

УДК 699.8 + 69.5

МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ КОМПЕНСОВАНОГО ВИХРОСТРУМОВОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА ДЛЯ КОНТРОЛЮ ТОВЩИНИ ДІЕЛЕКТРИЧНИХ ПОКРИТТІВ НА МЕТАЛАХ

Ле Чи Хиєу, Сучков Г.М.*, Глоба С.М.

Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут»,
вул. Фрунзе, 21, м. Харків, 61002, тел. (057) 707-63-80, e-mail: suchkov_gm@mail.ru

Розроблена математична модель вихрострумowego перетворювача для контролю товщини діелектричних покриттів на металічних виробах. Визначені основні фактори, які суттєво впливають на результати контролю товщини покриття. Показано, що запропонований вихрострумовой перетворювач може мати достатню чутливість і широкий діапазон вимірювань. Ключові слова: вихрострумовой перетворювач, діелектричне покриття, контроль товщини, математична модель, металічний виріб, чутливість, поверхня.

Разработана математическая модель вихретокового преобразователя для контроля толщины диэлектрических покрытий на металлических изделиях. Определены основные факторы, которые существенно влияют на результаты контроля толщины покрытия. Показано, что предложенный вихретоковый преобразователь может иметь достаточную чувствительность и широкий диапазон измерений.

Ключевые слова: вихретоковый преобразователь, диэлектрическое покрытие, контроль толщины, математическая модель, металлический изделие, чувствительность, поверхность.

Mathematical model of eddy current transducer to control the thickness of the dielectric coatings on metal products developed. Major factors that significantly affect the results of the control coating thickness determined. It is proved that the proposed eddy current transducer may have sufficient sensitivity and wide measurement range.

Keywords: eddy current transducer, dielectric coating thickness control, mathematical model, metallic product, sensitivity, surface.

Вступ

Труба та інша продукція використовується майже завжди з захисним покриттям – фарбовим, пластиковим та іншими [1]. Важливим показником їх стійкості є товщина покриття та її сталість по поверхні [2]. Тобто, товщина покриття повинна відповідати заданим значенням, встановленими технічними умовами. Збільшення товщини приводить до невиправданих економічних втрат, а недостатня товщина – до дострокового виходу труб з експлуатації або аварії. Для різних умов експлуатації товщина покриття труб може становити від десятків мікрометрів до десятків міліметрів [3]. Під час експлуатації труб товщина покриття може змінюватися. Тому і в умовах виробництва, і в умовах експлуатації необхідно контролювати товщину покриття [4].

На цей час відома велика кількість приладів для вимірювання товщини покриттів і в першу чергу для неелектропровідних, оскільки їх об'єм

використання складає більше 80% від всіх використовуваних покриттів [5]. В товщиномірах покриття використовують магнітні, ультразвукові, радіаційні, вихроструміві та інші методи контролю. Значне поширення при контролі товщини неелектропровідних покриттів знайшов вихрострумовой метод [6]. Прилади, які його реалізують, мають достатньо високу чутливість, вони портативні, не потребують значних енергетичних затрат. Проте більшість з них мають недостатній діапазон вимірювань, що вимагає створення цілої гама приладів для різних діапазонів товщин покриттів, що економічно не є вигідним. В більшості приладів результати контролю залежать від температури довкілля і труби. Інші прилади мають значну ціну. Тому розробка приладів для контролю товщини неелектропровідних покриттів з широким діапазоном вимірювань і з раціональною чутливістю в заданих інтервалах діапазону є актуальною.

Аналіз літературних джерел та мета статті

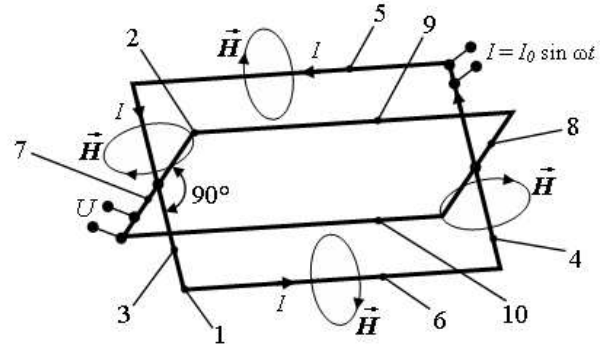
Аналіз літературних джерел дав можливість встановити, що основним елементом, який визначає роботу товщиноміру покриття є вихрострумний перетворювач (ВСП). Як правило, його температурна нестабільність визначається використанням феромагнітних осердь (феритів та інших). Тому доцільно відмовитись від використання таких осердь. Другою проблемою є виділення корисного сигналу на фоні збуджувального, тому доцільно відмовитись від параметричного ВСП і перейти до трансформаторного. Причому до такого трансформаторного ВСП, в якому наведений сигнал від збуджувального ВСП компенсується за рахунок конструкції перетворювача. Такі ВСП використовуються у вихрострумних дефектоскопах [4, 5, 7]. Але в таких ВСП використовують спеціальні заходи для компенсації впливу зазору між перетворювачем і виробом, що дає можливість виділити сигнал, обумовлений дефектами поверхні металу. У випадку вимірювання товщини покриття необхідно отримати зворотний результат, тобто від величини зазору повинна бути максимальна залежність.

