно эффективно и для широкого использования, видимо, не может быть рекомендовано.

В случае АЦП развертывающего уравнивания эффективность обработки отсчетов существенно выше за счет более точного определения производной сигнала по двум отсчетам. Процедура обработки отсчетов для указанного типа АЦП записывается в виде

$$W_i = X_i + (X_{i-1} - X_i)T_i/(T_{i-1} + T_n - T_i). \quad (2)$$

Моделирование на ЭВМ обработки по формуле (2) показало, что дисперсия динамической ошибки «исправленных» отсчетов в 900 раз меньше, чем дисперсия ошибки

отсчетов без исправления. Так, для АЦП, имеющего 1024 уровня квантования по амплитуде и приращению сигнала за время преобразования ± 102 кванта, дисперсия ошибки отсчета без обработки составляла $234 q^2$, а в случае с обработкой — $0,26 q^2$ (q — шаг квантования по уровню).

ЛИТЕРАТУРА

1. Касперович А. Н., Литвинов Н. В. К анализу динамических ошибок, возникающих при измерениях цифровыми измерительными приборами поразрядного уравновешивания. — Автометрия, 1966, № 1.
2. Литвинов Н. В. О законе распределения динамической ошибки аналого-цифрового преобразования. — В кн.: Системы сбора и первичной обработки измерительной информации. Новосибирск, 1973. (Труды ИАиЭ СО АН СССР).
3. Литвинов Н. В. Применение метода Монте-Карло для исследования статистических характеристик динамической погрешности АЦП. — Автометрия, 1969, № 2.

Поступило в редакцию 20 марта 1980 г.

УДК 621.317.76

О. М. ДОРОНИНА, А. М. ПЕТУХ

(Львов)

ИНТЕРПОЛЯЦИОННЫЙ МЕТОД ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

При необходимости измерения частоты f_x с погрешностью, меньшей погрешности формирования ее периода T_x , большое распространение получили интерполяционные методы повышения точности измерения, основанные на дополнительном учете отрезков измерительного интервала T_n , примыкающих к первому (t') и последнему (t'') импульсам измеряемой частоты, либо тактировании измерительного интервала импульсом измеряемой частоты второго из этих отрезков [1].

Если измеряемая частота f_x не изменяется в течение измерительного интервала T_n , то, как видно из рис. 1,

$$T_n = T_x N_n + t' + t''$$

(N_n — число целых периодов измеряемой частоты, подсчитанное за интервал измерения T_n), а результат измерения

$$N = N_n + (t' + t'')/T_x$$

или

$$N = f_x T_n = N_n + (t' + t'')/T_x. \quad (1)$$

Недостатком способов интерполяции, использующих выражение (1) [2], является необходимость выполнения операции деления для получения результата в долях периода измеряемой частоты. Избежать мате-

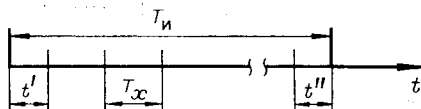


Рис. 1.

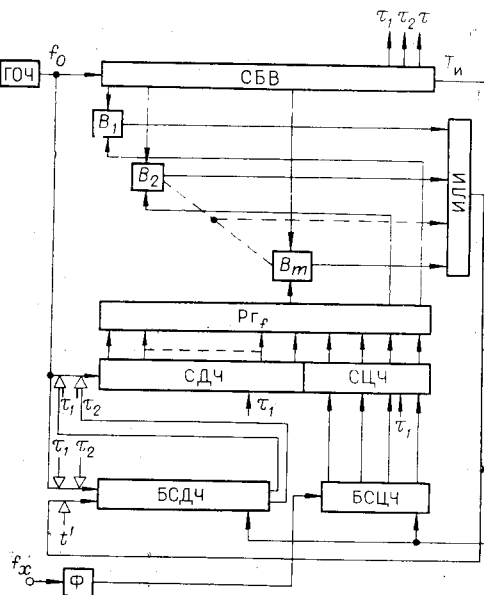


Рис. 2.