

УДК 536.5

ШУМОВІ МОДЕЛІ ВХІДНОГО КОЛА ШУМОВОГО ТЕРМОМЕТРА НА ОСНОВІ ДВОКАНАЛЬНОГО ПІДСИЛЮВАЧА

Ї Микитин Ігор, 2008

Національний університет "Львівська політехніка", кафедра інформаційно-вимірювальних технологій,
вул. С. Бандери, 12, 79013, Львів, Україна

Здійснено аналіз та синтез можливих варіантів вхідного кола шумового термометра з використанням двоканального підсилювача. Запропоновано шумові моделі, які описують залежність вихідних напруг двоканального підсилювача від шумових параметрів чутливого елемента первинного перетворювача, лінії зв'язку, операційних підсилювачів та резисторів зворотного зв'язку першого каскаду. Отримано математичні вирази еквівалентної сумарної шумової напруги, зведеної до входу шумового термометра.

Выполнен анализ и синтез возможных вариантов входной цепи шумового термометра с использованием двухканального усилителя. Предложены шумовые модели, описывающие зависимость выходных напряжений двухканального усилителя от шумовых параметров чувствительного элемента первичного преобразователя, линии связи, операционных усилителей и резисторов обратной связи первого каскада. Получены математические выражения эквивалентного суммарного шумового напряжения, приведенного к входу шумового термометра.

An analysis and synthesis of possible variants of entrance chain of noise thermometer is conducted with the use of two channel strengthener. Noise models, describing dependence of output tensions of two channel strengthener on the noise parameters of pickoff of primary transformer, flow, operating strengtheners and resistors of feed-back of the first cascade line, are offered. Mathematical expressions of equivalent total noise tension, resulted to the entrance of noise thermometer are got.

Постановка проблеми. В основі шумової термометрії лежить формула Найквіста, яка функціонально пов'язує значення середнього квадрата шумової напруги на затискачах чутливого елемента первинного перетворювача та його термодинамічну температуру [1]. Оскільки вимірюється інтегральний параметр випадкового процесу (середній квадрат шумової напруги), то істинне значення температури можна отримати лише за безмежного часу усереднення. Реально вимірювання обмежене у часі, внаслідок чого виникає методична похибка. Дослідження, виконані в [2, 3] показали, що методична похибка залежить не лише від часу усереднення та робочої частотної смуги, але й від приведених до входу шумових параметрів вимірювальних ланок шумового термометра. Причому якщо відношення спектральної густини корисного сигналу до спектральної густини неінформативного сигналу більше за 10, то впливом таких шумових параметрів на значення методичної похибки можна знехтувати [4]. Оскільки коефіцієнт підсилення першого каскаду широкосмугових підсилювачів, які використовуються у вхідному колі шумового термометра (ШТ),

можна зробити набагато більшим від десяти, то шумові параметри наступних каскадів підсилення можна не враховувати. Тому під час аналізу методичних похибок можна обмежитися лише шумовими сигналами, які виникають у вхідному колі ШТ та у першому каскаді підсилення. У статті розглянуто можливі варіанти побудови вхідного кола ШТ на основі двоканального підсилювача з урахуванням шумових параметрів чутливого елемента первинного перетворювача (ПП), операційного підсилювача та резисторів зворотного зв'язку першого каскаду підсилювача, лінії зв'язку. Отримано їхні шумові моделі, які можуть застосовуватися під час дослідження методичних похибок ШТ.

Шумові моделі вхідного кола шумового термометра. Структурна схема вхідного кола ШТ з використанням двоканального (кореляційного) підсилювача подана на рис. 1. У вхідному колі ШТ за рахунок взаємодії об'єкта вимірювання (первинного перетворювача) та засобу вимірювання (вимірювальної частини ШТ) виникає вхідний сигнал, який являє собою композицію вимірюваного шумового сигналу $e_{RX}(t)$ та

шумової завади. Вимірюваний сигнал $e_{RX}(t)$ подається на два входи кореляційного підсилювача. Шумову заваду можна розділити на складові, які подаються одночасно на два входи ШТ – надалі корельована складова завади $e_K(t)$ – та на складові, які наявні лише на одному з входів ШТ – надалі некорельовані складові завади $e_{NK1}(t)$, $e_{NK2}(t)$.

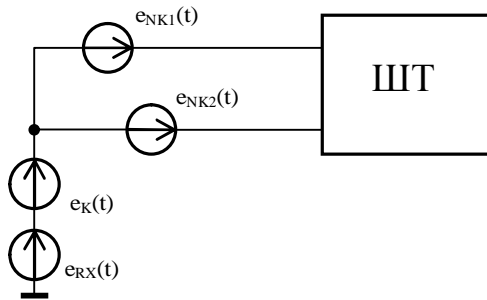


Рис. 1. Вхідне коло ШТ з двоканальним (кореляційним) підсилювачем

Використання двоканального підсилювача дає змогу мінімізувати вплив некорельованих складових $e_{NK1}(t)$, $e_{NK2}(t)$ на результат вимірювання термодинамічної температури [5] і тим самим покращити метрологічні характеристики ШТ.