Дослідження і отримані результати.

Для вирішення вказаної задачі запропоновано використати трансформаторний перетворювач без осердя [8]. Збуджувальна та приймальна котушки ВСП розташовані так, як показано на рис. 1. Як видно з рис. 1, ділянки 3 і 7 та 4 і 8 взаємно ортогональні, тому наведення ЕРС не буде. Ділянки 5 і 6 наводять на ділянках 9 і 10 однакові за величиною та зустрічно направлені ЕРС. Тому результуюча електрорушійна сила (ЕРС), яка наводиться в ділянках прийомної котушки ВСП різними ділянками збуджувальної котушки, взаємно компенсується. Тобто, таке розташування котушок ВСП у випадку точного виготовлення конструкції гарантує відсутність наведення ЕРС на приймальній котушці при відсутності виробу в зоні контролю.

Для дослідження властивостей запропонованого ВСП необхідно виконати теоретичні дослідження роботи такого пристрою. Розглянемо, як впливає наявність виробу з захисним шаром товщиною h з неелектропровідного неферомагнітного матеріалу на електромагнітне поле, що формується збуджувальною котушкою ВСП. Нехай на поверхні покриття розташовується ділянка 6 збуджувальної котушки і ділянка 10 приймальної котушки запропонованого ВСП

(рис. 2), де W_z – кількість витків збуджувальної котушки, W_n – кількість витків приймальної котушки ВСП.



1 – збуджувальна котушка; 2 – приймальна котушка; 3, 4, 5 та 6 – ділянки збуджувальної котушки; 7, 8, 9 та 10 – ділянки приймальної котушки; \vec{H} – вектор напруженості електромагнітного поля, який формується збуджувальною котушкою ВСП при відсутності виробу

Рисунок 1 – Розташування котушок трансформаторного ВСП з можливістю виключення наведення ЕРС від збуджувального електромагнітного поля на приймальну котушку при відсутності виробу в зоні контролю

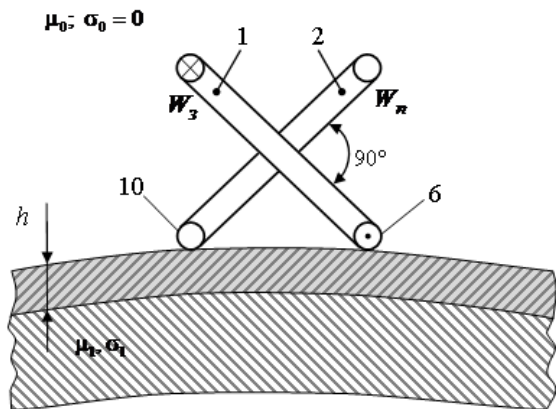


Рисунок 2 – Модель взаємодії збуджувальної котушки ВСП з трубою, на якій є покриття

Для опису взаємодії провідників з металом труби великого діаметру, над яким вони розташовуються, використаємо рівняння Гельмгольца [9] для вектор-потенціалу електромагнітного поля, створеного зовнішнім струмом $I = I_0 e^{j\omega t}$, який пропускається в

провідниках котушки збудження ВСП. Прийmemo, що сумарна товщина провідників котушок ВСП по відношенню до її розмірів мала. Тому

$$\Delta \dot{A} + k^2 \dot{A} = -\mu_0 \mu \cdot j_{cm}, \quad (1)$$

де Δ – оператор Лапласа; \dot{A} – вектор-потенціал електромагнітного поля, створений зовнішнім струмом; μ – відносна магнітна проникність середовища; μ_0 – магнітна стала; j_{cm} – густина сторонніх, тобто сформованих зовнішнім джерелом, струмів; k – хвильовий вектор, який визначається як $k^2 = \omega^2 \mu_0 \mu \epsilon_0 \epsilon - j \omega \mu_0 \mu \sigma$, ω – циклічна частота струму живлення; $j = \sqrt{-1}$; σ – питома електропровідність середовища; ϵ_0 – діелектрична стала; ϵ – відносна діелектрична проникність середовища.

