

ВЛИЯНИЕ АВТОМАТИЧЕСКОЙ КОРРЕКЦИИ ДРЕЙФА НА СЛУЧАЙНУЮ ПОГРЕШНОСТЬ ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО КАНАЛА

THE INFLUENCE OF AUTOMATIC ZERO DRIFT CORRECTION ON RANDOM ERROR OF MEASURING CHANNEL

Санкт-Петербург, СПбГТУ
Saint-Petersburg, SPbSTU

In this paper the influence of automatic zero drift correction on random error of measuring channel is considered. The dependence formula of input noise parameters and channel frequency range on correction period is derived. Recommendations for correction period selection are proposed.

Методы автоматической коррекции погрешностей широко используются в различных измерительных устройствах. Суть этих методов заключается в подаче на вход устройства известных тестовых сигналов и коррекции функции преобразования устройства на основе измеренных при этом выходных значений. В данной статье рассматривается известный метод автоматической коррекции аддитивных погрешностей, состоящий в следующем (fig.1):

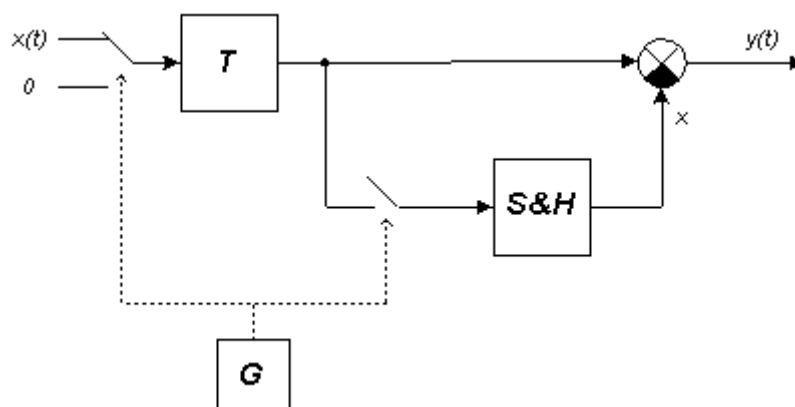


Fig. 1. Structure of measuring system with automatic additive error correction
 T —transducer, G —generator, $S\&H$ —sample and hold

на вход измерительного преобразователя T , например, усилителя или АЦП, периодически подается нулевой сигнал, в результате чего на выходе преобразователя появляется сигнал x_K , соответствующий аддитивной ошибке в момент коррекции. Этот сигнал запоминается в устройстве выборки и хранения ($S\&H$), и вычитается из входного сигнала в течение всего рабочего цикла. Затем коррекция повторяется.

Определим период автоматической коррекции, необходимый для поддержания заданных метрологических характеристик в системе, изображенной на fig. 1. Для этого определим дисперсию выходного сигнала системы, зависящую, в соответствии с (1), от частотной характеристики системы и спектральной плотности мощности входного шума.

$$D(t) = 2 \int_0^{f_c} S(f) |G(f, t)|^2 df \quad (1)$$

f_c – верхний предел интересующего нас частотного диапазона.

Для определения модуля частотной характеристики системы воспользуемся известным соотношением:

$$|G(f, t)| = |y(t)|_{x(t)=e^{j2\pi ft}} \quad (2)$$

В данном случае частотная характеристика является функцией не только частоты, но и времени, что связано с нестационарностью системы.

После проведения цикла коррекции, который завершается к моменту времени $t = 0$, выходной сигнал системы определяется из следующего соотношения:

$$y(t) = x(t) - x_K \quad (3)$$

Поскольку корректирующее значение в данном случае — это отсчет входного сигнала $x(t) = e^{j2\pi f t}$ в момент времени $t = 0$, то $x_K = e^{j2\pi f \cdot 0} = 1$.