Можливі варіанти вхідного кола шумового термометра з використанням двоканального підсилювача подано на рис. 2 та рис. 3.

Первинний перетворювач (резистор R_x) до вхідного кола двоканального шумового термометра можна під'єднати за трипровідною (рис. 4) та чотирипровідною (рис. 5) схемою з'єднання, де $R_{L1}, R_{L2}, R_{L3}, R_{L4}$ – активний опір дротів лінії зв'язку; $e_{L1}(t), e_{L2}(t), e_{L3}(t), e_{L4}(t)$ – шумова напруга дротів лінії зв'язку, $u_{O1}(t), u_{O2}(t)$ – вихідні напруги першого каскаду кореляційного підсилювача.

Оскільки з'єднувальні дроти R_{L2} і R_{L4} (рис. 5) увімкнені паралельно один до одного, то їх можна замінити одним дротом. Тому для під'єднання ШТ до входу кореляційного підсилювача доцільно використовувати трипровідну схему.

Синтез шумових моделей запропонованих структурних схем вхідного кола ШТ (рис. 2, 3) здійснено з використанням шумової моделі операційного підсилювача (рис. 6), для якої $e_N(t)$ – зведена до входу шумова напруга ОП у вигляді генератора шумової напруги, увімкненого послідовно з одним із входів ОП (інвертуючого чи неінвертуючого), $i_{N+}(t), i_{N-}(t)$ – шумовий струм ОП у вигляді двох однакових незалежних генераторів шумового струму, $u_+(t), u_-(t)$ – напруга на прямому та інверсному входах ОП відповідно, $u_o(t)$ – напруга на виході ОП.

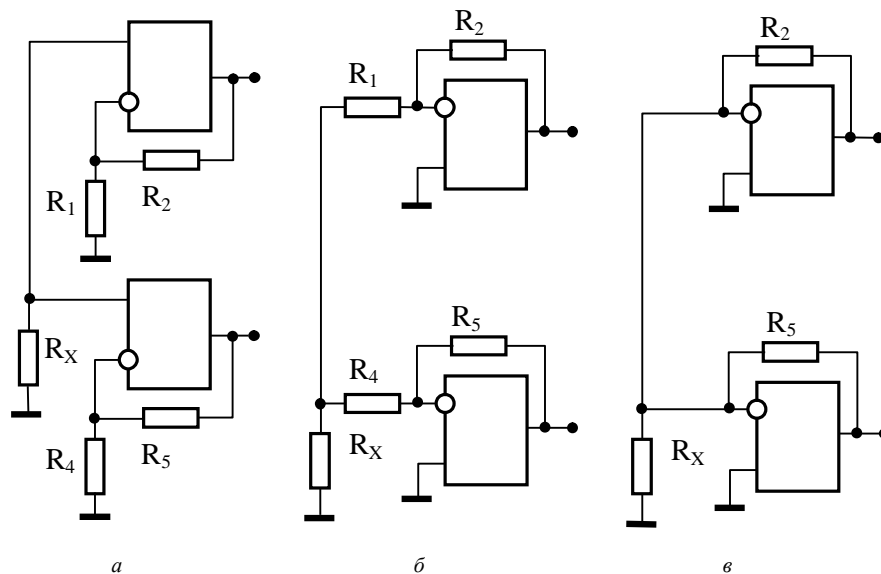


Рис. 2. Структурні схеми вхідного кола ШТ з двоканальним підсилювачем. а – неінвертуючий підсилювач; б – інвертуючий підсилювач; в – інвертуючий підсилювач з первинним перетворювачем у колі зворотного зв'язку

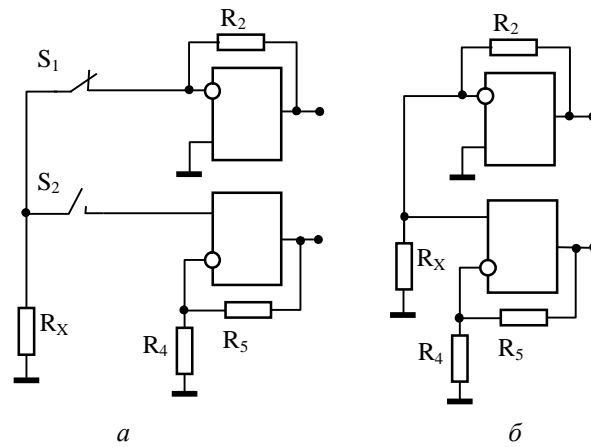


Рис. 3. Структурні схеми вхідного кола ШТ при вимірюванні добутку напруги та струму:
 а – з використанням комутації корисного сигналу; б – з первинним перетворювачем у колі зворотного зв'язку інвертуючого підсилювача

