

А. Н. КАСПЕРОВИЧ  
(Новосибирск)

## О ДИНАМИКЕ УСТРОЙСТВ ИНТЕГРАЛЬНОЙ ВЫБОРКИ

1. Устройства выборки и хранения мгновенных значений сигнала (УВХ) широко используются для уменьшения динамических ошибок аналого-цифровых систем сбора данных. Создание таких устройств при малых временах выборки сопряжено с преодолением некоторых трудностей, поэтому представляет интерес исследование возможностей сравнительно нового и малоизученного класса устройств — интегрирующих устройств выборки и хранения [4]. Подобное устройство запоминает не мгновенное значение сигнала, а его среднее значение за время выборки — время интегрирования. Работа интегрирующего устройства выборки и хранения (ИУВХ) осуществляется в три этапа, а не в два, как в обычном УВХ: а) интегрирование, б) хранение, в течение которого осуществляется аналого-цифровое преобразование, в) приведение интегратора в исходное состояние.

Измерение интегральных значений сигнала необходимо осуществлять лишь в некоторых случаях (например, при вводе в ЭВМ изображений), чаще требуется измерение мгновенных значений. Рассмотрим, как связаны мгновенные и средние (за время выборки) значения сигнала, каким образом можно восстановить мгновенные значения через средние (предполагая, что между выборочными значениями сигнал может быть восстановлен обычными методами, скажем по Котельникову).

2. Устройство интегральной выборки может быть представлено как скользящий интегратор, выходной сигнал которого дискретизируется с периодом  $\Delta T$ . При отнесении сигнала к середине выборки ИУВХ может быть описано следующим выражением:

$$y^*(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \delta(t - m\Delta T) \frac{1}{T} \int_{t-T/2}^{t+T/2} x(\tau) d\tau,$$

где  $y^*(t)$  и  $x(\tau)$  — выходной и входной сигналы соответственно,  $m$  — номер отсчета,  $\Delta T$  — интервал дискретизации,  $T$  — время интегрирования.

Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) скользящего интегратора, как известно, определяется равенством

$$S_{\text{си}}(\omega) = (\sin \omega(T/2)) / (\omega(T/2)).$$

Вид АЧХ скользящего интегратора  $S_{\text{си}}(\omega)$  представлен на рис. 1.

Спектр выходного сигнала ИУВХ является суммой спектров сигналов скользящего интегратора, сдвинутых по частоте на  $2\pi m/\Delta T$ . Поэтому для того, чтобы избежать нежелательных наложений, спектр входного сигнала  $S_x(\omega)$  должен быть ограничен. Будем считать, что это ограничение осуществлено идеальным фильтром нижних частот с граничной частотой  $\omega_{\text{сф}}$ . Пример АЧХ ИУВХ  $S_{\text{ив}}(\omega)$  для  $\Delta T = T/1,25$ ;  $\omega_{\text{сф}} = \pi/T$  представлен на рис. 1. Из рисунка следует, что для сигнала частотой, равной половине частоты дискретизации, значение скользящего среднего будет отличаться от мгновенного значения на 36%.

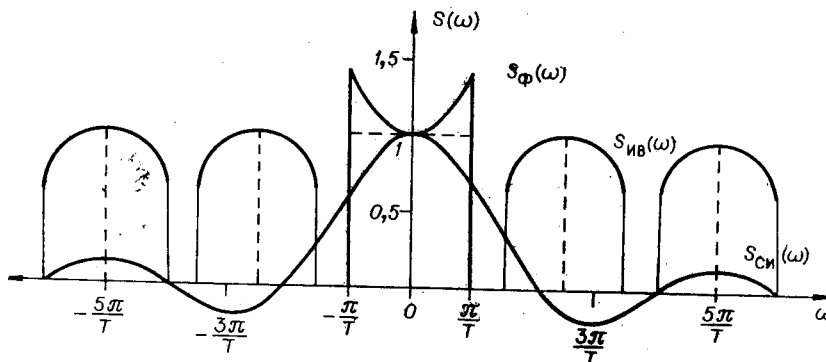


Рис. 1.

| k  | l     | μ=1        |            | μ=2        |            |
|----|-------|------------|------------|------------|------------|
|    |       | g(lΔT)     | κg(lΔT)    | g(lΔT)     | κg(lΔT)    |
| 0  | 6     | 1,1662428  | 1,1592915  | 1,035821   | 1,0340917  |
| ±1 | 5; 7  | -0,1069967 | -0,0985922 | -0,0220719 | -0,0204259 |
| ±2 | 4; 8  | 0,0344742  | 0,0250534  | 0,0058944  | 0,0043021  |
| ±3 | 3; 9  | -0,0164547 | -0,0077617 | -0,0025948 | -0,0012292 |
| ±4 | 2; 1  | +0,0095291 | 0,0022616  | 0,0016815  | 0,0004007  |
| ±5 | 1; 11 | -0,0061897 | -0,0006068 | -0,0009504 | -0,0000935 |

