ВЕСТНИК
НАЦИОНАЛЬНОГО ТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА «ХПИ»

Сборник научных трудов
«Электроэнергетика и преобразовательная техника»

14’2009

Тематический выпуск
«Приборы и методы контроля и определения состава веществ»

Издание основано Национальным техническим университетом «Харьковский политехнический институт» в 2001 году

КООРДИНАЦИОННЫЙ СОВЕТ:
Председатель
Л.Л. Товажнянский,д-р техн. наук, проф.
Секретарь координационного совета
К.А.Горбунов, канд. техн. наук, доц.

А.П.Марченко, д-р техн. наук, проф.;
Е.И.Сокол, д-р техн. наук, проф.;
М.Д.Годлевский, д-р техн. наук, проф.;
А.И.Грабченко, д-р техн. наук, проф.;
В.Г.Данько, д-р техн. наук, проф.;
В.Д.Дмитриенко, д-р техн. наук, проф.;
В.Б.Клепиков, д-р техн наук, проф.;
О.К.Морачковский, д-р техн. наук, проф.;
П.Г.Перерва, д-р экон. наук, проф.;
Н.И.Погорелов, д-р техн. наук, проф.;
М.И.Рыщенко, д-р техн. наук, проф.;
В.Б.Самородов, д-р техн. наук, проф.;
Г.М. Сучков, д-р техн.наук,проф.
В.И.Таран, д-р техн. наук, проф.;
Ю.В.Тимофеев, д-р техн. наук, проф.;
Е.И. Юносова, д-р фил. наук;
Е.Е.Александров, д-р техн. наук, проф.;
Б.Т. Бойко, д-р техн. наук, проф.;
П.А. Качанов, д-р техн. наук, проф.

Государственное издание
Свидетельство Госкомитета по информационной политике Украины
КВ № 5256 от 2 июля 2001 года

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Ответственный редактор:
Г.М. Сучков, д-р техн. наук, проф.

Ответственный секретарь:
Н.Н. Юданова, ст. преп.;
Е.Л. Ноздрачева ас.;

Е.И.Сокол, д-р техн. наук, проф.;
В.Б.Клепиков, д-р техн. наук, проф.;
Б.В.Клименко, д-р техн. наук, доц.;
В.В.Воинов, канд. техн. наук, доц.;
Б.М.Горкунов, канд. техн. наук, доц.;
Г.М. Сучков, д-р техн. наук,проф.;
Г.Г.Жемеров, д-р техн. наук, проф.;
В.Т.Долбня, д-р техн. наук, проф.;
С.Г. Львов, канд. техн. наук, доц.

Адрес редколлегии: 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21. НТУ «ХПИ».
Каф. ПиМНК, тел. (0572) 7076380.

Харьков 2009

Вісник Національного о технічного університету «Харківський політехнічний інститут». Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Прилади та методи неруйнівного контролю. - Харків: НТУ «ХПІ» - № 14 . - 2009. - 131 с.

В збірнику представлено теоретичні та практичні результати наукових досліджень та розробок, що виконані викладачами вищої школи, аспірантами, науковими співробітниками різних організацій та установ.

Для викладачів, наукових співробітників, спеціалістів.

В сборнике представлены теоретические и практические результаты исследований и разработок, выполненных преподавателями высшей школы, аспирантами, научными сотрудниками различных организаций и предприятий. Для преподавателей, научных сотрудников, специалистов.

Рекомендовано до друку Вченою радою НТУ "ХПІ";

Протокол № 8 від 26. 06. 2009 р.

© Національний технічний університет «ХПІ», 2009

УДК 620.179.14

С.М. МАЄВСЬКИЙ, д-р техн.наук, проф. НТУУ «КПІ»
К.М. СЄРИЙ, аспірант НТУУ «КПІ»

БЕЗКОНТАКТНЕ ВИЗНАЧЕННЯ КООРДИНАТ ВИМІРЮВАЛЬНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА ДЕФЕКТОСКОПУ У ПРОЦЕСІ КОНТРОЛЮ.

У роботі розглянуто ряд методів визначення координат вимірювального перетворювача в процесі сканування з метою підвищення точності визначення місцезнаходження перетворювачів відносно поверхні контролю, що в свою чергу підвищує надійність знаходження дефектів.

In work are considered a number of methods of definition of co-ordinates of the measuring converter in the course of scanning for the purpose of increase in accuracy of definition of a site of converters concerning the control area that in turn raises reliability of detection of defects.

Вступ. В епоху повної автоматизації технологічних процесів у всьому світі продовжують виробляти та експлуатувати такі засоби неруйнівного контролю, як дефектоскопи. Сучасні дефектоскопи - це досить складна техніка з автоматичною обробкою результату вимірювання, візуалізацією результату контролю і багатьма іншими виконуваними автоматично процесами. Проте дефектоскоп залишається засобом контролю у руках людини (дефектоскопіста), яка своїми органами зору (інколи – слуху) сприймає представлену системою індікаторів дефектоскопу інформацію і виносить рішення про результат контролю.

Суб’єктивність інформації отриманої від дефектоскопіста та відсутність координатного запису процесу сканування з відображенням просторового положення місць виявлених дефектів, що не дозволяє об’єктивно виконувати подальший моніторинг об’єктів контролю, всі ці недоліки привели до поступової заміни традиційних дефектоскопів набагато дорожчими автоматизованими системами контролю в ряді галузей таких, як авіакосмічна та енергетична техніки.

Для збереження дефектоскопів в експлуатації достатньо вирішити наступну проблему: незалежну від дефектоскопіста коп’ютерну реєстрацію вихідного сигналу дефектоскопу у координатах сканування поверхні об’єкту контролю вимірювальним перетворювачем. Тільки у цьому випадку результат контролю стане об’єктивним і буде основою для моніторингу об’єкту контролю.

Проблема координатної реєстрації сигналів дефектоскопів не є новою для техніки неруйнівного контролю. Ряд фірм – виробників дефектоскопічної апаратури пропонують використовувати спеціальні механічні вимірювальні системи, які діючи в механічному контакті з вимірювальним перетворювачем визначають відносні кутові та лінійні параметри положення цього

перетворювача. Кодуючи з заданою частотою вихідні сигнали дефектоскопу маємо можливість запису коду сигналу разом з лінійними координатами положення вимірювального перетворювача дефектоскопу у процесі сканування ділянки поверхні об'єкту контролю.

Основним недоліком механічних систем координатування крім певних незручностей роботи з ними дефектоскопіста є те, що ці системи придатні лише для визначення двохмірних координат при скануванні плоских поверхонь об'єктів. Необхідні безконтактні дистанційні системи визначення координат вимірювального перетворювача дефектоскопу розраховані на порівняно невеликі (1 м^2) розміри поверхні сканування.

Ультразвуковий метод безконтактного визначення координат вимірювального перетворювача дефектоскопу у процесі сканування плоскої поверхні об'єкту контролю. Нами досліджені ряд методів вирішення проблеми визначення координат вимірювального перетворювача в процесі сканування [1,2]. В даній статті наводимо деякі результати дослідження методу, який передбачає використання ультразвукових (40 кГц) коливань для дистанційного (до 1,5 м) визначення згаданих координат у системі відліків, яка відтворюється розташуванням системи акустичних приймачів.

Ультразвуковий метод вирішення згаданої проблеми полягає у періодичному випромінені акустичних коливань відповідним ненаправленим збудником ультразвукових коливань у повітрі, розташованим на поверхні вимірювального перетворювача дефектоскопу, та прийомі цих коливань двома приймачами, які розташовуються на кінцях бази вимірювань рівної, наприклад, одному метру (рис.1). Частота збуджених коливань може становити до 50 кГц з умови мінімального їх затухання при довжині розповсюдження у повітрі до двох метрів.

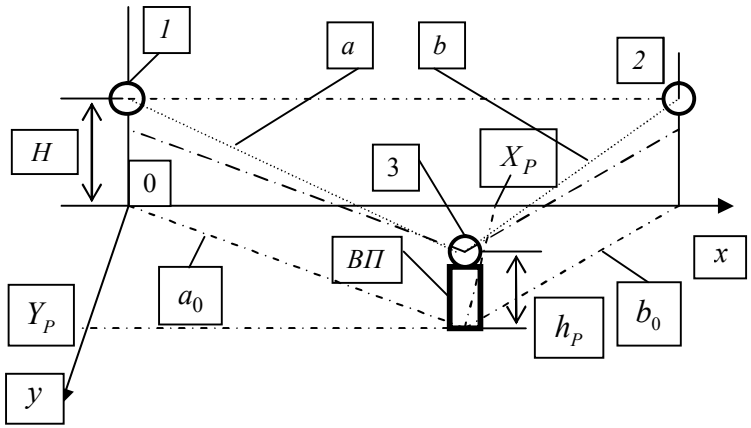


Рис.1. Схема визначення просторових координат вимірювального перетворювача *ВП* акустичним методом.

Короткий радіоімпульс акустичних коливань частоти 40 кГц ненаправлено випромінюється точковим збудником 3, який встановлений на вершині корпусу вимірювального перетворювача (ВП). Ці коливання приймаються акустичними приймачами 1,2 з затримками τ_a, τ_b відповідно пройденим відстаням a, b. Затримки вимірюються шляхом формування та наступного кодування відповідних їм часових інтервалів, початком яких є момент збудження радіоімпульсних коливань, а кінцем – момент їхнього надходження до відповідного приймача коливань.

Таким чином значення відстаней a, b становлять:

$$a = \tau_a \cdot C_П; \quad b = \tau_b \cdot C_П; \tag{1}$$

де $C_П$ – швидкість розповсюдження акустичних коливань у повітрі, яка визначається в залежності від температури повітря за наступною формулою [3]:

$$C_П = 331{,}6 + 0{,}6 \cdot t^0 C$$

Для визначення координат X, Y положення вимірювального перетворювача необхідно спочатку визначити проекції прямих a, b на площину $0xy$, які відповідають відповідно лініям a_0 та b_0, що з'єднують горизонтальну проекцію вимірювального перетворювача *ВП* з початком координат та кінцем бази вимірювання *B* (відстанню між приймачами коливань 1 та 2):

$$\begin{aligned} a_0^2 &= a^2 - (H - h_P)^2 \\ b_0^2 &= b^2 - (H - h_P)^2 \end{aligned} \tag{2}$$

де h_P - висота корпусу вимірювального перетворювача.

