

knowledge, skills and skills in innovative project activities. As the labor market is constantly changing, employers are interested in graduates who have project skills and practical experience.

The article considers soft skills that will be in demand in the coming years for successful professional growth and ability to work in a team. The advantages and disadvantages of teamwork, as well as recommendations for improving the effectiveness of teamwork, are presented. The main obstacles preventing control of the process to develop the startup are mentioned. Methods of planning and control of time, determination of priorities of tasks are considered. To formulate the project name and to form the goals, the main instruments that allow to determine the influence of strong and weak sides (SWOT-analysis) are given. Also the tools of the composition structure of works and the hierarchical structure of works which allow to divide the project into components of tasks and subgoals are considered.

Thus, the study of engineering and technical specialities of the methods and tools of making start-ups, presented in the article, will help students to form skills to survive failures, to treat their own mistakes with tolerance, to learn to work in a team in a multidisciplinary environment. As a result, students can take a risk-free trial during their studies at the university, and once they have completed their studies they will be ready to engage in professional activities at once.

soft skills, teamwork, the Franklin Pyramid, the Eisenhower Matrix, Pareto Principle, Gantt chart

Одержано (Received) 19.05.2022

Прорецензовано (Reviewed) 25.05.2022

Прийнято до друку (Approved) 30.05.2022

УДК 531.7:62-2:629.7 (043.3)

DOI: [https://doi.org/10.32515/2664-262X.2022.5\(36\).2.121-129](https://doi.org/10.32515/2664-262X.2022.5(36).2.121-129)

В.П. Квасніков, проф., д-р техн. наук, **М.О. Катаєва**, канд. техн. наук
Національний авіаційний університет, Київ, Україна
e-mail: mariia.kataieva@npp.nau.edu.ua

Метод корекції вихідного сигналу скануючого зондового мікроскопу для дослідження наноб'єктів

В статті розглянуто методи підвищення точності вихідного сигналу скануючого зондового мікроскопу (СЗМ) із урахуванням впливу дестабілізуючих факторів. Запропоновано метод диференціації поєднаних сигналів, який передбачає перетворення піків багатокomпонентного сигналу з метою зниження рівня шуму і мінімізації інших джерел похибок від дестабілізуючих факторів. На основі запропонованого методу було розроблено алгоритм розділення поєднаних сигналів та запропоновано метод розрахунку роздільної здатності сигналу СЗМ. Перевагою розробленого методу є можливість його автоматизації та ефективна реалізація для будь-яких вимірювальних приладів з мікрозондом. Запропоновано спосіб корекції похибок, який є придатним для цифрової автоматизованої обробки сигналів та сприяє підвищенню точності та прецизійності вимірювань за допомогою СЗМ.

нанотехнології, нановимірювання, метрологія, методи та засоби вимірювання, скануючий зондовий мікроскоп, обробка сигналу

Постановка проблеми. Протягом останніх десятиліть практично у всіх розвинених країнах світу в різних галузях народного господарства спостерігається стрімкий науковий та технічний прогрес в сфері нанотехнологій. Останні досягнення в нанотехнологіях передбачають використання вимірювальних пристроїв, які можуть досліджувати фізичні властивості на атомних і молекулярних рівнях та обробляти вимірювальну інформацію високої щільності. Найбільш перспективними та популярними вимірювальними засобами у нанометровому діапазоні є вимірювальні пристрої, побудовані на основі скануючого зондового мікроскопу (СЗМ).

© В.П. Квасніков, М.О. Катаєва, 2022

Аналіз останніх досліджень і публікацій. У роботах [1-5] представлено системний підхід до аналізу динаміки СЗМ, де для опису нелінійних особливостей роботи СЗМ в динамічному режимі. Однак ці підходи не дозволяють виокремити основні характеристики та обмеження вимірювальних зондових пристроїв, які пов'язані із впливом зовнішніх дестабілізуючих факторів, що надають нелінійності кінематичним передачам, а саме: люфти, сухе тертя, зони нечутливості тощо. Великий вплив на точність мікропереміщень мають теплові та вібраційні обурення, які при великих діапазонах переміщень, як правило, не враховуються.

Постановка завдання. Виходячи з аналізу досліджень [1-10], одна з основних проблем при роботі з нанооб'єктами та наноструктурами пов'язана з наднизькими рівнями сигналу та його спотворення під впливом зовнішніх дестабілізуючих факторів. У зв'язку з цим, актуальною стає задача удосконалення існуючих та розробки нових методів обробки вимірювального сигналу СЗМ з підвищеними показниками точності та швидкодії.

