

УДК 536.5

ЗАСОБИ ТА МЕТОДИКА ДОСЛІДЖЕННЯ ШУМОВИХ СИГНАЛІВ

Ї Микитин Ігор¹, Стадник Богдан^{1,2}, 2008

¹Національний університет “Львівська політехніка”, вул. С. Бандери, 12, Львів, Україна

ivt@polynet.lviv.ua

²Ряшівська політехніка, кафедра метрології та вимірювальних систем, Польща

Розглянуто вимірювальну установку на основі кореляційного методу вимірювання шумової напруги, призначену для досліджень впливу структурних дефектів, складу і стану матеріалу чутливого елемента, механічних напружень у первинному перетворювачі на рівень та спектральний склад корисного сигналу шумового термометра. Запропоновано метод фільтрації шумових сигналів на основі швидкого перетворення Фур'є.

Рассмотрена измерительная установка на основе корреляционного метода измерения шумового напряжения, предназначенная для исследований влияния структурных дефектов, состава и состояния материала чувствительного элемента, механических напряжений в первичном преобразователе на уровень и спектральный состав полезного сигнала шумового термометра. Предложен метод фильтрации шумовых сигналов на основе быстрого преобразования Фурье.

The measuring setting on the basis of correlation method of noise tension measuring, intended for conducting of researches of influence structural defects, composition and material's state of sensible element, mechanical tensions in a primary transformer on a level and spectral composition of useful signal of noise thermometer is considered. The method of filtration of noise signals on the basis of the fast Fourier's transformation is offered.

Постановка проблеми. На сучасному етапі розвитку вимірювальної техніки первинні перетворювачі (ПП) повинні забезпечувати непевність результатів вимірювання на рівні зразкових. Проте чинники, які впливають на функцію перетворення ПП, настільки різноманітні та остаточно не вивчені, що не дають можливості вдосконалювати технологічні процеси під час виготовлення матеріалів перетворювачів. Якщо у більшості напрямків вимірювання температури велика увага приділяється дослідженню та покращанню метрологічних характеристик первинних перетворювачів, то у шумовій термометрії основний акцент робиться на вдосконалення вимірювальної частини та методів вимірювання. Такий стан справ у шумовій термометрії насамперед пов'язаний з тим, що у класичному поданні значення термодинамічної температури пропорційне до середнього квадрата шумової напруги на активному опорі первинного перетворювача та не залежить ні від матеріалу, з якого виготовлено ПП, ні від агрегатного стану, у якому перебуває матеріал [1]. Проте попередні дослідження первинних перетворювачів для шумових термометрів виявили нестабільну поведінку корисного сигналу – шумової напруги – при швидкому нагрівання ПП, що пов'язано з короткочасними змінами номінальної статичної характеристики ПП [2], які можуть виникати

за рахунок процесів структуризації та релаксації, внутрішніми змінами у матеріалі ПП або накладанням нерівномірного градієнта температури на реальний матеріал із внутрішніми дефектами (ефект Бріджмена) [3], що, своєю чергою, приводить до похибки вимірювання термодинамічної температури.

Тому для створення високоефективного ШТ потрібні комплексні дослідження, які стосуються не лише схемотехніки, але й вимог до параметрів та характеристик чутливого елемента ПП. У цій статті розглянуто:

- вимірювальну установку, призначену для досліджень впливу структурних дефектів, складу та стану матеріалу чутливого елемента ПП, механічних напружень у ПП на рівень та спектральний склад корисного сигналу ШТ;
- кореляційний метод вимірювання шумової напруги;
- метод фільтрації на основі швидкого перетворення Фур'є.