Для визначення координат власне вимірювального перетворювача X_P, Y_P згідно рис. 1 запишемо їх значення через визначені a_0, b_0 та встановлене значення бази вимірювань *B*:

$$\begin{aligned} X_P^2 &= a_0^2 - Y_P^2 \\ X_P^2 &= b_0^2 - (B - Y_P)^2 \end{aligned} \tag{3}$$

Прирівнюємо праві частини рівнянь і визначаємо ординату Y_P :

$$Y_P = \frac{a_0^2 - b_0^2 + B^2}{2B} = \frac{a^2 - b^2 + B^2}{2B} \qquad (4)$$

Підставляємо (2) в (3) і визначаємо абсцису X_P:

$$X_P = \sqrt{a_0^2 - \left(\frac{a^2 - b^2 + B^2}{2B}\right)^2} = \sqrt{a^2 - (H - h_P)^2 - \left[\frac{a^2 - b^2 + B^2}{2B}\right]^2} \qquad (5)$$

Враховуючи (1) запишемо остаточні вирази для розрахунків значень координат:

$$X_P = \sqrt{\tau_a^2 C_П^2 - (H - h_P)^2 - \left[\frac{\left(\tau_a^2 - \tau_b^2\right)\cdot C_П^2 + B^2}{2B}\right]^2}$$
$$Y_P = \frac{\left(\tau_a^2 - \tau_b^2\right)\cdot C_П^2 + B^2}{2B} \qquad (6)$$

Безконтактна акустична система визначення просторових координат положення вимірювального перетворювача дефектоскопу в процесі контролю. При виконанні неруйнівного контролю з допомогою традиційних дефектоскопів виробів та елементів конструкцій з складною розвиненою в трьохмірному просторі поверхнею необхідно визначати всі три координати миттєвого положення вимірювального перетворювача. Навіть при контролі виробів з плоскою поверхнею з допомогою високочастотних (>1 МГц) вихрострумових дефектоскопів, для вимірювальних перетворювачів яких допускається нахил вісі до 15 – 20 градусів відносно нормалі до поверхні об'єкту контролю, дистанційне визначення координат можливе тільки при використанні трьохмірної системи.

Нами розроблена система визначення координат для такого випадку. Принцип роботи такої системи показаний на рис. 2. Відмінністю цієї системи від попередньої полягає в тому, що використовується два збудника ультразвукових коливань, які розміщені на осі перетворювача. Відстань між збудними коливань становить l, а верхнього збудника відносно власне вимірювального перетворювача - L. Крім того використовуються три приймачі коливань 1, 2 і 3 розміщені згідно рис. 2 на кінцях бази вимірювань.

Для визначення координат вимірювального перетворювача спочатку визначаємо просторове положення його вісі за координатами двох точок – збудників коливань A,D і лише потім визначаємо координати третьої точки на прямій – вимірювального перетворювача за відомими відстанями між ним та двома збудниками коливань.

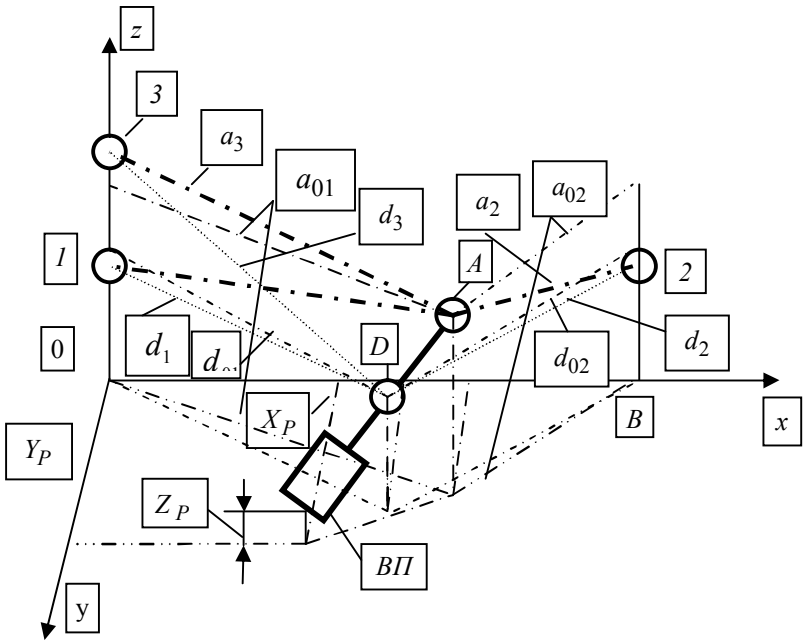


Рис. 2.Схема вимірювання просторових координат вимірювального перетворювача при контролі об'єктів з складною поверхнею.

Два збудника акустичних (40 кГц) коливань A і D періодично і почергово випромінюють радіоімпульс ультразвукових коливань при збудженні кожного з них імпульсом напруги. Частоту збудження цих перетворювачів визначаємо виходячи з максимальної швидкості сканування та допустимої динамічної похибки визначення координат. Задамося значенням допустимої динамічної похибки $\Delta_{дин} = \pm 0{,}5$ мм при максимальній швидкості сканування 20 мм/с. Тоді період вимірювання значення координат має складати 0,025 с і за цей час мають відбутися обидві операції вимірювання часових запізнень ультразвукових сигналів, що збуджуються збудниками A і D та приймаються акустичними приймачами *1, 2* і *3*.

Нехай максимальна відстань між любим із збудників коливань і приймачем становить 1,5 м. Час запізнення ультразвукового сигналу на цій дистанції становить $\tau_{\max} = 1{,}5m / 343{,}5m/c = 4{,}3\cdot 10^{-3} c$, що значно менше за половину визначеного вище періоду вимірювань (12,5 мс).

Таким чином, вимірювання координат збудників коливань A та D при періодичному підключенні до них імпульсів напруги будемо виконувати

шляхом вимірювання затримок $\tau_{A1},\tau_{A2},\tau_{A3}$ та $\tau_{D1},\tau_{D2},\tau_{D3}$ збуджених коливань на шляху їх розповсюдження відповідно a_1,a_2,a_3 та d_1,d_2,d_3 при прийомі цих коливань приймачами *1, 2* та *3*. Значення a_1,a_2,a_3 та d_1,d_2,d_3 відповідає результату перемноження відповідних затримок $\tau_{A1},\tau_{A2},\tau_{A3}$ та $\tau_{D1},\tau_{D2},\tau_{D3}$ на величину швидкості розповсюдження ультразвуку частоти 40 кГц у повітрі.

Значенню перпендикуляра з точки *A* на вісь *0z* - a_{10} відповідають рівняння:

$$a_{10}^2 = a_3^2 - (2H - Z_A)^2,$$
$$a_{10}^2 = a_1^2 - (Z_A - H)^2. \qquad (7)$$

Звідсіля значення координата Z_A збудника коливань *A* становить:

$$Z_A = \frac{a_1^2 - a_3^2 + 3H^2}{2H} \qquad (8)$$

На основі значення координати Z_A визначаємо довжини перпендикуляра a_{20}:

$$a_{20}^2 = a_2^2 - (Z_A - H)^2 \qquad (9)$$

Для знаходження координат X_A, Y_A використовуємо (7,8) та (9):

$$X_A = \frac{a_1^2 - a_2^2 + B^2}{2B},$$
$$Y_A = \sqrt{a_1^2 - \left(\frac{a_1^2 - a_3^2 + H^2}{2H}\right)^2 - \left(\frac{a_1^2 - a_2^2 + B^2}{2B}\right)^2} \qquad (10)$$

Аналогічно знаходимо координати збудника коливань D:

$$X_D = \frac{d_1^2 - d_2^2 + B^2}{2B},$$
$$Y_D = \sqrt{d_1^2 - \left(\frac{d_1^2 - d_3^2 + H^2}{2H}\right)^2 - \left(\frac{d_1^2 - d_2^2 + B^2}{2B}\right)^2}, \qquad (11)$$
$$Z_D = \frac{d_1^2 - d_3^2 + 3H^2}{2H}.$$

Після того, як визначені координати просторового розташування кожного з двох збудників ультразвукових коливань, можемо розрахувати координату третьої точки на прямій – власне вимірювального перетворювача. Для цього достатньо використати рівняння прямої, що з'єднує всі три точки з відомими відстанями між ними:

$$X_P = \frac{LX_D - (L-l)X_A}{l},$$
$$Y_P = \frac{LY_D - (L-l)Y_A}{l}, \qquad (12)$$
$$Z_P = \frac{LZ_D - (L-l)Z_A}{l}.$$

Представимо отримані вирази для розрахунків значень координат просторового положення вимірювального перетворювача дефектоскопу у кінцевому вигляді (у залежності від значень часових затримок):

$$X_P = \frac{L\left[\left(\tau_{d1}^2 - \tau_{d2}^2\right)C_П^2 + B^2\right] - (L-l)\left[\left(\tau_{a1}^2 - \tau_{a2}^2\right)C_П^2 + B^2\right]}{2Bl} \qquad (13)$$

$$Y_P = \frac{\left\{\begin{array}{l} L\sqrt{4B^2H^2\tau_{d1}^2C_П^2 - B^2\left[\left(\tau_{d1}^2 - \tau_{d3}^2\right)C_П^2 + H^2\right]^2 - H^2\left[\left(\tau_{d1}^2 - \tau_{d2}^2\right)C_П^2 + B^2\right]^2} - \\ (L-l)\sqrt{4B^2H^2\tau_{a1}^2C_П^2 - B^2\left[\left(\tau_{a1}^2 - \tau_{a3}^2\right)C_П^2 + H^2\right]^2 - H^2\left[\left(\tau_{a1}^2 - \tau_{a2}^2\right)C_П^2 + B^2\right]^2} \end{array}\right\}}{2BHl} \qquad (14)$$

$$Z_P = \frac{\left\{L\left[\left(\tau_{d1}^2 - \tau_{d3}^2\right)C_П^2 + 3H^2\right] - \left(L-l\left[\left(\tau_{a1}^2 - \tau_{a2}^2\right)C_П^2 + 3H^2\right]\right)\right\}}{2Hl} \qquad (15)$$

Висновок. На основі приведених міркувань та отриманих рівнянь для розрахунків координат зробимо ряд висновків:

1. На точність визначення координат положення вимірювального перетворювача, який рукою дефектоскопіста сканує поверхню об'єкту контролю, не впливає температурна залежність швидкості розповсюдження акустичних коливань у повітрі (зміна швидкості приводить до зворотної зміни величини часової затримки);

2. Недоліком даного методу є вплив на результат вимірювання відстаней руху повітря. Рух повітря у зоні розповсюдження ультразвукових коливань приводить до суттєвої зміни акустичної швидкості. Так швидкість вітру чи протягу 2 м/с у напрямці розповсюдження ультразвукових коливань вносить похибку визначення відстані довжиною 1 м рівну 0,7%, що в абсолютному

виміру становить 7 мм. В польових умовах контролю з використанням системи реєстрації координат сканування усунення впливу вітру можемо досягти застосуванням полотняного накриття або намету.