Виклад основного матеріалу. Метою мікроскопічного дослідження твердих тіл методами скануючої зондової мікроскопії, є отримання збільшеного зображення поверхні. Для отримання СЗМ зображення проводиться растрове сканування нанооб'єкту, при якому зонд за допомогою сканера рухається над зразком невеликими кроками під дією пилкоподібних напруг, які формуються цифро-аналоговими перетворювачами, а величина сигналу на виконавчому елементі записується в пам'ять комп'ютера. Записаний сигнал зворотного зв'язку обробляється комп'ютером, а потім СЗМ зображення рельєфу поверхні нанооб'єкту $Z = f(x, y)$ будується за допомогою засобів комп'ютерної графіки. Для підтримки заданої відстані між зондом і зразком в СЗМ найчастіше використовують пропорційно-інтегрально-диференціальний (ПІД) регулятор - пристрій, який формує керуючий сигнал, що є сумою трьох доданків

$$u(t) = P + I + D = K_p e(t) + K_I \int_0^t e(\tau) d\tau + K_D \frac{de(t)}{dt},$$

де (P) – параметр, який характеризує взаємодію зонда з поверхнею та є пропорційний сигналу неузгодженості $e(t) = FBInput(t) - SetPoint$, $FBInput(t)$ – значення вхідного сигналу, $SetPoint$ – задане значення вхідного сигналу;

I – інтеграл сигналу неузгодження за часом;

D – похідна сигналу неузгодження за часом;

K_p , K_I , K_D – коефіцієнти посилення пропорційної, інтегральної та диференціальної складових регулятора[1].

При використанні тільки пропорційної складової керуючий сигнал зменшується при наближенні до заданої величини, причому регульована величина ніколи не стабілізується на заданому значенні. Виникає так звана статична похибка E , що дорівнює відхиленню регульованої величини вихідного сигналу, що стабілізує регульовану величину саме на цьому значенні[2]. Чим більший коефіцієнт пропорційності між вихідним і вхідним сигналами, тим менша статична помилка, але при занадто великому коефіцієнті посилення і за наявності затримок у системі можуть початися автоколивання, а при подальшому збільшенні коефіцієнта посилення система СЗМ може втратити стійкість. Вихідний сигнал СЗМ $y(t)$ в більшості випадків можна розглядати як адитивну суміш корисного квазідетермінованого N -компонентного сигналу $g(t)$ і високочастотного відхилення $n(t)$.

$$y(t) = g(t) + n(t), \quad g(t) = \sum_{k=1}^N p_k f(t - \mu_k, \beta_k),$$

де t – розгортаючий параметр (поточний час);

f – відома функція, визначена видом досліджуваних вимірювальних процесів;

$f p_k$ – інтегральна інтенсивність;

μ_k – положення;

β_k – ширина компонента (піку вимірювального сигналу).

При обробці вимірювальної інформації СЗМ однією з найважчих операцій являється розділення поєднаних піків вимірювального сигналу. Тобто, завдання полягає у знаходженні коефіцієнтів a_2 , a_1 , a_0 для складання рівняння виду $y = a_2 x^2 + a_1 x + a_0$. Зазвичай це завдання вирішується методом підбору коефіцієнтів регресії k і b для лінійної функції $y = kx + b$, таким чином, щоб сума квадратів похибок була як найменшою

$$S = \delta_1^2 + \delta_2^2 + \dots + \delta_n^2 = \sum_{i=1}^n \delta_i^2 = \sum_{i=1}^n (y_i - (kx_i + b))^2,$$

де x_i та y_i – задані параметри рельєфу нанооб'єкту;

k і b – невідомі коефіцієнти;

S – функція двох змінних k та b : $S = S(k, b)$.

$$\frac{\partial S}{\partial k} = 2 \sum_{i=1}^n (y_i - (kx_i + b))(-x_i) = -2 \sum_{i=1}^n (y_i - (kx_i + b))x_i,$$

$$\frac{\partial S}{\partial b} = 2 \sum_{i=1}^n (y_i - (kx_i + b))(-1) = -2 \sum_{i=1}^n (y_i - (kx_i + b)).$$

Отримуємо лінійну систему двох рівнянь із двома змінними k та b :

$$\begin{cases} -2 \sum_{i=1}^n (y_i - (kx_i + b))x_i = 0, \\ -2 \sum_{i=1}^n (y_i - (kx_i + b)) = 0. \end{cases}$$

Перетворимо рівняння системи $-\sum_{i=1}^n y_i x_i + k \sum_{i=1}^n x_i^2 + b \sum_{i=1}^n x_i = 0$, $-\sum_{i=1}^n y_i + k \sum_{i=1}^n x_i + bn = 0$.

