

ДОСЛІДЖЕННЯ КОЛИВАЛЬНОГО РЕЖИМУ В СИСТЕМАХ АВТОМАТИЗОВАНОГО ІМПУЛЬСНОГО ВИХРОСТРУМОВОГО КОНТРОЛЮ

¹Ю.Ю. Лисенко, ¹Ю.В. Куц, ²В.М. Учанін, ¹В.Ф. Петрик

¹КПІ ім. Ігоря Сікорського, Київ

²Фізико-механічний інститут ім. Г.В. Карпенка НАН України, Львів

E-mail: j.lysenko@kpi.ua, vuchanin@gmail.com

У статті розглянуто питання формування і аналізу сигналів вихрострумів перетворювачів в імпульсному режимі роботи. Запропонований метод реалізації імпульсного вихрострумів контролю з формуванням загасаючих гармонічних коливань є більш стійким до впливу шумів і завад, які супроводжують процес автоматизованого дослідження параметрів виробів і матеріалів. Розроблена та проаналізована еквівалентна схема системи "об'єкт контролю – вихрострумів перетворювач". Отримана математична модель сигналів вихрострумів перетворювача дала змогу запропонувати в якості інформативних параметрів частоту власних коливань та коефіцієнт загасання, які визначаються з фазової та амплітудної характеристик сигналів. На основі результатів моделювання розроблено алгоритмічне та програмне забезпечення, яке реалізує запропоновану методологію визначення цих параметрів та пов'язаних з ними параметрів та характеристик об'єктів контролю. Виконано експериментальне дослідження цього методу на серіях різних тестових зразків. Отримані результати підтверджують можливість застосування запропонованих параметрів для вирішення завдань автоматизованого вихрострумів контролю.

Ключові слова: імпульсний вихрострумів неруйнівний контроль, дискретне перетворення Гільберта, фазова та амплітудна характеристика сигналу, власна частота, декремент.

RESEARCH OF OSCILLATION MODE IN AUTOMATED PULSED EDDY CURRENT TESTING SYSTEMS

Iu. Lysenko¹, Yu. Kuts¹, V. Uchanin², V. Petryk¹

¹Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute, Kyiv

²Karpenko Physico-Mechanical Institute of the NAS of Ukraine, Lviv

The article considers the formation and analysis of eddy current probe signals obtained in pulsed excitation mode. The proposed method of implementing pulsed eddy current non-destructive testing with the formation of attenuating harmonic oscillations is more resistant to the effects of noise and interference that accompany the process of automated testing of products and materials parameters. The equivalent scheme of the system "test object - eddy current probe" is developed and analyzed. The obtained mathematical model of the eddy current probe signals allows proposing the natural frequency and the attenuation as informative signals parameters, which are determined from signal phase and amplitude characteristics. The probe signal characteristics are obtained by discrete Hilbert transform. Methods of increasing the accuracy of determining the eddy current probe signals attenuation and frequency using trends of signals phase and amplitude characteristics are considered. The proposed signal processing method was verified by modeling the process of determining the eddy current probe signals attenuation and the frequency from the signal with Gaussian noise. Algorithmic and software were developed based on the simulation results and it implemented the proposed enhanced methodology for determining signals parameters and related parameters and characteristics of testing objects. Experimental research of this method held on with a series of different test samples. The obtained results confirm the possibility of using the proposed informative signals parameters to solve some problems of automated eddy current testing.

Keywords: pulsed eddy current non-destructive testing, discrete Hilbert transform, phase and amplitude signal characteristics, natural frequency, signal attenuation.

1. Вступ

Вихрострумів неруйнівний контроль (ВСНК) ґрунтується на аналізі сигналів, отриманих при розміщенні електропровідних матеріалів та виробів у змінному електромагнітному полі. Останні десятиріччя цей метод широко застосовується у різних галузях промисловості через високу чутливість, достовірність та технологічність контролю [1, 2]. У ВСНК найпоширенішим є

використання гармонічних сигналів для збудження електромагнітного поля та аналіз амплітуди і фази сигналів отримуваних гармонічних сигналів [3-5].

Один з напрямів розвитку ВСНК пов'язаний з удосконаленням способів збудження вихрових струмів в об'єктах контролю (ОК) і методів аналізу інформаційних сигналів та пошуку нових інформативних параметрів сигналів вихрострумових перетворювачів (ВСП). Останні роки, для ВСНК все частіше застосовують імпульсне збудження вихрових струмів [6-10]. В ряді випадків такий підхід дає змогу спростити технічні рішення та збільшити потужність зондувальних сигналів, тим самим покращити співвідношення сигнал/шум (с/ш), чутливість та збільшити глибину контролю. Аналіз робіт та матеріалів засвідчили, що в імпульсному ВСНК зазвичай використовується аперіодичний режим. У цьому випадку для оцінювання характеристик ОК використовують різні характерні точкові оцінки, зокрема час до максимального рівня сигналу, висота піку, точки його наростання та перетину нуля. Проте, ці параметри нестійкі до впливу шумів та призводять до значних похибок вимірювання, і не дають змоги реалізувати весь потенціал імпульсного ВСНК.