Оскільки магнітна і діелектрична сталі дуже малі, то $k^2 \approx -j \omega \mu_0 \mu \sigma$.

Для спрощення математичних викладок розглянемо круглі котушки ВСП однакового радіусу R і скористаємося циліндричною системою координат ρ, φ, z з віссю z , що направлена нормально до поверхні середовища і яка знаходиться під кутом 45° до в осі витка. Початок координат розмістимо на поверхні металу. При цьому сумарний радіус перерізу провідників збуджуючої котушки ВСП є дуже малим у порівнянні з R . Можна вважати, що струм у котушці збудження тече вздовж лінії з координатами $\rho = R, z = h + \sqrt{2}R$. Використовуючи дельта-функцію Дірака та підхід, запропонований в роботі [10], вираз для густини струму j_{cm} можна записати таким чином:

$$j_{cm} = I \delta \left[z - \left(h + \frac{\sqrt{2}}{2} R \right) \right] \delta \left(z - \frac{\sqrt{2}}{2} R \right) - I \delta \left[z - \left(h - \frac{\sqrt{2}}{2} R \right) \right] \delta \left(z + \frac{\sqrt{2}}{2} R \right). \quad (2)$$

В силу вибраної осьової симетрії задачі вектор-потенціал має тільки φ -ю компоненту та від кута φ не залежить, тобто $\dot{A} = \dot{A}_\varphi$. В

циліндричних координатах рівняння Гельмгольца для вектор-потенціалу електромагнітного поля із урахуванням цієї обставини матиме наступний вигляд:

$$\frac{1}{\rho} \frac{\partial}{\partial \rho} \left(\rho \frac{\partial \dot{A}}{\partial \rho} \right) + \frac{\partial^2 \dot{A}}{\partial z^2} - \left(\frac{1}{\rho} - k^2 \right) \dot{A} = -\mu \mu_0 j_{cm}. \quad (3)$$

Це рівняння другого порядку в частинних похідних. Його можна розв'язати, застосовуючи інтегральне перетворення Фур'є – Бесселя з ядром у вигляді функції Бесселя першого порядку. Перетворення має вигляд [11]:

$$A^* = \int_0^\infty \rho J_1(\lambda \rho) \dot{A}(\rho, z) d\rho, \quad (5)$$

де J_1 – функція Бесселя першого порядку; λ – параметр перетворення.

Застосувавши це перетворення до обох частин рівняння (3), отримаємо наступне рівняння:

$$\frac{d^2 A^*}{dz^2} - q^2 A^* = -\mu \mu_0 j_{cm}^*, \quad (5)$$

де A^* є вже функцією тільки координати z ;

$$q^2 = \lambda^2 + k^2,$$

j_{cm}^* – перетворена густина струму.

Рівняння (5) є звичайним диференціальним рівнянням другого порядку. Загальний розв'язок цього рівняння відомий [11], а саме:

$$A^* = \frac{\mu \mu_0}{2q} \left[\begin{array}{l} e^{qz} \left(B - \int_0^z j_{cm}^* e^{-q\xi} d\xi \right) + \\ + e^{-qz} \left(C + \int_0^z j_{cm}^* e^{q\xi} d\xi \right) \end{array} \right], \quad (6)$$

де ξ – змінна інтегрування уздовж напрямку z ; B і C – величини, які не залежать від z і визначаються із граничних умов.

Очевидно, що граничні умови для вектор-потенціалу наступні:

$$A_\rho(\rho, z) \Big|_{z=z_\rho} = A_{\rho+1}(\rho, z) \Big|_{z=z_\rho}, \quad (7)$$

$$\frac{1}{\mu_\rho} \cdot \frac{\partial A_\rho}{\partial z} \Big|_{z=z_\rho} = \frac{1}{\mu_{\rho+1}} \cdot \frac{\partial A_{\rho+1}}{\partial z} \Big|_{z=z_\rho}. \quad (8)$$

Умови (7) і (8) залишаються справедливими і для перетворених величин A^* .