Звідки отримуємо систему рівнянь:

$$\begin{cases} k \sum_{i=1}^n x_i^2 + b \sum_{i=1}^n x_i = \sum_{i=1}^n y_i x_i, \\ k \sum_{i=1}^n x_i + bn = \sum_{i=1}^n y_i. \end{cases}$$

Функція $S = S(k, b)$ у знайдений точці (k, b) має саме мінімум, що встановлюється за допомогою приватних похідних другого порядку.

$$\frac{\partial^2 S}{\partial k^2} = -2 \sum_{i=1}^n (-x_i)x_i = 2 \sum_{i=1}^n (x_i)^2, \quad \frac{\partial^2 S}{\partial b^2} = -2 \cdot \sum_{i=1}^n (-1) = 2n, \quad \frac{\partial^2 S}{\partial k \partial b} = -2 \sum_{i=1}^n (-x_i) = 2 \sum_{i=1}^n x_i.$$

Розрахуємо відхилення $\Delta = \frac{\partial^2 S}{\partial k^2} \cdot \frac{\partial^2 S}{\partial b^2} - \left(\frac{\partial^2 S}{\partial k \partial b} \right)^2$, $\Delta = 4n \sum_{i=1}^n (x_i)^2 - \left(2 \sum_{i=1}^n x_i \right)^2 = 2 \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n (x_i - x_j)^2$.

Оскільки $\Delta > 0$, то знайдений точці (k, b) функція має екстремум, а зважаючи на те, що $\frac{\partial^2 S}{\partial k^2} > 0$, у точці (k, b) функція має мінімум [3-4]. Отже, залежність між експериментально отриманими величинами може бути близькою до квадратичної. Тоді

$$\begin{cases} n a_0 + a_1 \sum_{i=1}^n x_i + a_2 \sum_{i=1}^n x_i^2 = \sum_{i=1}^n y_i, \\ a_0 \sum_{i=1}^n x_i + a_1 \sum_{i=1}^n x_i^2 + a_2 \sum_{i=1}^n x_i^3 = \sum_{i=1}^n x_i y_i, \\ a_0 \sum_{i=1}^n x_i^2 + a_1 \sum_{i=1}^n x_i^3 + a_2 \sum_{i=1}^n x_i^4 = \sum_{i=1}^n x_i^2 y_i. \end{cases}$$

Але представлений алгоритм обробки вимірювальної інформації СЗМ не враховує вплив дестабілізуючих параметрів, що надають нелінійності кінематичним передачам, а саме: люфти, сухе тертя, зони нечутливості, теплові та вібраційні обурення тощо.

Запропоновано метод диференціації поєднаних сигналів, який передбачає загострювальні перетворення піків багатокомпонентного сигналу з метою зниження рівня шуму і мінімізації інших джерел похибок від впливу дестабілізуючих параметрів. Перевагою розробленого методу є можливість його автоматизації та ефективна реалізація для будь-яких вимірювальних приладів з мікрозондом. Метод передбачає перетворення Фур'є $F[f(t, \cdot)] = f(\omega, \cdot)$ функції $y = f(x)$, для якої визначено, що $f(\omega, 0) = 1$, а параметру розподілу γ лежить в діапазоні $(0 < \gamma < \min_{1 \leq k \leq N} \beta_k)$.

$$\frac{f(\omega, \beta_k)}{f(\omega, \gamma)} = F[f(t, \beta_k - \gamma)].$$

В основі методу диференціації поєднаних сигналів лежить побудова допоміжної функції $v(t, \gamma)$, яка відповідає вихідному сигналу $y(t)$:

$$v(t)_\gamma = \sum_{k=1}^N p_k s_a(t - \mu_k, \beta_k - \gamma),$$

де $s_a(t, \beta_k - \gamma) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t - x, \beta_k - \gamma) \varphi(x, \alpha) dx$, $\varphi(x, \alpha)$ – стабілізуюча множина; α – параметр регуляризації, дозволяючий отримувати згладжені значення $v(t)_\gamma$.
Зобразимо [3] розподіл Фур'є функцією $K(t, \gamma, \alpha)$. Оскільки

$$\frac{f(\omega, \beta_k)}{f(\omega, \gamma)} \varphi(\omega, \alpha) = F[s_a(t, \beta_k - \gamma)],$$

то отримуємо

$$v(\omega, \gamma) = \frac{\varphi(\omega, \alpha)}{f(\omega, \gamma)} g(\omega). \quad (1)$$