В той же час імпульсний ВСНК з ВСП в режимі коливальних затухаючих коливань практично не досліджувався. Відомі тільки нечисленні роботи, в яких проводився аналіз такого режиму стосовно визначення варіацій товщини листів із нержавіючої сталі [11, 12].

Отже, метою даної статті є модельні та експериментальні дослідження методу імпульсного ВСНК з ВСП в коливальному режимі.

2. Моделювання процесу відбору та опрацювання вимірювальної інформації за сигналами імпульсного ВСНК

2.1. Формування сигналів параметричного ВСП в режимі холостого ходу

Еквівалентна схема параметричного ВСП в режимі холостого ходу з імпульсним збудженням зображено на рис. 1, де $u_{\Gamma}(t)$ – імпульсний генератор сигналів з вихідним опором R , C_1 – сумарна ємність, утворена міжвитковими ємностями котушки ВСП та іншими паразитними ємностями, R_1 , L_1 – відповідно активний опір та індуктивність котушки, i_1 , i_2 , i_3 – електричні струми у гілках схеми.

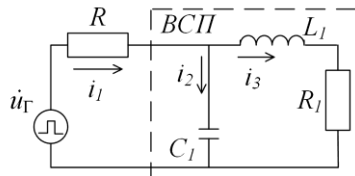


Рис. 1. Еквівалентна схема ВСП, підключеного до імпульсного генератора

Вихідна напруга генератора $u_{\Gamma}(t)$ являє періодичну послідовність імпульсів прямокутної форми

$$u_{\Gamma}(t) = \begin{cases} u_0, & t \in n \cdot T_n + \tau, n = 0, 1, 2, \dots \\ 0, & t \notin n \cdot T_n + \tau, \end{cases} \quad (1)$$

де u_0 , T_n , τ – відповідно амплітуда, період та тривалість імпульсів.

Для визначення реакції ВСП на фронти сигналу (1) виконано аналіз перехідних процесів в електричному колі ВСП який базується на розв'язанні характеристичного рівняння, що відповідає виразу вхідного комплексного опору контуру електричного ланцюга за змінного струму.

Вхідний комплексний опір еквівалентної схеми параметричного ВСП (рис. 1) дорівнює:

$$\dot{Z}_{\text{вх}}(\omega) = R + \frac{R_1 + i\omega L_1}{1 + R_1 i\omega C_1 + (i\omega)^2 L_1 C_1}. \quad (2)$$

Відповідне (2) характеристичне рівняння записується має вид:

$$RZ_1C_1 \cdot p^2 + (RR_1C_1 + L_1) \cdot p + R + R_1 = 0, \quad (3)$$

де p – параметр характеристичного рівняння, $p = i\omega$, $i = \sqrt{-1}$, ω – кругова частота.

Розв'язком квадратного рівняння (3) є корені виду

$$p_{1,2} = -\frac{RR_1C_1 + L_1}{2RL_1C_1} \pm \sqrt{\frac{(RR_1C_1 + L_1)^2}{4R^2L_1^2C_1^2} - \frac{R + R_1}{RL_1C_1}}. \quad (4)$$

В розрахунках перехідних процесів повний струм контуру прийемо рівним сумі вимушеного та вільного струмів. Перший задається джерелом живлення (генератором). Ця складова не містить інформації про властивості ОК, тому не уявляє інтересу для аналізу сигналів ВСП. Вільний струм має загасаючий характер в часі та описується моделлю виду $Ae^{\alpha t}$, де α – коефіцієнт загасання, який залежить від параметрів схеми та може бути визначений через корені характеристичного рівняння.

Залежно від співвідношення складових $(RR_1C_1 + L_1)^2 / 4R^2L_1^2C_1^2$ і $R + R_1 / RL_1C_1$ рівняння (4), можливі три типи коренів p_1 та p_2 рівняння (3) і відповідно три варіанти представлення компонент вільного струму.

Критичний опір контуру (опір, за якого у контурі починається аперіодичний розряд) дорівнює

$$R_{кр} = \frac{R_1C_1L_1 \pm 2L_1\sqrt{L_1C_1}}{R_1^2C_1^2 - 4L_1C_1}. \quad (5)$$

Можливі такі варіанти вибору резистора R у схемі на рис. 1:

1) $R > R_{кр}$, корені p_1 та p_2 є дійсними, $p_1 \neq p_2$, від'ємними, відповідають загасаючому струму виду

$$i_e(t) = A_1e^{p_1t} + A_2e^{p_2t}, \quad p_1, p_2 < 0, \quad t \in T_a, \quad A_1, A_2 > 0, \quad (6)$$

де T_a – час аналізу $T_a < T_n$, A_1 та A_2 – постійні інтегрування;

2) $R = R_{кр}$, корені є дійсними, $p_1 = p_2$, від'ємними, що відповідає загасаючому струму виду

$$i_e(t) = (A_1 + A_2t)e^{p_1t}, \quad p_1 = p_2 < 0, \quad t \in T_a, \quad A_1, A_2 > 0; \quad (7)$$

3) $R < R_{кр}$, корені є комплексно спряженими з від'ємною дійсною частиною виду $p_{1,2} = -\alpha \pm i\omega_0$, де $\alpha > 0$ – коефіцієнт загасання (декремент), ω_0 – кутова частота власних коливань, що відповідає струму у вигляді загасаючого гармонічного коливання

$$i_e(t) = Ae^{-\alpha t} \sin(\omega_0 t + \nu), \quad p_{1,2} = -\alpha \pm j\omega_0, \quad t \in T_a \gg \alpha^{-1}, \quad A > 0, \quad (8)$$

де A – постійна інтегрування, ν – початкова фаза.

