

СЕКЦІЯ 10

АВТОМАТИЗАЦІЯ ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНИХ ДОСЛІДЖЕНЬ

УДК 621.319.54

МОДЕЛЮВАННЯ МАГНІТНОГО ПОЛЯ МАГНІТНОЇ АНОМАЛІЇ

Потієнко Р. О., Козир О. В., Шумков Ю. С.

Національний технічний університет України

«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, Україна

E-mail: PotienkoRuslan@gmail.com, oleg.kozyr@aer.kpi.ua, yu.shumkov@gmail.com

Магнітні та електромагнітні вимірювання є основними засобами для визначення магнітних аномалій (англ. MAD) [1]. Магнітною аномалією називають локальну зміну у магнітну полі Землі, яка викликана магнітним полем розташованого в ньому феромагнітного об'єкту. Визначення магнітних аномалій є пасивним методом детектування феромагнітних об'єктів. Даний метод базується на вирішенні оберненої задачі вимірювання, тобто за вимірними дачачами параметрами магнітного поля визначити параметри феромагнітного об'єкту та його положення у просторі. Даний метод базується на визначенні параметрів моделі за вимірними значеннями дачачів.

Найбільш розповсюдженою моделлю магнітного поля феромагнітних об'єктів є модель магнітного диполю. Загальним правилом у локалізації магнітних аномалій є представлення феромагнітних об'єктів у вигляді магнітного диполя, якщо відстань від дачача до об'єкту перевищує найбільший із розмірів об'єкту у 2-2,5 рази. Тому для моделювання показів дачачів та відновлення параметрів моделі будемо використовувати саме модель магнітного диполю.

Формулу, яка описує вектор магнітної індукції $\vec{B} = (B_x, B_y, B_z)$, що створює точковий магнітний диполь із магнітним моментом $\vec{m} = (M_x, M_y, M_z)$ на відстані $\vec{r} = \vec{r}_s - \vec{r}_a$, можна описати наступним векторним рівнянням [2]:

$$\vec{B}(\vec{m}, \vec{r}) = \frac{3\mu_0}{4\pi} \left[\frac{(\vec{m} \cdot \vec{r})\vec{r}}{R^5} - \frac{\vec{m}}{R^3} \right],$$

де $R = |\vec{r}|$; \vec{r}_s – вектор положення дачачів; \vec{r}_a – вектор положення магнітної аномалії.

Векторне рівняння для цілей модулювання застосовувати незручно, тому для цього маємо матричну форму залежності [3]:

$$\begin{pmatrix} B_x \\ B_y \\ B_z \end{pmatrix} = \frac{\mu_0}{4\pi R^5} \begin{pmatrix} 3x^2 - R^2 & 3xy & 3xz \\ 3yx & 3y^2 - R^2 & 3yz \\ 3zx & 3zy & 3z^2 - R^2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} M_x \\ M_y \\ M_z \end{pmatrix},$$

де $x = x_s - x_a$; $y = y_s - y_a$; $z = z_s - z_a$; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Н/А² – магнітна проникність вакууму.

Використовуючи матричне рівняння, було проведено моделювання тривимірного розподілу магнітної індукції у просторі (рис. 1).

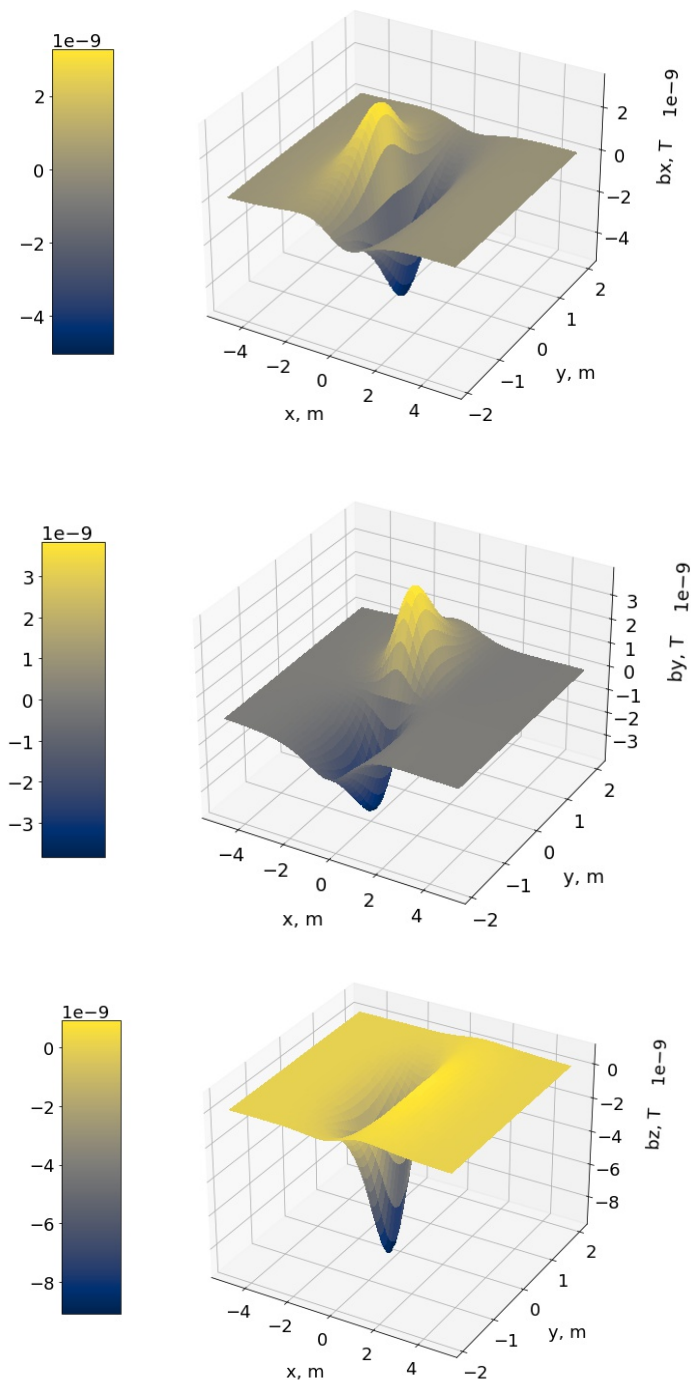


Рис. 1. Моделювання магнітного поля диполя

Значення параметрів магнітного диполю були задані на основі експериментальних даних із роботи [3]. В цій роботі визначались параметри ферромагнітного об’єкту та його положення у просторі із плином часу. Ферромагнітний об’єкт розміщувався на деякій відстані від підлоги, а давачі – на рамці, через яку переміщувався об’єкт. На рисунку 2 зображено проєкції магнітної індукції на центральну площину, в якій переміщували об’єкт.