3. Збудження і прийом коливань частотою приблизно 40 кГц можемо виконати з допомогою серійних перетворювачів, наприклад з допомогою п'єзоперетворювача Модель 4075 фірми Parsonics Corp. (США), перетворювача УП-1 (РФ);

4. Недоліком п'єзоелектричних ультразвукових (40 кГц) перетворювачів є недостатньо широка діаграма направленості (75^0). Тому збудник коливань повинен мати у свому складі не менше двох подібних паралельно включених перетворювачів так, щоб утворити сумарну діаграму направленості не менше 150^0;

5. За рахунок реальної часової довжини затухаючих коливань при збудженні п'єзоперетворювача подачею на його обкладинки імпульса напруги має місце «мертва зона» [4] довжиною (4 -5) довжин хвиль коливання у повітрі, що становить для частоти 40 кГц (35-43) мм. Ця зона враховується розмірами трафарету у складі конструкції, на якій розміщуються приймачі коливань.

6. Реальна точність визначення координат вимірювального перетворювача дефектоскопу при максимальній відстані між вимірювальним перетворювачем і любим з приймачів коливань в 1,5 м не перевищує 1,5 мм.

Список літератури: **1.** *С.М.Маєвський, К.М.Сєрий.* Системи дистанційного визначення просторового положення вимірювального перетворювача дефектоскопу в процесі контролю. Методи та прилади контролю якості №9 ІваноФранківськ 2002 стр.14-17. **2.** *С.М.Маєвський, К.М.Сєрий.* Автоматизація визначення координат для документування результатів контролю при ручному скануванні. Матеріали науково-технічної конференції «Приладобудування. Стан і перспективи» НТУУ «КПІ» м.Київ 2003 стр.22-24. **3.** *Х.Кухлинг.*Справочник по физике.М. «Мир» 1982 (рос) стр.254. **4.** Неразрушающий контроль. Книга 2.Акустический метод контроля. Под редакцией В.В.Сухорукова.М. «ВШ»1991 (рос) стр.75-92

УДК 621.643:620.191.4

І. С. КІСІЛЬ, д-р техн.наук, проф. Івано-Франківський НТУНіГ
Б. В. КОСТІВ, аспірант, Івано-Франківський НТУНіГ

МЕТОДИКА ОБРОБКИ РЕЗУЛЬТАТІВ БАГАТОКРАТНИХ СПОСТЕРЕЖЕНЬ НАПРУЖЕНОСТІ МАГНІТНОГО ПОЛЯ ПРИ БЕЗКОНТАКТНОМУ ВИЗНАЧЕННІ ПАРАМЕТРІВ ПІДЗЕМНИХ НАФТОГАЗОПРОВОДІВ

Описана сущность методики получения нормальных уравнений на основе многократных результатов наблюдений напряженности магнитного поля бесконтактным методом над подземными трубопроводами с целью повышения точности определения токов в их стенках, а также параметров их местонахождения. Проведено числовое моделирование предложенной методики, которое подтвердило ее работоспособность и возможность использования при наличии промышленных помех в результатах наблюдений.

Essence of method of receipt of normal equalizations is described on the basis of frequent results of supervisions of magnetizing force by a non-contact method above underground pipelines with the purpose of increase of exactness of determination of currents in their walls, and also parameters of their location. The numerical design of the offered method, which confirmed its capacity and possibility of the use at presence of industrial hindrances in the results of supervisions, is conducted.

Тривала експлуатація технологічних і магістральних нафтогазопроводів в процесі видобутку нафти і газу і їх транспортуванні вимагає безперервного контролю стану їх ізоляційного покриття. Серед відомих контактних і безконтактних методів більша продуктивність властива безконтактним методам [1].

Одним із безконтактних методів контролю стану ізоляційного покриття, який отримав широке розповсюдження, є електромагнітний метод [2, 3], суть якого полягає у вимірюванні горизонтальної H_y чи (і) вертикальної H_z складової магнітного поля над одним підземним трубопроводом, в стінках якого протікає змінний струм I

$$H_y = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{Iz}{z^2 + y^2}, \quad H_z = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{Iy}{z^2 + y^2}, \tag{1}$$

або над двома гальванічно з'єднаними підземними трубопроводами із струмами I_1 і I_2 відповідно

$$\begin{aligned} H_y &= \frac{1}{2\pi} \cdot \left(\frac{I_1 z_1}{z_1^2 + y^2} + \frac{I_2 z_2}{z_2^2 + (y-b)^2} \right), \\ H_z &= \frac{1}{2\pi} \cdot \left(\frac{I_1 y}{z_1^2 + y^2} + \frac{I_2 \cdot (y-b)}{z_2^2 + (y-b)^2} \right), \end{aligned} \tag{2}$$

де z і y – вертикальна і горизонтальна координати точки контролю по відношенню до осі трубопроводу або до осі лівого трубопроводу у випадку двох трубопроводів, b – відстань між трубопроводами. При цьому до підземного трубопроводу підключають генератор змінного струму, частота якого може перебувати в діапазоні 25 Гц – 2,0 кГц і в результаті наявності пошкоджень ізоляційного покриття чи погіршення його ізоляції струми I, I_1, I_2 в стінках трубопроводів з віддалю від точки під'єднання до них генератора зменшуються не тільки із збільшенням цієї віддалі, а і внаслідок заникання струму через погіршену ізоляцію в землю. Тому місця із різкими зменшеннями струмів I, I_1, I_2 пов'язані із незадовільним станом ізоляції трубопроводів, що необхідно виявити з прив'язкою до місця контролю.

На рис. 1 *а*) показані теоретичні профілі H_y і H_z для одного трубопроводу, а на рис. 1 *б*) для двох паралельних гальванічно з'єднаних трубопроводів, отриманих згідно (1) і (2) при строго перпендикулярному напрямку проходження через трубопроводи зліва направо.

Як видно із рис. 1 *а*) також із (1) і (2) при відомих z, z_1, z_2, b, виміряних H_y чи H_z в одній із точок над одним чи двома підземними трубопроводами, горизонтальна координата y якої по відношенню до осі одного, чи до осі першого зліва із двох трубопроводів є відомими, можна визначити струми в стінках таких трубопроводів.

Однак при проведенні вимірювань в реальних умовах z, z_1, z_2, b, а також координата y точки проведення вимірювання H_y і H_z є невідомими. Більше того, безпосередньо на вимірювальні горизонтальну і вертикальну складові напруженості накладаються різні промислові завади, що може суттєво вплинути на визначені значення струмів I, I_1, I_2.

Тому з урахуванням вищевказаного пропонується використовувати пристрій з п'яти певним чином розміщених магнітних антен, за допомогою якого необхідно здійснювати безперервне вимірювання або горизонтальної або вертикальної складових напруженості магнітного поля, або обох напруженостей при проходженні із пристроєм в перпендикулярному напрямку над контрольованими підземними трубопроводами з отриманням в процесі такого вимірювання масиву M_1 результатів спостережень цих напруженостей через кожні 10 мс, що при швидкості руху 3,6 км/год (1 м/с) дозволяє отримати H_y і H_z через кожні 10 мм і з подальшою обробкою масиву даних M_1 з метою одержання нового масиву результатів спостережень M_2 значень напруженостей через кожні $\Delta y = y_{i+1} - y_i$ (наприклад, $\Delta y = 0{,}25$ м) [4 – 6].

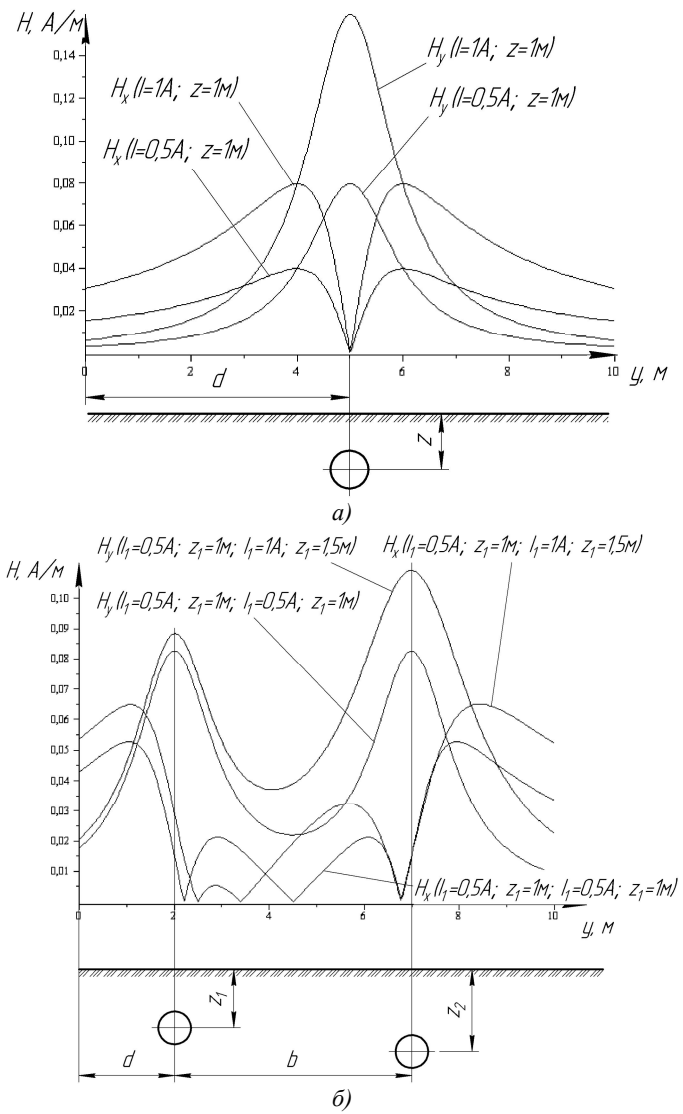


Рис. 1. Профілі H_y, H_z над одним (*а*) та двома (*б*) підземними трубопроводами

В результаті масив M_2 буде містити n пар значень H_y і H_z для кожного y_i, де $i = 1 \div n$, $n = \mathrm{int}(l/\Delta y)$, l - реальна довжина шляху від початку до кінця маршруту в перпендикулярному напрямку над трубопроводами.

Наприклад, при $l = 10{,}15$ м і $\Delta y = 0{,}25$ м $n = 40$, а кількість пар значень масиву даних M_1 буде становити 10150.

Так як перед початком проведення вимірювань напруженостей над одним трубопроводом відстань d від першої точки до осі трубопроводу так само як і параметри z, I є невідомими, а кількість пар даних n масиву M_2 суттєво перевищує кількість невідомих, то на основі рівнянь (1) можна отримати n умовних рівнянь виду

$$H_{yi} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{Iz}{z^2 + (y_i - d)^2} \tag{3}$$

і n умовних рівнянь виду

$$H_{zi} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{I(y_i - d)}{z^2 + (y_i - d)^2}, \tag{4}$$

кожне із яких описує однакового виду залежність $H_y = f_1(I, z, y, d)$, чи залежність $H_z = f_2(I, z, y, d)$ відповідно.

Маючи n умовних рівнянь, наприклад, виду (3), необхідно на їх основі отримати певну кількість нормальних рівнянь, в результаті розв'язку яких можна буде визначити d, I, z. Це дасть змогу зменшити вплив завад, які будуть мати місце в даних масивів M_1 і M_2 на результати розрахунку d, I, z.