На основі цього рівняння, можна стверджувати, що

$$\int_{-\infty}^{\infty} |\varphi(\omega, \alpha) / f(\omega, \gamma)| d\omega < \infty,$$

Тоді можна описати розподіл Фур'є як

$$K(\omega, \gamma, \alpha) \text{ def } \varphi(\omega, \alpha) / f(\omega, \gamma), \quad (2)$$

Отже, рівняння (1) буде мати вигляд

$$v(t)_\gamma = \int_{-\infty}^{\infty} K(x, \gamma, \alpha) g(t - x) dx, \quad (3)$$

що зводить метод розділення поєднаних сигналів до перетворення типу згортання сигналу $g(t)$ з вагою $K(t, \gamma, \alpha)$.

Розрахуємо інтеграл (3) на основі функції $g(t - x)$, яка представлена інтерполяційним багаточленом Лагранжа [4] з вузлами інтерполяції $x = -mh, -(m-1)h, \dots, -h, 0, h, \dots, (m-1)h, mh$

$$g(t - x) = \sum_{j=-m}^m \frac{(-1)^{m-j} g(t-jh) \prod_{r=-m}^m (x-rh)}{h^{2m} (m+j)! (m-j)!} + R_m(t, x), \quad (4)$$

де залишковий член $R_m(t, x)$ буде дорівнювати

$$R_m(t, x) = - \prod_{r=-m}^m \frac{(x-rh) g^{(2m+1)}(\xi)}{(2m+1)!},$$

де $t - mh < \xi < t + mh$;

h – крок зонду СЗМ.

Підставляючи (4) в (3), знаходимо

$$v(t)_\gamma = \sum_{j=-m}^m a_{j,h}^{(m)}(\gamma, \alpha) g(t - jh) + \int_{-\infty}^{\infty} R_m(t, x) K(x, \gamma, \alpha) dx,$$

де $K(x, \gamma, \alpha)$ – парна функція по x .

$$a_{j,h}^{(m)}(\gamma, \alpha) = \frac{(-1)^{m-j}}{h^{2m(m+j)}(m-j)!} \times \int_{-\infty}^{\infty} \frac{K(x, \gamma, \alpha)}{x-jh} \prod_{r=-m}^m (x - rh) dx, \quad (5)$$

Зважаючи на те, що $x=hl$, рівняння (5) можна переписати наступним чином

$$\alpha_{j,h}^{(m)}(\gamma, \alpha) = \frac{(-1)^{m-j} h}{(m+j)!(m-j)!} \int_{-\infty}^{\infty} K(hl, \gamma, \alpha) \frac{l^2(l^2-1)\dots(l^2-m^2)}{l^2-j^2} dl.$$

Оскільки

$$\frac{(-1)^{m-j}}{(m+j)!(m-j)!} \frac{l^2(l^2-1)\dots(l^2-m^2)}{l^2-j^2} \stackrel{\text{def}}{=} \sum_{k=1}^m B_{j,k}^{(m)} l^{2k},$$

де $B_{j,k}^{(m)}$ – коефіцієнти визначені через j і k , то

$$\alpha_{j,h}^{(m)}(\gamma, \alpha) = \sum_{k=1}^m B_{j,k}^{(m)} m_{2k}(\gamma, \alpha) h^{-2k}, \quad (6)$$

де $m_{2k}(\gamma, \alpha)$ – моменти порядку $2k$ функції $K(x, \gamma, \alpha)$. Вони можуть бути знайдені на основі відношення

$$m_{2k}(\gamma, \alpha) = (-1)^k \left. \frac{d^{2k}}{d\omega^{2k}} K(\omega, \gamma, \alpha) \right|_{\omega=0}. \quad (7)$$

Таким чином, рівняння (3) для $\tilde{v}(t)_\tau$ може бути представлено у вигляді

$$\tilde{v}(t)_\gamma = \sum_{j=-m}^m \alpha_{j,h}^{(m)}(\gamma, \alpha) g(t - jh). \quad (8)$$

На основі запропонованого методу диференціації поєднаних сигналів було розроблено алгоритм розділення поєднаних сигналів:

1. Для системи СЗМ з N -компонентним сигналом $g(t)$ і високочастотного відхилення $n(t)$ сигнали від $(n-1)$ таких детекторів поділяються на сигнал з n -го детектора. В результаті одержуємо $(n-1)$ відносин як функцій часу.

2. Отримані відносини диференціюються за допомогою обчислення похідних.