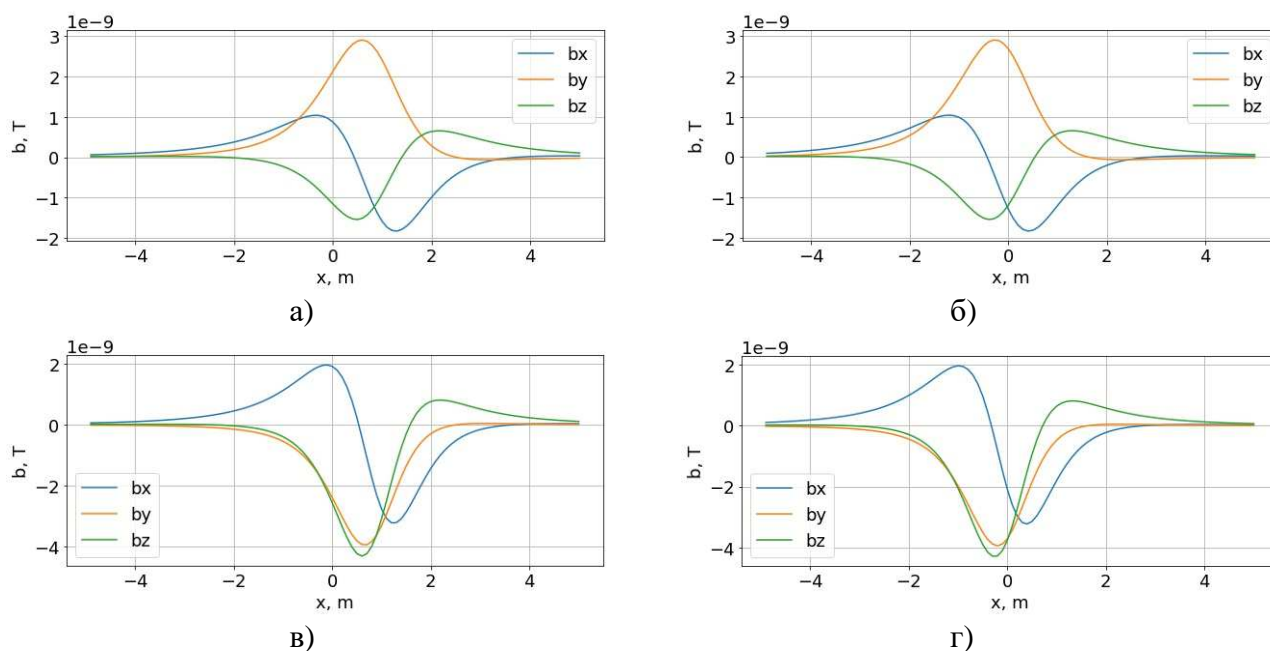


Рис. 2. Моделювання показів трьохосьових магнітних датчиків

Методи глобальної оптимізації застосовують для знаходження глобального мінімуму функції у заданих границях за наявності значної кількості локальних мінімумів.

Модель магнітної аномалії у вигляді магнітного диполю, якщо відстань від давача до об’єкту перевищує найбільший із розмірів об’єкту у 2-2,5 рази, зручно використовувати для визначення магнітних аномалій методами глобальної оптимізації.

Ключові слова: магнітне поле, магнітна аномалія, моделювання, магнітний диполь, ферромагнітний об’єкт.

Література

- [1] В.Я. Лікаренко, та О.В. Козир, «Засоби локалізації магнітних аномалій», на XVIII Всеукр. наук.-практ. конф. *Ефективність та автоматизація інженерних рішень у приладобудуванні*, Київ, 2022, с. 156-159.
- [2] E. A. Lima, A. Irimia, and J. P. Wikswo, «The Magnetic Inverse Problem», in *The SQUID Handbook*, eds J. Clarke and A.I. Braginski, Wiley-VCH Verlag GmbH & Co. KGaA, 2006, pp. 139-267. DOI:10.1002/9783527609956.ch10
- [3] R. Alimi, N. Geron, E. Weiss and T. Ram-Cohen, «Ferromagnetic Mass Localization in Check Point Configuration Using a Levenberg Marquardt Algorithm», *Sensors*, vol. 9, no. 11, pp. 8852-8862, 2009. DOI:10.3390/s91108852

УДК 621.317.1

МЕТОДИ ВИЗНАЧЕННЯ ТА ПРОГНОЗУВАННЯ ПРАЦЕЗДАТНОГО СТАНУ ЛІТІЄВИХ АКУМУЛЯТОРНИХ БАТАРЕЙ

Почернін С. П.

*Центральний науково-дослідний інститут озброєння та військової техніки Збройних Сил України, Київ, Україна
E-mail: vstandard@ukrl.net*

Літієві акумулятори та батареї на їх основі (ЛіАБ) відносяться до хімічних джерел струму, широко використовуються в різних галузях, таких як енергетика, автомобільна промисловість, медичні технології та інші. Особливої актуальності вони набули для застосувань у військовій сфері як автономні джерела живлення для різних зразків озброєння та військової техніки.

Електричні та інші фізичні характеристики ЛіАБ під час експлуатації змінюються, тому є необхідним мати ефективні методи для визначення та прогнозування працездатності ЛіАБ.

Як правило, нормуються наступні електричні характеристики ЛіАБ [1]:

- напруга розімкнутого кола (НРК);
- мінімальна, номінальна та максимальна робоча напруга та струм розряду (визначають вольт-амперні характеристики ЛіАБ, режим розряду);
- внутрішній опір та імпеданс;
- ємність та потужність.

Крім того нормується також робоча температура ЛіАБ та зовнішня температура, за якої ЛіАБ експлуатують.

До комплексних показників працездатного стану ЛіАБ в англійській мові відносять такі:

- стан заряду (State of Charge, SoC);
- показник придатності до використання (стан «здоров'я» (State of Health, SoH));
- залишковий ресурс придатності (термін служби (Remaining Useful Life, RUL)).

SoC визначають як відношення поточного заряду акумулятора до його повної ємності. SoC може бути виражений у відсотках або у вольтах [2].

Він пов'язаний із залишковою кількістю електроенергії, доступною в елементі.

$$\text{SoC}(\%) = 100(Q_0 + Q) / Q_{\max} = \text{SoC}(\%) + 100Q / Q_{\max}, \quad (1)$$

де Q_0 / mAh – початковий заряд акумулятора, Q_{\max} / mAh – максимальний заряд, який може зберігатися в акумуляторі.

Якщо батарея нова: $Q_{\max} = C_r$ і $Q_0 = 0.5Q_{\max}$.

Як правило, C_r – номінальна ємність акумулятора, вказана виробником.

Якщо батарея повністю заряджена: $Q_0 = Q_{\max}$ і $\text{SoC} = 100\%$.

SoH визначається як відношення поточної ємності до початкової ємності акумулятора. Однак ємність акумулятора неможливо виміряти безпосередньо, її можна оцінити лише за основними параметрами, такими як напруга і струм.

$$\text{SoC}/\% = 100Q_{\max} C_r, \quad (2)$$

де Q_{\max} / mAh – максимальний доступний заряд акумулятора, C_r – номінальна ємність акумулятора.

Крім того, ємність літєвих батарей зменшується під час заряджання та розряджання, а також з часом, навіть коли вони неактивні.

RUL означає час, що залишився до того моменту, коли батарея втратить свою здатність зберігати енергію або стане непридатною для використання.

$$\text{RUL} = T_p T_c, \quad (3)$$

де T_p – прогнозований час до відмови, T_c – поточний час.

RUL може бути вимірюваний у годинах, циклах або роках.

Відповідно для вимірювання електричних характеристик ЛіАБ на етапі визначення їх працездатності застосовують наступні методи [3]:

– на постійному струмі:

- метод відкритої ланки (МВЛ) – вимірювання напруги акумулятора без навантаження. За допомогою цього методу можна визначити стан заряду акумулятора та його ємність;

- метод заряду-розряду – цей метод полягає у вимірюванні електричного струму, що протікає через акумулятор під час заряду та розряду. За допомогою цього методу можна визначити ємність та діючу напругу акумулятора;

- Кулонівський метод – подібний до попереднього, полягає в підрахунку ампер-годин струму, який протікає через акумулятор;

– на змінному/імпульсному струмі:

- метод електрохімічного імпедансу (ЕХІ) – цей метод полягає у вимірюванні відносної електричної провідності ЛіАБ залежно від частоти змінної напруги. Метод дозволяє визначити електрохімічні параметри акумулятора, такі як опір електроліту, опір електродів та ємність акумулятора;

- метод спектроскопії імпедансу – полягає у вимірюванні імпедансу акумулятора в широкому діапазоні частот на різних струмах заряду і розряду;

- метод імпульсного тестового сигналу – полягає у вимірюванні реакції (релаксації) акумулятора на тестовий сигнал спеціальної амплітуди і частоти.