Для коливального режиму корені характеристичного рівняння є комплексно спряженими, а вільна складова струму уявляє загасаюче синусоїдне коливання з кутовою частотою ω_0 та декрементом α

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{R + R_1}{RL_1C_1} - \frac{(RR_1C_1 + L_1)^2}{4R^2L_1^2C_1^2}}, \quad \alpha = (RR_1C_1 + L_1) / 2RL_1C_1 \quad (9)$$

Падіння напруги на ВСП в цьому випадку визначається формулою

$$u(t) = u_0s(t - \tau_0) + Ae^{-\alpha t} \sin(\omega_0 t + \nu), \quad t \in T_a \gg \alpha^{-1}, \quad \tau_0 \in T_a, \quad A > 0, \quad (10)$$

де $s(t - \tau_0)$ – функція одиничного імпульсу.

В момент часу $t = 0$, формула (10) має вигляд:

$$u(t = 0) = u_{C_1}(t = 0) - u_0s(t - \tau_0) = A \sin(\nu), \quad (11)$$

де $u_{C_1}(t=0)$ – значення напруги на ємності C_1 в момент часу $t=0$. Визначивши постійну інтегрування та початкову фазу формула (10) набуває вигляду.

$$u(t) = u_0 s(t - \tau_0) + (u_{C_1}(0) - u_0 s(t - \tau_0)) e^{-\alpha t} \frac{\sqrt{\alpha^2 + \omega_0^2}}{\omega_0} \sin\left(\omega_0 t + \arctg\left(\frac{\alpha}{\omega_0}\right)\right), \quad (12)$$

2.2. Формування сигналів параметричного ВСП в режимі контролю об'єкта з немагнітного матеріалу

Для аналізу процесів формування інформаційних сигналів в системі ВСП-ОК користуються її представленням системою індуктивно зв'язаних електричних контурів. Виходячи з загальних правил та методик розрахунку лінійних електричних кіл, систему «параметричний ВСП – немагнітний ОК» можна представити еквівалентною схемою, зображеною на рис. 2а. Немагнітний ОК врахований еквівалентною схемою, яка являє собою послідовно з'єднані елементи $R_2(\bar{w})$ та $L_2(\bar{w})$, що залежать від вектору параметрів та характеристик ОК \bar{w} , з введеним індуктивним зв'язком між котушками L_1 та $L_2(\bar{w})$.

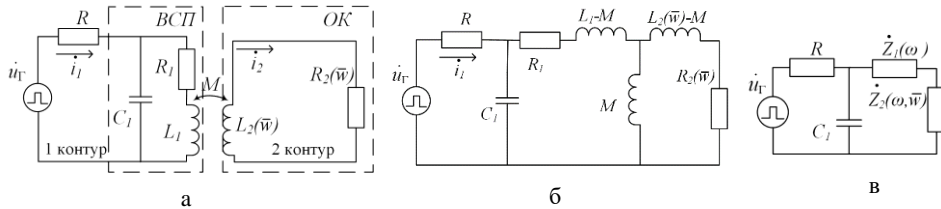


Рис. 2. Еквівалентна схема системи ВСП – ОК з імпульсним генератором (а), її еквівалент з розв'язкою індуктивних контурів (б) та спрощена еквівалентна схема (в)

Використовуючи метод характеристичних рівнянь, за аналогією до п. 2.1, можна показати, що внесення ОК з немагнітного матеріалу в поле котушки приводить до зміни її електричних параметрів – активного опору і індуктивності, які впливають на три параметри – декремент α , частоту власних коливань ω_0 та початкову фазу ν (за наявності опорного сигналу частоти ω_0). Ці параметри можуть бути використані в імпульсному ВСП з режимом коливань для визначення певних характеристик ОК.

2.3. Формування сигналів параметричного ВСП при контролі об'єкта з феромагнітного матеріалу

В роботі [13] запропоновано представляти еквівалентну схему магнітного ОК еквівалентним RLC контуром, що формально відповідає отриманим експериментальним сигналам ВСП. Використавши такий підхід еквівалентну схему ОК в системі «ВСП – магнітний ОК» представимо елементами $R_2(\bar{w})$, $C_2(\bar{w})$ та $L_2(\bar{w})$ з введеним індуктивним зв'язком між котушками L_1 та $L_2(\bar{w})$ (рис. 3а).