3. Беруться відносини похідних відносно однієї з них. В результаті отримуємо $(n-2)$ кривих як функції часу.

4. Подібні операції повторюються доти, доки залишиться одна крива.

Побудуємо допоміжну функцію $v(t, \gamma)$, яка відповідає вихідному сигналу $y(t)$ та проведемо оцінку точності числового вирішення рівняння за допомогою розподілу Фур'є [3, 5]. Якщо перешкода $n(t)$ задовільняє умови $Mn(t) = 0, Mn(t)n(s) = a^2 \delta(t-s), t, s \in [0, T]$, то при умові відсутності перешкоди на вихідному сигналі, виконується рівняння

$$\tilde{v}(t)_\gamma = \sum_{j=-m}^m \alpha_{j,h}^{(m)}(\gamma, \alpha) g(t - jh).$$

Якщо точні значення $g(t)$ недоступні обчислюємо співвідношення

$$\hat{v}(t)_\gamma = \sum_{j=-m}^m \alpha_{j,h}^{(m)}(\gamma, \alpha) y(t - jh). \quad (9)$$

При практичній реалізації співвідношення (9) використання кінцевого значення m може призводити до явища Гіббса [6], в вирішенні осциляцій виду $\sin x/x$. Якщо розриви в вагових коефіцієнтах попередньо згладжені, то осциляції будуть зменшені.

Це згладжування розривів досягається з допомогою множення вагових коефіцієнтів (6) на деяке вікно $\omega_1(-m \leq j \leq m)$ в часовій області:

$$\widetilde{a_{j,h}^{(m)}} = a_{j,h}^{(m)} w_j. \quad (10)$$

Для цієї цілі можна використати вікна які застосовуються для обчислення щільності спектру потужності, такі як Хеммінга (11), Блекмена (12), Блекмена-Харріса (13) та ін [7-9]:

$$w_j^{(1)} = 0.54 = 0.46 \cos\left(\frac{2\pi j}{2m+1}\right), \quad (11)$$

$$w_j^{(2)} = 0.42 + 0.50 \cos\left(\frac{2\pi j}{2m+1}\right) + 0.08 \cos\left(\frac{4\pi j}{2m+1}\right), \quad (12)$$

$$w_j^{(3)} = 0.4233 + 0.49755 \cos\left(\frac{2\pi j}{2m+1}\right) + 0.07922 \cos\left(\frac{4\pi j}{2m+1}\right). \quad (13)$$

На основі отриманого співвідношення (9) обчислюємо похибки від впливу зовнішніх дестабілізуючих факторів $E = |v(t)_\gamma - \hat{v}(t)_\gamma| \leq E_1 + E_2$,

де

$$E_1 = \left| \sum_{j=-m}^m \alpha_{j,h}^{(m)}(\gamma, a) n(t-jh) \right|, \quad E_2 = |v(t)_\gamma - \tilde{v}(t)_\gamma|. \quad (14, 15)$$

Похибка E_2 виникає через чисельне вирішення рівняння (3), вона не залежить від t та прагне до 0 при $m \rightarrow \infty$. Дисперсія оцінки E_1 подається у вигляді

$$ME_1^2 = \sigma^2 \sum_{j=-m}^m [\alpha_{j,h}^{(m)}(\gamma, a)]^2. \quad (16)$$

Далі обчислюємо інтегральну інтенсивність піків сигналу

$$\hat{P}(n, m) = h \sum_{k=m}^{n-m} \hat{v}(t_{nk})_\gamma. \quad (17)$$

де $t_{nk} = kh$, $hn = T$.

Оскільки через вплив зовнішніх дестабілізуючих факторів сигнал СЗМ може мати випадкову складову, опишемо інтегральну інтенсивність піків сигналу у вигляді невинпадкової та випадкової частин: $\hat{P}(n, m) = P_1(n, m) + P_2(n, m)$.

Невинпадкова частина сигналу допускає подачу

$$P_1(n, m) = \sum_{k=m}^{n-m} h (\tilde{v}(t_{nk})_\gamma - v(t_{nk})_\gamma) + \sum_{k=m}^{n-m} h v(t_{nk})_\gamma - \int_0^T v(t)_\gamma dt + \int_0^T v(t)_\gamma dt = v_\gamma^{(1)}(n, m) + v_\gamma^{(2)}(n, m) + v_\gamma^{(3)}.$$

Оскільки визначено, що, $E_2 = |v(t)_\gamma - \tilde{v}(t)_\gamma|$, то можна визначити наступні нерівності (18) – (20), за якими можна оцінити відхилення $p_1(n, m)$ від дійсного значення параметру p .