Отримані статистичні та експериментальні дані застосовують в методах прогнозування показників працездатного стану ЛіАБ (SoC, SoH, RUL). Ці методи можна поділити на дві групи: методи на основі моделей (model-based methods) та методи на основі даних (data-driven methods).

Методи, на основі моделей, використовують математичні моделі, які включають умови роботи ЛіАБ та фізико-хімічні механізми, для опису

закономірностей деградації батареї. Параметри моделі постійно оновлюють за допомогою розширених алгоритмів фільтрації, наприклад, фільтра Калмана і фільтра «твердих часток», для прогнозування залишкового терміну служби батареї (RUL). Метою численних досліджень цих методів є прогнозування кінцевої тривалості циклу RUL (1000 циклів) на основі даних про перші 100 або меншу кількість циклів. Методи, засновані на моделях, показали досить високу точність у прогнозуванні терміну служби батареї, однак вони все ще мають обмеження, а саме: 1) базова модель деградації батареї суттєво впливає на ефективність прогнозування тривалості роботи; 2) важко робити точні прогнози на ранній стадії старіння через неявні ознаки деградації ємності на ранніх циклах [4].

Методи на основі даних використовують технології штучного інтелекту, такі як штучні нейронні мережі, машинне та глибоке навчання, обробка великих масивів даних (Big Data), хмарні технології тощо.

Ці методи застосовують для класифікації вибірки даних (dataset) за допомогою машинного навчання на основі експериментально отриманих параметрів ЛіАБ з метою прогнозування SoC, SoH акумуляторних батарей.

Найкращі добре інтегровані моделі машинного навчання досягають перевіреної точності класифікації на рівні 96,3 % (що на 20,4 % більше, ніж у початкової моделі) і середньої помилки класифікації на тестовій вибірці, що становить 7,7 [4].

В роботі [5] повідомляється про те, що вперше вдалося досягти похибки прогнозування RUL 6,46 %, використовуючи лише один цикл тестування. Профілі циклів, такі як криві напруги розряду, ємності та потужності будь-якого циклу, для використаних акумуляторів з невідомим терміном експлуатації також можуть бути вперше точно спрогнозовані [5]. Це є обнадійливим результатом, але потребує незалежної перевірки.

Ключові слова: літєві акумулятори, працездатність, методи визначення, методи прогнозування, lithium-ion batteries, state of charge, battery lifetime, early lifetime prediction, model-based methods, data-driven methods.

Література

- [1] М.В. Бик, С.В. Фроленкова, О.І. Букет, та Г.С. Васильєв, *Технічна електрохімія 2: Хімічні джерела струму*. Київ, Україна: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2018.
- [2] Standard. IEC 62660-1:2018 RLV. *Secondary lithium-ion cells for the propulsion of electric road vehicles – Part 1: Performance testing*. [Online]. Available: <https://webstore.iec.ch/publication/28965>
- [3] С.В. Плаксін, М.Я. Житник, Р.Ю. Левченко, та С.Я. Остаповська, «Методи контролю електрохімічних накопичувачів енергії: класифікація та особливості застосування», *Технология и конструирование в электронной аппаратуре*, № 1-2, с. 39-47, 2021.
- [4] Zicheng Fei, Zijun Zhang, Fangfang Yang, Kwok-Leung Tsui, and Lishuai Li, «Early-stage lifetime prediction for lithium-ion batteries: A deep learning framework jointly considering machine-learned and handcrafted data features», *Journal of Energy Storage*, vol. 52, Part B, 2022. DOI: 10.1016/j.est.2022.104936

- [5] Chia-Wei Hsu, Rui Xiong, Nan-Yow Chen, Ju Li, and Nien-Ti Tsou, «Deep neural network battery life and voltage prediction by using data of one cycle only», *Applied Energy*, vol. 306, Part B, 2022. DOI: 10.1016/j.apenergy.2021.118134

УДК 537.636

МОДЕЛЮВАННЯ МАГНІТНОГО ПОЛЯ РУХОМОГО ОБ’ЄКТУ

Самарцев Ю. М., Андреев В. В.

Національний технічний університет України

«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, Україна

E-mail: Y.Samartsev@kpi.ua, andreevictor270@gmail.com

Для можливості вимірювання параметрів рухомих об’єктів, що мають джерела збудження магнітного поля, з метою розробки алгоритмів ідентифікації виникає необхідність моделювання магнітного поля, породженого вказаними джерелами. Загалом існує два типи джерел магнітного поля рухомих об’єктів: наведеного та локального магнітного поля. Джерела обох типів прийнято моделювати магнітними диполями, закріпленими в певній орієнтації відносно конструкції та траєкторії руху об’єкту [1]. Розрізняють два типи орієнтації – поздовжня та поперечна відносно корпусу об’єкту. Моделювання магнітного поля зводиться до визначення просторових складових індукції магнітного поля, породженого сумарною дією всіх джерел впродовж довільного руху об’єкту.

Для можливості врахування впливу довільного числа джерел магнітного поля розглянута просторова модель магнітного диполя у вигляді магнітного поля кругового струму, розташованого площиною перпендикулярно напрямку руху (рис. 1).

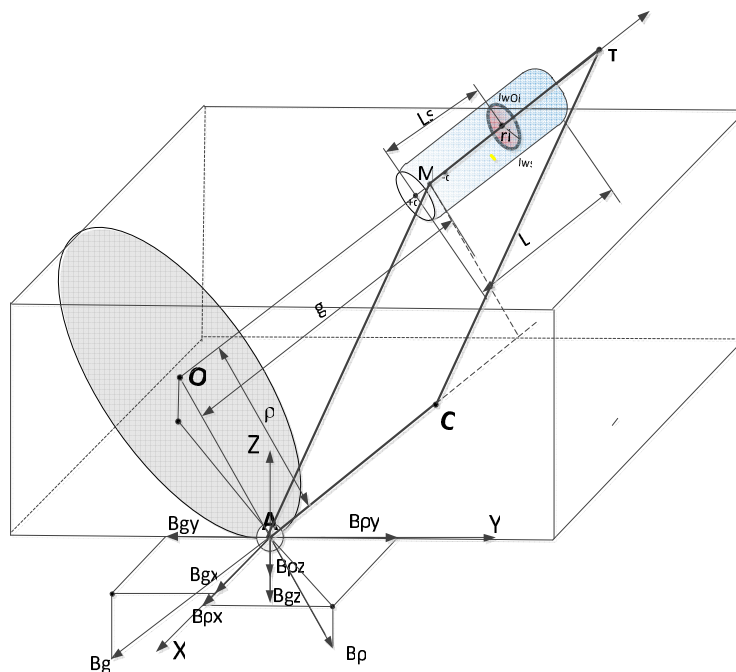


Рис. 1. Просторова модель магнітного диполя, орієнтованого вздовж лінії руху об’єкту

Магнітна індукція магнітного поля кругового струму в довільній точці спостереження за вказаною просторовою моделлю за умови лінійного руху визначається двома складовими: повздовжньою B_g , направленою вздовж лінії руху, та поперечною B_p , направленою перпендикулярно до лінії руху від точки O центра площини рівних магнітних потенціалів до точки спостереження A . Відомі вирази визначення індукції B_g і B_p [2] з використанням еліптичних інтегралів занадто ускладнюють використання їх в програмних засобах реалізації та не дає можливостей аналізу впливу параметрів моделі та траєкторії руху на точність визначення просторових складових B_x , B_y , B_z індукції сумарного магнітного поля. З метою спрощення виразів для B_g і B_p запропоновано використати виправдані обмеження на деякі параметри моделі, зокрема $g \gg r_i$, що дало можливість отримати спрощені вирази для визначення B_g і B_p (табл. 1).