Використовуючи загальний розв'язок (6), запишемо вираз для вектор-потенціалу щодо наступних випадків.

1. Для верхнього півпростору $z > 0$, враховуючи, що $\mu_r = 1$, $\sigma_1 = 0$, тобто $q_1 = \lambda$, отримаємо, що

$$A_1^* = \frac{\mu_0}{2\lambda} \left[e^{\lambda z} \left(B_1 - \int_0^z j_{cm}^* e^{-\lambda \xi} d\xi \right) + e^{-\lambda z} \left(C_1 + \int_0^z j_{cm}^* e^{\lambda \xi} d\xi \right) \right], \quad (9)$$

2. Для нижнього півпростору $z < 0$, $\mu_{r_2} = const$, $\sigma_2 = const$. Тому маємо

$$A_2^* = \frac{\mu_0 \mu_{r_2}}{2q_2} B_2 e^{q_2 z}. \quad (10)$$

При цьому $C_2 = 0$, тому що поле при $z \rightarrow -\infty$ має бути обмеженим.

Знайдемо сталі інтегрування. Насамперед знайдемо B_1 . При $z \rightarrow \infty$ поле повинно бути обмеженим. Це можливо при умові (9), тобто

$$B_1 - \int_0^{\infty} j_{cm}^* e^{-\lambda \xi} d\xi = 0$$

і

$$B_1 = \int_0^{\infty} j_{cm}^* e^{-\lambda \xi} d\xi.$$

Враховуючи, що

$$\begin{aligned} j_{cm}^* &= \int_0^{\infty} \rho J_1(\lambda \rho) j_{cm}(\rho, z) d\rho = \\ &= I \int_0^{\infty} \rho J_1(\lambda \rho) \delta(\rho - R) \delta(z - h) d\rho = \\ &= I R J_1(\lambda R) \delta(z - h), \end{aligned}$$

та використавши відтворююче значення функції Дірака, отримаємо, що

$$\begin{aligned} B_1 &= I R J_1(\lambda R) \int_0^{\infty} e^{-\lambda \xi} \delta(\xi - h) d\xi = \\ &= I R J_1(\lambda R) e^{-\lambda h}. \end{aligned}$$

Для знаходження сталої B_2 використаємо граничні умови (8) і отримаємо наступне рівняння, в якому $\mu_2 = \mu_{r_2} \mu_0$:

$$A_1^* = A_2^*, \quad \frac{\partial A_1^*}{\partial z} = \frac{1}{\mu_2} \cdot \frac{\partial A_2^*}{\partial z} \quad \text{при } z = 0. \quad (11)$$

Підставляючи вирази (9) і (10) у рівняння (11), отримаємо, що

$$\begin{aligned} \frac{1}{\lambda} (B_1 + C_1) &= \frac{\mu_2}{q_2} B_2, \\ B_1 - C_1 &= B_2. \end{aligned} \quad (12)$$

Враховуючи, що

$$\int_0^z j_{cm}^*(\lambda, \xi) e^{-\lambda \xi} d\xi = \begin{cases} 0 & \text{при } z < h, \\ I R J_1(\lambda R) e^{-\lambda(h+\sqrt{2R})} & \text{при } z > h + \sqrt{2R}, \end{cases} \quad (13)$$

$$\int_0^z j_{cm}^*(\lambda, \xi) e^{\lambda \xi} d\xi = \begin{cases} 0 & \text{при } z < h, \\ I R J_1(\lambda R) e^{\lambda(h+\sqrt{2R})} & \text{при } z > h + \sqrt{2R}, \end{cases} \quad (14)$$

можемо наступним чином переписати вираз (9) для вектор-потенціалу у верхньому півпросторі:

$$A_1^* = \frac{\mu_0}{2\lambda} \left(e^{-\lambda(h-z)} + K_1 e^{-\lambda(h+z)} \right) I R J_1(\lambda R) \quad \text{при } z < h, \quad (15)$$

$$A_1^* = \frac{\mu_0}{2\lambda} \left(e^{-\lambda(z-(h+\sqrt{2R}))} + K_1 e^{-\lambda(z+(h+\sqrt{2R}))} \right) I R J_1(\lambda R) \quad \text{при } z > h + \sqrt{2R}, \quad (16)$$

де K_1 – константа, яка залежить від електромагнітних властивостей металу та характеристик струму живлення.

