

образования и приведения интегратора в исходное состояние. Рассматривать случаи $\mu < 1$ из-за сложности практической реализации, по-видимому, смысла нет.

Результаты вычислений значений импульсной характеристики фильтра $g(l\Delta T) = g(k\Delta T)$, где $k = 6 - l$, сведены в таблицу. В таблице также приведены значения импульсной характеристики при использовании окна Хэмминга $kg(l\Delta T)$.

Для оценки корректирующих свойств рассчитанных цифровых фильтров были определены АЧХ последовательного соединения интегрального устройства выборки и синтезированных фильтров (с окном Хэмминга), графики которых представлены на рис. 2 (кривые *a* и *b* для $\mu = 1$ и $\mu = 2$ соответственно). Из графиков следует, что применение фильтрации позволяет существенно уменьшить частотные погрешности ИУВХ.

Целесообразность применения интегрирующих устройств выборки для измерения мгновенных значений сигналов определяется их инструментальными погрешностями, поскольку методическая частотная погрешность этих устройств может быть сведена до приемлемых значений путем сравнительно простой обработки отсчетов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Холт, Хилл, Линггард. Дискретизация с применением интегрирования.— ТИИЭР, 1973, т. 61, № 5.
2. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов. М.: Мир, 1978.

Поступило в редакцию 9 октября 1979 г.;
окончательный вариант — 14 марта 1980 г.

УДК 681.335.713

И. Л. ЗАЙЦЕВСКИЙ, В. И. ТУРЧАНИКОВ

(Киев)

РАЗНОСТНОЕ ДИФФЕРЕНЦИРОВАНИЕ С БЫСТРЫМ УСРЕДНЕНИЕМ СИГНАЛА

Применение методов цифровой обработки сигналов [1] для построения аналоговых дифференцирующих устройств позволяет оптимизировать их таким образом, чтобы при высокой точности в рабочей полосе частот иметь максимально возможное ослабление помех, лежащих вне этой полосы. При этом удается получить помехоустойчивую схему дифференцирования, которая в отличие от цифровых устройств оказывается весьма простой.

В [1] описываются цифровые дифференциаторы, измеряющие разность между соседними отсчетами дискретизованного по времени сигнала, с предварительным усреднением его по заданному числу отсчетов m . При этом формируется частотная характеристика дифференциатора, близкая к идеальной на частотах ниже $1/m T_0$ (T_0 — период дискретизации) и имеющая крутой спад на частотах выше $1/m T_0$ (рис. 1, *b*).

Такая характеристика представляется оптимальной для реального аналогового дифференциатора, так как она обеспечивает эффективное подавление высокочастотных шумов при заданной точности в полосе рабочих частот.

Схема аналогового эквивалента цифрового дифференцирующего устройства приведена на рис. 2. В ней с помощью интегратора с запоминающей обратной связью (ИЗОС) [2], выполненного на операционном усилителе А1 и динамическом запоминающем устройстве ДЗУ1, проводится быстрое усреднение входного сигнала за период дискретизации T_0 . Выходные сигналы А1 и ДЗУ1 подаются на

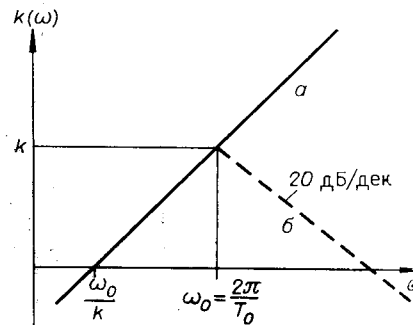


Рис. 1. Амплитудно-частотные характеристики дифференциаторов:
a — идеальный, *б* — разностный с быстрым усреднением сигнала.

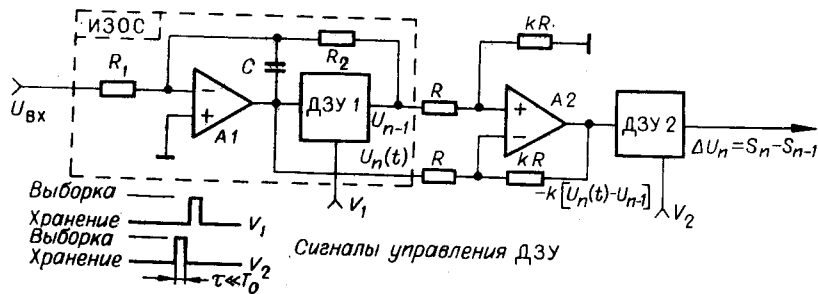


Рис. 2. Схема разностного дифференциатора с быстрым усреднением сигнала.