Таблиця 1. Повздовжня та поперечна складові індукції магнітного поля кругового струму в довільній точці спостереження

<i>Повздовжня складова індукції</i>	<i>Поперечна складова індукції</i>
$B_g(I_{wi}, r_i, \rho, g) = \frac{\mu_0 \cdot I_{wi} \cdot r_i \cdot \rho}{(g^2 + \rho^2)^{\frac{3}{2}}}$	$B_p(I_{wi}, r_i, \rho, g) = \frac{\mu_0 \cdot I_{wi} \cdot r_i \cdot g}{(g^2 + \rho^2)^{\frac{3}{2}}}$

Для можливості визначення просторових складових B_x , B_y , B_z індукції сумарного магнітного поля в довільній точці спостереження складові B_g і B_p враховуються як векторні величини і перераховуються в B_x , B_y , B_z у вигляді проєкцій векторів \vec{B}_g і \vec{B}_p на вісі \vec{X} , \vec{Y} , \vec{Z} .

Запропонована просторова модель магнітного диполя і алгоритм розрахунку складових B_x , B_y , B_z через складові B_g і B_p для лінійного відрізка траєкторії дозволяє визначати значення просторових складових індукції для довільного числа джерел магнітного поля рухомого об'єкту і довільної траєкторії руху шляхом розбиття її на необхідну кількість лінійних відрізків. Визначення складових B_x , B_y , B_z в свою чергу дозволяє провести аналіз впливу параметрів моделі (кількість джерел магнітного поля, їх розташування, віддаленість рухомого об'єкту від точки спостереження тощо) на точність розрахунку B_x , B_y , B_z .

Ключові слова: магнітне поле, індукція, круговий струм, координати об'єкту.

Література

[1] Zhi-Hua Xu, Chang-Ping Du, Ming-Yao Xia, «Electromagnetic Fields Due to the Wake of a

Moving Slender Body in a Finite-Depth Ocean with Density Stratification». *National Library of Medicine*, Article number: 14647, 2018.

- [2] Simpson James C. «Simple Analytic Expressions for the Magnetic Field of a Circular Current Loop», *NTRS – NASA Technical Reports Server*, 2013.

УДК 621.317

СИНТЕЗ ВИПРОБУВАЛЬНИХ СИГНАЛІВ ДЛЯ КОНТРОЛЮ ПАРАМЕТРІВ СКЛАДНИХ ЕЛЕКТРИЧНИХ КІЛ

Туз Ю. М., Шумков Ю. С., Козир О. В.

Національний технічний університет України

«Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського», Київ, Україна

E-mail: tuz@aer.kpi.ua, yu.shumkov@gmail.com, olegkozyr86@gmail.com

Під час контролю складне багатополісне електричне коло може бути зведено до трьохполісного, де контрольований двополісник (ДП) – гілка цього трьохполісника. Друга та третя гілки трьохполісника складаються з інших елементів складного багатополісного кола. Перетворювач «імітанс-напруга», до якого підключено трьохполісник, забезпечує спеціальний режим на його полюсах. Режим заданої напруги $u_{s0}(t)$ на полюсах багатоелементного ДП, якщо він має паралельну схему включення елементів. Або режим заданого струму $i_{s0}(t)$ у ДП, якщо послідовна схема включення елементів. Струм через контрольований ДП (або напруга на ДП) визначається тільки параметрами цього ДП незалежно від інших елементів складного електричного кола. Здійснюється інваріантне перетворення імітансу контрольованого ДП в активну величину.

Контроль кола за формою відгуку дозволяє спростити процедуру контролю та підвищити продуктивність систем контролю, що вимагає синтезу випробувальних сигналів (ВС) спеціальної форми у вигляді суми експонент (при $t \geq 0$) [1,2]. Модель ВС відтворює інверсну номінальну функцію імітансу багатоелементного ДП $H_{x0}(\alpha_{x0}^z, \beta_{x0}^p, p)$. Якщо модель номінального відгуку, яка є зручною до контролю, у часовій області обирається у вигляді одиначної ступінчастої функції $1(t)$, то ВС $S_0(\alpha_0^z, \beta_0^p, p)$ обирається за умови:

$$S_0(\alpha_0^z, \beta_0^p, p) \cdot H_{x0}(\alpha_{x0}^z, \beta_{x0}^p, p) = \frac{1}{p} \cdot A_0, \quad \alpha_0^z = \beta_{x0}^p; \quad \beta_0^p = \alpha_{x0}^z,$$

де α_0^z, β_0^p – номінальні значення нулів і полюсів ВС; $\alpha_{x0}^z, \beta_{x0}^p$ – номінальні значення нулів і полюсів функції імітансу багатоелементного ДП. Наприклад,

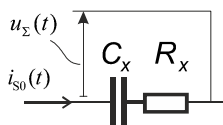
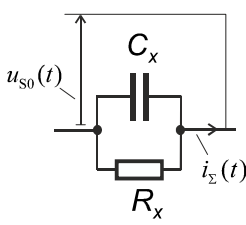
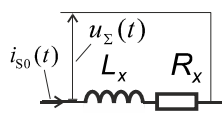
$$I_{s0}(p)Z_{x0}(p) = \frac{1}{p} \cdot U_0 \quad \text{або} \quad U_{s0}(p) \cdot Y_{x0}(p) = \frac{1}{p} \cdot I_0.$$

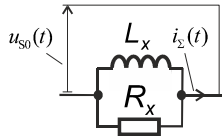
Тобто, умовою синтезу є компенсація нулів і полюсів функції імітансу ДП. Модель ВС матиме вигляд:

$$S_0(\alpha_0^z, \beta_0^p, p) = \frac{1}{p} H_{x_0}^{-1}(\alpha_{x_0}^z, \beta_{x_0}^p, p) \cdot A_0.$$

Приклади синтезу ВС $i_{s_0}(t)$ або $u_{s_0}(t)$ для визначення параметрів двоелементних електричних кіл наведено в таблиці 1.