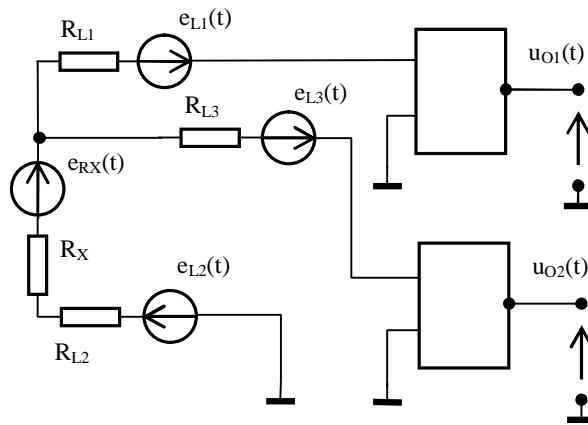


Рис. 4. Шумова модель трипровідної схеми з'єднання ПП до входу кореляційного підсилювача

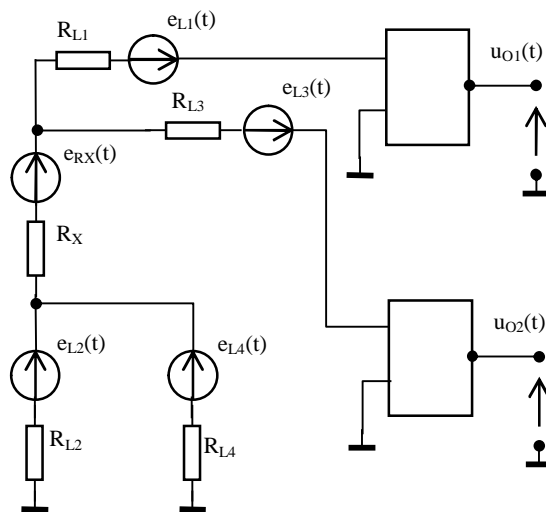


Рис. 5. Шумова модель чотирпровідної схеми з'єднання ПП до входу кореляційного підсилювача

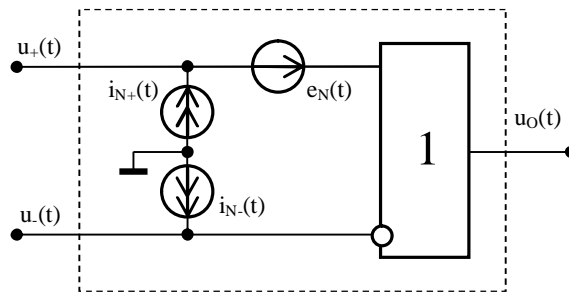


Рис. 6. Шумова модель операційного підсилювача:
1 – ідеальний (безшумовий) ОП

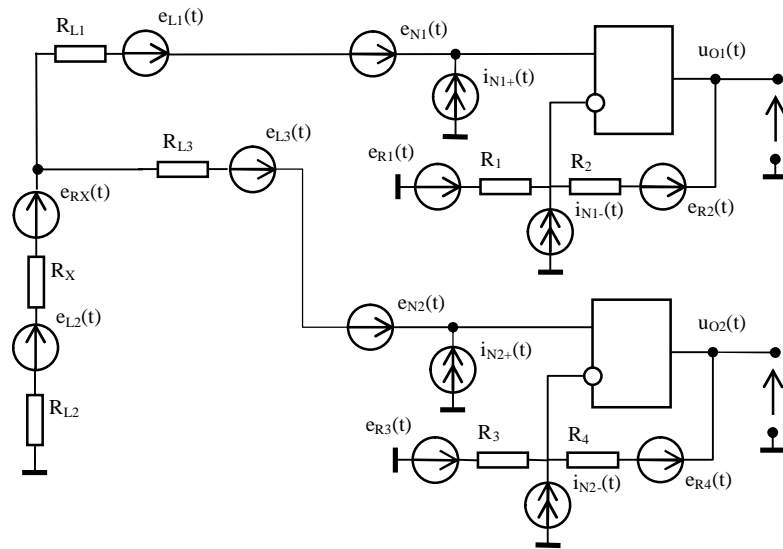


Рис. 7. Шумова модель вхідного кола ШТ
за схемою неінвертуючого кореляційного підсилювача

Переважна більшість сучасних ОП мають внутрішню компенсацію вхідних струмів. Тому для інвертуючих підсилювачів рис. 2 (б, в), рис. 3 (а, б), резистор у колі неінвертуючого входу $u_+(t)$ можна не використовувати, що дає змогу зменшити кількість шумових неінформативних сигналів.