Продемонструємо одержання нормальних рівнянь на основі n умовних рівнянь виду (3) для одного трубопроводу. Для цього перетворимо умовні рівняння (3) до такого виду

$$Iz - 2\pi H_{yi} z^2 - 2\pi H_{yi} y_i^2 + 4\pi H_{yi} y_i d - 2\pi H_{yi} d^2 = 0. \tag{5}$$

Умовні рівняння виду (5) представимо так

$$a_{i1}x_1 + a_{i2}x_2 + a_{i3}x_3 + a_{i4}x_4 = c_i, \tag{6}$$

де $x_1 = Iz$, $x_2 = z^2$, $x_3 = d$, $x_4 = d^2$, $a_{i1} = 1$, $a_{i2} = -2\pi H_{yi}$, $a_{i3} = 4\pi H_{yi} y_i$, $a_{i4} = -2\pi H_{yi}$, $c_i = 2\pi H_{yi} y_i^2$, $i = 1 \div n$.

Для одержання першого нормального рівняння необхідно кожне із умовних рівнянь (6) перемножити на коефіцієнт при x_1 і після цього просумувати одержані рівняння. Для одержання другого нормального

рівняння необхідно кожне із умовних рівнянь (6) перемножити на коефіцієнт при x_2 і після цього просумувати отримані рівняння і т.д. [7].

В результаті проведення такої процедури отримаємо наступну систему нормальних рівнянь

$$\begin{cases} \sum_{i=1}^{n}\left(a_{i1}^2\right)x_1 + \sum_{i=1}^{n}(a_{i1}a_{i2})x_2 + \sum_{i=1}^{n}(a_{i1}a_{i3})x_3 + \sum_{i=1}^{n}(a_{i1}a_{i4})x_4 = \sum_{i=1}^{n}(c_i a_{i1}), \\ \sum_{i=1}^{n}(a_{i2}a_{i1})x_1 + \sum_{i=1}^{n}\left(a_{i2}^2\right)x_2 + \sum_{i=1}^{n}(a_{i2}a_{i3})x_3 + \sum_{i=1}^{n}(a_{i2}a_{i4})x_4 = \sum_{i=1}^{n}(c_i a_{i2}), \\ \sum_{i=1}^{n}(a_{i3}a_{i1})x_1 + \sum_{i=1}^{n}(a_{i3}a_{i2})x_2 + \sum_{i=1}^{n}\left(a_{i3}^2\right)x_3 + \sum_{i=1}^{n}(a_{i3}a_{i4})x_4 = \sum_{i=1}^{n}(c_i a_{i3}), \\ \sum_{i=1}^{n}(a_{i4}a_{i1})x_1 + \sum_{i=1}^{n}(a_{i4}a_{i2})x_2 + \sum_{i=1}^{n}(a_{i4}a_{i3})x_3 + \sum_{i=1}^{n}\left(a_{i4}^2\right)x_4 = \sum_{i=1}^{n}(c_i a_{i4}). \end{cases} \tag{7}$$

Розв'язавши (7) відносно $x_1 \div x_4$, знаходять значення параметрів d, z, I

$$d = x_3;\ z = \sqrt{x_2};\ I = x_1 / \sqrt{x_2}. \tag{8}$$

Аналогічним чином можна одержати нормальні рівняння на основі умовних рівнянь виду (4), розв'язавши які можна буде також визначити значення d, z, I.

Розглянемо методику одержання умовних і нормальних рівнянь для двох гальванічно з'єднаних підземних трубопроводів на основі рівнянь (2).

Умовні рівняння на базі даних H_{yi} будуть такими

$$H_{yi} = \frac{1}{2\pi}\left[\frac{I_1 z_1}{z_1^2 + (y_i - d)^2} + \frac{I_2 z_2}{z_2^2 + (y_i - d - b)^2}\right], \tag{9}$$

а на базі H_{zi} такими

$$H_{zi} = \frac{1}{2\pi}\left[\frac{I_1 (y_i - d)}{z_1^2 + (y_i - d)^2} + \frac{I_2 (y_i - d - b)}{z_2^2 + (y_i - d - b)^2}\right]. \tag{10}$$

Маючи n умовних рівнянь, наприклад, виду (9), необхідно на їх основі отримати відповідну кількість нормальних рівнянь, в результаті розв'язку яких можна буде визначити I_1, I_2, z_1, z_2, b, d. Це аналогічно, як із одним підземним трубопроводом дасть змогу зменшити вплив завад, які будуть мати місце в даних масивів M_1 і M_2 на результати розрахунків I_1, I_2, z_1, z_2, b, d.

Продемонструємо одержання нормальних рівнянь на основі n умовних рівнянь виду (9) для двох трубопроводів. Для цього перетворимо умовні рівняння (9) до умовних рівнянь такого виду шляхом відповідного їх перетворення

$$a_{i1}x_1 + a_{i2}x_2 + a_{i3}x_3 + a_{i4}x_4 + a_{i5}x_5 + a_{i6}x_6 + a_{i7}x_7 = c_i\,, \qquad (11)$$

де $x_1 = I_1 z_1 + I_2 z_2$, $x_2 = b + 2d$, $x_3 = dI_1 \cdot z_1 + dI_2 \cdot z_2 + bI_1 z$,

$x_4 = I_1 z_1 z_2^{\,2} + d^2 I_1 z_1 + 2dI_1 z_1 b + I_1 z_1 b^2 + I_2 z_2 z_1^{\,2}$,

$x_5 = z_1^{\,2} z_2^{\,2} + z_1^{\,2} b^2 + d^2\left(z_1^{\,2} + z_2^{\,2} + b^2\right) + d^4 + 2dz_1^{\,2} b$,

$x_6 = z_1^{\,2} + z_2^{\,2} + b^2 + 6db + 6d^2$, $x_7 = d\left(z_1^{\,2} + z_2^{\,2} + b^2\right) + z_1^{\,2} b + 3d^2 b + 2d^3$,

$a_{i1} = y_i^{\,2}$, $a_{i2} = 4\pi H_{yi} y_i^{\,3}$, $a_{i3} = -2y_i$, $a_{i4} = 1$, $a_{i5} = -2\pi H_{yi}$, $a_{i6} = -2\pi H_{yi} y_i^{\,2}$,

$a_{i7} = 4\pi H_{yi} y_i$, $c_i = 2\pi H_{yi} y_i^{\,4}$, $i = 1 \div n$.

Слід відмітити, що кількість умовних рівнянь (9) і (11) буде дорівнювати n і таке перетворення з метою недопущення помилок при цьому слід робити в середовищі Maple за допомогою персонального комп'ютера, що і було зроблено.

В результаті переходу від умовних рівнянь (11) до нормальних рівнянь отримаємо таку систему нормальних рівнянь:

$$\begin{cases} \sum\limits_{k=1}^{7}\left(x_k \sum\limits_{i=1}^{n}\left(A_{i,1}A_{i,k}\right)\right) = \sum\limits_{i=1}^{n}\left(A_{i,1}C_i\right), \\ \sum\limits_{k=1}^{7}\left(x_k \sum\limits_{i=1}^{n}\left(A_{i,2}A_{i,k}\right)\right) = \sum\limits_{i=1}^{n}\left(A_{i,2}C_i\right), \\ \qquad \ldots \\ \sum\limits_{k=1}^{7}\left(x_k \sum\limits_{i=1}^{n}\left(A_{i,7}A_{i,k}\right)\right) = \sum\limits_{i=1}^{n}\left(A_{i,7}C_i\right), \end{cases} \qquad (12)$$

де $A_{i,j} = \begin{vmatrix} a_{1,1} & a_{1,2} & \ldots & a_{1,j} & \ldots & a_{1,k} \\ a_{2,1} & a_{2,2} & \ldots & a_{2,j} & \ldots & a_{2,k} \\ \ldots & \ldots & \ldots & \ldots & \ldots & \ldots \\ a_{i,1} & a_{i,2} & \ldots & a_{i,j} & \ldots & a_{i,k} \\ \ldots & \ldots & \ldots & \ldots & \ldots & \ldots \\ a_{n,1} & a_{n,2} & \ldots & a_{n,j} & \ldots & a_{n,k} \end{vmatrix}$, $j = 1 \div k$, $k = 7$.

Розв'язавши систему рівнянь (12) знаходять змінні $x_1 \div x_7$, на основі яких в подальшому необхідно визначити параметри I_1, I_2, z_1, z_2, b, d.

Параметр d необхідно знайти шляхом розв'язку такої системи рівнянь, яка також отримана за допомогою персонального комп'ютера і програмного середовища Maple

$$\begin{cases} 8x_6 x_2^{\,2} d^2 - x_6^{\,2} x_2 d + x_6 x_2 x_7 - 16d^3 x_6 x_2 + 4d^2 x_2 x_7 - x_7^{\,2} - 16x_2^{\,3} d^3 + \\ + 8d^4 x_6 + d^2 x_6 - 48d^5 x_2 + 48d^4 x_2^{\,2} + 16d^6 - 4d \cdot x_2^{\,2} x_7 = x_5 (2d - x_2)^2, \\ d > 0, \\ x_2 - 2d > 0. \end{cases} \qquad (13)$$

Параметр b розраховують так

$$b = x_2 - 2d, \qquad (14)$$

глибини z_1 і z_2 шляхом розв'язку такої системи рівнянь

$$\begin{cases} d\left(z_1^{\,2} + z_2^{\,2} + b^2\right) + z_1^{\,2} \cdot b + 3d^2 b + 2d^3 = x_7, \\ z_1^{\,2} + z_2^{\,2} + b^2 + 6 \cdot d \cdot b + 6 \cdot d^2 = x_6, \\ z_1 > 0, \\ z_2 > 0, \end{cases} \qquad (15)$$

а струми I_1 і I_2 шляхом розв'язку таких рівнянь

$$\begin{cases} I_1 z_1 + I_2 z_2 = x_1, \\ dI_1 \cdot z_1 + dI_2 z_2 + bI_1 z_1 = x_3. \end{cases} \qquad (16)$$

Аналогічним чином можна отримати і розв'язати систему нормальних рівнянь на базі результатів спостережень вертикальної складової напруженості магнітного поля.

З метою перевірки працездатності запропонованої методики було проведено числове моделювання з її використанням для визначення параметрів одного і двох підземних трубопроводів. При цьому були згенеровані випадковим чином вихідні дані для одного (d, I, z) і для двох (I_1, I_2, z_1, z_2, b, d) трубопроводів, на основі яких і залежностей (1) і (2) для горизонтальної складової напруженості магнітного поля були отримані бази даних M_2 для конкретних значень Δy. В подальшому на основі цих баз даних згідно описаних методик були отримані нормальні рівняння (7) чи (12), розв'язок яких дозволив отримати значення параметрів одного чи двох трубопроводів для кожної сукупності вихідних даних (табл. 1, табл. 2).

Таблиця 1.