Таблиця 1. Експоненціальні випробувальні сигнали

Модель двополюсника	Випробувальний сигнал
<p>п. 1.</p>  <p align="center">Імпеданс</p> $Z(p) = R_x \cdot \frac{p + \frac{1}{R_x C_x}}{p}$ $R_x = R_{x_0} + \Delta R_x, C_x = C_{x_0} + \Delta C_x.$	<p>Модель ідеального ВС (струм)</p> $i_{s_0}(t) = \begin{cases} \frac{U_0}{R_{x_0}} \cdot e^{-\frac{1}{R_{x_0} C_{x_0}} t}, & t \geq 0; \\ 0, & t < 0. \end{cases}$ <p>Умова синтезу</p> $I_{s_0}(p) \cdot Z_{x_0}(p) = \frac{1}{p} \cdot U_0$ <p>Операторне зображення</p> $I_{s_0}(p) = \frac{1}{R_{x_0}} \cdot \frac{U_0}{(p + \frac{1}{R_{x_0} C_{x_0}})}$ <p>Номінальний відгук (напряга на ДП) $u_{\Sigma}(t) = 1(t)$, якщо $C_x = C_{x_0}, R_x = R_{x_0}, U_0 = 1$</p>
<p>п. 2.</p>  <p align="center">Адмітанс:</p> $Y_x(p) = C_x \left(p + \frac{1}{R_x C_x} \right)$ $R_x = R_{x_0} + \Delta R_x, C_x = C_{x_0} + \Delta C_x.$	<p>Модель ідеального ВС (напряга)</p> $u_{s_0}(t) = \begin{cases} I_0 R_{x_0} \cdot (1 - e^{-\frac{1}{R_{x_0} C_{x_0}} t}), & t \geq 0; \\ 0, & t < 0. \end{cases}$ <p>Умова синтезу</p> $U_{s_0}(p) \cdot Y_{x_0}(p) = \frac{1}{p} \cdot I_0$ <p>Операторне зображення</p> $U_{s_0}(p) = \frac{1}{C_{x_0}} \cdot \frac{1}{p(p + \frac{1}{R_{x_0} C_{x_0}})} \cdot I_0$ <p>Номінальний відгук (струм через ДП) $i_{\Sigma}(t) = 1(t)$, якщо $C_x = C_{x_0}, R_x = R_{x_0}, I_0 = 1$.</p>
<p>п. 3.</p>  <p align="center">Імпеданс</p>	<p>Модель ідеального ВС (струм)</p> $i_{s_0}(t) = \begin{cases} \frac{U_0}{R_{x_0}} \cdot (1 - e^{-\frac{R_{x_0}}{L_{x_0}} t}), & t \geq 0; \\ 0, & t < 0. \end{cases}$ <p>Умова синтезу</p>

$Z_x(p) = L_x \left(p + \frac{R_x}{L_x} \right)$ $R_x = R_{x0} + \Delta R_x, C_x = C_{x0} + \Delta C_x.$	$I_{s0}(p)Z_{x0}(p) = \frac{1}{p} \cdot U_0$ <p>Операторне зображення</p> $I_{s0}(p) = \frac{U_0}{L_{x0}} \cdot \frac{1}{p \cdot \left(p + \frac{R_{x0}}{L_{x0}} \right)}$ <p>Номінальний відгук (напряга на ДП) $u_\Sigma(t) = 1(t)$, якщо $L_x = L_{x0}, R_x = R_{x0}, U_0 = 1$.</p>
<p>п. 4.</p>  <p>Адмітанс:</p> $Y_x(p) = \frac{1}{R_x} \cdot \frac{p + \frac{R_x}{L_x}}{p}$ $R_x = R_{x0} + \Delta R_x, C_x = C_{x0} + \Delta C_x.$	<p>Модель ідеального ВС (напряга)</p> $u_{s0}(t) = \begin{cases} R_{x0} I_0 e^{-\frac{R_{x0}}{L_{x0}} t}, & t \geq 0; \\ 0, & t < 0. \end{cases}$ <p>Умова синтезу</p> $U_{s0}(p) \cdot Y_{x0}(p) = \frac{1}{p} \cdot I_0$ <p>Операторне зображення</p> $U_{s0}(p) = R_{x0} \cdot \frac{1}{\left(p + \frac{R_{x0}}{L_{x0}} \right)} \cdot I_0$ <p>Номінальний відгук (струм через ДП) $i_\Sigma(t) = 1(t)$, якщо $L_x = L_{x0}, R_x = R_{x0}, I_0 = 1$.</p>

При формуванні ВС на основі кусково-ступінчастої або кусково-лінійної апроксимації, похибка визначення параметрів кіл, яка обумовлена способом наближення за формою до ідеального ВС, може становити значну величину. Разом з цим реальна модель ВС при формуванні буде деякою кусково-експоненціальною і вимагає уточнення.

При дискретному синтезі ВС, що належать до класу експоненціальних, оптимальним базисом є експоненціальні сплайни, які на локальних ділянках описуються такими ж функціями, як сигнали. Використання такого базису при обмеженій кількості ділянок апроксимації дозволяє підвищити точність визначення параметрів електричних кіл.

Ключові слова: багатоелементне двополосне електричне коло, метод нулів і полюсів, випробувальний сигнал спеціальної форми.

Література

[1] В. І. Губар, Ю.С. Шумков, та Б. П. Хімиченко, «Вимірювання параметрів електричних кіл із застосуванням випробувальних сигналів спеціальної форми», *Наукові вісті НТУУ “КПІ”*, №5, с. 133-140, 2010. http://nbuv.gov.ua/UJRN/NVKPI_2010_5_21

[2] Yu. Shumkov, «Exponential splines in electric circuits’ parameters measuring», in *Proc. of the International Conf. Actual problems of Measuring Technique "Measurement-98"*, Kyiv, 1998, pp. 250-253.

УДК 621.317

СИНТЕЗ ЕКСПОНЕНЦІАЛЬНИХ СПЛАЙНІВ В ЛІНІЙНИХ ЕЛЕКТРИЧНИХ КОЛАХ ІЗ ЗОСЕРЕДЖЕНИМИ ПАРАМЕТРАМИ

Туз Ю. М., Шумков Ю. С., Козир О. В.

Національний технічний університет України

«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, Україна

E-mail: tuz@aer.kpi.ua, yu.shumkov@gmail.com, olegkozvr86@gmail.com

Фінітні експоненціальні сплайни є оптимальним базисом під час дискретного синтезу випробувальних сигналів, що описуються тими самими функціями, що й сплайни, наприклад, в задачах вимірювання та контролю параметрів електричних кіл за методом нулів та полюсів [1].

Формуюче коло (деяка імпульсна система) містить дискретну частину (ДЧ), імпульсний елемент, що працює з тактом h , та неперервну частину (НЧ). Передатна функція (ПФ) зведеної НЧ, з урахуванням ЦАП з регістрами пам'яті та ідеального імпульсного елемента, дорівнює:

$$W_{\text{reduced}}(q) = K_{\Phi}(q) \tilde{W}_{\text{reduced}}(q) = \frac{1}{h} \left[\frac{1}{p} W_{\text{AF}}(p) \right]_{p=q/h},$$

де $q = ph$ – комплексна змінна у відносному часу $\bar{t} = t/h$. ПФ НЧ визначає вид кускових функцій, що утворюють сплайн, та забезпечує їх неперервність та неперервність похідних у вузлах. Так для виключення розривів неперервності першого роду у вузлах необхідною умовою є наступне: ступінь полінома в знаменнику ПФ НЧ має бути $m \geq 2 + l$, де l – ступінь полінома в чисельнику. Для забезпечення неперервності першої похідної – $m \geq 3 + l$ для поліномів і так далі [2]. При наявності процесу дискретизації вихідний сигнал НЧ описується зміщеними решітчастими функціями.

$$W_{\text{reduced}}(q) = \frac{R_l(q)}{Q_m(q)} \xrightarrow{\mathcal{D}} W_{\text{reduced}}^*(q, \varepsilon) = K_h \cdot \frac{\sum_{k=0}^{m-1} b_k(\varepsilon) \cdot e^{q(m-k)}}{\sum_{j=0}^m a_j \cdot e^{q \cdot j}}, \quad m > l$$

де ε – дійсна змінна; $0 \leq \varepsilon \leq 1$. Індекс (*) – використовуємо для позначення ПФ для дискретизованих сигналів, \mathcal{D} – оператор, який встановлює зв'язок між \mathcal{L} -зображенням за Лапласом неперервної функції та \mathbf{D} -зображенням відповідної її зміщеної решітчастої функції. Загальна ПФ формуючого кола в області \mathbf{D} -зображень зміщених решітчастих функцій матиме вигляд:

$$K_{\Sigma_{\text{Gm}}}^*(q, \varepsilon) = H(e^{-q}) \cdot A(\mathbf{a}_T, h) \cdot W_{\text{reduced}}^*(q, \varepsilon)$$

де $A(\mathbf{a}_T, h)$ – нормуючий множник; $H(e^{-q})$ – ПФ зведеної дискретної частини (цифровий фільтр, наприклад, на базі сигнального процесора).