Еквівалентна схема рис. 3а спрощується методом розв'язання індуктивних контурів аналогічно до п.2.2 та зводиться до схеми на рис. 3б. Елементи цієї схеми визначаються формулами:

$$\dot{Z}_1(\omega) = R_1 + i\omega(L_1 - M), \quad (13)$$

$$\dot{Z}_2(\omega, \bar{w}) = \dot{Z}_3(\omega, \bar{w}) i\omega M / (\dot{Z}_3(\omega, \bar{w}) + i\omega M), \quad (14)$$

$$\dot{Z}_3(\omega, \bar{w}) = R_2(\bar{w}) / (1 + i\omega C_2(\bar{w}) R_2(\bar{w})) + i\omega(L_2(\bar{w}) - M). \quad (15)$$

Вхідний опір еквівалентної схеми рис. 3б визначається виразом

$$\dot{Z}_{\text{екв}}(\omega, \bar{w}) = R + \frac{\dot{Z}_1(\omega) + \dot{Z}_3(\omega, \bar{w})}{1 + \dot{Z}_1(\omega)i\omega C_1 + \dot{Z}_3(\omega, \bar{w})i\omega C_1}. \quad (16)$$

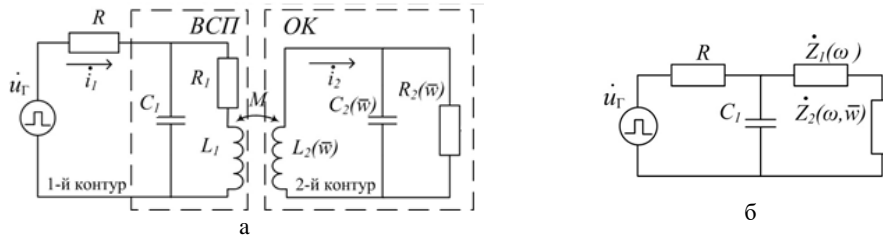


Рис. 3. Еквівалентна схема системи «ВСП - магнітний ОК» з імпульсним генератором (а) та її спрощений варіант (б)

За таких умов характеристичне рівняння має 4-й порядок та розв'язується за допомогою відомих математичних перетворень (наприклад, через резольвенту, за формулою Декарта - Ейлера або методом Феррарі [14]). Корені, що є розв'язком рівняння 4-го порядку також можуть бути приведені до виду $p_{1,2}(\bar{w}) = -\alpha(\bar{w}) \pm i\omega_0(\bar{w})$.

Аналіз процесів в трансформаторному ВСП в умовах імпульсного збудження є подібними до процесів в системах «параметричний ВСП – ОК», але є більш складним. Характеристичні рівняння для випадку «трансформаторний ВСП – немагнітний ОК» та «трансформаторний ВСП – магнітний ОК» мають, відповідно, 4 та 5 порядок. Корені цих рівнянь за певних умов також можуть бути приведені до виду $p_{1,2}(\bar{w}) = -\alpha(\bar{w}) \pm i\omega_0(\bar{w})$.

2.4. Моделювання процесу відбору та опрацювання вимірювальної інформації

Декремент α та частота власних коливань ω_0 обчислюються відповідно з амплітуди і фази сигналу $u(t) = Ae^{-\alpha t} \sin(\omega_0 t + \nu) + u_{\text{ш}}(t)$, де $u_{\text{ш}}(t)$ – шумова складова, яка розглядається як реалізація гауссового випадкового процесу з нульовим математичним содіванням і дисперсією σ^2 . Амплітуду і фазу сигналу отримують за допомогою перетворення Гільберта [15]. Загальна методика обчислення дискретної амплітуди та дискретної фази сигналу як функції часу наведена в [16]. З попередніх досліджень відомо, що амплітуда і фаза сигналів імпульсного ВСНК в коливальному режимі змінюються в часі за законами близькими відповідно до експоненційного та лінійного.

З метою зменшення впливу шумів та підвищення точності визначення α та ω_0 нижче розглянуто використання апроксимації амплітуди та фази реальних сигналів ВСП. Ефективність експоненціальної апроксимації для визначення α досліджувалась на моделях для сигналів з декрементом $\alpha \in (0,23 \cdot 10^6 \div 0,27 \cdot 10^6) \text{ c}^{-1}$, що змінювався з кроком $0,01 \cdot 10^6 \text{ c}^{-1}$. Один з модельних сигналів ВСП, його обчислена амплітуда (крива 1) та її тренд (крива 2) наведено на рис. 4а. На інтервалі аналізу відношення с/ш змінювалось від 100 до 10.

Декремент сигналу ВСП визначався за формулою:

$$\alpha(\bar{w}) = \frac{1}{\Delta T} \ln \frac{\hat{U}(t_1', \bar{w})}{\hat{U}(t_2', \bar{w})}. \quad (17)$$

де $\hat{U}(t_1', \bar{w})$, $\hat{U}(t_2', \bar{w})$ – значення апроксимованої кривої в моменти часу t_1' і t_2' , $\Delta T = t_2' - t_1'$.

За результатами моделювання максимальні відносні похибки визначення декремента за амплітудою та її експоненційним трендом складає 9% та 3%, відповідно. Таким чином, в проведеному експерименті використання експоненційної апроксимації дало змогу підвищити точність визначення

коефіцієнта загасання сигналу ВСП в ~ 3 рази. Цей метод визначення декременту є чутливим до впливу шумів, тому може бути рекомендований у випадку, коли співвідношення сигнал/шум більше 10.

В роботі [17] показано, що мінімізація похибки визначення декременту досягається за оптимального часу спостереження – $\Delta T = \Delta T_{opt} \approx 1.1089/\alpha$. Для підвищення точності визначення α використано ітераційний методом оцінювання оптимального інтервалу аналізу.