$$|v_\gamma^{(1)}(n, m)| \leq \sup_{j \in [0, T]} E_2 \sum_{k=m}^{n-m} h = \sup_{j \in [0, T]} E_2 T (1 - 2n/m). \quad (18)$$

Оцінимо $v_\gamma^{(2)}(n, m)$:

$$\begin{aligned} & \left| v_\gamma^{(2)}(n, m) \right| \left| \sum_{k=m}^{n-m} h v(t_{n,m})_\gamma - \sum_{k=1}^n \int_{(k-1)h}^{kh} v(t)_\gamma dt \right| \leq \\ & \leq \left(\int_0^{mk} + \int_{(n-m)h}^\gamma \right) v(t)_\gamma dt - \left| \sum_{k=m}^{n-m} h (v(t_{n,k})_\gamma - v(\tilde{t}_{nk})_\gamma) \right| \leq \\ & \leq \left(\frac{2 \max_{v \in [\sigma, \frac{m}{n}]} v(t)_\gamma}{\sigma} \right) \frac{m}{n} T - \left(\frac{\max_{j \in [0, \gamma]} v^1(t)_\gamma}{\sigma} \right) h T (1 - 2m/n), \end{aligned} \quad (19)$$

де $\tilde{t}_{nk} \in ((k-1)h, kh)$

$$v_\gamma^{(3)} = \int_0^T v(t)_\gamma dt = p - \int_{-\infty}^0 v(t)_\gamma dt - \int_T^\infty v(t)_\gamma dt. \quad (20)$$

Оскільки $M\hat{p}_{n,m} = \rho_1(n, m)$, співвідношення (18) – (20) дають оцінку для величини зміщення $\hat{p}_{n,m}$. Якщо $n \rightarrow \infty$ таким чином, що $m/n \rightarrow 0$, то $M\hat{p}_{n,m} \rightarrow v_\gamma^{(3)}$. Запишемо дисперсію оцінки $\hat{p}_{n,m}$: $D\hat{p}_{n,m} = M\rho_2^2(n, m)$. З нерівності Коші-Буняковського [10] слідує

$$D_{\hat{p}_{n,m}} = M \left[\sum_{k=m}^{n-m} h \sum_{j=-m}^m n (t_{nk} - j h) a_{j,h}^{(m)}(\gamma, \alpha) \right]^2 \leq \\ \leq h^2 (n - 2m)^2 \sum_{j=-m}^m a^2 [a_{j,h}^{(m)}(\gamma, \alpha)]^2 = T^2 (1 - 2 m/n) a^2 \sum_{j=-m}^m [a_{j,h}^{(m)}(\gamma, \alpha)]^2.$$

Нехай тепер m фіксоване. Розглянемо величину

$$P_\gamma(n, m) = \hat{P}_{n,m} - P_1(n, m) = \hat{P}_{n,m} - M\hat{P}_{n,m} = T \sum_{j=-m}^m a_{j,h}^{(m)}(\gamma, \alpha) \frac{1}{n} \sum_{k=m}^{n-m} n (t_{nk} - j h).$$

Величини $n(t_{nk} - j h)$, j фіксовано, $k=m, \dots, n-m$, являються незалежними однаково розподіленими випадковими величинами, тому

$$\frac{1}{n} \sum_{k=m}^{n-m} n (t_{nk} - j h) \xrightarrow{n \rightarrow \infty} 0,$$

з імовірністю 1,

$$\frac{1}{\sqrt{n}} \sum_{k=m}^{n-m} n (t_{nk} - j h) \xrightarrow{n \rightarrow \infty} N(0, a^2),$$

де $N(0, a^2)$, - щільність нормального закону. Отже, $\hat{p}_{n,m} - M\hat{p}_{n,m} \xrightarrow{n \rightarrow \infty} 0$ з імовірністю 1

$$\sqrt{n} (\hat{p}_{n,m} - M\hat{p}_{n,m}) \xrightarrow{n \rightarrow \infty} N(0, \theta^2),$$

де

$$\theta^2 = T^2 a^2 \left[\sum_{j=-m}^m a_{j,h}^{(m)}(\gamma, \alpha) \right]^2.$$

Експериментальна перевірка методу розподілу відтворена на модельних і реальних СЗМ сигналах представлена на рис. 1, де синьою лінією показана функція СЗМ сигналу, отримана при вимірюванні нанооб'єкта зі складним рельєфом.