Якщо ПФ дискретної частини матиме вигляд $H(e^{-q}) = \sum_{j=0}^m a_j \cdot e^{q(j-m)}$, то

$$K_{\Sigma_{G_m}}^*(q, \varepsilon) = A(\mathbf{a}_T, h) H(e^{-q}) K_h \frac{\sum_{k=0}^{m-1} b_k(\varepsilon) e^{q(m-k)}}{\sum_{j=0}^m a_j e^{q \cdot j}} = A(\mathbf{a}_T, h) K_h e^{-mq} \sum_{k=0}^{m-1} b_k(\varepsilon) e^{q(m-k)}.$$

Імпульсна перехідна характеристика формуючого кола матиме вигляд:

$$\begin{aligned} G_m(\mathbf{a}, \bar{t}) &= A^*(\mathbf{a}) \cdot \mathbf{D}^{-1} \left\{ e^{-mq} \cdot \sum_{k=0}^{m-1} b_k(\varepsilon) \cdot e^{q(m-k)} \right\} = \\ &= A^*(\mathbf{a}) \cdot \mathbf{D}^{-1} \left\{ 0 + b_0(\varepsilon) + b_1(\varepsilon) e^{-q} + \dots + b_{m-1}(\varepsilon) e^{-q(m-1)} + 0 \right\}, \end{aligned}$$

де $A^*(\mathbf{a}) = A(\mathbf{a}_T, h) \cdot K_h$ – нормуючий множник ($A^*(\mathbf{a}) = 1 / |b_0(\varepsilon)|_{\varepsilon=1}$ або $A^*(\mathbf{a}) = 1 / \left| \sum_{k=0}^{m-1} b_k(\varepsilon) \right|_{\varepsilon=1}$); \mathbf{D}^{-1} – оператор зворотного ДПЛ; \mathbf{a} – параметри ПФ НЧ (нулі та полюси у відносному масштабі часу, $\mathbf{a} = \mathbf{a}_T h$).

При подачі на вхід імпульсної системи, передатна функція якої $G_m^*(q, \varepsilon)$, послідовності дискретних відліків $x[n] = f[n+1]$, \mathbf{D} -зображення вихідного сигналу матиме вигляд:

$$\begin{aligned} sf_{G_m}^*(q, \varepsilon) &= G_m^*(q, \varepsilon) \cdot F^*(q, 0) \cdot e^q = \\ &= F^*(q, 0) \cdot A^*(\mathbf{a}) \left[0 + b_0(\varepsilon) \cdot e^q + b_1(\varepsilon) \cdot e^0 + \dots + b_{m-1}(\varepsilon) \cdot e^{-q(m-2)} + 0 \right], \end{aligned}$$

де $F^*(q, 0) = \mathbf{D}\{f[n]\}$, \mathbf{D} – оператор прямого ДПЛ. Зсув на один відлік в бік випередження $x[n] = f[n+1]$ (або $X^*(q, 0) = e^q \cdot F^*(q, 0)$), служить для компенсації часової затримки під час відтворення неперервної залежності $f(\bar{t})$.

Вираз $sf_{G_m}^*(q, \varepsilon)$ дає в часовій області сплайн $sf_{G_m}(\bar{t}) = sf_{G_m}[n, \varepsilon]$, де $\bar{t} = n + \varepsilon$. Сплайн-функція $sf_{G_m}(\bar{t})$ є сума фінітних реакцій на кожен вхідний дискретний відлік $x[n] = f[n+1]$, $n = 0, 1, 2, \dots$:

$$sf_{G_m}(\bar{t}) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} f[n+1-i] \cdot G_m(i + \varepsilon)$$

$$sf_{G_m}(\bar{t}) = A^*(\mathbf{a}) \left\{ 0 + f[n+1] \cdot b_0(\varepsilon) + f[n] \cdot b_1(\varepsilon) + \dots + f[1] \cdot b_{m-1}(\varepsilon) + 0 \right\},$$

де $\bar{t} = n + \varepsilon$ – відносний час, пов’язаний з дійсним часом $\bar{t} = t/h$, h – рівномірний інтервал дискретизації; $n = 0, 1, 2, \dots$; $0 \leq \varepsilon \leq 1$. У термінах зміщених решітчастих функцій сплайн-функція буде:

$$sf_{G_m}[n, \varepsilon] = \sum_{i=-\infty}^{\infty} f[n+1-i] \cdot G_m[i, \varepsilon].$$

Експоненціальні сплайни, що синтезовані на основі моделі у вигляді передатної функції лінійних неперервних кіл, наведено в таблиці 1.

