

КРАТКИЕ СООБЩЕНИЯ

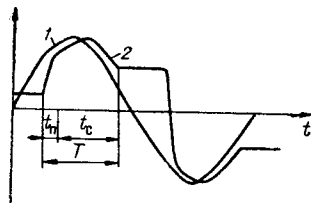
УДК 681.142.621

А. Н. КАСПЕРОВИЧ, Н. В. ЛИТВИНОВ
 (Новосибирск)

**К ВОПРОСУ О ПОГРЕШНОСТИ УСТРОЙСТВ
 ВЫБОРКИ И ЗАПОМИНАНИЯ**

При измерении мгновенных значений быстропротекающих процессов с помощью аналого-цифровых преобразователей (АЦП) для уменьшения динамических погрешностей измерения используют устройства выборки и запоминания значений сигнала (УВЗ). Эти устройства вносят, однако, свои ошибки в результат измерения. Ниже будут даны некоторые оценки искажений, вносимых УВЗ при его работе в следящем режиме.

В работе УВЗ можно условно выделить два временных этапа — время переходного процесса t_n и время слежения t_c (см. рисунок). В [1] были получены оценки погрешности УВЗ в общем виде независимо от того, успевает устройство за время выборки T выйти на режим слежения или нет. Часто режим работы УВЗ выбирают таким, чтобы к моменту отключения запоминающего элемента от измеряемого сигнала переходные процессы заканчивались и УВЗ находилось в режиме слежения. Это в равной мере относится к УВЗ как без обратной связи, так и с обратной связью (компараторные устройства выборки). Заметим, что следящий режим особенно характерен для УВЗ в режиме двухтактного запоминания [2] и при запоминании коротких импульсов [3].



Вид сигнала на входе (1) и выходе (2) УВЗ.

вызываемой фазовыми сдвигами, целесообразно относить результат выборки к моменту $t - \tau_\phi$.

Оценим значение погрешности УВЗ при отнесении отсчета к моменту $t - \tau_\phi$ с учетом нелинейности его фазочастотной характеристики. Пусть сигнал на входе УВЗ $x(t)$ имеет вид

$$x(t) = \sum_{i=1}^n a_i \sin(\omega_i t + \varphi_i). \quad (1)$$

Тогда, следуя обычным правилам, запишем выражение для выходного сигнала

$$y(t) = \sum_{i=1}^n a_i \sqrt{\frac{1}{1 + \omega_i^2 \tau_\phi^2}} \sin[\omega_i t + \varphi_i + \arctg(-\omega_i \tau_\phi)].$$

Учитывая временной сдвиг на τ_ϕ и проведя несложные преобразования, найдем выражение для погрешности устройства выборки

$$\begin{aligned} \delta(t) &= x(t) - y(t + \tau_\phi) = \\ &= \sum_{i=1}^n a_i \sqrt{1 - \frac{2 \cos[\omega_i \tau_\phi + \arctg(-\omega_i \tau_\phi)]}{\sqrt{1 + \omega_i^2 \tau_\phi^2}} + \frac{1}{1 + \omega_i^2 \tau_\phi^2}} \times \\ &\quad \times \sin(\omega_i t + \varphi_i + a_i), \end{aligned}$$

где a_i — некоторая фаза, зависящая от ω_i и τ_Φ . Полагая $\omega_i \tau_\Phi < 1$, для максимальной погрешности УВЗ можно получить

$$\delta_M \leq \sum_{i=1}^n a_i \left(1 - \frac{1}{\sqrt{1 + \omega_i^2 \tau_\Phi^2}} \right) \left(1 + \frac{2 \omega_i^2 \tau_\Phi^2}{2} \right) \approx \sum_{i=1}^n a_i \frac{\omega_i^2 \tau_\Phi^2}{2}. \quad (2)$$

Эта формула показывает, что при $\omega_i \tau_\Phi < 1$ погрешность УВЗ определяется главным образом лишь его амплитудно-частотными искажениями. Для сравнения приведем формулу из [1] погрешности УВЗ в режиме слежения для сигнала, аналогичного (1)

$$\delta_M \leq \sum_{i=1}^n a_i \frac{\omega_i \tau_\Phi}{2}. \quad (3)$$

При $n=1$, $f=10^6$ Гц, $\tau_\Phi = 20 \cdot 10^{-9}$ с, $a=1$ δ_M , вычисленная по формуле (3), составляет 0,063, а та же погрешность, вычисленная по (2), равна 0,0077. Таким образом, использование УВЗ в следящем режиме с отнесением результата запоминания к соответствующему моменту времени позволяет существенно снизить его погрешности. Укажем, что для оценочных расчетов удобно пользоваться более простыми формулами. Укажем формулу (2), при замене входного сигнала некоторым эквивалентным сигналом с частотой ω_c , равной частоте среза входного сигнала. В предположении, что амплитуда эквивалентного сигнала равна сумме амплитуд гармоник сигнала,

$$\delta_M < \frac{\omega_c^2 \tau_\Phi^2}{2} \sum_{i=1}^n a_i;$$

если же считать энергию эквивалентного сигнала равной энергии входного сигнала, то