Шумова модель вхідного кола ШТ за схемою неінвертуючого кореляційного підсилювача, яка відповідає структурній схемі на рис. 2, а, з урахуванням шумової моделі ОП, шумових параметрів ПП, резисторів зворотного зв'язку та лінії зв'язку, подана на рис. 7, де R_1, R_2, R_3, R_4 – резистори зворотного зв'язку ОП, $e_{R1}(t), e_{R2}(t), e_{R3}(t), e_{R4}(t)$ – шумові напруги резисторів зворотного зв'язку, $e_{N1}(t), e_{N2}(t)$ – шумові напруги ОП, $i_{N1+}(t), i_{N1-}(t), i_{N2+}(t), i_{N2-}(t)$ – вхідні шумові струми прямого та інверсного входу ОП.

Використавши метод суперпозиції та властивості ідеального ОП $u_+(t) = u_-(t)$, $i_+(t) = i_-(t) = 0$, $K = \infty$, де $i_+(t), i_-(t)$ – вхідні струми прямого та інвертуючого входу ОП відповідно, K – коефіцієнт підсилення ОП без зворотного зв'язку, отримано вирази шумових напруг на виходах кореляційного підсилювача

$$\begin{aligned}
 u_{O1}(t) = & e_{RX}(t) \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} + e_{N1}(t) \frac{R_1 + R_2}{R_1} + \\
 & + i_{N1+}(t) \cdot (R_X + R_{L2} + R_{L1}) \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} + \\
 & + i_{N2+}(t) \cdot (R_X + R_{L2}) \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} - i_{N1-}(t) \cdot R_2 - \\
 & - e_{R1}(t) \frac{R_2}{R_1} + e_{R2}(t) + e_{L1}(t) \frac{R_1 + R_2}{R_1} + \\
 & + e_{L2}(t) \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1},
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
u_{O2}(t) = & e_{RX}(t) \cdot \frac{R_3 + R_4}{R_3} + e_{N2}(t) \frac{R_3 + R_4}{R_3} + \\
& + i_{N1+}(t) \cdot (R_X + R_{L2}) \cdot \frac{R_3 + R_4}{R_3} + \\
& + i_{N2+}(t) \cdot (R_X + R_{L2} + R_{L3}) \cdot \frac{R_3 + R_4}{R_3} - \\
& - i_{N2-}(t) \cdot R_4 - e_{R3}(t) \frac{R_4}{R_3} + e_{R4}(t) + \\
& + e_{L3}(t) \frac{R_3 + R_4}{R_3} + e_{L2}(t) \cdot \frac{R_3 + R_4}{R_3}.
\end{aligned} \quad (1)$$

Поділивши вирази (1) на коефіцієнти підсилення зі зворотним зв'язком кожного каналу для вимірюваного сигналу $e_{RX}(t)$ та ввівши позначення

$$\begin{aligned}
d_1 = R_X + R_{L1} + R_{L2}, d_2 = R_X + R_{L2}, \\
d_3 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}, d_4 = \frac{R_2}{R_1 + R_2}, d_5 = \frac{R_1}{R_1 + R_2}, \\
d_6 = R_X + R_{L2}, d_7 = R_X + R_{L2} + R_{L3}, \\
d_8 = \frac{R_3 \cdot R_4}{R_3 + R_4}, d_9 = \frac{R_4}{R_3 + R_4}, d_{10} = \frac{R_3}{R_3 + R_4}
\end{aligned} \quad (2)$$

приведемо усі шумові напруги до входу підсилювального каскаду

$$\begin{aligned}
u_{I1}(t) = & e_{RX}(t) + e_{N1}(t) + d_1 \cdot i_{N1+}(t) + d_2 \cdot i_{N2+}(t) - \\
& - d_3 \cdot i_{N1-}(t) - d_4 \cdot e_{R1}(t) + d_5 \cdot e_{R2}(t) + e_{L1}(t) + e_{L2}(t),
\end{aligned} \quad (3)$$

$$\begin{aligned}
u_{I2}(t) = & e_{RX}(t) + e_{N2}(t) + d_6 \cdot i_{N1+}(t) + d_7 \cdot i_{N2+}(t) - \\
& - d_8 \cdot i_{N2-}(t) - d_9 \cdot e_{R3}(t) + d_{10} \cdot e_{R4}(t) + e_{L3}(t) + e_{L2}(t).
\end{aligned}$$

Якщо у одноканальних підсилювачів усі складові вхідного шумового сигналу корельовані щодо входу [5], то для кореляційного підсилювача маємо як корельовані

$$\begin{aligned}
e_K(t) = & e_{RX}(t) + d_1 \cdot i_{N1+}(t) + d_2 \cdot i_{N2+}(t) + e_{L2}(t), \\
e_K(t) = & e_{RX}(t) + d_6 \cdot i_{N1+}(t) + d_7 \cdot i_{N2+}(t) + e_{L2}(t)
\end{aligned} \quad (4)$$