Таблиця 1. Експоненціальні сплайни

<i>Модель зведеної неперервної частини $W_G(\alpha_T, h, p)$</i>	<i>Сплайн-функція $sf_G[n, \varepsilon]$ ($\bar{t} = n + \varepsilon$; $n = 0, 1, 2, \dots$; $0 \leq \varepsilon \leq 1$)</i>
$\alpha_T (1 - e^{-\alpha_T h})^{-1} \cdot \frac{1}{p(p + \alpha_T)}$	$\frac{1}{(1 - e^{-\alpha})} \{f[n+1] \cdot (1 - e^{-\alpha\varepsilon}) + f[n] \cdot (e^{-\alpha\varepsilon} - e^{-\alpha})\}$
$\frac{e^{\alpha_T h}}{h} \cdot \frac{1}{(p + \alpha_T)^2}$	$e^\alpha \{f[n+1] \varepsilon e^{-\alpha\varepsilon} + f[n] (1 - \varepsilon) e^{-\alpha(1+\varepsilon)}\}$
$\frac{\alpha_{T1} - \alpha_{T2}}{e^{-\alpha_{T2}h} - e^{-\alpha_{T1}h}} \cdot \frac{1}{(p + \alpha_{T1})(p + \alpha_{T2})}$	$\frac{f[n+1] \cdot (e^{-\alpha_2 \cdot \varepsilon} - e^{-\alpha_1 \cdot \varepsilon}) + f[n] (e^{-(\alpha_2 + \alpha_1 \cdot \varepsilon)} - e^{-(\alpha_1 + \alpha_2 \cdot \varepsilon)})}{e^{-\alpha_2} - e^{-\alpha_1}}$
$\frac{\lambda}{h} \cdot \frac{e^\gamma}{\sin \lambda} \cdot \frac{1}{(p + \gamma)^2 + \lambda^2}$	$\frac{e^\gamma}{\sin \lambda} \cdot \{f[n+1] e^{-\gamma\varepsilon} \sin \lambda \varepsilon + f[n] e^{-\gamma(1+\varepsilon)} \sin \lambda (1 - \varepsilon)\}$
$\left[\frac{1}{\alpha_{T1} \alpha_{T2}} + \frac{e^{-\alpha_{T1}h}}{\alpha_{T1}(\alpha_{T1} - \alpha_{T2})} - \frac{e^{-\alpha_{T2}h}}{\alpha_{T2}(\alpha_{T1} - \alpha_{T2})} \right]^{-1} \cdot \frac{1}{p(p + \alpha_{T1})(p + \alpha_{T2})}$	$A^*(a) \{f[n+1] [B + C e^{-\alpha_1 \varepsilon} - D e^{-\alpha_2 \varepsilon}] + f[n] [-B(e^{-\alpha_1} + e^{-\alpha_2}) - C(1 + e^{-\alpha_2}) e^{-\alpha_1 \varepsilon} + D(1 + e^{-\alpha_1}) e^{-\alpha_2 \varepsilon}] + f[n-1] [B e^{-(\alpha_1 + \alpha_2)} + C e^{-\alpha_2} e^{-\alpha_1 \varepsilon} - D e^{-\alpha_1} e^{-\alpha_2 \varepsilon}]\}$
$\frac{\alpha_T^2 (-1 + \alpha_T h + e^{-\alpha_T h})^{-1}}{p^2 (p + \alpha_T)}$	$\frac{1}{-1 + \alpha + e^{-\alpha}} \{f[n+1] \cdot (-1 + \alpha\varepsilon + e^{-\alpha\varepsilon}) + f[n] \cdot [1 + \alpha + e^{-\alpha} - (-1 + e^{-\alpha}) \cdot \alpha\varepsilon - 2e^{-\alpha\varepsilon}] + f[n-1] e^{-\alpha} [\alpha(\varepsilon - 1) - 1 + e^{-\alpha(\varepsilon - 1)}]\}$
$\frac{\alpha^2}{h} [\alpha b + (\alpha - b)(1 - e^{-\alpha})]^{-1} \times \frac{p + b_T}{p^2 \cdot (p + \alpha_T)}$, $\alpha = \alpha_T h$; $b = b_T h$	$\frac{1}{\alpha b + (\alpha - b) \cdot (1 - e^{-\alpha})} \times \{f[n+1] \cdot [\alpha b \cdot \varepsilon + (\alpha - b) \cdot (1 - e^{-\alpha\varepsilon})] + f[n] \cdot [\alpha b - \alpha b \cdot (1 - e^{-\alpha}) \cdot \varepsilon - (\alpha - b) \cdot (1 + e^{-\alpha} - 2e^{-\alpha\varepsilon})] + f[n-1] \cdot [-\alpha b \cdot e^{-\alpha} \cdot (1 - \varepsilon) + (\alpha - b) \cdot (e^{-\alpha} - e^{-\alpha\varepsilon})]\}$

Ключові слова: лінійне електричне коло, дискретизація, зміщена решітчаста функція, дискретне перетворення Лапласа, експоненціальний сплайн.

Література

- [1] Yu. Shumkov, «Exponential splines in electric circuits' parameters measuring», in *Proc. of the International Conf. Actual problems of Measuring Technique "Measurement-98"*, Kyiv, 1998, pp. 250-253.
- [2] Ю. С. Шумков, М. В. Грашенко, та В. С. Дараган, «Формування випробувальних сигналів спеціальної форми на основі експоненціальних сплайнів», *Механіка гіроскопічних систем*, Вип. 35, с. 30-40, 2018. DOI: 10.20535/0203-3771352018128611
- [3] B.J. McCartin, «Theory of Exponential Splines», *Journal of Approximation Theory*, vol. 66, pp. 1-23, 1991. DOI: 10.1016/0021-9045(91)90050-K

УДК 519.24 (075.8)

ХАРАКТЕРИСТИКИ КОНТРОЛЬНИХ КАРТ ШУХАРТА

Шостак О. А., Козир О. В.

Національний технічний університет України

«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського», Київ, Україна

E-mail: soa-ivt-pbf22@lil.kpi.ua, olegkozyr86@gmail.com

На будь-якому виробництві або на будь-якому підприємстві, організації лабораторії, більш ефективною методикою забезпечення якості виробляємої продукції або поставляємих послуг є попередження виникнення бракованої, неякісної продукції або послуг шляхом збору інформації впродовж усього виробничого, технологічного процесу (в подальшому технологічний процес), її аналіз і прийняття на його основі рішення про втручання у технологічний процес для запобігання або виправлення його розладу.

Популярним інструментом, на якому базується контроль та керування технологічним процесом, є використання контрольних карт Шухарта – графічного застосування статистичних принципів.

Зміни у технологічному процесі поділяються на [1]:

– випадкові, їх ще називають загальними, природними, внутрішніми, неконтрольованими тощо;

– невідповідні, які ще називають сигналами; їх також називають особливими, спеціальними, неприродними, систематичними, контрольованими тощо.

Випадкові зміни викликані неконтрольованими та невимірюваними причинами. Кожна причина викликає зміни у технологічному процесі, проте вплив кожної із них не можливо виділити або проконтролювати. Загальний вплив цих причин приймається як внутрішньо притаманним технологічному процесу та створює його природню мінливість.

Невідповідні зміни процесу викликані причинами внутрішньо не притаманними йому та які можна пояснити як наявними змінами у технологічному процесі. Теоретично, дані зміни можна локалізувати та усунути. Наприклад, причини які викликають невідповідні зміни можуть бути викликані зміною властивостей матеріалу, псуванням інструменту, зломом обладнання або вимірювальних засобів, порушенням технологічних процедур, зміною виробничих умов тощо.

Технологічний процес вважається статистично керованим, якщо його мінливість викликана виключно випадковими змінами. Встановивши межі мінливості процесу можна його контролювати та виявляти невідповідні зміни за наявністю порушень встановлених меж.

Статистичне керування процесом – це методика підтримки процесу у встановлених межах статистичної керованості, що забезпечує відповідність вимогам виробляємої продукції або послуги.

Контрольні карти Шухарта є головними інструментами керування технологічним процесом. Вони являють собою графічний спосіб представлення та аналізу інформації, заснованої на послідовному аналізі вибірок значень параметрів, які характеризують процес. Контрольні карти встановлюють межі, які визначають границі внутрішньої мінливості процесу.

Використання контрольних карт дозволяє оцінити статистичну керованість технологічного процесу. Також, контрольні карти неперервно візуалізують зміни технологічного процесу, що дозволяє виявити незвичайні патерни мінливості процесу, які можуть повторюватись і на основі яких можна зробити висновок про статистичну керованість процесу. Аналіз контрольних карт Шухарта дозволяє краще зрозуміти процес та оптимізувати його для покращення якості продукції.

Контрольні карти бувають на основі кількісних або альтернативних даних. Будемо розглядати карти для кількісних даних. Значення параметрів процесу, які контролюються, можуть бути задані на основі встановлених вимог або отримані на основі значної величини вибірки за значний період часу статистичної керованості процесу або незадані.

Контрольні карти із заданими значеннями параметрів процесу, наприклад, середнього \bar{X} , СКВ s тощо, будуються на основі вибірок, які є підгрупами із n спостережень. Карти виявляють відмінність заданих параметрів μ_0 , σ_0 від спостережуваних значень, які можуть бути викликані невідповідними причинами.

Залежно від виду параметра, що контролюється, виділяють наступні типи контрольних карт [1]:

1. карти на основі параметрів підгруп вибірок:
 1. карти середніх \bar{X} – позначаються \bar{X} -карти;
 2. карти розмахів R – позначаються R -карти;
 3. карти СКВ s – позначаються s -карти;
 4. карти медіан \tilde{X} – позначаються \tilde{X} -карти;
2. карти індивідуальних значень x та ковзних розмахів R_m .