Результати числового моделювання використання методики для одного трубопроводу

Вихідні дані			Завади, %	Обчислені дані			Відносна похибка, %		
***I*, А**	***z*, м**	***d*, м**		***I*, А**	***z*, м**	***d*, м**	***I***	***z***	***d***
0,481	2,897	3,849	0	0,481	2,897	3,849	0,000	0,000	0,000
0,796	0,880	5,424	0	0,796	0,880	5,424	0,000	0,000	0,000
0,103	1,449	4,055	0	0,103	1,449	4,055	0,000	0,000	0,000
0,747	1,372	2,196	2	0,746	1,373	2,197	0,061	0,093	0,026
0,243	0,960	5,776	2	0,243	0,961	5,774	0,134	0,131	0,026
0,529	3,082	2,265	2	0,529	3,074	2,263	0,006	0,231	0,087
0,094	1,290	2,500	5	0,094	1,294	2,500	0,009	0,280	0,021
0,846	3,030	2,670	5	0,850	3,039	2,664	0,539	0,315	0,222
0,949	1,034	4,113	5	0,952	1,030	4,111	0,356	0,365	0,047
0,077	2,900	3,831	10	0,077	2,862	3,830	0,669	1,316	0,018
0,731	2,038	4,543	10	0,732	2,030	4,547	0,216	0,383	0,087
0,508	1,934	2,080	10	0,510	1,925	2,074	0,432	0,459	0,305
0,578	0,731	2,900	15	0,581	0,739	2,891	0,418	1,154	0,285
0,507	2,569	2,319	15	0,502	2,527	2,347	0,902	1,629	1,221
0,089	2,265	2,970	15	0,090	2,261	2,988	1,722	0,194	0,623

Таблиця 2.

Результати числового використання методики для двох трубопроводів

Вихідні дані					Завади, %	Обчислені дані					Відносна похибка, %				
I_1, А	z_1, м	I_2, А	z_2, м	***b*, м**		I_1, А	z_1, м	I_2, А	z_2, м	***b*, м**	I_1	z_1	I_2	z_2	***b***
0,23	2,98	0,49	0,99	2,51	0	0,23	2,98	0,49	0,99	2,51	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0
0,30	1,21	0,73	3,40	2,18	0	0,30	1,21	0,73	3,40	2,18	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0
0,17	2,01	0,59	2,82	2,64	0	0,17	2,01	0,59	2,82	2,64	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0
0,29	2,84	0,90	1,31	3,50	0	0,29	2,84	0,90	1,31	3,50	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0
0,67	2,98	0,67	2,32	4,85	0	0,67	2,98	0,67	2,32	4,85	0,0	0,0	0,0	0,0	0,0
0,58	2,82	0,97	0,70	3,51	1	0,58	2,82	0,97	0,70	3,52	0,2	0,2	0,1	0,1	0,3
0,87	1,38	0,41	0,70	2,47	1	0,87	1,38	0,41	0,69	2,47	0,9	0,0	0,8	0,7	0,2
0,26	1,79	0,90	0,87	2,72	1	0,26	1,79	0,90	0,87	2,72	0,1	0,2	0,0	0,1	0,1
0,45	1,47	0,57	1,05	2,17	1	0,45	1,46	0,57	1,04	2,16	1,08	0,37	0,18	0,90	0,70
0,74	0,68	0,31	2,91	4,50	2	0,75	0,68	0,32	2,93	4,48	1,3	0,5	2,4	0,7	0,6
0,84	2,39	0,57	2,14	3,27	2	0,84	2,39	0,56	2,11	3,28	0,3	0,1	1,4	1,0	0,5
0,32	1,69	0,77	0,81	4,56	2	0,32	1,68	0,78	0,81	4,55	0,3	0,7	0,4	0,3	0,2
0,13	2,79	0,07	1,74	4,22	2	0,12	2,75	0,06	1,78	4,28	3,9	1,6	1,9	2,1	1,3
0,96	1,89	0,22	3,20	4,12	3	0,93	1,90	0,21	3,32	4,25	2,3	0,4	1,9	3,8	3,3
0,21	3,17	0,63	0,53	2,35	3	0,21	3,18	0,63	0,53	2,37	0,3	0,3	0,4	0,3	0,6
0,38	1,52	0,28	0,81	4,85	3	0,38	1,52	0,29	0,82	4,85	0,2	0,1	0,7	0,4	0,0
0,11	2,89	0,12	2,57	3,61	5	0,10	2,89	0,12	2,66	3,78	5,8	0,2	1,2	3,4	4,7

Продовження табл. 2

Вихідні дані					Завади, %	Обчислені дані					Відносна похибка, %				
I_1, А	z_1, м	I_2, А	z_2, м	***b*, м**		I_1, А	z_1, м	I_2, А	z_2, м	***b*, м**	I_1	z_1	I_2	z_2	***b***
0,91	1,41	0,97	3,46	2,84	5	0,88	1,45	0,97	3,60	2,93	3,1	3,0	0,3	3,9	2,9
0,59	1,34	0,23	1,44	2,89	5	0,59	1,32	0,24	1,40	2,86	0,9	1,6	5,2	3,3	1,1
0,78	0,91	0,60	3,01	3,70	5	0,75	0,92	0,57	2,94	3,82	3,1	1,0	4,5	2,3	3,3

Слід відмітити, що з метою оцінки впливу завад на дані профілів горизонтальної складової магнітного поля були накладені завади певних значень.

Аналізуючи отримані результати числового моделювання у приведених таблицях, можна стверджувати, що запропонована методика обробки горизонтальної складової напруженості магнітного поля над підземними трубопроводами при відсутності завад для одного і двох трубопроводів дозволяє отримати відповідні параметри практично без похибки, при наявності завад в масиві даних M_2 до 5% похибка визначення струмів в стінках одного трубопроводу не буде перевищувати 0,54%, двох трубопроводів – не більше 5,2%. Із збільшенням завад в масивах даних похибки отриманих результатів зростають.

Таким чином можна вважати, що запропонована методика обробки багатократних результатів спостережень може бути рекомендована для використання при безконтактному контролі стану підземних трубопроводів з метою визначення місць погіршеної ізоляції на основі визначених значень струмів в стінках цих трубопроводів при наявності відповідної обчислювальної техніки і спеціально розробленого програмного забезпечення.

Список літератури: **1.** *Джала Р. М.* Електромагнітні обстеження і контроль корозії трубопроводів // Механіка руйнування і міцність матеріалів: Довідник.—Т.5: Неруйнівний контроль і технічна діагностика / Під ред. З. Т. Назарчука.—Львів: ФМІ ім. Г. В. Карпенка НАН України.—2001.—Розд. 5.—С. 263-330. **2.** *Костів Б.В., Кісіль І.С.* Вимірювання напруженості магнітного поля над паралельними підземними нафтогазопроводами з метою безконтактного контролю стану їх ізоляції // Методи і прилади контролю якості. – 2007. – № 19. – С. 31-34. **3.** *Джала Р.М., Мізюк Л.Я., Максименко О.П., Сенюк О.І.* Дослідження магнітного поля паралельних трубопроводів, збуджених струмами низької частоти // Методи і прилади контролю якості. – 1999. – № 4. – С.3-6. **4.** *Джала Р.М.* Методи безконтактних вимірювань струмів при корозійних обстеженнях підземних трубопроводів // Протикорозійний захист підземних споруд та методи неруйнівного контролю, КСП-97 – Львів: ФМІ, 1997. – С. 15-36. **5.** Патент США №5093622, G01V 3/11, Method and Apparatus for determining direction to and position of an underground conductor, 3.03.1992. **6.** Патент США №4542344, G01V 3/11, Detecting buried pipeline depth and location with electromagnetic triangulation, 17.09.1985. **7.** *Кісіль І.С.* Метрологія, точність і надійність засобів вимірювань: Навч. посібник. – Івано-Франківськ: видавництво «Факел», 2002. – 400с.

УДК 622.691.4.002.5

М. М. СЕМЕГЕН аспірант, Івано-Франківський НТУНіГ
З. П. ЛЮТАК, канд. техн. наук, доцент, Івано-Франківський НТУНіГ

ДОСЛІДЖЕННЯ ВПЛИВУ НЕРІВНОСТЕЙ ПОВЕРХНІ ОБ'ЄКТА КОНТРОЛЮ НА ПОШИРЕННЯ УЛЬТРАЗВУКОВИХ ХВИЛЬ

Розглянуто та проаналізовано вплив нерівностей на границі розділу поверхні п'єзоперетворювача та об'єкта контролю, які впливають на точність та чутливість проведення контролю акустичним методом. Представлені експериментальні результати у вигляді графіка залежності між акустичним коефіцієнтом загасання ультразвукових хвиль, які поширюються в металі поверхня якого має різні степені мікронерівностей.

Agencies of roughnesses on separation boundary line piezoelectric transducer and installation of check which one influence exactitude and responsivity of monitoring procedure by an acoustic method are observed and analysed. The observational results in an aspect of graphs of associations between acoustic attenuation coefficients of ultrasonic waves which one propagate in metal which one surface has different extents of asperities are introduced.

Вступ. При проведенні контролю матеріалів акустичним методам нерівності на їх поверхні впливають на точність контролю та його чутливість. Зменшення нерівностей у випадку, коли довжина ультразвукової хвилі співрозмірна з розмірами мікронерівностей на поверхні об'єкта контролю, то розсіювання від шорсткості поверхні має негативний вплив на отримані результати при проведенні неруйнівного контролю. Проте є можливим визначення критичної величини шорсткості поверхні, яка відповідає умові максимальної послаблюючої інтерференції хвиль в межах випромінюючого пучка. Ця умова визначається різницею в швидкостях поширення ультразвукових коливань в контактному шарі та в об'єкті контролю. Швидкість поширення ультразвукових коливань в металі завжди більша ніж в контактному шарі, так як основу його становить рідина. Ультразвукові хвилі, які генеруються п'єзоелектричним перетворювачем починають поширюватися з вершин мікронерівностей поверхні об'єкта контролю в область впадин мікронерівностей з більшою швидкістю ніж через контактний шар. Якщо між даними ультразвуковими хвилями утворюється зсув фаз рівний 180^0 або кратний 180^0, то після поширення хвиль в тілі об'єкта контролю проходить процес максимального загасання коливань. Рефракція, дифракція, яка приводить до різниці фаз сигналу на поверхні об'єкту контролю змінюють його форму та діють на його модель в межах поширення через об'єкт контролю.