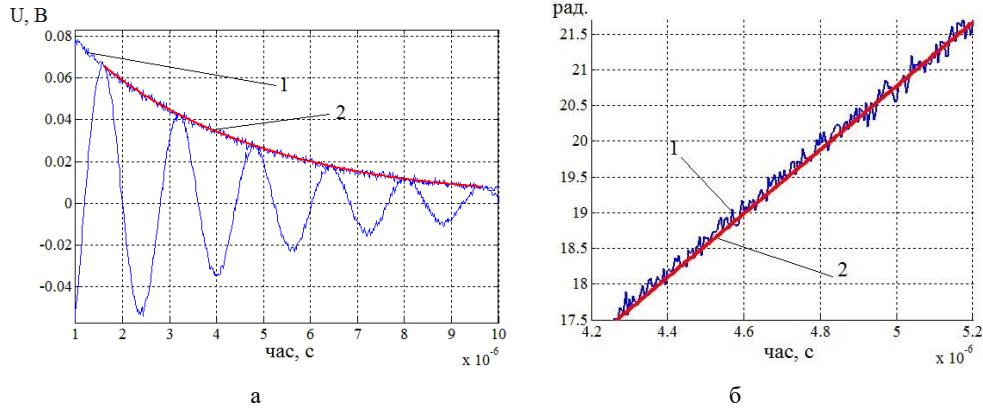


Рис. 4. Модельний сигнал ВСП (а) (крива 1 – обчислена амплітуда, крива 2 – її тренд) та фрагмент фазової характеристика (б) (крива 1 – власне фазової характеристика, крива 2 – її лінійний тренд)

Ефективність лінійної апроксимації для визначення власної частоти за фазою сигналу також перевірялась за допомогою моделювання. Фрагмент обчисленої фази (крива 1) та її лінійний тренд (крива 2) зображено на рис. 4б. Згладжування фази виконувалось за методом лінійної регресії Бартлетта-Кенуя. Частота власних коливань визначалась за лінійним трендом фази як

$$f_{\text{л}}(\bar{w}) = \Delta \tilde{\Phi}_{\text{л}}[\Delta T_{\text{опт}}, \bar{w}] / 2\pi \Delta T_{\text{опт}} \approx 0,1456\alpha \Delta \tilde{\Phi}_{\text{л}}[\Delta T_{\text{опт}}, \bar{w}], \quad (18)$$

де $\Delta \tilde{\Phi}_{\text{л}}[\Delta T_{\text{опт}}, \bar{w}]$ – визначена за лінійним трендом накопичена за час $\Delta T_{\text{опт}}$ фаза сигналу.

Моделювання процесу визначення власної частоти сигналів проводилось в діапазоні частот $f \in [620...710]$ кГц з кроком 10 кГц. За результатами моделювання максимальні відносні похибки визначення частоти власних коливань сигналу ВСП за фазою та її лінійним трендом склали відповідно 0.5% та 0.06%. Таким чином, використання лінійного тренду ФХС дало змогу підвищити точність визначення частоти власних коливань експоненціально загасаючого сигналу ВСП у ~ 8 разів.

3. Методика аналізу сигналів імпульсного ВСК

Модель інформаційного сигналу ВСП представляється у вигляді адитивної суми заважаючих гармонічних коливань та гауссового шуму:

$$u_{\text{PEC}}(t, \bar{w}) = U_m(\bar{w}) e^{-\alpha(\bar{w})t} \cdot \cos(2\pi f(\bar{w})t) + u_{\text{ш}}(t), \quad t \in (t_1, t_2), \quad (19)$$

де U_m – амплітудне значення інформаційної складової сигналу ВСП, $\alpha(\bar{w})$ – коефіцієнт загасання сигналу, $f(\bar{w})$ – частота коливань сигналу, t – поточний час, (t_1, t_2) – інтервал часу аналізу сигналу ВСП, $u_{\text{ш}}(t)$ – шумова складова сигналу. В залежності від характеристик ОК – електрофізичних параметрів матеріалу, форми та геометричних розмірів, наявних дефектів, товщини діелектричного покриття – змінюється власна частота і коефіцієнт загасання цих коливань. В АЦП сигнал (19) перетворюється в цифрову форму $u_{\text{всп}}[j, \bar{w}]$, де j – номер відліку (ціла частина

відношення t/T_d , T_d – період дискретизації). Методику обробки сигналів ВСП з імпульсним збудженням ілюструє рис. 5.

Процес обробки та аналізу характеристик інформаційних сигналів ВСП складається з таких дій:

- 1) імпорт вихідної вибірки сигналу $u_{\text{всп}}[j, \bar{w}]$;
- 2) вибір ділянки аналізу сигналу (для підвищення точності обирається ділянка, яка відповідає першим періодам сигналу ВСП, тобто періодам з найбільшими значеннями амплітуди);
- 3) визначення Гільберт-образу сигналів ВСП $\hat{u}_{\text{всп}}[j, \bar{w}]$;
- 4) визначення дискретної фази та дискретної амплітуди сигналів ВСП

$$\Phi[j, \bar{w}] = \arctg \frac{\hat{u}_{\text{всп}}[j, \bar{w}]}{u_{\text{всп}}[j, \bar{w}]} + \mathbf{L}(\hat{u}_{\text{всп}}[j, \bar{w}], u_{\text{всп}}[j, \bar{w}]), \quad (20)$$

$$U[j, \bar{w}]_{\text{всп}} = \sqrt{u_{\text{всп}}^2[j, \bar{w}] + \hat{u}_{\text{всп}}^2[j, \bar{w}]}, \quad (21)$$