Об'єднавши обидва результати, отримаємо, що:

$$A_1^* = \frac{\mu_0}{2\lambda} \left(e^{-\lambda|z-h|} + K_1 e^{-\lambda(z+(h+\sqrt{2R}))} \right) I R J_1(\lambda R). \quad (17)$$

Для нижнього півпростору

$$A_2^* = \frac{\mu_0 \mu_{r_2}}{2q_2} K_2 e^{q_2 z - \lambda h} I R J_1(\lambda R). \quad (18)$$

Тоді відповідно для векторного потенціалу A отримаємо:

1) для верхнього півпростору

$$\begin{aligned} A_1 &= \frac{\mu_0 R}{2} I \left[\int_0^{\infty} J_1(\lambda R) J_1(\lambda \rho) e^{-\lambda|z-(h+\sqrt{2R})|} d\lambda + \right. \\ &\left. + \int_0^{\infty} J_1(\lambda R) J_1(\lambda \rho) K_1 e^{-\lambda(z+(h+\sqrt{2R}))} d\lambda \right]. \end{aligned} \quad (19)$$

2) для нижнього півпростору

$$\dot{A}_2 = \frac{\mu_0 \mu_p R}{2} \int_0^\infty J_1(\lambda R) J_1(\lambda \rho) \frac{\lambda}{q_2} K_2 e^{q_2 z - \lambda h} d\lambda. \quad (20)$$

Напруженість електричного і магнітного полів можна знайти, якщо скористатися формулами переходу від вектор-потенціалу до напруженості і пам'ятаючи, що вектор-потенціал має тільки ϕ -ю компоненту та від кута ϕ не залежить, тобто

$$\left. \begin{aligned} \dot{E}_\phi &= -j\omega \dot{A}_\phi, & \dot{E}_\rho &= 0; & \dot{E}_z &= 0, \\ \dot{H}_\phi &= 0, & \dot{H}_\rho &= -\frac{1}{\mu_0 \mu} \frac{\partial \dot{A}_\phi}{\partial z}, \\ \dot{H}_z &= \frac{1}{\mu_0 \mu_p} \frac{\partial(\rho \dot{A}_\phi)}{\partial \rho}. \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

Згідно з виразом (21) напруженість електричного поля можна виразити так:

$$\dot{E} = -j\omega W_3 \dot{A}_1, \quad (22)$$

де \dot{A}_1 – вектор-потенціал сумарного поля у верхньому півпросторі, який визначається виразом (19); W_3 – кількість витків збуджувальної котушки.

ЕРС прийомної котушки радіусом R визначиться як циркуляція напруженості електричного поля E по контуру, тобто

$$\dot{E}_n = \oint_0^{2\pi R} E dp, \quad (23)$$

де p – контур інтегрування.

У зв'язку з тим, що напруженість E постійна на будь-якому співвісному із збуджувальною котушкою контуру, матимемо, що

$$\dot{E}_n = 2\pi R W_n \dot{E}, \quad (19)$$

де W_n – кількість витків приймальної котушки ВСП.

Підставляючи рівняння (22) у вираз (24), отримуємо, що

$$\dot{E}_n = -j2\pi\omega W_n W_n R \dot{A}_1. \quad (25)$$

Підставляючи в (25) вираз (21), можна одержати величину ЕРС прийомної котушки.

Для аналітичної інтерпретації отриманих результатів використовуємо наближені розв'язки для поля у верхньому півпросторі, враховуючи, що радіуси збуджувальної та прийомної котушок ВСП однакові, тобто

$$\dot{E}_n = -j6 \frac{\omega \mu_0}{\pi} W_3 W_n R I \left[e^{\frac{3|h_2 - h_1|}{2R}} + + K_1(\lambda) e^{-3\frac{h_1 + h_2}{2R}} \right], \quad (26)$$

де h_1 – відстань від металу до початку котушок ВСП вздовж осі z ; h_2 – відстань від металу до кінця котушок ВСП вздовж осі z ; $\lambda = 3/2R$.

Результати розрахунків та порівняльні експериментальні дослідження наведені в табл. 1.

При експериментальних дослідженнях використано ВСП з відношенням витків збуджувальної котушки до прийомної 1:4. Кількість витків збуджувальної котушки становила 20. Геометричні розміри перетворювача $a \times b \times c$, де a – висота, b – ширина, c – довжина перетворювача, відповідно $10 \times 10 \times 12$ мм. Частота живлення збуджувальної котушки $22,5 \cdot 10^4$ Гц. Струм живлення $I = 0,09$ А. Товщина покриття моделювалася прокладками різної товщини, виготовленими з склотекстоліту. Металічна основа була виготовлена з дюралю.