так і некорельовані складові

$$\begin{aligned}
e_{NK1}(t) = & e_{N1}(t) - d_3 \cdot i_{N1-}(t) - d_4 \cdot e_{R1}(t) + d_5 \cdot e_{R2}(t) + e_{L1}(t), \\
e_{NK2}(t) = & e_{N2}(t) - d_8 \cdot i_{N2-}(t) - d_9 \cdot e_{R3}(t) + d_{10} \cdot e_{R4}(t) + e_{L3}(t).
\end{aligned} \quad (5)$$

щодо двох входів кореляційного підсилювача. Отже, використання неінвертуючого кореляційного підсилювача у вхідному колі ШТ дає змогу мінімізувати вплив власних шумових напруг ОП $e_{N1}(t)$, $e_{N2}(t)$, шумових напруг резисторів зворотного зв'язку $e_{R1}(t)$, $e_{R2}(t)$, $e_{R3}(t)$, $e_{R4}(t)$ та шумових напруг лінії зв'язку $e_{L1}(t)$, $e_{L3}(t)$.

Шумова модель вхідного кола ШТ за схемою інвертуючого кореляційного підсилювача, яка відповідає структурній схемі на рис. 2, б, подана на рис. 8.

Ввівши позначення

$$\begin{aligned}
R_S = & (R_1 + R_{L1})(R_4 + R_{L3}) + (R_X + R_{L2})(R_4 + R_{L3}) + \\
& + (R_1 + R_{L1})(R_X + R_{L2})
\end{aligned} \quad (6)$$

шумова напруга на виходах інвертуючого кореляційного підсилювача дорівнюватиме

$$\begin{aligned}
u_{O1}(t) = & -e_{RX}(t) \frac{(R_4 + R_{L3})R_2}{R_S} - i_{N1-}(t)R_2 + e_{R2}(t) - \\
& - e_{R1}(t) \frac{(R_X + R_{L2})R_2 + (R_4 + R_{L3})R_2}{R_S} + e_{R4}(t) \frac{(R_X + R_{L2})R_2}{R_S} - \\
& - e_{N1}(t) \frac{(R_X + R_{L2})R_2 + (R_4 + R_{L3})R_2}{R_S} + e_{N2}(t) \frac{(R_X + R_{L2})R_2}{R_S} - \\
& - e_{L1}(t) \frac{(R_X + R_{L2})R_2 + (R_4 + R_{L3})R_2}{R_S} - e_{L2}(t) \frac{(R_4 + R_{L3})R_2}{R_S}
\end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned}
u_{O2}(t) = & -e_{RX}(t) \frac{(R_1 + R_{L1})R_5}{R_S} - i_{N2-}(t)R_5 + e_{R5}(t) + \\
& + e_{R1}(t) \frac{(R_X + R_{L2})R_5}{R_S} - e_{R4}(t) \frac{(R_1 + R_{L1})R_5 + (R_X + R_{L2})R_5}{R_S} + \\
& + e_{N1}(t) \frac{(R_X + R_{L2})R_5}{R_S} - e_{N2}(t) \frac{(R_1 + R_{L1})R_5 + (R_X + R_{L2})R_5}{R_S} - \\
& - e_{L3}(t) \frac{(R_1 + R_{L1})R_5 + (R_X + R_{L2})R_5}{R_S} - e_{L2}(t) \frac{(R_1 + R_{L1})R_5}{R_S}
\end{aligned}$$

Поділивши вираз (7) на коефіцієнти підсилення зі зворотним зв'язком кожного каналу для $e_{RX}(t)$ та ввівши позначення

$$\begin{aligned}
g_1 = \frac{R_S}{R_4 + R_{L3}}, g_2 = \frac{R_S}{(R_4 + R_{L3})R_2}, g_3 = \frac{R_X + R_{L2} + R_4 + R_{L3}}{R_4 + R_{L3}}, \\
g_4 = \frac{R_X + R_{L2}}{R_4 + R_{L3}}, g_5 = \frac{R_S}{R_1 + R_{L1}}, g_6 = \frac{R_S}{(R_1 + R_{L1})R_5}, \\
g_7 = \frac{R_X + R_{L2}}{R_1 + R_{L1}}, g_8 = \frac{R_X + R_{L2} + R_1 + R_{L1}}{R_1 + R_{L1}},
\end{aligned} \quad (8)$$

приведемо усі шумові напруги до входу підсилювального каскаду

$$\begin{aligned}
u_{I1}(t) = & -e_{RX}(t) - g_1 \cdot i_{N1-}(t) + g_2 \cdot e_{R2}(t) - g_3 \cdot e_{R1}(t) + \\
& + g_4 \cdot e_{R4}(t) - g_3 \cdot e_{N1}(t) + g_4 \cdot e_{N2}(t) - g_3 \cdot e_{L1}(t) - e_{L2}(t)
\end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned}
u_{I2}(t) = & -e_{RX}(t) - g_5 \cdot i_{N2-}(t) + g_6 \cdot e_{R5}(t) + g_7 \cdot e_{R1}(t) - \\
& - g_8 \cdot e_{R4}(t) + g_7 \cdot e_{N1}(t) - g_8 \cdot e_{N2}(t) - g_8 \cdot e_{L3}(t) - e_{L2}(t)
\end{aligned}$$