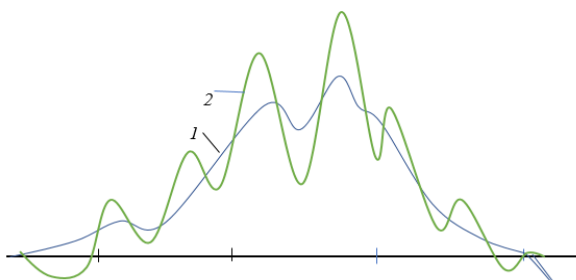


Рисунок 1– Аналіз розділення поєднаних сигналів: 1-вихідний СЗМ сигнал, 2 – перетворений СЗМ сигнал

Джерело: розроблено автором

Як видно з рис. 1, побудова функції $\hat{v}(t)_\gamma$ дає можливість чітко виявити приховані компоненти, що ілюструє ефективність використання розробленого методу. Оцінки достовірність даного методу залежить від того, наскільки аналізований СЗМ сигнал задовольняє встановленим вимогам точності та прецизійності.

Роздільна здатність сигналу СЗМ розраховується в наступному порядку:

1. Для значень параметрів γ і α розраховують моменти $m_{2k}(\gamma, \alpha)$ для гаусової функції.
2. Для заданого h і обраних m і γ по формулі (15) розраховують коефіцієнти $a_{j,h}^{(m)}(\gamma, \alpha)$.

3. Якщо необхідно, по формулі (10) розраховують модифіковані коефіцієнти $\tilde{\alpha}_{j,h}^{(m)}(\gamma, \alpha)$.
4. По формулі (9) отримують перетворену функцію СЗМ сигналу.

Таким чином, описаний алгоритм дозволяє ефективно коригувати апаратну функцію СЗМ підвищуючи надійність розпізнавання суміщених піків сигналів з одночасним визначенням їх інтенсивностей.

Висновки. Розроблено метод диференціації поєднаних сигналів, передбачає перетворення піків багатокомпонентного сигналу з метою зниження рівня шуму і мінімізації впливу інших джерел похибок, спричинених впливом дестабілізуючих факторів. Перевагою розробленого методу є можливість його автоматизації та ефективна реалізація для будь-яких вимірювальних приладів з мікрозондом. За допомогою алгоритму розділення поєднаних сигналів, розробленого на основі запропонованого методу, підвищується надійність розпізнавання суміщених піків сигналів з одночасним визначенням їх інтенсивностей та зменшується навантаження на роботу апаратної функції СЗМ. Запропонований спосіб корекції похибок, який передбачає метод диференціації поєднаних сигналів також значно сприяє підвищенню точності та прецизійності вимірювань за допомогою СЗМ, корегуючи спотворення сигналу від впливу зовнішніх дестабілізуючих факторів.

Список літератури

1. Галкин В.Я. Итерационный алгоритм восстановления сигналов при наличии ограничений / Прямые и обратные задачи математической физики. М.: МГУ, 1991. С. 45-48.
2. Тихонов А.Н., Уфимцев М.В. Статистическая обработка результатов экспериментов. М.: МГУ, 1998. 174 с.
3. R. E. Kaiser & Rackstraw A. J. Computer chromatography, Vol. 1 : By Hüthig, Heidelberg, Basel, New York, 1983. 171 pp.
4. Воронов А.А. Основы теории автоматического управления. Ч. 1. Линейные системы регулирования одной величины. М: Энергия, 1965. 396 с.
5. Ланге П.К. Коррекция динамической погрешности измерительных преобразователей на основе сплайн-аппроксимации сигнала . *Известия Самарского научного центра РАН*. 2003. Т.5. №2. С. 162 – 168.
6. Ирвин Дж., Харль Д. Передача данных в сетях: инженерный подход. СПб.: БХВ-Петербург, 2003. 448 с.
7. P. M. Williams. Blind reconstruction of scanning probe image data / P. M. Williams, K. M. Shakesheff, M. C. Davies, D. E. Jackson, C. J. Roberts, S. J. B. Tendler . *Journal of Vacuum Science and Technology*. 2012. В 14 (2).
8. Durig, U., Pohl D.W., Rohrer F. Near-field optical-scanning microscopy . *Journal of Applied Physics*. 986. Vol.59 (10). P.3318-3327.
9. Хелстром К. Статистическая теория обнаружения сигналов. К. : Изд-во иностранной литературы, 2003. 432 с.
10. Танкевич Є.М., Варський Г.М., Яковлева І.В. Вплив компонентів вимірювального каналу на похибки вимірювання векторів напруги . *Техн. Електродинаміка* . 2011. №6. С. 41–47.

