

УДК 536.53

І.П. Микитин, Б.І. Стадник

Національний університет “Львівська політехніка”,  
кафедра інформаційно-вимірювальної техніки**МЕТОДИЧНА ПОХИБКА ВИМІРЮВАННЯ ШУМОВИМ  
ТЕРМОМЕТРОМ**

© Микитин І.П., Стадник Б.І., 2001

**Отримано залежність методичної похибки від часу перетворення, робочої частотної смуги шумового термометра та відношення рівнів корисного сигналу до неінформативного.**

**Both the methodic error versus transformation time and versus the noise thermometer frequency band or versus the useful to uninformatic signals ration functions are received.**

Корисний сигнал шумового термометра (ШТ) має випадковий характер [1,2]. Тому інтегральні характеристики набувають дійсного значення при безмежному часі усереднення. Реально час усереднення обмежений, що приводить до виникнення методичної похибки.

Математичний вираз для методичної похибки можна отримати, використовуючи виведену із застосуванням математичного апарату статистичного аналізу випадкових процесів функцію перетворення ШТ на основі кореляційного підсилювача для інформативного шумового сигналу та для неінформативних шумових сигналів [3].

За умови, що частотний спектр шумової напруги первинного перетворювача значно ширший за амплітудно-частотні характеристики  $H_1(f)$ ,  $H_2(f)$  двох каналів перетворення кореляційного підсилювача і  $H_1(f)=H_2(f)$ , математичне сподівання квадрата шумової напруги інформативного сигналу на виході пристрою усереднення можна подати у вигляді:

$$M(e_0^2) = K_p \cdot S_0 \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} |H_1(f)|^2 df, \quad (1)$$

де  $K_p$  – коефіцієнт передачі перемножувача,  $S_0$  – спектральна густина потужності інформативного шумового сигналу.

Вираз для дисперсії, який визначає абсолютну методичну похибку вимірювання температури, отримали у такій формі:

$$\begin{aligned}
D_s = & 2 \cdot K_p^2 \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} S_0^2 \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} \left( |H_1(v)| \cdot |H_1(f-v)| \right)^2 dv \cdot \left( \frac{\sin(\pi \cdot f \cdot \Theta)}{\pi \cdot f \cdot \Theta} \right)^2 df + \\
& + K_p^2 \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} S_1 \cdot S_2 \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} \left( |H_1(v)| \cdot |H_1(f-v)| \right)^2 dv \cdot \left( \frac{\sin(\pi \cdot f \cdot \Theta)}{\pi \cdot f \cdot \Theta} \right)^2 df + \\
& + K_p^2 \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} S_0 \cdot S_1 \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} \left( |H_1(v)| \cdot |H_1(f-v)| \right)^2 dv \cdot \left( \frac{\sin(\pi \cdot f \cdot \Theta)}{\pi \cdot f \cdot \Theta} \right)^2 df + \\
& + K_p^2 \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} S_0 \cdot S_2 \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} \left( |H_1(v)| \cdot |H_1(f-v)| \right)^2 dv \cdot \left( \frac{\sin(\pi \cdot f \cdot \Theta)}{\pi \cdot f \cdot \Theta} \right)^2 df
\end{aligned} \quad (2)$$

де  $\Theta$  – час усереднення;  $f, v$  – частота;  $S_1, S_2$  – спектральна густина потужності шумових напруг двох каналів кореляційного підсилювача (неінформативні шумові сигнали).

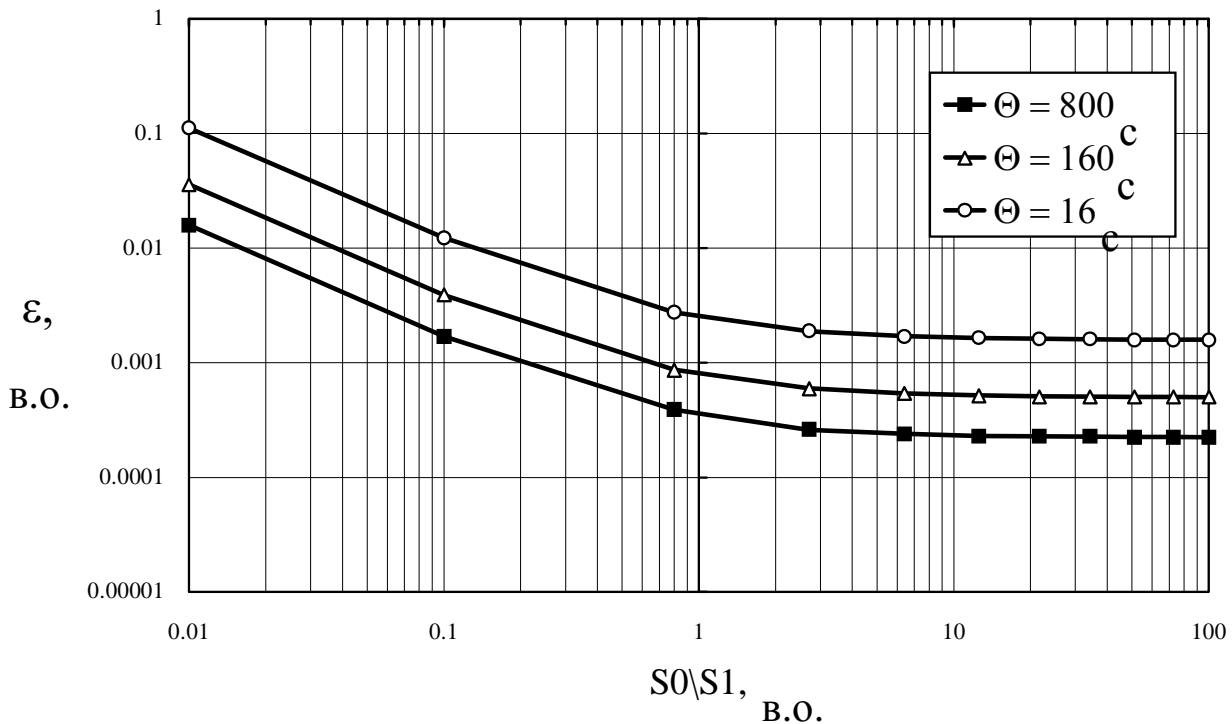
Для випадку, коли кореляційний підсилювач є ідеальним смуговим фільтром, вирази відповідно для математичного сподівання, дисперсії та відносного середньоквадратичного відхилення методичної похибки  $\varepsilon_z$  можна записати:

$$M(e_0^2) = K_p \cdot S_0 \cdot \Delta f \quad (3)$$

$$D_s = \frac{2 \cdot K_p^2 \cdot \Delta f}{\Theta} \cdot (2 \cdot S_0^2 + S_0 \cdot S_1 + S_0 \cdot S_2 + S_1 \cdot S_2) \quad (4)$$

$$\varepsilon_z = \frac{\sqrt{2} \cdot \sqrt{2 \cdot S_0^2 + S_0 \cdot S_1 + S_0 \cdot S_2 + S_1 \cdot S_2}}{S_0 \cdot \sqrt{\Delta f \cdot \Theta}} \quad (5)$$

На рисунку подано залежність  $\varepsilon_z$  від відношення спектральних густин потужності корисного і неінформативного сигналів  $S_0/S_1$  при різних значеннях часу усереднення  $\Theta$  для  $\Delta f = 100$  кГц і  $S_1 = S_2$ .



*Залежність відносного середньоквадратичного відхилення похибки  $\varepsilon_z$  від відношення спектральних густин потужності корисного і неінформативного сигналів  $S_0/S_1$  при різних значеннях часу усереднення  $\Theta$  для  $\Delta f = 100$  кГц і  $S_1 = S_2$*

Як видно з рисунка, для згаданого відношення  $S_0/S_1 > 10$  відносне середньо-квадратичне відхилення похибки  $\varepsilon_z$  практично не змінює свого значення. Тому недоцільно ставити високі вимоги до шумових параметрів активних елементів, достатньо забезпечити відношення 10. Подальше покращання шумових параметрів кореляційного підсилювача не приводить до фактичного зменшення методичної похибки. Відношення  $S_0/S_1 = 10$  є оптимальним з погляду вибору шумових параметрів активних елементів для забезпечення мінімальної методичної похибки.

Подальше зменшення методичної похибки можливе за рахунок збільшення часу усереднення та частотної смуги ШТ.

1. Ван-дер-Зил А. Шум. Источники, описание, измерение / Пер. с англ. - М., 1973. 2. Робинсон Р.Н.Х. Шумы и флуктуации в электронных схемах и цепях / Пер. с англ. - М., 1980. 3. Микитин І.П. Термошумовий термометр: Дис... канд. техн. наук. - Львів, 2000.

УДК 621.317.73

Є. В. Походило

Національний університет “Львівська політехніка”,  
кафедра метрології, стандартизації та сертифікації

## ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ПАРАМЕТРІВ ІМІТАНСНИХ СЕНСОРІВ В НАПРУГУ

© Походило Є.В., 2001

**Розглядаються варіанти побудови вимірювальних перетворювачів параметрів імітансних сенсорів в напругу, які поєднують операції порівняння та зрівноваження.**

**It is considering a variants of making a measuring transducers of impedans sensors parameters in voltage which connect a comparison and counterbalance operations.**

Завдяки досконалості мостових схем щодо універсальності, високих показників метрологічних характеристик та забезпечення інваріантності результату вимірювання до багатьох впливних величин, вони широко використовуються для вимірювання параметрів імітансних сенсорів, а одночасно і багатьох фізичних величин [1]. Це засоби з автоматизацією процесу зрівноваження, причому використання електронних керованих опорів значно скорочує сам процес вимірювання. Найбільший вплив на точність має неідеальність пристрою порівняння (керованих опорів) та неповна рівновага мостової схеми через обмежену чутливість підсилювача розбалансу. В мостових схемах операція порівняння та зрівноваження, як відомо, здійснюється по чергово. Разом з тим підсилювач розбалансу та джерело живлення мостової схеми, переважно, не мають спільної точки. Це накладає обмеження на подальше вдосконалення щодо простоти схемотехнічних рішень, підвищення завадостійкості та чутливості пристрою.