Як і для неінвертуючого, так і для інвертуючого кореляційного підсилювача маємо корельовані

$$\begin{aligned}
e_{K1}(t) = & -e_{RX}(t) - g_3 \cdot e_{R1}(t) + g_4 \cdot e_{R4}(t) - \\
& - g_3 \cdot e_{N1}(t) + g_4 \cdot e_{N2}(t) - e_{L2}(t),
\end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned}
e_{K2}(t) = & -e_{RX}(t) + g_7 \cdot e_{R1}(t) - g_8 \cdot e_{R4}(t) + \\
& + g_7 \cdot e_{N1}(t) - g_8 \cdot e_{N2}(t) - e_{L2}(t)
\end{aligned}$$

та некорельовані складові

$$\begin{aligned}
e_{NK1}(t) = & -g_1 \cdot i_{N1-}(t) + g_2 \cdot e_{R2}(t) - g_3 \cdot e_{L1}(t) \\
e_{NK2}(t) = & g_5 \cdot i_{N2-}(t) + g_6 \cdot e_{R5}(t) - g_8 \cdot e_{L3}(t)
\end{aligned} \quad (11)$$

вхідного сигналу. Причому усі корельовані складові (10), окрім корисного сигналу $e_{RX}(t)$, на кожному з виходів інвертуючого кореляційного підсилювача мають відповідно протилежні за знаком значення, тобто є зсунутими одні щодо других на 180° та передаються кожним каналом з різними коефіцієнтами підсилення.

Отже, використання інвертуючого кореляційного підсилювача дає змогу мінімізувати вплив власних шумових струмів ОП $i_{N1-}(t)$, $i_{N2-}(t)$, шумових напруг резисторів зворотного зв'язку $e_{R2}(t)$, $e_{R5}(t)$ та шумових напруг ліній зв'язку $e_{L1}(t)$, $e_{L3}(t)$. Порівняно з неінвертуючим кореляційним підсилювачем цей підсилювач має більше корельованих складових, вплив яких на результат вимірювання мінімізувати за допомогою кореляційного методу не вдається.

Шумова модель вхідного кола ШТ за схемою інвертуючого кореляційного підсилювача з ПП у колі зворотного зв'язку, яка відповідає структурній схемі на рис. 2, в, подана на рис. 9.

Для шумової напруги ОП $e_{N1}(t)$ у разі ідеального ОП потенціал з обох боків $e_{N1}(t)$ (точки А та Б на рис. 9) дорівнює нулеві, оскільки для ідеальних підсилювачів $u_{1-}(t) = u_{1+}(t) = u_{2-}(t) = u_{2+}(t) = 0$. У такому разі не вдається коректно виконати розрахунок вихідних напруг такої схеми щодо $e_{N1}(t)$. Тому розрахунок виконано для реального ОП з обмеженим коефіцієнтом підсилення, де K_1, K_2 – відповідно коефіцієнти підсилення ОП без зворотного зв'язку першого та другого каналів кореляційного підсилювача.

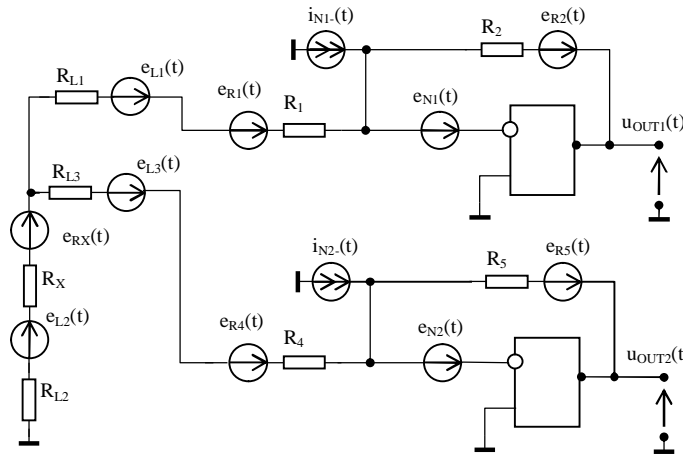


Рис. 8. Шумова модель вхідного кола ШТ за схемою інвертуючого кореляційного підсилювача