Вимірювальна устава. Сучасні методи досліджень метрологічних характеристик ПП не дають повної інформації про параметри ПП для шумових термометрів. Це пов'язано передусім із своєрідністю корисного сигналу – шумової напруги. Тому для

досліджень впливу структурних дефектів, складу та стану матеріалу чутливого елемента ПП, механічних напружень у ПП на рівень та спектральний склад корисного сигналу розроблено та створено вимірювальну уставу, загальний вигляд якої подано на рис.1. Устава складається з таких функціональних блоків:

- Блок для створення механічних напружень у ПП шумового термометра (рис. 2).
- Двоканальний вимірювальний блок шумової напруги у діапазоні частот від 0 до 250 кГц (можливе збільшення частотного діапазону до 1 МГц у разі використання більш швидкодійних процесорів).
- Персональний комп'ютер для математичного опрацювання отриманих результатів вимірювання шумової напруги.



Рис. 1. Устава для дослідження шумових процесів у первинних перетворювачах для шумових термометрів. (Загальний вигляд)

- Інтерфейс USB2.0 для передавання даних про вимірювану напругу у режимі реального часу від вимірювального блока до персонального комп'ютера.

Для експериментів було виготовлено спеціальні зразки первинних перетворювачів (рис. 3). Із одностороннього фольгованого гетинаксу товщиною 0.5 мм вирізалася основа ПП. Середня частина зразка зроблена вузкою для того, щоб напруження, які будуть виникати під час збурення, були переважно прикладені саме до досліджуваного матеріалу 3. З обох боків зразка витравлено мідні контактні площинки 2, які використовуються для зняття шумової напруги з ПП та підведення її до входу двоканального вимірювального блока за чотирипровідною схемою з'єднання. Між двома мідними контактними площинами 2 напилено зразок 3 досліджуваного матеріалу прямокутної форми номінального опору 1000 Ом.

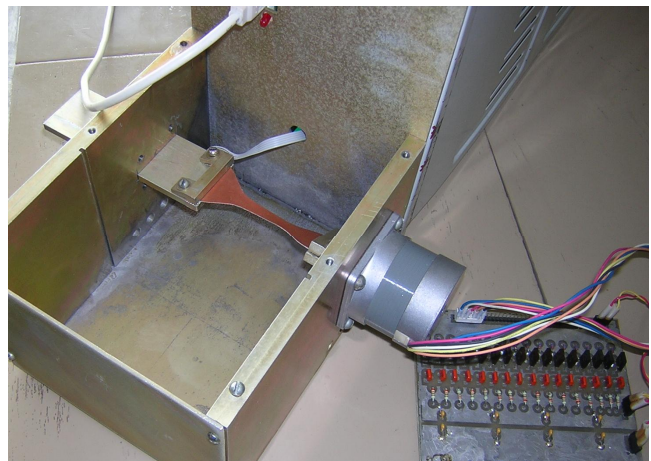


Рис. 2. Блок для створення механічних напружень у первинному перетворювачі шумового термометра

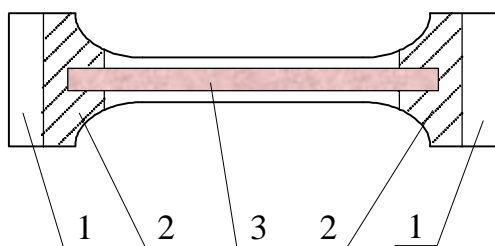


Рис. 3. Зразок для дослідження впливу механічних напружень у матеріалі первинного перетворювача на шумову напругу: 1 – площини для закріплення зразка у блоці створення механічних напружень. 2 – мідні контактні площини для зняття шумового сигналу. 3 – напилений досліджуваний зразок матеріалу

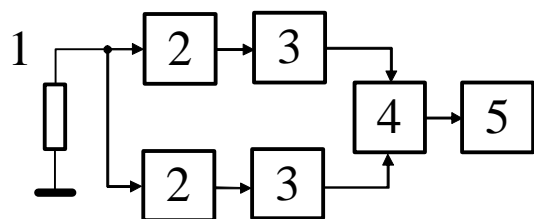


Рис. 4. Структурна схема двоканального вимірювального блока: 1 – первинний перетворювач; 2 – кореляційний підсилювач, 3 – АЦП; 4 – USB інтерфейс; 5 – комп'ютер