В результате квадрат модуля частотной характеристики системы равен

$$|G(f, t)|^2 = |e^{j2\pi f t} - 1|^2 = 4 \cdot \sin^2(\pi f t) = 2(1 - \cos(2\pi f t)) \quad (4)$$

Как известно, шумы электронных устройств с хорошим приближением могут быть представлены в виде суммы двух составляющих — белого шума с постоянной спектральной плотностью S_0 и

фликкер-шума, спектральная плотность которого $S_0 \frac{f_0}{f}$ обратно пропорциональна его частоте. С учетом этого, входной шум системы определяется соотношением (5).

$$S(f) = S_0 \left(1 + \frac{f_0}{f} \right) = S_0 + S_0 \frac{f_0}{f} \quad (5)$$

После подстановки в (1) соотношений (4) и (5), для дисперсии, вызванной белым шумом, имеем

$$D_{\text{б.ш.}}(t) = 4S_0 \left(f_z - \frac{\sin(2\pi f_z t)}{2\pi t} \right) \quad (6)$$

Дисперсия, вызванная фликкер-шумом, определится как

$$D_{\text{ф.ш.}}(t) = 4S_0 f_0 \int_0^{f_z} \frac{1 - \cos(2\pi f t)}{f} df = 4S_0 f_0 \int_0^{2\pi f_z t} \frac{1 - \cos(2\pi f t)}{2\pi f t} d(2\pi f t) = 4S_0 f_0 S_1(2\pi f_z t) \quad (7)$$

где $S_1(x) = \ln(x) + C + Ci(x)$, где $C = 0.5772$ — постоянная Эйлера, а $Ci(x)$ — функция интегрального косинуса.

Для определения периода коррекции, воспользуемся следующим критерием:

$$D_{\text{ф.ш.}}(t) = D_{\text{б.ш.}}(t) \quad (8)$$

т.е. возрастающая со временем дисперсия, вызванная фликкер-шумом, в момент коррекции должна оказаться равной дисперсии, вызванной белым шумом. Соотношение (8) можно переписать в виде

$$k(t) = 1 \quad (9)$$

где

$$k(t) = \frac{D_{\text{ф.ш.}}(t)}{D_{\text{б.ш.}}(t)} = \frac{f_0 S_1(2\pi f_z t)}{f_z - \frac{\sin(2\pi f_z t)}{2\pi t}} \quad (10)$$

или, введя обозначения $\varepsilon = \frac{f_z}{f_0}$ и $\tau = 2\pi f_0 t$, в виде

$$k(t) = k(\tau) = \frac{S_1(\varepsilon \tau)}{\varepsilon \left(1 - \frac{\sin(\varepsilon \tau)}{\varepsilon \tau} \right)} = \frac{S_1(\varepsilon \tau)}{\varepsilon (1 - \text{sinc}(\varepsilon \tau))} \quad (11)$$

где функция $\text{sinc}(x) = \frac{\sin(x)}{x}$.

На fig. 2 изображено семейство кривых $k(\tau)$ для различных значений ε .