3. Для того чтобы скомпенсировать искажения, вызываемые устройством интегральной выборки в полосе частот  $-\omega_{\text{сф}} \div \omega_{\text{сф}}$ , необходимо использовать фильтр с АЧХ, обратной АЧХ устройства интегральной выборки:

$$S_{\Phi}(\omega) = \begin{cases} \frac{\omega T/2}{\sin \omega T/2} & \text{для } |\omega| \leq \omega_{\text{сф}}, \\ 0 & \text{для } |\omega| \geq \omega_{\text{сф}}. \end{cases}$$

Вид АЧХ подобного фильтра  $S_{\Phi}(\omega)$  представлен на рис. 1.

4. Рассмотрим кратко возможные характеристики фильтра при его реализации в цифровой форме. Будем анализировать цифровой фильтр, основанный на применении прямой свертки [2]. В этом случае выходной сигнал — восстановленное значение входного сигнала  $x(t)$ :

$$X(m\Delta T) = \sum_l g(l\Delta T) y(m\Delta T - l\Delta T).$$

Импульсная характеристика цифрового фильтра определяется выражением

$$g(k\Delta T) = \frac{\Delta T}{2\pi} \int_{-\pi/\Delta T}^{\pi/\Delta T} S_{\Phi}(\omega) e^{i\omega k\Delta T} d\omega.$$

Поскольку АЧХ фильтра — функция четная, то импульсная характеристика будет действительной функцией:

$$g(k\Delta T) = \frac{\Delta T}{2\pi} \int_{-\pi/\Delta T}^{\pi/\Delta T} \frac{\omega T/2}{\sin \omega T/2} \cos \omega k\Delta T d\omega.$$

Введем обозначения  $\omega T/2 = \Omega$  и  $\mu = \Delta T/T$ . Тогда

$$g(k\Delta T) = \frac{\mu}{\pi} \int_{-\pi/2\mu}^{\pi/2\mu} \frac{\Omega}{\sin \Omega} \cos 2k\mu\Omega d\Omega.$$

5. Очевидно, что цифровой фильтр с необходимой для полного исправления частотных искажений импульсной характеристикой физически нереализуем. Физически реализуемый фильтр с конечным числом значений импульсной характеристики может быть получен путем модификации (усечения и сдвига) АЧХ требуемого идеального фильтра. Желательно, чтобы импульсная характеристика фильтра имела небольшое число значений, что позволило бы его реализовать аппаратно, на основе микропроцессоров.

Были вычислены значения  $g(k\Delta T)$  для 11 значений  $k$ . Для этого  $\cos 2k\mu\Omega$  был представлен в виде  $\cos 2k\mu\Omega = 1 - \sin^2 \Omega P_{k\mu}(\cos^2 \Omega)$ , где  $P_{k\mu}(\cos^2 \Omega)$  — полином степени  $k\mu - 1$  от  $\cos^2 \Omega$ .

Вычисления осуществлялись при  $\mu = 1$  и  $\mu = 2$ . Если  $\mu = 1$ , то аналого-цифровое преобразование сигнала и приведение интегрального устройства выборки в исходное состояние осуществляются как бы мгновенно. Этому случаю соответствует трехканальная схема ИУВХ, описанная в [4]. Если же  $\mu = 2$ , то время интегрирования равно сумме времен аналого-цифрового пре-

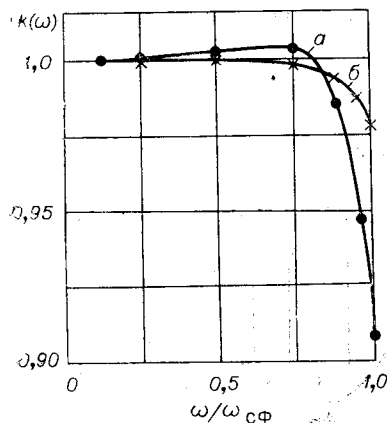


Рис. 2.

образования и приведения интегратора в исходное состояние. Рассматривать случаи  $\mu < 1$  из-за сложностей 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

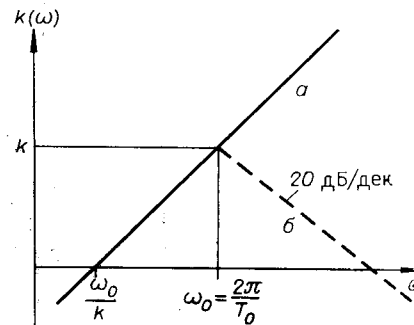


Рис. 1. Амплитудно-частотные характеристики дифференциаторов:  
*a* — идеальный, *б* — разностный с быстрым усреднением сигнала.