Досліджуваний зразок розміщується всередині блока створення механічних напружень та закріплюється площинами 1 за спеціальні кріплення на двигуні та протилежній стінці. Відповідно забезпечується електрична розв'язка між мідними контактними площинами та корпусом блока створення напружень. Виставивши ПП так, щоб зовнішні напруження були мінімальними (горизонтальне розміщення ПП), вимірюють шумову напругу у ненавантаженому стані. Отримані дані запам'ятовуються та використовуються для порівняння з усіма наступними результатами вимірювань. За допомогою крокового двигуна, повертаючи його в один із боків, прикладаємо до досліджуваного зразка зовнішні механічні зусилля, створюючи тим самим механічні напруження, які пропорційні до кута повороту ротора двигуна. Максимально можливий кут повороту для цієї конструкції первинного перетворювача дорівнює 100 градусам. Знову вимірюємо миттєві значення шумової напруги та запам'ятовуємо їх. Виконавши математичне опрацювання результатів вимірювання у двох випадках, зокрема, порівнявши середній квадрат шумової напруги, зміни у спектрі корисного сигналу до і після механічного напруження, можна виявити, наскільки і у якому частотному діапазоні проявляються зміни шумової напруги за рахунок прикладеного навантаження.

Структурна схема вимірювального блока наведена на рис. 4. Вторинний прилад устави синтезований на основі прямого методу вимірювання середнього квадрата шумової напруги з використанням переваг кореляційного методу, який дає змогу мінімізувати вплив власних шумових параметрів підсилювальних елементів вхідного кола на результат вимірювання. До входу кореляційного підсилювача 2 під'єднано досліджуваний зразок 1. Коефіцієнт підсилення кожного каналу кореляційного підсилювача становив 1000 або 10000, залежно від рівня корисного сигналу, який визначається значенням опору чутливого елемента ПП. Підсилений шумовий сигнал подається на аналого-цифрові перетворювачі 3, цифрові дані з яких через USB інтерфейс 4 передаються до комп'ютера 5, де здійснюється остаточне опрацювання даних, визначення інтегральних характеристик, спектра шумового сигналу, виведення інформації на дисплей у зручній для сприйняття формі – графіки, діаграми, цифрові дані про інтегральні характеристики тощо.

Кореляційний метод вимірювання. Вхідне коло вимірювальної устави побудоване з використанням двоканального (кореляційного) неінвертувального підсилювача (рис. 5). На вході кореляційного підсилювача вимірювальний сигнал можна розділити на складові, які подаються одночасно на два входи – надалі корельована складова сигналу $e_K(t)$ – та на складові, які наявні лише на одному з входів – надалі некорельовані складові сигналу $e_{NK}(t)$.

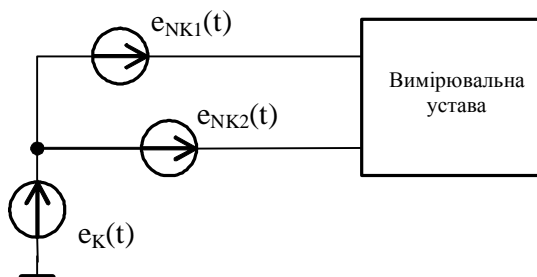


Рис.5. Вхідне коло вимірювальної устави

Шумова модель неінвертувального кореляційного підсилювача з урахуванням шумових параметрів чутливого елемента первинного перетворювача, операційного підсилювача, резисторів зворотного зв'язку подана на рис. 6, де R_X – опір первинного перетворювача, R_1, R_2, R_3, R_4 – резистори зворотного зв'язку двох каналів кореляційного підсилювача, $e_{RX}(t)$ – шумова напруга первинного перетворювача, $e_{R1}(t), e_{R2}(t), e_{R3}(t), e_{R4}(t)$ – 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, $u_{1+}(t), u_{1-}(t), u_{2+}(t), u_{2-}(t)$ – напруги на прямому та інверсному вході ОП, $u_{OUT1}(t), u_{OUT2}(t)$ – вихідні напруги кореляційного неінвертувального підсилювача.