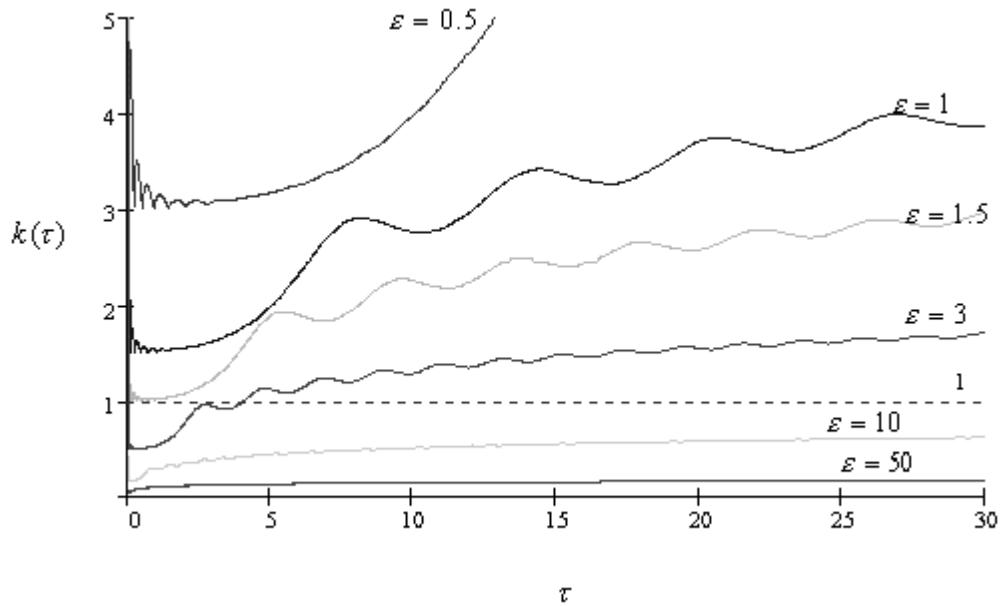


Fig. 2. $\frac{1}{f}$ -noise to white noise ratio time dependence

Как следует из графика, $k(\tau)$ всегда больше 1 начиная с $\varepsilon = 1.5$. Это означает, что для области $\varepsilon \in (0, 1.5)$ всегда преобладает дисперсия от фликкер-шума. В области $\varepsilon \gg 1$ максимальный вклад вносит дисперсия, вызванная белым шумом. В промежутке существенный вклад в суммарную дисперсию вносят обе составляющие.

Для больших значений x функция $S_1(x) = \ln(x) + C + Ci(x)$ может быть приближенно

представлена соотношением $S_1'(x) \approx \ln(x) + C$. Знаменатель в соотношении (11)

$\varepsilon(1 - \text{sinc}(\varepsilon\tau)) \approx \varepsilon$ для больших значений $\varepsilon\tau$. Поэтому при больших значениях $\varepsilon\tau$ функция $k(\tau)$ может быть аппроксимирована соотношением (12)

$$k'(\tau) = \frac{\ln(\varepsilon\tau) + C}{\varepsilon} \quad (12)$$

Семейство кривых $k(\tau)$ для различных ε и аппроксимирующих их кривых $k'(\tau)$ представлено на fig. 3.

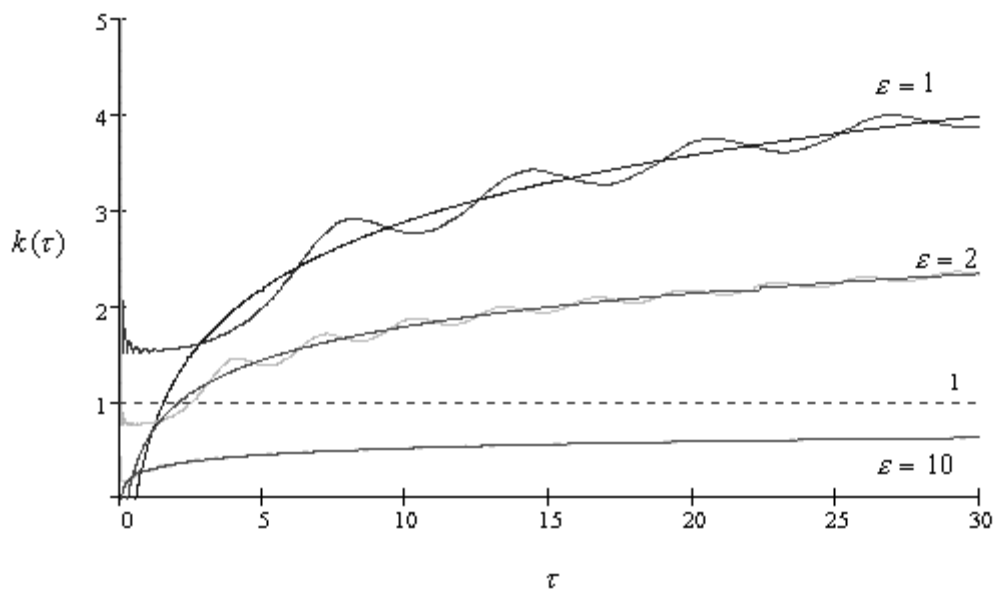


Fig. 3 Assemblage of curves $k'(\tau)$ approximating $k(\tau)$

Период коррекции τ_k находится из условия (9), соответствующего соотношению

$$k'(\tau_k) = 1 \quad (13)$$

что равносильно $\varepsilon = \ln(\varepsilon \tau_k) + C$, откуда

$$\tau_k(\varepsilon) = e^{\varepsilon - \ln(\varepsilon) - C} \quad (14)$$

График этой зависимости представлен на fig. 4.