Таблиця 1 – Результати впливу зміни товщини покриття h на ЕРС, наведеної в приймальній котушці ВСП за результатами розрахунків та експерименту

h , см	17,0	13,0	9,0	7,0	5,0	3,0	2,0	1,5	1,0
$E_{\text{експ}}$, мВ	1,5	2,0	3,0	5,0	10,0	30,0	100,0	200,0	500,0
$E_{\text{розра}}$, мВ	1,46	1,82	2,78	4,83	9,6	28,8	96,0	192,0	493,0

ВИСНОВКИ

В рамках створення математичної моделі вихрострумове перетворювача для контролю товщини неелектропровідного неферромагнітного покриття на металічних виробих отриманий розв'язок задачі електродинаміки для кусково-однорідного середовища, в якому напівпростір заповнено металом з певними значеннями електропровідності і магнітної проникності, а ВСП знаходиться на певній відстані від металу.

Теоретично та експериментально доказано, що розташування витків збуджувальної та приймальної котушок під кутом 90° дозволяє виключити вплив струму живлення на величину наведеної ЕРС на приймальну котушку.

Встановлено, що основними факторами, які впливають на результати контролю товщини покриття компенсованим ВСП без осердя, є: електромагнітні характеристики основного матеріалу виробу; величина струму та частота живлення збуджувальної котушки перетворювача; кількість витків збуджувальної та приймальної котушок; геометричні характеристики котушок.

Показано, що величина ЕРС має експоненційну залежність від товщини покриття, на яку впливають величини співвідношення товщини покриття і розміру котушок ВСП. Це дає можливість розширити діапазон вимірювань шляхом зміни розміру котушок перетворювача.

1. ГОСТ 9.303 Единая система защиты от коррозии и старения. Покрытия металлические и неметаллические неорганические. Общие требования к выбору. 2. ГОСТ Р 51694-2000. Межгосударственный стандарт РФ. Материалы лакокрасочные. Определение толщины покрытия. Введено 2002-01-01. 3. ГОСТ 3002-89. Покрытия металлические и неметаллические неорганические. 4. Неразрушающий контроль: Справочник: В 7 т. Т. 2: В 2 кн. Книга 2: Вихретоковый контроль / Под общ. ред. В.В. Клюева. – М.:

Машиностроение, 2003. – 688 с. 5. Потапов А.И., Сясько В.А. Неразрушающие методы и средства контроля толщины покрытий и изделий / Научное, методическое, справочное пособие. – Санкт-Петербург: СПб, 2009. – 904 б. Герасимов В.Г. Неразрушающий контроль. Книга 3. Электромагнитный контроль / В.Г. Герасимов, А.Д. Покровский, В.В. Сухоруков: – М.: Высш. шк., 1992. – 312 с. 7. Пат. 55471 U (Україна), МПК (2009) G 01N 27/90. Накладний вихрострумівий перетворювач для неруйнівного контролю / Г.М. Сучков, Ю.В. Хомяк; Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут» (UA). – № U201008320; заявл. 05.07.2010; опубл. 10.12.2010, Бюл. №23. – 4 с. 8. Сучков Г. М. Вихретоковый преобразователь для контроля толщины диэлектрических покрытий на металлоизделиях / Г. М. Сучков, С. Н. Глоба, Ле Чи Хиеу // Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут». – Харків: НТУ "ХПИ". – 2013. – № 43 (1016). – С. 228–235. 9. Морс Ф.М. Методы теоретической физики. Т.2. / Ф.М. Морс, Г. Феибах. – М.: Изд. иностр. лит., 1960. – 886 с. 10. Лазарев С. Ф. Ортогональные ВПП для контроля угловых смещений электропроводящих изделий / С. Ф. Лазарев, С. И. Копылов // Дефектоскопия. – 1990. – № 6. – С.74–79. 11. Кошляков Н. С. Уравнения математической физики в частных производных / Н. С. Кошляков, Э. Б. Глинер, М. М. Смирнов. – М.: Высшая школа, 1970. – 710 с.

Поступила в редакцію 29.11.2013р.

Рекомендували до друку: Оргкомітет 4-ої н/п конференції студентів і молодих учених «Методи та засоби неруйнівного контролю промислового обладнання» (26-27.11.2013р., ІФНТУНГ) та докт. техн. наук, проф. Середюк О. Є.