Використавши метод суперпозиції та властивості ідеального ОП

$$u_+(t) = u(t), \quad i_+(t) = i_-(t) = 0, \quad K = \infty, \quad (1)$$

де $i_+(t), i_-(t)$ – вхідні струми прямого та інверсного входу ОП відповідно, K – коефіцієнт підсилення ОП без зворотного зв'язку, визначимо вихідні напруги ОП залежно від кожної шумової напруги та сумарну напругу на виходах кореляційного підсилювача, яка дорівнюватиме

$$u_{OUT1}(t) = e_{RX}(t) \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} + e_{N1}(t) \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} + i_{N1+}(t) \cdot R_X \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} + i_{N2+}(t) \cdot R_X \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} - i_{N1-}(t) \cdot R_2 - \frac{R_X}{R_1} \cdot e_{R1}(t) + e_{R2}(t), \quad (2)$$

$$u_{OUT2}(t) = e_{RX}(t) \cdot \frac{R_3 + R_4}{R_3} + e_{N2}(t) \cdot \frac{R_3 + R_4}{R_3} + i_{N1+}(t) \cdot R_X \cdot \frac{R_3 + R_4}{R_3} + i_{N2+}(t) \cdot R_X \cdot \frac{R_3 + R_4}{R_3} - i_{N2-}(t) \cdot R_4 - \frac{R_X}{R_3} \cdot e_{R3}(t) + e_{R4}(t).$$

Поділивши вираз (2) на коефіцієнти підсилення зі зворотним зв'язком кожного каналу для корисного сигналу $e_{RX}(t)$, приведемо усі шумові напруги до входу підсилювального каскаду, отримавши сумарні вхідні шумові напруги, прикладені до першого та другого каналу кореляційного підсилювача $e_{IN1}(t), e_{IN2}(t)$ відповідно.

$$e_{IN1}(t) = e_{RX}(t) + e_{N1}(t) + i_{N1+}(t) \cdot R_X + i_{N2+}(t) \cdot R_X - i_{N1-}(t) \cdot \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} - e_{R1}(t) \cdot \frac{R_X}{R_1 + R_2} + e_{R2}(t) \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}, \quad (3)$$

$$e_{IN2}(t) = e_{RX}(t) + e_{N2}(t) + i_{N1+}(t) \cdot R_X + i_{N2+}(t) \cdot R_X - i_{N2-}(t) \cdot \frac{R_3 \cdot R_4}{R_3 + R_4} - e_{R3}(t) \cdot \frac{R_X}{R_3 + R_4} + e_{R4}(t) \cdot \frac{R_3}{R_3 + R_4}.$$

Для кореляційного підсилювача із повного вхідного шумового сигналу можна виділити корельовані

$$e_k(t) = e_{RX}(t) + i_{01+}(t) \cdot R_X + i_{02+}(t) \cdot R_X \quad (4)$$

і некорельовані складові

$$e_{NK1}(t) = e_{N1}(t) - i_{N1-}(t) \cdot \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} - e_{R1}(t) \cdot \frac{R_X}{R_1 + R_2} + e_{R2}(t) \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}, \quad (5)$$

$$e_{NK2}(t) = e_{N2}(t) - i_{N2-}(t) \cdot \frac{R_3 \cdot R_4}{R_3 + R_4} - e_{R3}(t) \cdot \frac{R_X}{R_3 + R_4} + e_{R4}(t) \cdot \frac{R_3}{R_3 + R_4}.$$

стосовно двох входів підсилювача.