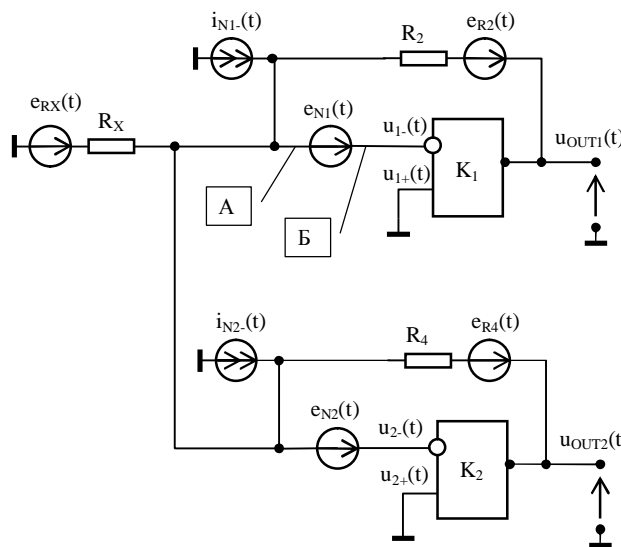


Рис. 9. Шумова модель вхідного кола ШТ за схемою інвертуючого кореляційного підсилювача з первинним перетворювачем у колі зворотного зв'язку

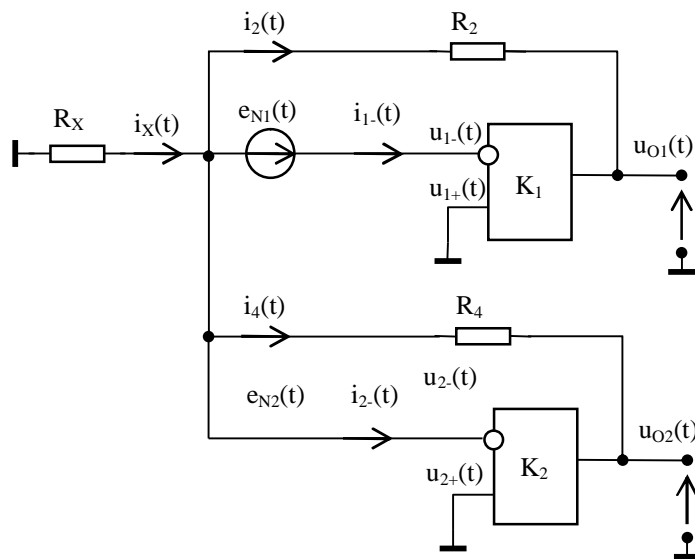


Рис. 10. Електрична схема для розрахунку вихідних напруг інвертуючого кореляційного підсилювача залежно від шумової напруги ОП

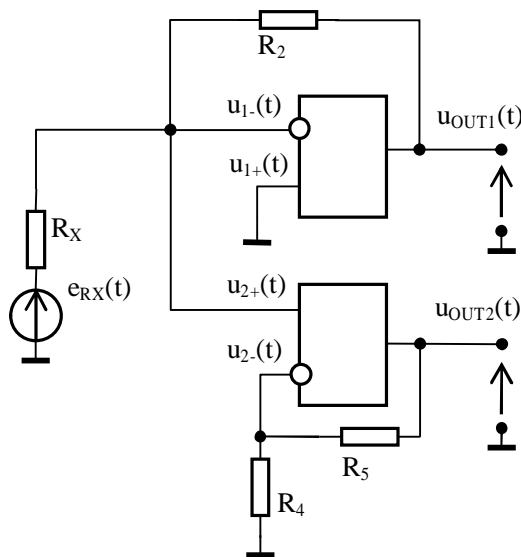


Рис. 11. Електричне коло для корисного шумового сигналу ПП

Вихідні напруги кореляційного підсилювача запишуться

$$\begin{aligned} u_{O1}(t) &= (u_{1+}(t) - u_{1-}(t))K_1, \\ u_{O2}(t) &= (u_{2+}(t) - u_{2-}(t))K_2. \end{aligned} \quad (12)$$

Ураховавши, що $u_{1+}(t) = u_{2+}(t) = 0$, вираз (12) спрощується

$$\begin{aligned} u_{O1}(t) &= -u_{1-}(t)K_1, \\ u_{O2}(t) &= -u_{2-}(t)K_2. \end{aligned} \quad (13)$$

Електрична схема для розрахунку вихідних напруг інвертуючого кореляційного підсилювача залежно від $e_{N1}(t)$ подана на рис. 10, для якої вхідні струми ОП

приймаємо такими, що дорівнюють нулеві $i_{1-}(t) = i_{2-}(t) = 0$, як для ідеального ОП.

У такому разі для електричного кола (рис. 10) можна записати систему рівнянь

$$\begin{cases} u_{O1}(t) = -u_{1-}(t)K_1, \\ u_{O2}(t) = -u_{2-}(t)K_2, \\ u_{2-}(t) - i_2(t)R_2 - u_{O1}(t) = 0, \\ u_{2-}(t) - i_4(t)R_4 - u_{O2}(t) = 0, \\ i_X(t) = i_2(t) + i_4(t), \\ u_{2-}(t) + e_{N1}(t) - u_{1-}(t) = 0, \end{cases} \quad (14)$$