Теоретичні дослідження цього питання проводилось в роботах [1], [2] в яких показано застосування безконтактних методів, що використовуються для оцінки величини мікронерівностей на поверхні об'єкта контролю. В роботі [2] автор використовував два ортогонально поляризованих лазерних

променя для виведення мікронерівностей освітлюваної поверхні об'єкта контролю. Недоліком робіт є неможливість застосування результатів для оцінки матеріалу металевих конструкцій, що експлуатується. В праці [3] для дослідження мікронерівностей поверхні автор використовував рентгенівський метод. Проте дослідження даним методом в експлуатаційних умовах вимагає великих затрат засобів та часу. Автори роботи [4] використовуючи моделювання теоретично проаналізували проблему сигнальних перешкод зворотного розсіювання, яке генерується поверхнею об'єкта контролю з наявними мікронерівностями. Результати їх роботи показали, що попереднє розходження часу в ультразвуковому сигналі незалежне від тиску ультразвукового давача та його радіуса. Недоліком роботи є недостатність теоретичних та практичних результатів для його застосування при неруйнівному контролі. Метою даної роботи є експериментальне вивчення залежностей між акустичним коефіцієнтом загасання ультразвукових хвиль, які поширюються в металі поверхня якого має різні степені мікронерівностей, так як це впливає на точність контролю.

Основна частина. Ультразвукова хвиля, яка поширюється через метал буде втрачати свою енергію внаслідок різних факторів. Найбільший вплив на загасання сигналу дає поширення ультразвуку через границю розділу поверхні п'єзоперетворювача та досліджуваної поверхні об'єкта контролю.

Така поверхня може впливати на зменшення амплітуди коливання, що в свою чергу приведе до змін параметрів ультразвукової хвилі. Внаслідок різних методів виробництва або виплавки сталі, змінюється їх хімічні та фізико-механічні характеристики, які впливають на втрату енергії ультразвукової хвилі при поширенні. Ці втрати відображаються на трьох основних етапах - при поширенні ультразвукової хвилі через дане середовище, адсорбуючому впливі середовища поширення та при розсіюванні коливної енергії. Дані втрати достатньо повно описані в роботах [5, 6].

Зосередимо увагу на загасанні ультразвукових хвиль, при їх поширенні в металах з різними степенями мікронерівностей. В загальному випадку загасання можна показати в наступній формі [7]:

$$F = F_0 e^{-\alpha L}, \qquad (1)$$

де F - тиск ультразвукової хвилі в місці вимірювання; F_0 - тиск ультразвукової хвилі, яка пройшла відстань L без врахування загасання; L - відстань, яку проходить ультразвукова хвиля; α - коефіцієнт загасання.

Рівень відносного звукового тиску ультразвукової хвилі, яка поширюється становить:

$$P = 20\lg\left(\frac{F_0}{F}\right). \qquad (2)$$

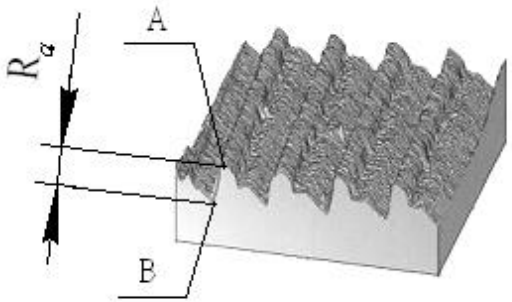
На рис. 1а та 1б зображено нерівності на поверхні трубної сталі в стані поставки, а також на рис. 1в та 1г відповідно зображено поверхневі нерівності після механічної обробки. Як видно з рисунків нерівності на поверхнях металу є різної величини.

Розглянемо поширення ультразвукової хвилі між точками *A* та *B* об'єкта контролю, що зображено на рисунку 1а. Втрата рівня звукового тиску для хвилі, яка поширюється між даними двома точками становить

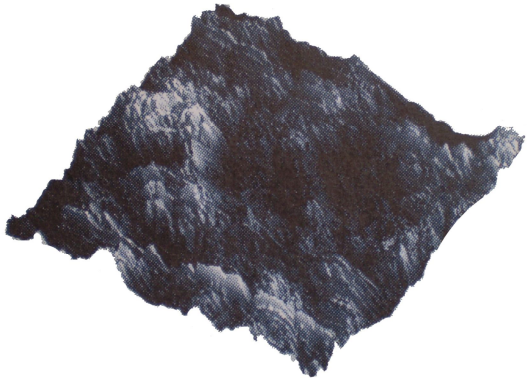
$$P_1 - P_2 = 20\lg\left(\frac{F_1}{F_2}\right), \qquad (3)$$

де P_1 - рівень відносного звукового тиску ультразвукової хвилі, яка поширюється в точці *A*; P_2 - рівень відносного звукового тиску ультразвукової хвилі, яка поширюється в точці *B*; F_1 - тиск ультразвукової хвилі в точці *A*; F_2 - тиск ультразвукової хвилі в точці *B*.

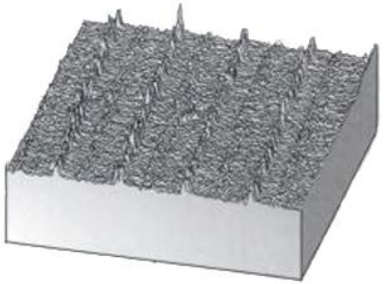
Дані точки *A* та *B* знаходяться на контактній поверхні. Точка *A* знаходиться на вершині мікронерівностей поверхні; точка *B* – вхід ультразвукової хвилі в об'єкт контролю, яка знаходиться на впадині мікронерівності поверхні. Відстань між даними точками *A* та *B* і буде рівна висоті мікронерівностей поверхні об'єкта контролю, R_a.



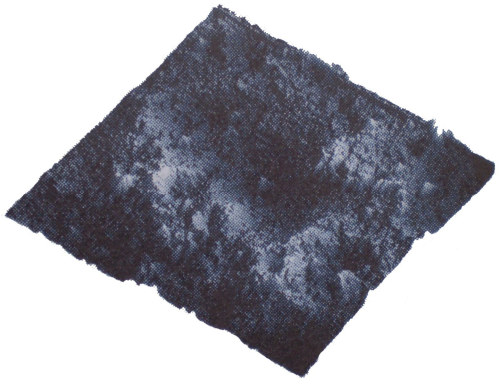
а)



б)



в)



г)

а) схематичне зображення мікронерівностей на поверхні трубної сталі, б) фактичне зображення мікронерівностей на поверхні трубної сталі, в) схематичне зображення мікронерівностей на поверхні трубної сталі після механічної обробки, г) фактичне зображення мікронерівностей на поверхні трубної сталі після механічної обробки

Рис. 1. Дослідження поверхневих нерівностей

Виходячи з рівнянь (1, 3), враховуючи, що загасання вимірюється в дБ можна записати, а також те, що

$$\alpha = \frac{10\lg\left(\frac{F_1}{F_2}\right)}{L}. \qquad (4)$$

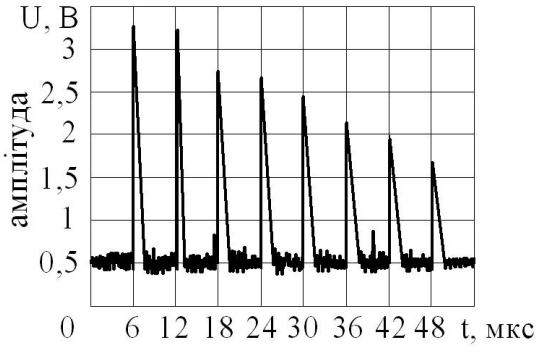
Дану форму рівняння (5) використовуємо при експериментальних дослідженнях коефіцієнта загасання по відношенню до величини мікронерівностей поверхні об'єкта контролю, вважаючи всі інші фактори впливу на коефіцієнт загасання незмінними.

Для проведення експериментальних досліджень були вибрані взірці в кількості 3 шт довжиною 120 мм, з різною висотою поверхневих нерівностей.

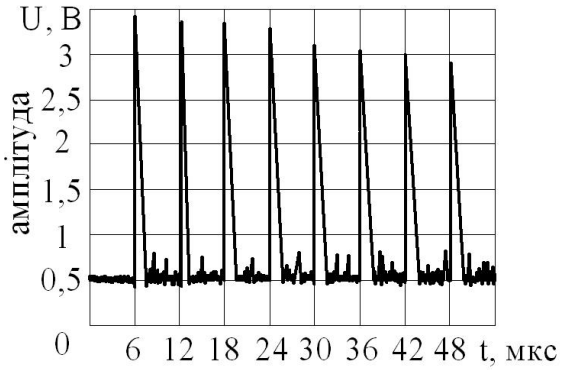
Дані взірці виготовлені з сталі 08Г2МФБ, яка використовується для виробництва прямошовних труб діаметром 1420 мм з товщиною стінки 20 мм. Шляхом механічної обробки взірцям надавалась різна висота мікронерівностей на поверхні, яка буде використовуватись для досліджень, а саме 5 мкм, 80 мкм та 160 мкм. На поверхнях взірців визначались параметри мікронерівностей за допомогою профілографа-профілометра мод. 252. Основний параметр, який визначався, це висота вершин мікронерівностей відносно впадин на поверхнях взірців. Ультразвукове дослідження проводилось луно-імпульсним методом з використанням поздовжніх ультразвукових хвиль використано п'єзоелектричний перетворювач з частотою 2,5 МГц (середній діаметр п'єзопластини10 мм), за допомогою ультразвукового пристрою [8].

В якості контактної рідини використовувався тонкий шар епоксидної смоли, яка незначно впливає на втрати коливної енергії. Для всіх експериментів була збережена величина тиску давача на досліджувану поверхню в розмірі 5 Н.

Числові значення параметрів поверхневих нерівностей об'єкта контролю використовуються як змінні від яких буде залежати акустичний ультразвуковий коефіцієнт загасання. Рис. 2 ілюструє форму луно-сигналу, яка зареєстрована для різних станів поверхні.



а)



б)

а) форма луно-сигналів ультразвукових хвиль при дослідженні поверхневих нерівностей висотою 160 мкм, б) форма луно-сигналів ультразвукових хвиль при дослідженні поверхневих нерівностей висотою 5 мкм

Рис. 2. Форма луно-сигналів ультразвукових хвиль

Як видно із рис. 2, швидкість загасання амплітуди сигналу є більшою при більшій величині нерівностей досліджуваної поверхні. При проведенні експериментальних досліджень брався 4-й луно-сигнал оскільки сусідні луно-сигнали мають малу величину різниці амплітуд і є велика похибка їх визначення.

$$\alpha = \frac{10\left[\lg\left(\frac{F_1}{F_2}\right) - \lg(N)\right]}{L}, \qquad (5)$$

де N - номер луно-сигналу.

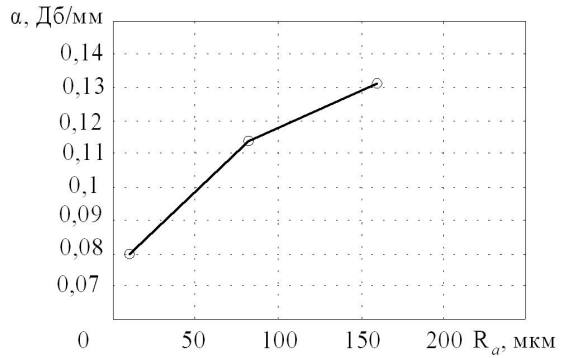


Рис. 3. Залежність коефіцієнта загасання ультразвукових хвиль від величини поверхневих мікронерівностей

Використовуючи результати механічної обробки (висоту мікронерівностей на поверхні взірців) та розрахункові коефіцієнти загасання α визначені за допомогою рівняння (5) отримаємо графік залежностей $\alpha = f(R_a)$, який показано на рисунку 3.