Використавши методику розрахунку функції перетворення [4], скориставшись такими інтегральними характеристиками шумових сигналів, як кореляційна функція $B(\tau)$ та спектральна густина потужності $S(f)$, а також тією особливістю, що спектральна густина потужності дорівнює перетворенню Фур'є від кореляційної функції, отримали вирази для квадрата математичного сподівання квадрата шумової напруги

$$\left[M \left(e_i^2 \right) \right]^2 = S_i^2 \left(\int_{-\infty}^{+\infty} H(f)^2 df \right)^2, \quad (6)$$

та дисперсію

$$D(e_k \cdot e_j) = \int_{-\infty}^{+\infty} S_k \cdot S_j \int_{-\infty}^{+\infty} (H(n)H(f-n))^2 dn \cdot \left(\frac{\sin(pfq)}{pq} \right)^2 df \quad (7)$$

для кожної складової добутку вихідної напруги першого каналу на вихідну напругу другого каналу кореляційного підсилювача, де e_i^2 – квадрат корельованих складових шумового сигналу, $H(f)$ – комплексна частотна характеристика каналу кореляційного підсилювача, S_i – спектральна густина потужності корельованих складових, f – частота, q – час усереднення, $e_k \cdot e_j$ – добуток некорельованих складових, $S_k \cdot S_j$ – добуток спектральних густин потужності некорельованих складових. Для виразу (6) $i = 1 \dots 3$ – маємо три корельовані складові (4), для (7) $k = 1 \dots 7, j = 1 \dots 7, k \neq j$ – добутки усіх складових повного шумового сигналу (3) з різними індексами.

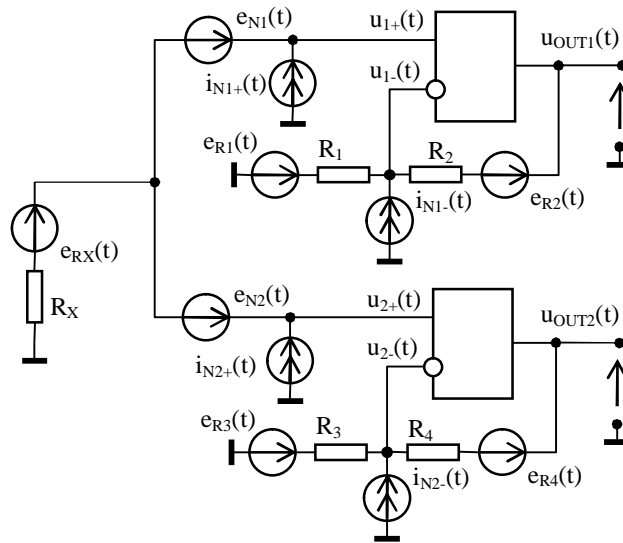


Рис. 6. Шумова модель неінвертувального кореляційного підсилювача

Якщо час усереднення Θ прямує до нескінченності, то дисперсія (7) прямує до нуля і не виникає методичної похибки, пов'язаної з шумовою природою корисного сигналу. Реально час усереднення ШТ обмежений. Тому результат вимірювання має певну дисперсію, значення якої зменшується із збільшенням часу усереднення. Отже, застосування кореляційного методу з неінвертувальним підсилювачем дає змогу мінімізувати вплив власних шумових напруг ОП $e_{N1}(t)$, $e_{N2}(t)$ та шумових напруг резисторів зворотного зв'язку $e_{R1}(t)$, $e_{R2}(t)$, $e_{R3}(t)$, $e_{R4}(t)$ на результат вимірювання.

Математичне сподівання має три складові. Перша дорівнює середньому квадрату корисного сигналу – шумової напруги первинного перетворювача $e_{RX}(t)$. Дві інші зумовлені проходженням власних шумових струмів операційних підсилювачів через опір ПП, створюючи тим самим спад напруги, який додається до корисного сигналу і вплив якого на результат вимірювання не зменшується із збільшенням часу усереднення. Тому у вхідному колі ШТ потрібно використовувати ОП з якомога меншими за значенням шумовими струмами $i_{N1+}(t)$, $i_{N2+}(t)$.