входы дифференциального усилителя A_2 с коэффициентом усиления K , а их разность в конце периода дискретизации запоминается с помощью ДЗУ2 и хранится до следующей выборки. Выходной сигнал ДЗУ2 представляет собой приращение усредненного за период T_0 входного сигнала. Частотная характеристика схемы совпадает с характеристикой цифрового дифференциатора с усреднением (см. рис. 1) при $m=1$. Рассмотрим работу этой схемы, считая, что времена выборки в ДЗУ1 и ДЗУ2 существенно меньше T_0 . Воспользуемся выражением для выходного напряжения A_1 ИЗОС в конце n -го периода [2]:

$$U_n = -S_n + \delta U_{n-1},$$

где S_n — среднее значение сигнала за n -й период, $\delta = 1 - T_0/R_2C$.

Выходное напряжение ДЗУ1 в n -м периоде равно $U_{n-1} = -S_{n-1} + \delta U_{n-2}$. Если выборку в ДЗУ2 проводить непосредственно перед выборкой в ДЗУ1, то запомненное в n -м периоде значение сигнала на выходе ДЗУ2

$$\Delta U_n = -K(U_n - U_{n-1}) = K[S_n - (1 - \delta)S_{n-1} + \delta(\delta - 1)U_{n-2}]. \quad (1)$$

Из (1) следует, что при выполнении условия $\delta=0$ выходное напряжение ДЗУ2 $\Delta U_n = K(S_n - S_{n-1})$, т. е. усиленному в K раз приращению среднего значения входного сигнала за период дискретизации так же, как в цифровых дифференциаторах [1].

Реально условие $\delta=0$ соблюдается неточно, что приводит к динамической погрешности дифференцирования. Проведем расчет переходного процесса для схемы рис. 2, не предполагая $\delta=0$, при подаче единичной ступени напряжения на вход. Среднее значение такого сигнала для всех $n \leq 0$ равно нулю, а для $n > 0$ постоянно и равно $S_n = S = T_0/R_1C$. Воспользуемся приведенным в [2] выражением для U_n при постоянном S_n : $U_n = SR_2C(1 - \delta^n)/T_0$, — из (2) получаем $\Delta U_n = KT_0\delta^{n-1}/R_1C$.

Откликом на единичную ступеньку служит импульс с амплитудой KT_0/R_1C , задержанный на T_0 относительно входного сигнала. Если $\delta \neq 0$, за импульсом следует переходный процесс, затухающий пропорционально δ^n , причем при $1 > \delta > 0$ он идет аperiodически, а при $0 > \delta > -1$ колеблется около нулевого уровня (рис. 3). Это свойство можно использовать для точной подстройки $\delta=0$ по характеру переходного процесса.

Характерной особенностью схем разностного дифференцирования является наличие стробоскопических эффектов. Если во входном сигнале содержится напряжение U_n с периодом

$$T_n = T_0/(n \pm a),$$

где n — целое число, $0 < a < 1/2$, то на выходе дифференциатора появляются бинения с периодом T_0/a . Они существенно снижают точность схем без усреднения сигнала [3].

В дифференциаторе с усреднением по периоду дискретизации амплитуда бинений на выходе равна $KU_n T_n / T_0$. Она убывает пропорционально частоте напряжения U_n . Полностью устранить стробоскопические эффекты можно, обеспечив $a=0$, т. е. синхронизировав частоту дискретизации с частотой напряжения U_n .

Преимущества описанной схемы особенно заметны при дифференциро-

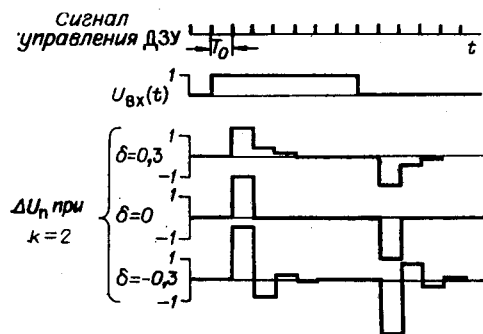


Рис. 3. Формы переходного процесса в схеме разностного дифференциатора с быстрым усреднением при ступенчатом входном сигнале.

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.