References

1. Galkin, V.Ya. & Sayfullin, R.T. (1991). Iteratsionnyy algoritm vosstanovleniya signalov pri nalichii ograniicheniy [Iterative Signal Recovery Algorithm in the Presence of Constraints]. *Pryamyye i obratnyye zadachi matematicheskoy fiziki – Direct and inverse problems of mathematical physics*, 45-48 [in Russian].
2. Tikhonov, A.N. & Ufimtsev, M.V. (1998). *Statisticheskaya obrabotka rezul'tatov eksperimentov – [Statistical processing of experimental results]*. Moskow: MGU[in Russian].
3. Kaiser, R.E. & Rackstraw, A J. (1983). Computer chromatography. Vol. 1 .Heidelberg e.a. Alfred Huthig [in English].

4. Voronov, A.A. (1965). *Osnovy teorii avtomaticheskogo upravleniya*. CH. 1. Lineynyye sistemy regulirovaniya odnoy velichiny. [Fundamentals of the theory of automatic control. Part 1. Linear control systems of one value.]. Moskva: Energiya [in Russian].
5. Lange, P.K. (2003). Korrektsiya dinamicheskoy pogreshnosti izmeritel'nykh preobrazovateley na osnove splayn-approksimatsii signala [Correction of dynamic error of measuring transducers based on signal spline approximation]. *Izvestiya Samarskogo nauchnogo tsentra RAN - Proceedings of the Samara Scientific Center of the Russian Academy of Sciences*, 2, 162–168 [in Russian].
6. Irwin, J. & Harl, D. (2003). *Peredacha dannykh v setyakh: inzhenernyy podkhod [Data transmission in networks: an engineering approach]*. St. Petersburg: BHV-Petersburg [in Russian].
7. Williams, P.M., Shakesheff, K.M., Davies, M.C., Jackson, D.E., Roberts, C.J. & S. Tendler, J.B. (2012). Blind reconstruction of scanning probe image data. *Journal of Vacuum Science and Technology*. 2-14 [in English].
8. U.Durig, D.W.Pohl & F.Rohrer (1986). Near-field optical-scanning microscopy. *Journal of Applied Physic*. 3318-3327 [in English].
9. Khelstrom, K. (2003). *Statisticheskaya teoriya obnaruzheniya signalov [Statistical theory of signal detection]*. Izd-vo inostrannoy literatury [in Russian].
10. Tankevych, Ye.M., Vars'kyy, H.M. & Yakovlyeva, I.V. (2011). Vplyv komponentiv vymiryval'noho kanalu na pokhybky vymiryvannya vektoriv napruhy [Influence of measuring channel components on voltage vectors measurement errors]. *Tekhn. Elektrodynamika – Tech. Electrodynamics, Vol. 6*, 41–47 [in Ukrainian]

Volodymyr Kvasnikov, Prof., DSc., **Mariia Kataeva**, PhD tech. sci.
National Aviation University, Kyiv, Ukraine

A Method of Correcting the Output Signal of a Scanning Probe Microscope for the Study of Nanoobjects

Recent advances in nanotechnology include the use of measuring devices that can study physical properties at the atomic and molecular levels and store high-density measurement information. It is proved that the most promising measuring instruments in the nanometer range are measuring devices based on scanning probe microscopes (SPM). Based on the analysis of studies, one of the main problems in working with nanoobjects and nanostructures is associated with ultra-low signal levels and the influence of external destabilizing factors. In this regard, the problem of improving existing and developing new methods of processing the measurement signal of SPM with increased accuracy and speed.

The article considers the methods of increasing the accuracy of the output signal of the SPM considering the influence of destabilizing factors. A method of differentiation of combined signals has been developed, which involves the conversion of peaks of a multicomponent signal to reduce noise and minimize the impact of other sources of error from destabilizing factors. The advantage of the developed method is the possibility of its automation and efficient implementation for any measuring devices with a microprobe.

Based on the proposed method, an algorithm for separating the combined signals was developed and a method for calculating the resolution of the SPM signal was proposed. An error correction method is proposed that is suitable for digital automated signal processing and helps to increase the accuracy and precision of measurements using SPM. Thus, the developed method of differentiation of combined signals allows to effectively adjust the hardware function of SPM to increase the reliability of recognition of combined peaks of signals while determining their intensities.

nanotechnologies, nano-measurements, metrology, methods and means of measurement, scanning probe microscope, signal processing

Одержано (Received) 27.04.2022

Прорецензовано (Reviewed) 07.05.2022

Прийнято до друку (Approved) 30.05.2022