Метод фільтрації на основі швидкого перетворення Фур'є. Однією з найактуальніших проблем шумової термометрії є спотворення корисного сигналу (шумової напруги) зовнішніми завадами, які виникають за рахунок наведень від потужних джерел змінної напруги, та внутрішніми, які створюються всередині вторинної апаратури шумових термометрів [5]. Мінімізувати вплив завади в багатьох випадках вдається використанням аналогових та цифрових фільтрів, екрануванням аналогової частини, гальванічним розділенням аналогових та цифрових кіл. Проте в багатьох випадках повністю забрати вплив завади на корисний сигнал не вдається.

Дослідження вторинної апаратури шумових термометрів показали, що іноді рівень завади може перевищувати корисний сигнал у декілька разів. Вплив зовнішньої завади особливо сильно проявляється, якщо поблизу приладу працює потужне джерело на змінному струмі частотою 50 Гц, або перемикачі струмових кіл на основі реле. Внутрішня завада виникає за рахунок взаємних наведень між каналами кореляційного підсилювача, впливом на високочутливі вхідні кола підсилювача імпульсної завади, яку

генерують цифрова частина вторинного засобу та комп'ютер. На рис. 7 подано підсилений тепловий шумовий сигнал, який спотворений завадами, а на рис. 8 – спектр цього сигналу.

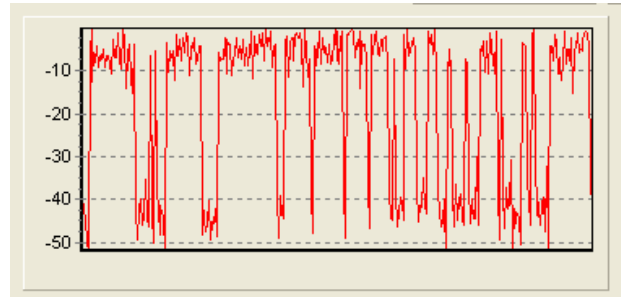


Рис. 7. Шумовий сигнал первинного перетворювача, спотворений завадами

Для теплового шуму спектр сигналу повинен бути рівномірним. Різниця між гармоніками повинна бути неістотною. Проте спостерігаються гармоніки, які набагато перевищують середній рівень. Тому обов'язковим є використання фільтрів для зменшення впливу неінформативних гармонік, які зумовлені не тепловими процесами всередині матеріалу первинного перетворювача, а внутрішніми та зовнішніми завадами. Причому потрібно використовувати фільтр складної конфігурації, який буде поєднувати смуговий фільтр для створення робочої частотної смуги шумового термометра та режекторні фільтри на певні частоти, яких може бути доволі багато. Крім того, потрібно враховувати, що джерела зовнішньої завади можуть бути різними при зміні дислокації шумового термометра та спотворювати корисний сигнал на інших частотах. У такому разі фільтр повинен ще й вміти адаптуватися до цих змін та перелаштувати коефіцієнти фільтрації на певних частотах. Створення аналогових та цифрових фільтрів такої будови є складною технічною задачею.

Тому для підвищення завадостійкості шумових термометрів поряд з аналоговими та цифровими фільтрами доцільно використовувати фільтрацію на основі швидкого перетворення Фур'є, що дає змогу створювати інтелектуальні програмні фільтри з гнучкою системою перелаштування параметрів фільтрації.

Використання сучасних можливостей комп'ютерної та цифрової техніки дає змогу створювати ШТ, які працюють у режимі реального часу, здійснюють квантування за рівнем шумових сигналів, передають

швидкими інтерфейсами (типу USB) дані від ШТ до персонального комп'ютера, де відбувається математичне опрацювання результатів вимірювання, зокрема, швидке перетворення Фур'є, дають змогу проглядати та аналізувати спектр корисного сигналу. Роботою таких ШТ може керувати оператор, коли більшість уставок та функцій роботи ШТ вибираються вручну, або ШТ може працювати в автономному режимі, коли він бере на себе усі функції з вимірювання термодинамічної температури.