$$\delta_M \approx \frac{\omega_c^2 \tau_\Phi^2}{2} \sqrt{\sum_{i=1}^n a_i^2}.$$

Если отсчеты АЦП с устройством выборки используются для вычисления энергетического спектра и корреляционной функции сигнала, то необходимо учитывать дополнительную погрешность при определении названных функций, вызванную инерционностью УВЗ. Поскольку устройство выборки в режиме слежения представимо в виде линейного звена, то искажения, вносимые таким звеном, для заданного сигнала могут быть подсчитаны по известным формулам [4]. В качестве примера определим искажения энергетического спектра и корреляционной функции, вносимые этим звеном, когда на вход подан сигнал с корреляционной функцией вида

$$R_x(k) = \frac{a \pi}{2} \omega_0 e^{-\omega_0 |k|}, \quad (4)$$

где ω_0 — полоса сигнала на уровне 0,7. Сигнал вида (4) можно интерпретировать как «белый» шум, прошедший через инерционное звено с постоянной времени $\tau_0 = \frac{1}{\omega_0}$. Энергетический спектр на входе $S_x(\omega)$ и выходе $S_y(\omega)$ УВЗ определяется формулами:

$$S_x(\omega) = \frac{a}{1 + \frac{\omega^2}{\omega_0^2}}; \quad S_y(\omega) = \frac{a}{\left(1 + \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right) \left(1 + \frac{\omega^2}{\omega_\Phi^2}\right)}; \quad \omega_\Phi = \frac{1}{\tau_\Phi}.$$

Отсюда легко найти относительную погрешность определения спектра

$$\gamma_s = \frac{S_x(\omega) - S_y(\omega)}{S_x(\omega)} = \frac{\omega^2}{\omega_\Phi^2 + \omega^2}; \quad \text{при } \frac{\omega^2}{\omega_\Phi^2} \ll 1 \quad \gamma_s \approx \frac{\omega^2}{\omega_\Phi^2}.$$

Для определения искажений корреляционной функции, следуя [4], найдем корреляционную функцию сигнала на выходе устройства выборки:

$$R_y(k) = \frac{a \pi}{2} \frac{\omega_0 \omega_\Phi}{\omega_0^2 - \omega_\Phi^2} (\omega_0 e^{-\omega_\Phi |k|} - \omega_\Phi e^{-\omega_0 |k|}).$$

Тогда относительную погрешность корреляционной функции запишем следующим образом:

$$\gamma_R = \frac{R_x(k) - R_y(k)}{R_x(k)} = \frac{\omega_0^2 - \omega_\Phi \omega_0}{\omega_0^2 - \omega_\Phi^2} e^{-(\omega_\Phi - \omega_0)k}$$

При $\frac{\omega_0}{\omega_\Phi} \ll 1$

$$\gamma_R \cong \frac{\omega_0^2}{\omega_\Phi^2} + \frac{\omega_0}{\omega_\Phi} e^{-k(\omega_\Phi - \omega_0)}$$

ЛИТЕРАТУРА

1. В. А. Алексеев, А. Н. Касперович, Н. В. Литвинов. Динамическая погрешность аналого-цифрового преобразователя с устройством фиксации уровня измеряемого напряжения.— *Автометрия*, 1966, № 5.
2. В. А. Алексеев. Об измерительной цепи быстродействующего АЦП.— В сб. «Методы и средства аналого-цифрового преобразования». Труды семинара, вып. 1. Новосибирск, «Наука», 1969.
3. Хакимовлу, Кальвин. Аналого-цифровой анализатор формы видеосигналов с темпом выборки 10^7 ординат/сек.— *Электроника*, 1961, № 6.
4. А. А. Харкевич. Спектры и анализ. М., Физматгиз, 1962.

Поступило в редакцию
8 января 1971 г.

УДК 621.317.33

А. В. ШКУЛИПА
(Одесса)

СПОСОБ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ОДНОРОДНЫХ РАСПРЕДЕЛЕННЫХ RC-ЦЕПЕЙ

В настоящее время в связи с развитием направления микроинтегральной электронной аппаратуры большое внимание уделяется разработке, расчету и конструированию RC-цепей с распределенными параметрами [1—3]. В связи с этим возникла необходимость измерения параметров этих цепей.

Распределенная RC-цепь характеризуется суммарной емкостью C и суммарным сопротивлением R или электрической постоянной времени $\tau = RC$.

Цель настоящего сообщения — обосновать способ измерения указанных параметров распределенной RC-цепи путем превращения ее в нулевую цепь [4].

Нулевую цепь можно образовать подключением параллельно или последовательно к RC-цепи четырехполюсника, образованного из сопротивления или емкости. Таким путем получают четыре схемы, приведенные в таблице. Первая и третья схемы состоят из параллельного соединения RC-цепи и образцовой цепи, вторая и четвертая — из последовательного соединения этих же цепей.

Рассмотрим первую схему из таблицы, изображенную на рисунке в виде параллельного соединения двух четырехполюсников. Условия равновесия такой схемы будут следующими [5]:

$$y_{21} = y_{21}^1 + y_{21}^2 = 0, \quad (1)$$

где y_{21}^1 — параметр четырехполюсника 1, а y_{21}^2 — параметр четырехполюсника 2 (см. рисунок). Подставив в (1) значения y -параметров, выраженные через соответствующие элементы схемы, получим

$$j\omega C_0 + \frac{1}{Z_C \operatorname{sh} \gamma l} = 0, \quad (2)$$