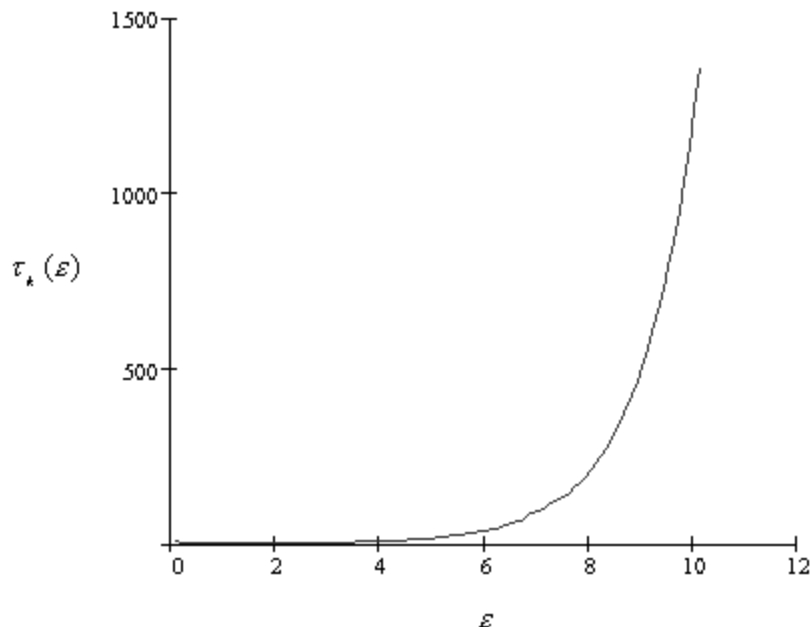


Fig. 4 Correction period $\tau_k(\varepsilon)$ on bandwidth ratio ε dependence

Оценим, при каких ε автоматическая коррекция не имеет смысла. Поскольку поверка измерительных приборов должна проводиться ежегодно, можно принять, что период коррекции t должен быть ограничен числом секунд в году (приблизительно $3 \cdot 10^7$). В предположении, что f_0 не превышает 1000, критическое значение $\tau_{кр} = 2\pi f_0 t \approx 2 \cdot 10^{11}$. Это значение достигается при $\varepsilon \approx 30$, таким образом для шума с $\varepsilon \geq 30$ периодическая автоматическая коррекция бессмысленна.

Заключение

Остановимся на полученных результатах еще раз:

1. Из соотношения (14) следует, что период коррекции равен $t = \frac{e^{\varepsilon - \ln(\varepsilon) - C}}{2\pi f_0}$, т.е. он обратно пропорционален частоте сопряжения белой и фликкер-составляющих входного шума f_0 .
2. Период коррекции зависит от соотношения $\varepsilon = \frac{f_z}{f_0}$ верхней границы интересующего нас частотного диапазона f_z и f_0 .
3. Для $\varepsilon > 30$ автоматическая коррекция аддитивной погрешности не имеет смысла, т.к. составляющая дисперсии, вызванная фликкер-шумом, значительно меньше дисперсии, вызванной наличием белого шума.
4. Для $\varepsilon < 1.5$ составляющая дисперсии, вызванная фликкер-шумом, преобладает. Период коррекции выбирается исходя из требований к точности измерительного прибора.

Рекомендуемая литература

1. Гутников В.С. О метрологических характеристиках средств измерения с противошумовой коррекцией. – Приборы и системы управления, 1981, №9, с. 22, 27-28.