де $\mathbf{L}(\hat{u}_{\text{всп}}[j, \bar{w}], u_{\text{всп}}[j, \bar{w}])$ оператор розгортання фази;

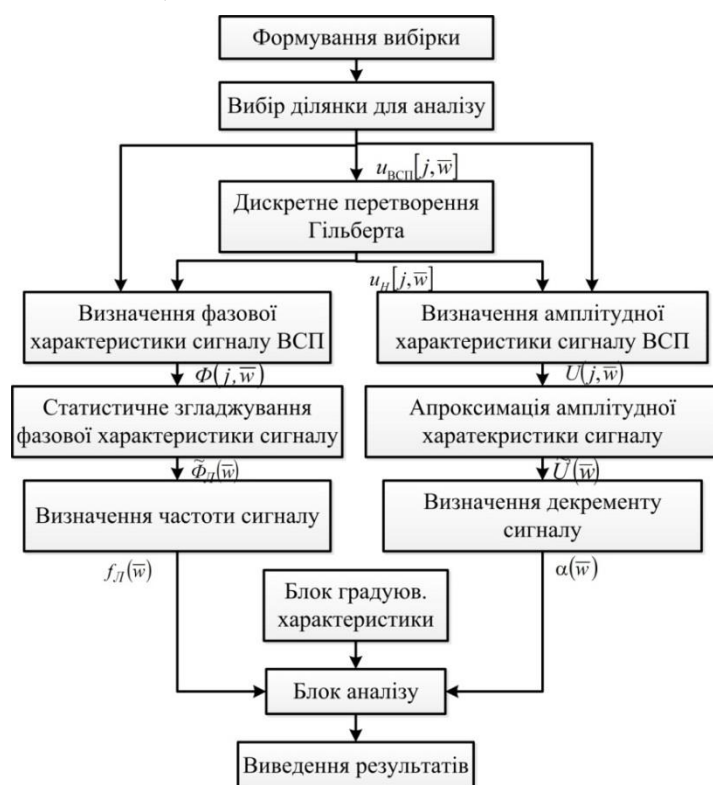


Рис. 5. Умовне графічне подання методики отримання та обробки вимірювальної інформації з сигналів імпульсного ВСК

- 5) згладжування функції (20) за методом визначення лінійної регресії Бартлетта-Кенуя;
- 6) визначення частоти сигналів ВСП з лінійного тренду функції за виразом (18);
- 7) експоненціальна апроксимація амплітуди (21);
- 8) визначення декременту сигналів ВСП за формулою (17);
- 9) візуалізація отриманих результатів.

4. Експериментальні дослідження процесу відбору та опрацювання вимірювальної інформації за сигналами імпульсного ВСП

Експериментальні дослідження на прикладі оцінювання товщини діелектричного покриття на електропровідній основі виконувались в два етапи. На першому етапі аналізувався вплив характеристик матеріалу ОК без покриття на параметри ВСП. В якості ОК використовувались заготовки пласкої форми з алюмінію, бронзи і сталі (питома електропровідність $\gamma_{\text{ал}} = 4,87 \cdot 10^7$ См/м, $\gamma_{\text{бр}} = 2,75 \cdot 10^7$ См/м, $\gamma_{\text{ст}} = 1,45 \cdot 10^6$ См/м) з товщиною, що перевищувала глибину проникнення вихрових струмів. Матеріали заготовок: алюміній Д16, бронза БрО7Ф0,2, сталь Ст-30. На другому етапі аналізувався вплив товщини діелектричного покриття ОК на частоту і декремент сигналу.

На первинну котушку ($W_1 = 80$) накладного ВСП надходив збуджуючий імпульсний сигнал від генератора струму виду

$$i(t) = \begin{cases} 5 \text{ мА}, & t_1 + kT_n < t < t_1 + \tau + kT_n \\ 0 \text{ А}, & t_1 + \tau + kT_n < t < t_1 + T_n(k+1), \quad k = 0, 1, 2, \dots \end{cases} \quad (22)$$

де $T_n = 125 \cdot 10^{-6}$ с, $\tau = 62,4 \cdot 10^{-6}$ с – відповідно період повторювання і тривалість імпульсу.

Сигнал вимірювальної котушки ($W_2 = 420$) підсилювався та оцифровувався в АЦП. Отримувались вибірки сигналу $u[j]$, $j = 1, \dots, 10000$. Дискретизація виконувалася з періодом $T_d = 4 \cdot 10^{-9}$ с.