Контрольні карти застосовуються для нормально розподілених параметрів процесу. Відповідно до центральної граничної теореми вибіркowi середні наближаються до нормального розподілу навіть коли окремі спостереження розподілені не за нормальним законом. Це дозволяє прийняти нормальний розподіл процесу для \bar{X} -карт та використовувати малі вибірки із 4, 5 спостережень [1-2].

Карти Шухарта складаються із наступних елементів:

- CL – центральна лінія, яка відповідає заданому значенню характеристики;
- UCL – верхня контрольна межа;
- LCL – нижня контрольна межа.

У таблиці 1 наведено формули розрахунку параметрів карт Шухарта. Коефіцієнти біля задаваних параметрів процесу беруться із стандарту [1].

Таблиця 1. Визначення контрольних границь для різних карт

Тип карти	CL	UCL та LCL
\bar{X} -карти	μ_0	$\mu_0 \pm A\sigma_0$
R -карти	$d_2\sigma_0$	$D_2\sigma_0, D_1\sigma_0$
s -карти	$c_4\sigma_0$	$B_6\sigma_0, B_5\sigma_0$
\tilde{X} -карти	\tilde{X}	$\tilde{X} \pm A_4\bar{R}$

Попарно використовують карти \bar{X} -карти та R -карти у випадках, коли об’єм вибірки $n < 10$ та \bar{X} -карти та s -карти – коли $n \geq 10$.

Контрольні карти Шухарта мають набір критеріїв, за якими визначається розладнання процесу або наявність невикладкових впливів. Якщо статистики процесу \bar{X} , R , s тощо, змінюються випадковим чином, то усі точки графіку знаходяться у межах встановлених границь. Крім того, графіки не можуть містити тренди та невикладкові структури. Наявність останніх свідчить про невикладкові зміни процесу. Можна виділити наступні критерії, що можуть вказувати на наявність невикладкових змін:

1. Одна або більше точок виходить за контрольну межу. Цей критерій вказує на наявність невикладкових змін або розладу процесу.
2. Сім або більше послідовних точок розміщені з однієї сторони центральної лінії. Цей критерій вказує на те, що середнє або мінливість процесу змістились відносно центральної лінії.
3. Наявність тренду – сім послідовно зростаючих чи спадаючих точок. Цей критерій вказує на наявність систематичного лінійного тренду у системі.
4. Наявність ділянки із явно не випадковою зміною значень. Цей критерій вказує на наявність невикладкової або циклічної ділянки мінливості процесу.

Дані критерії можуть бути використані для побудови моделі зразкового процесу для калібрування карт Шухарта.

Ключові слова: статистична керованість процесу, контрольні карти Шухарта, статистики.

Література

- [1] Control charts – Part 2: Shewhart control charts ISO 7870-2, 2nd Edition, March 2013.
- [2] E. Volodarsky, M. Dobrolyubova, M. Klevtsova, «Sensitivity analysis of Shewhart control charts», *Information systems, mechanics and control*, № 17, pp. 51–60, 2017.

УДК 620.3

ПЕРЕДУМОВИ ДО РОЗРОБЛЕННЯ ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЇ УСТАНОВКИ ДОСЛІДЖЕННЯ НАНОМАТЕРІАЛІВ

Шишолік І. В., Кайдик О. Л., Терлецький Т. В.

Луцький національний технічний університет, Луцьк, Україна

E-mail: i.shysholyk@gmail.com, o.kaidyk@lntu.edu.ua, t.terletskyi@lntu.edu.ua

Якість розвитку високотехнологічної продукції, як і вдосконалення технологій її виробництва, на пряму залежать від технічних можливостей самого обладнання, яке використовується для дослідження наноматеріалів [1, 2].

На даний час, переважного застосування для вивчення внутрішньої структури та елементного аналізу різних біологічних матеріалів, нанокompозитів та наноматеріалів набула кореляційна мікроскопія [3]. Вона дозволяє отримати якісний результат дослідження за рахунок поєднання різних мікроскопічних та спектроскопічних методів [4]. За її допомогою визначають наномасштабну тривимірну морфологію, хімічний склад та фізичні параметри досліджуваного зразка, що дозволяє здійснити оцінювання кореляції між ними.

На практиці найчастіше зустрічається схема, яка об'єднує у собі електронну мікроскопію (ЕМ) з оптичною (ОМ) [5]. Дане поєднання дозволяє забезпечити високу просторову здатність у поєднанні з можливим аналізом флуоресценції зразка або проведення комбінаційної чи ІЧ-спектроскопії. До основних недоліків варто віднести низьку контрастність та ефект електронного променя, який може пошкодити біологічний зразок або полімер.

Ще одним варіантом схеми, яка зустрічається на практиці, є поєднання ОМ із скануючою зондовою мікроскопією (СЗМ) [6]. На відміну від ЕМ остання не руйнує дослідний зразок та призначений для характеристики поверхонь. Основним недоліком цієї схеми є те, що її не можна використовувати для аналізу 3D-наноструктур.

Недоліки вищенаведених схем можна усунути шляхом застосування скануючої зондової нанотомографії (СЗН) поєднавши СЗМ з ультра-мікротомією. Цей підхід варто застосовувати для чутливих до радіаційного впливу матеріалів, що дозволяє відновлювати 3D-морфологію досліджуваних об'єктів [7]. Окрім цього, його використовують і для оцінювання тривимірних розподілів фізичних параметрів досліджуваного зразка (модуля пружності, в'язкості, магнітних властивостей, електропровідності).

Розроблення експериментальної установки дозволить об'єднати кореляційним зв'язком СЗН з ОМ, швидко отримувати кореляційні дані від застосування різних методів скануючої зондової мікроскопії та різних спектральних методик, що, у свою чергу, дозволить проводити тривимірне багатопараметричне дослідження матеріалів.

Ключові слова: наноматеріали, експериментальна установка, оптична мікроскопія, зондова нанотомографія.

Література

- [1] Методи дослідження наноматеріалів та наноструктур [Електронний ресурс]. Доступно: http://ni.biz.ua/0u/view_fopi47c2.html. Дата звернення: 18.04.2023.
- [2] Методичні основи дослідження наноматеріалів [Електронний ресурс]. Доступно: <https://www.eurolab-portal.ru/encyclopedia/nanotechnology/47604/>. Дата звернення: 19.04.2023.
- [3] Л. М. Шинкура, Наноматеріали і фізичні методи дослідження їх розмірів [Електронний ресурс]. Доступно: http://www.rusnauka.com/31_ONBG_2009/Phisica/54450.doc.htm. Дата звернення: 17.04.2023.
- [4] Експериментальні методи дослідження наноматеріалів [Електронний ресурс]. Доступно: <http://um.co.ua/10/10-10/10-103920.html>. Дата звернення: 18.04.2023.
- [5] В.Ю. Денисюк, О.Л. Кайдик, та Н.А. Марчук, «Аналіз особливостей роботи атомно-силового мікроскопа та проблем кількісної інтерпретації даних», на *Всеукр. наук.-практ. конф. Приладобудування та метрологія: сучасні проблеми, тенденції розвитку*, Луцьк, 2022, с. 25-26.
- [6] В. Ю. Денисюк, та І. Ю. Конончук, «Аналіз методів скануючої зондової мікроскопії для контролю та діагностування наномодифікованих матеріалів», на *Міжнар. наук.-практ. інтернет-конф. молодих учених та студентів Актуальні проблеми автоматизації та управління*, Луцьк, 2022, с. 6-12.
- [7] Методи дослідження наноматеріалів. Атомно-силовий мікроскоп [Електронний ресурс]. Доступно: <https://studfile.net/preview/9024700/page/7/> (17.04.2023).