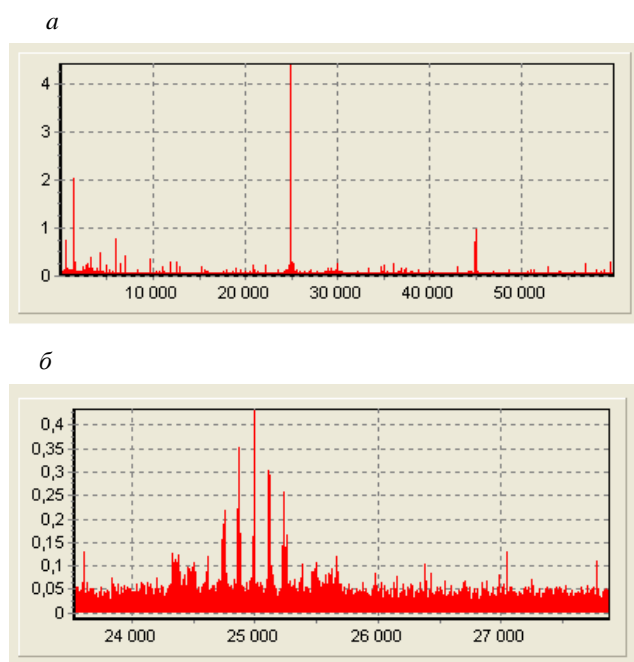


Рис. 8. Спектр шумового сигналу первинного перетворювача, спотворений завадами:
 а – частотний діапазон 100 – 60000 Гц,
 б – частотний діапазон 20000 – 30000 Гц

У першому випадку оператор повинен переглянути спектр корисного сигналу, щоб правильно налаштувати фільтр. Для цього потрібно виміряти шумову напругу за незмінної температури первинного перетворювача та виконати перетворення Фур'є. Визначивши найменш засмічений завадами частотний діапазон, вибирають робочу частотну смугу шумового термометра та вносять зміни щодо нижньої та верхньої частот смугового фільтра. Проте фільтрацію окремих гармонік, які явно перевищують середнє значення, здійснює шумовий термометр у вибраному оператором діапазоні частот.

З іншого боку, всі дії з вибору частотного діапазону може брати на себе ШТ. У такому разі ШТ

має працювати за певним алгоритмом, який дасть змогу правильно визначити оптимальний режим роботи фільтра.

Залежно від частоти дискретизації АЦП f_{ACP} вибирають повний частотний діапазон за формулою

$$N_f = \frac{T_{vym} \cdot f_{ACP}}{2}, \quad (8)$$

де N_f – кількість частот починаючи з нульової гармоніки, T_{vym} – час вимірювання.

На початку роботи ШТ здійснює налаштування фільтра. Виконавши вимірювання шумової напруги та перетворення Фур'є, ШТ визначає густину гармонік, які істотно перевищують середній рівень, у всьому частотному діапазоні. Середній рівень амплітуди A_{ser} розраховується за формулою

$$A_{ser} = \frac{1}{N_f} \sum_{i=0}^{N_f} A_i, \quad (9)$$

де A_i – амплітуди гармонік.

Маючи інформацію про густину завади, ШТ вибирає діапазон частот, в якому густина є найменшою. Обмежуються верхня та нижня частота. Далі перевіряються усі гармоніки у вибраному діапазоні. Номери гармонік, які перевищують рівень A_{ser} , запам'ятовуються для подальшого використання при фільтрації шумового сигналу присвоєнням значення “нуль” усім гармонікам, які були визначені як спотворені завадою.

Висновок. Розроблена устава уможливує дослідження первинних перетворювачів температури, а саме впливу складу та стану матеріалу чутливого елемента, механічних напружень у первинному перетворювачі на рівень та спектр шумового сигналу. Цей метод дослідження первинних перетворювачів може бути ще одним із засобів дослідження внутрішньої структури матеріалу, використовуючи як інформаційний сигнал шумову напругу.