Для згладжування фази інформаційного сигналу використано значення сигналу з середньої частини вибірки: для заготовок з алюмінію та бронзи – обсягом $j_{\text{ал}} = j_{\text{бр}} = 1500 \dots 6000$, для заготовок із сталі – $j_{\text{ст}} = 1500 \dots 3501$. Фрагменти сигналів ВСП отриманих на тестових зразках без покриттів, наведено на рис. 6 а (крива 1 – зразок зі сталі, крива 2 – бронзи, крива 3 – алюмінію). Різні значення електропровідності і магнітної проникності матеріалів приводять до зміни частоти і загасання сигналу ВСП. На рис. 6 б зображено фрагменти сигналів у випадку контролю заготовки зі сталі з різною товщиною діелектричного покриття. Крива 1 відповідає сигналу ВСП при контролю ОК без покриття, крива 2 – з покриттям $h = 1,62$ мм, крива 3 – $h = 4,90$ мм. Як видно з рис. 6б, зі збільшенням h вплив вихрових струмів ОК на інформаційний сигнал ВСП зменшується. Амплітудне значення сигналу збільшується, а частота їх коливань лишається незмінною.

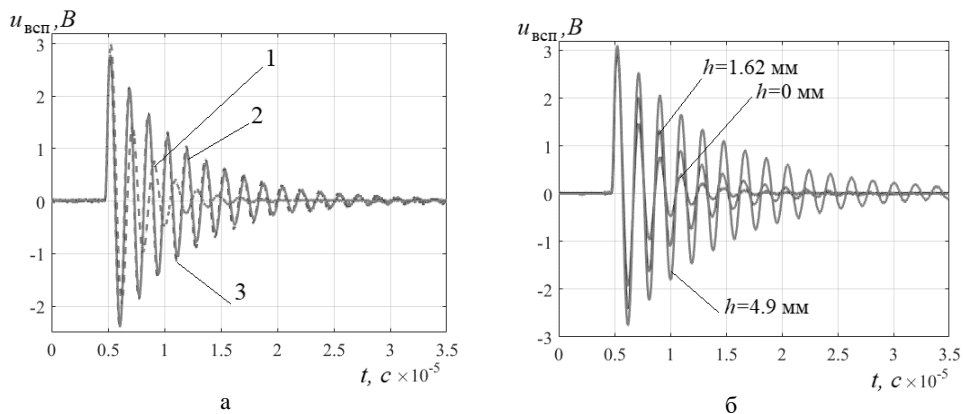


Рис. 6. Графік сигналів ВСП за імпульсного збудження в коливальному режимі для різних матеріалів без захисних покриттів (а) та для ОК зі сталі з різною товщиною діелектричного покриття (б)

На рис. 7а (крива 1 – зразок зі сталі, крива 2 – бронзи, крива 3 – алюмінію) наведено графіки функцій $\alpha(h)$, які вказують на збільшення декременту сигналу зі

зменшенням h . Залежність $\alpha(h)$ для ОК з магнітних та немагнітних матеріалів має експоненціальний характер. Характеристики матеріалу ОК впливають на швидкість загасання сигналу. Незначне відхилення результату від експоненціальної залежності можна пояснити наявністю прихованих дефектів, неконтрольованою зміною характеристик ОК, похибками вимірювання тощо.

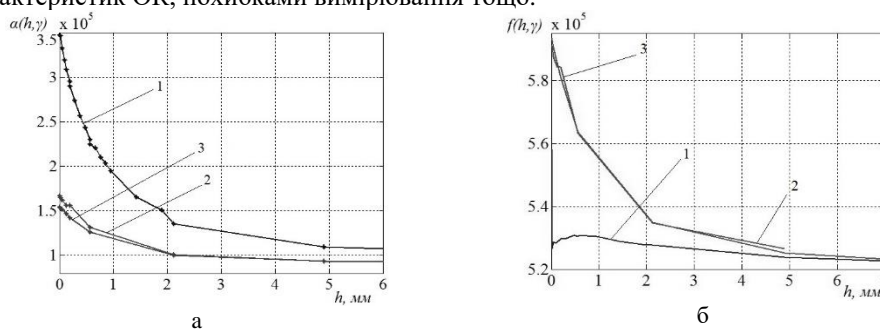


Рис. 7. Графіки функцій $\alpha(h)$ (а) та $f(h)$ (б) для різних матеріалів ОК

Результати визначення частоти сигналів ВСП як функції товщини діелектричного покриття наведені на рис. 7б. Залежність $f(h)$ дає однозначний результат тільки для немагнітних матеріалів. В цьому випадку чутливість до товщини покриття збільшується зі зменшенням її величини.

Отримані модельні та експериментальні результати підтвердили можливість використання власної частоти і коефіцієнта загасання сигналу в задачах вихрострумового контролю та дають підстави рекомендувати використання режиму власних коливань ВСП за їх імпульсного збудження в автоматизованих системах вихрострумового контролю.

5. Висновки

В статті розглянуто використання у імпульсному ВСК режиму власних коливань. Аналіз процесів формування інформаційних сигналів ВСК в такому режимі збудження дав змогу визначити умови виникнення загасаючих гармонічних коливань та запропонувати використання в якості інформативних параметрів сигналів перетворювача його власну частоту і декремент. Проведені модельні дослідження дали можливість проводити комп'ютерні експерименти з оцінювання взаємозв'язку інформативних параметрів сигналів перетворювача з параметрами і характеристиками об'єкта контролю та запропонувати методику опрацювання інформаційних сигналів.

Розглянуто методи підвищення точності визначення коефіцієнта загасання та частоти сигналів ВСП в режимі власних коливань за рахунок їх визначення з трендів АХС та ФХС. Підтверджено, що використання експоненціального тренду амплітуди дає змогу підвищити точність визначення коефіцієнта загасання сигналу ВСП в ~ 3 рази, а використання лінійного тренду фази – підвищити точність визначення частоти власних коливань сигналу ВСП у ~ 8 разів.