розв'язавши яку, отримаємо вираз для вихідної напруги першого каналу $u_{o1}(t)$

$$u_{o1}(t) = -e_{N1}(t) \frac{K_1 (R_2 R_4 + R_4 R_X + R_2 R_X (1 + K_2))}{R_2 R_4 + R_4 R_X + R_2 R_X (1 + K_2) + R_4 R_X K_1}. \quad (15)$$

Перейшовши до ідеального ОП, для якого $K_1 = K_2 = K \rightarrow \infty$, та урахувавши, що множення обмеженого за значенням числа на безмежність дорівнює безмежності, вираз (15) набуде вигляду

$$u_{o1}(t) = -e_{N1}(t) \frac{K}{2}. \quad (16)$$

Отже, якщо у (16) $K \rightarrow \infty$, а шумова напруга ОП $e_{N1}(t)$ дорівнює певному обмеженому значенню, то вихідна напруга першого каналу $u_{o1}(t)$ також прямує до безмежності. Отже, такий підсилювач працюватиме некоректно, а схема (рис. 2, в) непридатна для використання у вхідному колі ШТ.

Для схеми (рис. 3, б) вимірювання струму та напруги здійснюють одночасно. Електрична схема для розрахунку вихідних напруг залежно від $e_{RX}(t)$ подана на рис. 11.

Для інвертуючого підсилювача $u_{1-}(t) = u_{1+}(t) = 0$. Крім того, $u_{1-}(t) = u_{2+}(t) = 0$. У такому разі вихідна напруга неінвертуючого підсилювача дорівнюватиме нулеві. Отже, коло підсилення напруги працює некоректно. Тому цю схему не можна використовувати у вхідному колі шумового термометра.

Для схеми рис. 3, а вимірювання здійснюють у два етапи. Спочатку ПП під'єднується як резистор зворотного зв'язку до інвертуючого підсилювача. Вимірюється шумовий струм, який генерується чутливим елементом ПП. У наступному такті вимірювання ПП під'єднується до входу неінвертуючого підсилювача. Вимірюється шумова напруга на чутливому елементі ПП. Результати вимірювання усереднюються та перемножуються. Оскільки вимірювання струму та напруги відбуваються неодноразово, то метод кореляції не працює. Не відбувається мінімізації впливу некорельованих складових шумового сигналу. Незважаючи на два канали підсилення, практично маємо одноканальну систему з різночасовим вимірюванням інтегральних параметрів шумового струму та напруги.

Висновок. У статті розглянуто основні можливі схеми вхідного кола шумового термометра з використанням двоканального підсилювача та отримано їхні шумові моделі. Серед п'яти розглянутих варіантів три

структурні схеми виявилися непридатними для використання в якості двоканальних систем. Метод різночасового вимірювання шумової напруги та струму практично є одноканальною системою і не дає змоги мінімізувати вплив неінформативних шумових сигналів. Метод одночасного вимірювання шумової напруги та струму з первинним перетворювачем у колі зворотного зв'язку працює некоректно у каналі підсилення шумової напруги. Практично відсутнє підсилення шумової напруги первинного перетворювача. Для шумової моделі інвертуючого кореляційного підсилювача з первинним перетворювачем у колі зворотного зв'язку власна шумова напруга операційного підсилювача підсилюється з коефіцієнтом, який прямує до безмежності. Відповідно вихідна напруга такого підсилювача також прямує до безмежності.

Структурні схеми двоканального неінвертуючого підсилювача та двоканального інвертуючого підсилювача можуть використовуватися у вхідному колі шумового термометра. Для них отримано математичні вирази шумового сигналу, приведеного до входу підсилювача, який складається з вимірюваного шумового сигналу та шумової завади, зумовленої наявністю у вхідному колі шумового термометра власних шумових струмів та напруг операційних підсилювачів, шумів резисторів зворотного зв'язку та лінії зв'язку.

Надалі одержані шумові моделі вхідного кола шумового термометра на основі двоканального підсилювача будуть використовуватися під час аналізу та розрахунку методичних похибок вимірювання термодинамічної температури шумовими методами.

1. Nyquist H. Thermal agitation of electric charge in conductors. // *Phys. Rev.* 32. – 1928. – P.110–113. 2. Микитин І.П., Стадник Б.І., Дорожжовець М.М. Математична модель шумового термометра на основі кореляційного підсилювача // *Вимірювальна техніка та метрологія.* – 2000. – №57. – С.63–66. 3. Микитин І.П., Стадник Б.І. Математична модель шумового термометра на основі одноканального підсилювача // *Вимірювальна техніка та метрологія.* – 2002. – №59. – С.60–62. 4. Микитин І.П., Стадник Б.І. Проблеми створення вторинної апаратури у шумовій термометрії // *Вимірювальна техніка та метрологія – За матеріалами 8-ї Міжнародної конференції “Температура – 2003”*, 2003. – № 64. – С.99–105. 5. Саватеев А.В. *Шумовая термометрия.* – Л.: Энергоатомиздат, Ленингр. отд-ние, 1987. – 132 с.