Використання кореляційного підсилювача у вхідному колі шумового термометра дає змогу мінімізувати вплив на результат вимірювання некорельованих складових повного шумового сигналу. Власні шумові струми операційних підсилювачів, проходячи через опір чутливого елемента, створюють спад напруги, який додається до корисного сигналу і вплив якого на результат вимірювання не зменшується із збільшенням часу усереднення. Тому у вхідному колі шумового термометра потрібно використовувати операційні підсилювачі з якомога меншими за значенням власними шумовими струмами.

Сучасні можливості комп'ютерної техніки та метод фільтрації на основі швидкого перетворення Фур'є дають змогу створювати інтелектуальні програмні фільтри складної конфігурації, які поєднують смуговий фільтр для створення робочої частотної смуги шумового термометра з режекторними фільтрами на певні частоти та можуть адаптуватися до зміни параметрів завади, перелаштовуючи коефіцієнти фільтрації у ході роботи. Використання таких фільтрів покращує метрологічні характеристики та заводостійкість шумових термометрів.

1. Nyquist H.A. A thermal motion of electrical charges in conductors // *Phys. Rev.* V.32. – 1928. – July. – № 1. – P.110. 2. Яцишин С.П., Микитин І.П., Домінюк Т.І., Стадник Б.І. *Перехідні теплові процеси у чут-*

ливих елементах шумових термоперетворювачів у режимі реального часу. // *Вимірювальна техніка та метрологія – 2006.* – №66. 3. Анатичук Л.И. Том 2. *Термоэлектрические преобразователи энергии. Институт термоэлектричества: – Киев-Черновцы. – 2003. – 376 с.* 4. 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. 5. 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.

УДК 621.317

МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ СИГНАЛІВ У НИЗЬКОЧАСТОТНОМУ КАНАЛІ ВИХРОСТРУМОВОГО ТОВЩИНОМІРА СТАЛЕВИХ ЛИСТОВИХ КОНСТРУКЦІЙ

©Бучма Ігор^{1,2}, Ферчук Костянтин¹, 2008

¹Національний університет „Львівська політехніка”, кафедра комп'ютеризованих систем автоматики, вул. С.Бандери, 12, 79013, Львів, Україна

²Політехніка Опольська, інститут автоматики і інформатики, вул. Соснковського, 31, 45–265, Ополь, Польща

Проаналізовано моделі сигналів параметричного вихрострумового перетворювача при їхній високочастотній комутації з балансною модуляцією та подальшим виділенням з сигналу інформативної складової в низькочастотному каналі вихрострумового товщиноміра. Запропоновано структурну схему такого каналу.

Проанализированы модели сигналов параметрического вихретокового преобразователя при их высокочастотной коммутации с балансной модуляцией и последующим выделением из сигнала информативной составляющей в низкочастотном канале вихретокового толщиномера. Предложена структурная схема такого канала.

Models of parametrical eddy-current converter signals during its high-frequency commutation with balanced modulation and successive obtaining of informative component from the signal in the low-frequency canal of eddy-current thickness meter are analyzed. Structure chart of the canal is provided.

Постановка задачі. Низькочастотний канал дво-частотного вихрострумового товщиноміра сталевих листових конструкцій, описаний в [1–3], належить до засобів вимірювання з періодичним порівнянням з використанням для одержання вимірювальної інформації амплітудної модуляції. Він працює на частоті 1 Гц, співвідношення частоти комутації Ω до робочої частоти ω дорівнює 1. На таких частотах відзна-

чається значний вплив фліккер-шуму, який і визначає поріг чутливості товщиноміра. Одним з дієвих методів зменшення впливу фліккер-шуму є використання частоти комутації Ω , набагато вищої від робочої частоти ω порівнюваних сигналів [4–5]. У зв'язку з цим моделювання сигналів дасть змогу виявити оптимальні умови функціонування каналу та методи їхнього забезпечення.