Запропоновано методику отримання та опрацювання вимірювальної інформації з сигналів імпульсного ВСК. В її основу покладено визначення характеристик сигналу ВСП в умовах імпульсного збудження за допомогою дискретного перетворення Гільберта та оцінювання коефіцієнту загасання та власної частоти сигналів ВСП відповідно з експоненціального тренду амплітудної характеристики сигналу та лінійного тренду фазової характеристики сигналу. Методика може бути реалізована як у складі засобів ВСК, так і автономно для проведення модельних експериментів. Її ефективність перевірена за допомогою моделювання процесу визначення декременту та частоти власних коливань сигналу ВСП в умовах дії гауссового шуму.

Проведено експериментальне дослідження запропонованих інформативних параметрів для імпульсного вихретокового контролю на серіях зразків, що

підтвердило можливість використання власної частоти і коефіцієнта загасання сигналу в задачах вихрострумowego контролю, зокрема в задачах контролю електропровідності матеріалів та оцінювання товщини діелектричного покриття.

Зроблено загальний висновок про те, що використання імпульсного ВСК в режимі власних коливань розширює теоретичний базис вихрострумowego контролю та може бути застосовано в автоматизованих системах вихрострумowego контролю.

Дана робота виконана в рамках договору про співпрацю між КПП ім. Ігоря Сікорського та Фізико-механічного інституту ім. Г.В. Карпенка НАН України.

Список використаних джерел

- [1] Libby H.L. Introduction to Electromagnetic Nondestructive Test Methods. *Wiley-Interscience New York*, 1971.
- [2] Дорофеев А. Л., Казамапов Ю. Г. Электромагнитная дефектоскопия. *Машиностроение, Москва*, 1980.
- [3] Неразрушающий контроль. В 5 кн. Кн. 3. Электромагнитный контроль: Практ. пособие. Под ред. В.В. Сухорукова. *Высшая школа, Москва*, 1992.
- [4] Тетерко А.Я., Назарчук З.Т. Селективна вихрострумова дефектоскопія. *НАН України, ФМІ ім. Г.В. Карпенка, Львів*, 2004.
- [5] Uchanin V., Ostash O., Bychkov S., Semenets O. and Derecha V. Eddy current monitoring of aluminum alloy degradation during long-term operation of aircraft. *The Paton welding Journal*, 2021, 8, 45-51.
- [6] Vasic D., Bilas V. and Ambrus D. Pulsed Eddy-Current Nondestructive Testing of Ferromagnetic Tubes. *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, 2004, 53 (4), 1289-1294.
- [7] Thyagarajan K., Maxfield B., Balasubramaniam K. and Krishnamurthy C.V. Pulsed Eddy Current Imaging of Corrosion Pits. *J. Nondestructive Testing & Evaluation*, 2008., 7(2), 32-36
- [8] Cadeau T., Krause T. Pulsed eddy current probe desing based on transient circuit analysis. *Review of Progress in Quantitative NDE*, 2009, 28, 327-334.
- [9] Jay A. Bieber, Cheng-Chi Tai, and John C. Moulder. Quantitative Assentment of Corrosion in Aircraft Structures Using Scanning Pulsed Eddy Current. *Review of Progress in Quantitative Nondestructive Evaluation*, 1998, 17.
- [10] Plotnikov Y., Bantz W. Subsurface defect detection in metals with pulsed eddy current. *Review of Progress in Quantitative NDE*, 2005, 24, 447-454.
- [11] Angani C. S., Ramos H. G., Ribeiro A. L., Rocha T. J. and Baskaran P. Transient eddy current oscillations method for the inspection of thickness change in stainless steel. *Sensors and Actuators A: Physical*, 2015, 233, 217-223.
- [12] Angani C. S., Ramos H. G., Ribeiro A. L., Rocha T. J. and Baskaran P. Lift-Off Point of Intersection Feature in Transient Eddy-Current Oscillations Method to Detect Thickness Variation in Stainless Stee. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2016, 52(6), 1-8.
- [13] Бучма І.М., Репетилю Т.М., Ферчук К.В. Засоби вихрострумової діагностики корозійного стану сталевих листових конструкцій: монографія. *Вид.-во Львівської політехніки, Львів*, 2015.
- [14] Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. *Наука, Москва*, 1977.
- [15] Bendat J. S., Piersol A. G., Random Data. Analysis and Measurement Procedures (4-th ed). *John Wiley & Sons, INC. Hoboken, New Jersey*, 2010.
- [16] Lysenko Iu., Eremenko V., Kuts Yu., Protasov A., Uchanin V. Advanced Signal Processing Methods for Inspection of Aircraft Construction Materials. *Transactions on Aerospace Research*, 2020, 2(259), 27-35.
- [17] Kuts Yu., Lysenko Iu., Protasov A., Uchanin V and Redka V. Enhanced Feature Extraction Algorithms Using Oscillatory-Mode Pulsed Eddy Current Techniques for Aircraft Structure Inspection. *Transactions on Aerospace Research*, 2021, 3(264), 1-16