Аналіз. Рис. 3 показує, що збільшення величини поверхневих мікронерівностей приводить до помітного збільшення коефіцієнта загасання ультразвукових хвиль. Таке явище може привести до великої втрати коливної енергії ультразвукової хвилі при передачі її через границю розділу поверхні п'єзоперетворювача та досліджуваної поверхні об'єкта контролю. Крім того, товщина контактного шару, який заповнює проміжок між поверхнею давача та поверхнею об'єкта контролю, збільшується при більшій величині нерівностей поверхні об'єкта контролю і навпаки. Внаслідок цього такий проміжок, як границя розділу поверхонь двох середовищ, є причиною додаткової втрати енергії звукової хвилі, яка передана до об'єкта контролю, що в свою чергу також збільшує коефіцієнт загасання.

Висновки. В роботі експериментально досліджений вплив границі розділу поверхні п'єзоперетворювача та досліджуваної поверхні об'єкта контролю по відношенню до коефіцієнта загасання ультразвукових хвиль. Встановлено, що за допомогою величини коефіцієнта загасання ультразвукових хвиль можна описувати та оцінювати рівень мікронерівностей на поверхні об'єкта контролю.

Список літератури: **1.** *Krolikowski J., Szczepek J.* Assesment of tangential and normal stiffness of contact between rough surfaces usinhg ultrasonic method // Wear , 160ю - 1993. - p. 253 – 258. **2.** *Hilton P. J.* Image surface roughness using correlated speckle grain pairs.// Report No. DICTA/IVCNZ97, Massey University, New Zealand. - Dec. 1997.- p. 349-354. **3.** *Roberts S. G., Briggs, G. A. D.* Characterization of surface roughness and subsurface damage. // Final report on EPSRC, Oxford University. - Dec. 1996. **4.** *Bilgen M., Rose J. H.* Focused Ultrasonic Probes and the Effects of Surface Roughness on Material Noise // Review of Progress in Quantitative Nondestructive Evaluation, edited by D. O. Thompson and D. E. Chimenti (Plenum, NY), Vol. 13B. - 1993. - p. 1769- 1776. **5.** *Russell M. D., Neal S. P., Boote E. J.* Experimental estimation of the longitudinal-wave backscatter coefficients for ultrasonic interrogation of weak scattering materials. // J. Acoust. Soc. Am. 93.- 1993. p. - 1267-1276. **6.** *Nagy B., Adler L.* Surface roughness induced attenuation of reflected and transmitted ultrasonic waves // J. Acoust. Soc. Am. 82. - 1987. - p. 193-197. **7.** *Білокур І. П.* Акустичний контроль. – К.: ІЗМН, 1997. – 224 с. **8.** *Семеген М. М., Лютак З. П.* Визначення напружено-деформованого стану трубопроводів на ремонтних ділянках // Методи та прилади контролю якості. – 2008. – №21. – с. 43-47.

УДК 620.179.14

В.Я. ГАЛЬЧЕНКО, д-р техн. наук, проф. Луганский государственный медицинский університет
Д.Л. ОСТАПУЩЕНКО, аспирант, Луганський ГМУ
М.А. ВОРОБЬЕВ, канд. техн. наук, доцент, Луганський ГМУ

ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОЦЕССА ЛОКАЛЬНО-ЦИРКУЛЯРНОГО НАМАГНИЧИВАНИЯ НЕПРЕРЫВНЫХ ЦИЛИНДРИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ ТОРОИДАЛЬНОЙ КАТУШКОЙ ПРИ ИХ МАГНИТНОМ КОНТРОЛЕ

Наведені результати досліджень процесу локально-циркулярного намагнічування неперервних циліндричних об'єктів тороїдальною котушкою в магнітному контролі в потоці стану. Дослідження проводилось з використанням програмного забезпечення, що розроблено авторами та дозволяє здійснювати розрахунки інформаційного магнітного поля пристроїв неруйнівного контролю з урахуванням особливостей об'єкту таких, як геометрична форма, нелінійні характеристики матеріалу, а також неоднорідного характеру джерел поля, що намагнічує.

Investigation results of local circular magnetization process by toroidal coil in magnetic testing of endless cylindrical body in machine unit are present. The investigation was carried out using software developed by authors for simulation of nondestructive testing devices magnetic field. The software takes into account a geometrical shape of test object, nonlinear material properties and a magnetization field configuration.

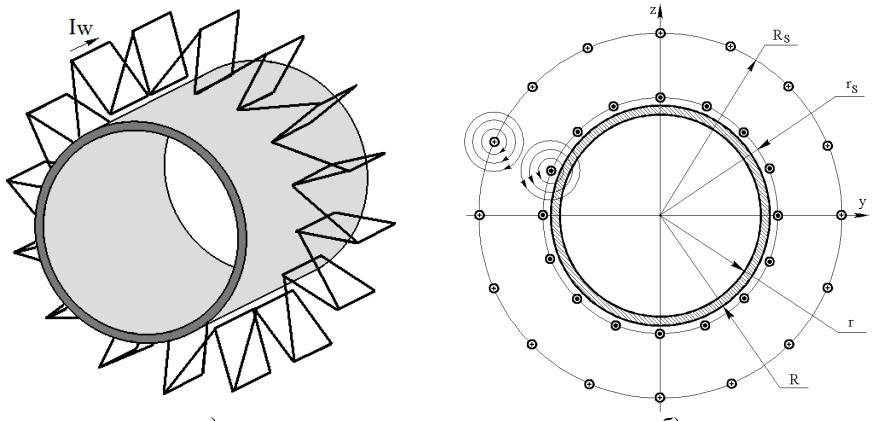
При разработке устройств неразрушающего контроля непрерывных объектов цилиндрической формы магнитным методом (НКММ) таких, как, например, пруток, труба и т.д., возникает ряд технических трудностей, одной из которых является создание устройств, позволяющих обеспечить циркулярное намагничивание объекта в потоке стана. Для надежного обнаружения продольно ориентированных дефектов, частое появление которых для данного вида продукции обусловлено спецификой технологического процесса изготовления, необходимо обеспечить условия, при которых поток намагничивающего поля пронизывает объект контроля в круговом направлении. Для неподвижного объекта такое намагничивание обычно осуществляется продольным пропусканием электрического тока. В случае непрерывно движущегося объекта контроля, например, в условиях прокатного стана, при этом способе намагничивания возникают существенные трудности, связанные с необходимостью обеспечения надежного контакта при подведении электрического тока. Поэтому иногда при контроле таких объектов, как альтернативное, применяют полюсное намагничивание электромагнитом. В случаях необходимости обеспечения контроля объекта по всему периметру необходимо решить задачу реализации одинаковых условий намагничивания для отдельных участков периметра. Очевидно, что без пропускания электрического тока через объект контроля,

создание статического магнитного поля, силовые лини которого замыкались бы внутри его объема невозможно. Поэтому болем предпочтительным может быть вариант намагничивания, когда на поверхности объекта вдоль периметра его поперечного сечения образуется последовательность магнитных полюсов чередующейся полярности. В зонах смены полярности намагничивание проявляет свойства, характерные для циркулярного. В зонах локально-циркулярного намагничивания наличие продольно ориентированного дефекта существенным образом препятствует прохождению магнитного потока, в то же время вблизи полюсов поле нормально к поверхности и могут возникнуть зоны с низкой выявляемостью подобных дефектов. Для обеспечения одинаковой выявляемости дефектов по всему периметру объекта магнитная система дефектоскопа должна состоять из нескольких, повернутых относительно друг друга однотипных узлов, обеспечивая тем самым перекрытие зон с локально-циркулярным намагничиванием. Теоретически возможно целое множество технических реализаций таких намагничивающих устройств. Примерами могут служить многополюсные электромагниты, системы, состоящие из нескольких периодически расположенных накладных соленоидов седлообразной формы и т.д. Авторами работ [1-5] для создания зон с локально-циркулярным намагничиванием предложена тороидальная магнитная система, состоящая из нескольких тонких прямоугольных катушек, расположенных регулярно на поверхности тороида. Однако в их исследованиях при анализе конфигурации поля не учитывалось влияние ферромагнитного объекта контроля, т.е. изучалась возможность генерации намагничивающих полей с заданными свойствами, но не рассматривался сам процесс намагничивания объекта.

Целью настоящей статьи является исследование процесса намагничивания непрерывных цилиндрических объектов тороидальной магнитной системой, предназначенной для создания локально-циркулярного намагничивающего поля, с учетом нелинейных магнитных свойств материала объекта контроля.

Приведем более детальное описание конструкции, предложенной в [1-5] магнитной системы. Магнитная система состоит из нескольких секций в виде тонких прямоугольных катушек с током, симметрично расположенных относительно оси и находящихся с ней в одной плоскости (см. рис. 1.).

Угол между соседними секциями одинаков. При моделировании принимались следующие параметры магнитной системы: радиусы внешнего и внутреннего слоя проводников $R_S = 85\ мм$ и $r_S = 55\ мм$, длина $h_S = 50\ мм$, м.д.с. секции $Iw = 300\ A \cdot в$.



а) б)

Рис. 1. Тороидальная магнитная система для создания локально-циркулярного поля

Для описания пространственной конфигурации магнитного поля конечного отрезка проводника с электрическим током удобно воспользоваться формулами аналогичными приведенным в [1], но записанными в компактном виде:

$$a = (x_2 - x_1)^2 + (y_2 - y_1)^2 + (z_2 - z_1)^2;$$
$$b = (x - x_1)(x_2 - x_1) + (y - y_1)(y_2 - y_1) + (z - z_1)(z_2 - z_1);$$
$$c = (x - x_1)^2 + (y - y_1)^2 + (z - z_1)^2;$$
$$G = \frac{1}{4\pi}\frac{1}{ac - b^2}\left(\frac{a - b}{\sqrt{a - 2b + c}} - \frac{b}{\sqrt{c}}\right); \qquad (1)$$
$$G_x = z(y_2 - y_1) - y(z_2 - z_1) + y_1 z_2 - y_2 z_1;$$
$$G_y = x(z_2 - z_1) - z(x_2 - x_1) + z_1 x_2 - z_2 x_1;$$
$$G_z = y(x_2 - x_1) - x(y_2 - y_1) + x_1 y_2 - x_2 y_1;$$
$$H_x = IGG_x; \qquad H_y = IGG_y; \qquad H_z = IGG_z,$$

где x_1, y_1, z_1 и x_2, y_2, z_2 – координаты начала и конца отрезка провода с током; x, y и z – координаты точки пространства в которой определяется поле; H_x, H_y и H_z – компоненты вектора напряженности поля; I – сила тока. Поле намагничивающего устройства представляет собой сумму полей отдельных его секций. Секция же, в свою очередь, состоят из наборов пар проводников, проходящих в радиальном и осевом направлениях, т.е. моделируется рамкой с током, содержащей в общем случае w витков.

Расчет проводился для случая контроля цилиндрического объекта, представляющего собой трубу с наружным диаметром $2R = 102\ мм$ и

толщиной стенки $4\ мм$, т.е. ее внутренний диаметр составлял $2r = 94\ мм$. Магнитные характеристики принимались нелинейными и описывались так же, как и в [7-9]. Результаты расчета поля на расстояниях 1, 2 и $3\ мм$ от наружной поверхности трубы для 8-ми и 16-ти секционной магнитной системы приведены на рис. 2. На круговых диаграммах утолщенная линия соответствует угловой зависимости радиальных и циркулярных составляющих напряженностей магнитных полей, полученных с учетом наличия объекта контроля. Тонкая линия описывает топографию магнитного поля без учета объекта при расчете в соответствующих контрольных точках. При удалении от поверхности трубы и приближении к внутреннему слою проводников магнитной системы абсолютные значения радиальной и аксиальной составляющих возрастают. Наличие объекта контроля начинает существенно сказываться на конфигурации магнитного поля лишь в непосредственной близости от его поверхности, при удалении от которой, как видно из рис. 2. магнитные поля системы с помещенным в нее объектом контроля и без него практически совпадают.

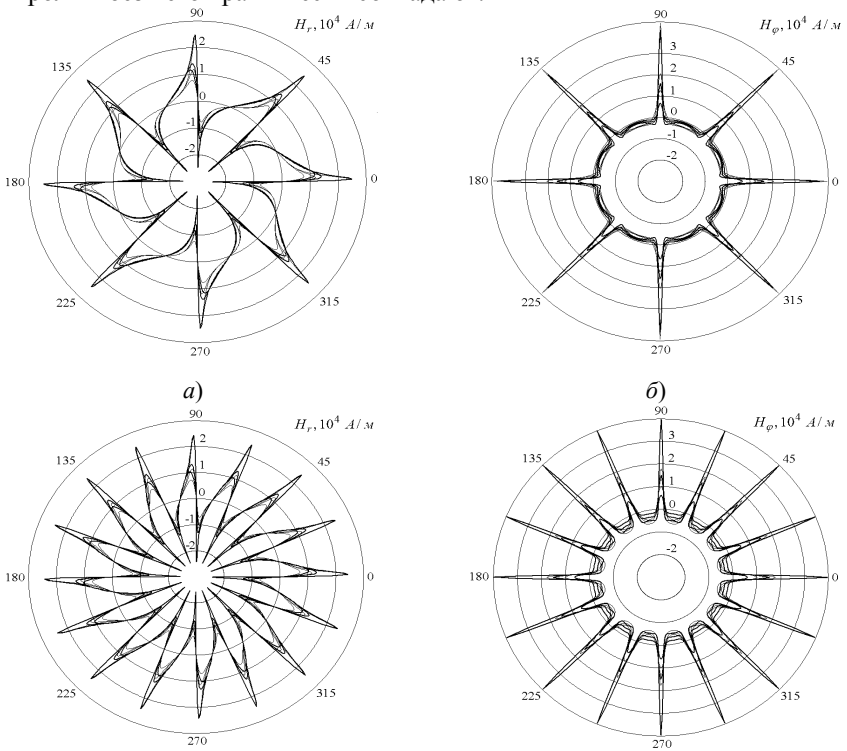


Рис. 2. Результат расчета магнитного поля у поверхности трубы

При обходе по периметру зависимость поля носит строго периодический характер, т.е. оно имеет ось симметрии, порядок которой совпадает с количеством секций. При значениях углов, соответствующих расположению секций, радиальные составляющие изменяют знак, тогда как циркулярные составляющие имеют ярко выраженные максимумы. Таким образом, центры зон локально-циркулярной намагниченности расположены в непосредственной близости от секции магнитной системы, что может вызывать трудности при размещении средств регистрации информационного магнитного поля в зоне контроля. Альтернативой может служить многополюсная магнитная система, схема которой приведена на рис. 3.

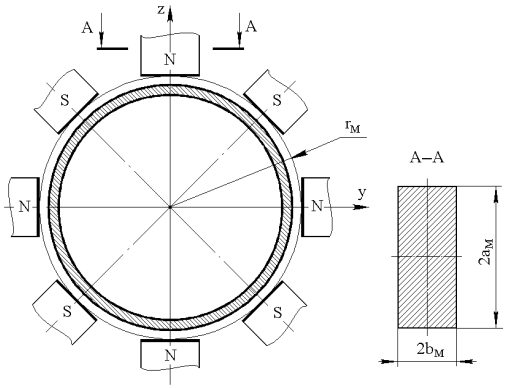


Рис. 3. Многополюсная магнитная система для создания локально-циркулярного поля

При моделировании поле магнитной системы описывалось полем полюсов, на которых помещался простой слой магнитных зарядов чередующегося знака плотностью $\sigma = \pm\mu_0 M$, где M намагниченность в магнитопроводе [6]. Полюса располагались вдоль периметра цилиндрической поверхности радиусом r_M и имели форму в виде прямоугольника размером $2a_M \times 2b_M$. Результат расчета поля в контрольных точках, расположенных на окружностях с радиусами 52, 53 и $54\ мм$ в центральном сечении системы приведен на рис. 4. При расчете принимались следующие значения параметров модели: $r_M = 55\ мм$, размеры полюсов $2a_M \times 2b_M = 50 \times 16\ мм$, намагниченность магнитопровода $M = 70\ кА/м$. Число пар полюсов принималось равным $n = 4$ (см. рис. 3. и рис. 4.*а*, *б*) и $n = 6$ (см. рис. 4. *в*,*г*). Как видно из результатов расчета, максимумы радиальной составляющей намагничивающего поля приходятся на середины полюсов, при этом циркулярная составляющая обращается в ноль. Следовательно, вблизи полюса поле практически нормально к поверхности намагничиваемого

объекта. Зоны локально-циркулярного намагничивания находятся в промежутке между полюсами, куда могут быть беспрепятственно помещены средства регистрации информационного магнитного поля.

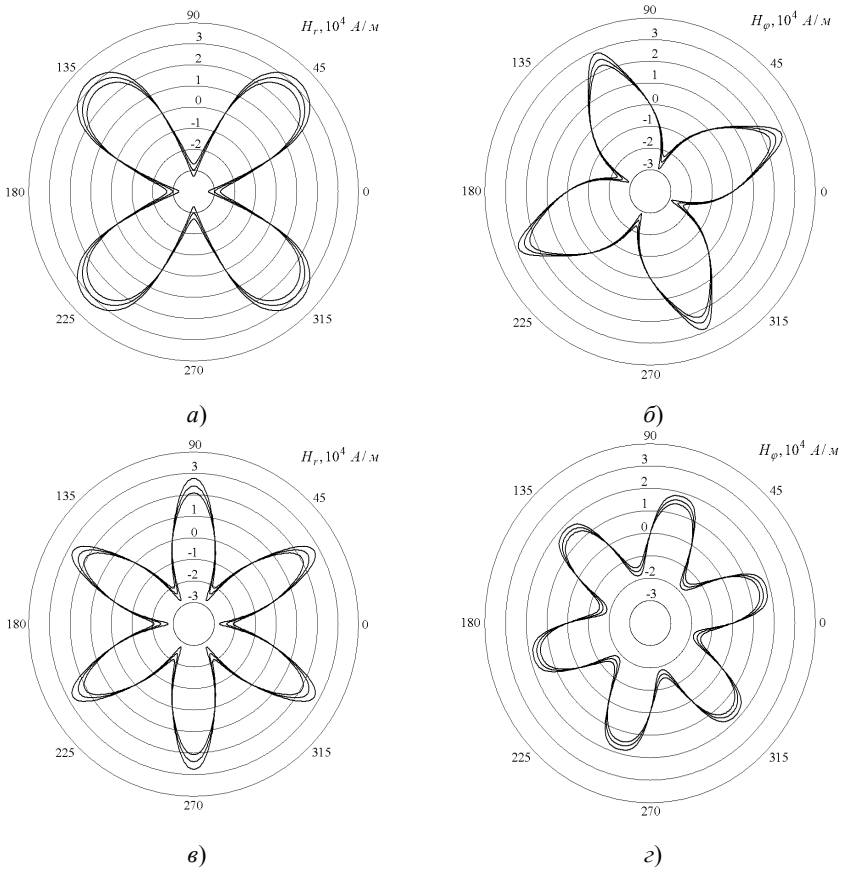


Рис. 4. Результат расчета составляющих намагничивающего поля многополюсной магнитной системы

При увеличении числа пар полюсов происходит взаимная компенсация их полей, а, следовательно, уменьшение абсолютной величины его составляющих, в том числе и циркулярной, поэтому такое увеличение не является целесообразным.

Таким образом, более перспективным при магнитном контроле непрерывных цилиндрических объектов является использование многополюсных намагничивающих систем, что подтверждается результатами численного моделирования.

ВЫВОДЫ

1. Произведено исследование конфигурации магнитных полей, возникающих при намагничивании цилиндрических объектов контроля тороидальной катушкой, предназначенной для создания локально-циркулярного намагничивания. При расчете учитывались форма объекта контроля и нелинейные магнитные свойства материала.

2. При использовании тороидальной магнитной системы максимумы циркулярной составляющей намагничивающего поля расположены в непосредственной близости от ее секций, что может приводить к трудностям при размещении средств регистрации информационного магнитного поля.

3. Предложен альтернативный вариант создания локально-циркулярного поля с помощью многополюсного электромагнита, при использовании которого зоны локально-циркулярной намагниченности расположены между полюсами, что при технической реализации устройств контроля является более удобным.

Список литературы: ***1.*** *Матюк В.Ф., Горбаш В.Г.* Оптимизация размеров устройства для циркулярного намагничивания изделий цилиндрической формы. I. Исследование циркулярной составляющей поля элементов прямоугольного витка. // Дефектоскопия. – 2000. – №8. – С. 47-62. **2.** *Матюк В.Ф., Горбаш В.Г.* Оптимизация размеров устройства для циркулярного намагничивания изделий цилиндрической формы. II. Исследование циркулярной составляющей поля прямоугольного витка. // Дефектоскопия. – 2000. – №8. – С. 63-72. **3.** *Матюк В.Ф., Горбаш В.Г.* Оптимизация размеров устройства для циркулярного намагничивания изделий цилиндрической формы. III. Исследование циркулярной составляющей поля однослойной тороидальной катушки. // Дефектоскопия. – 2000. – №9. – С. 58-68. **4.** *Матюк В.Ф., Горбаш В.Г.* Оптимизация размеров устройства для циркулярного намагничивания изделий цилиндрической формы. IV. Исследование циркулярного намагничивающего поля многослойной тороидальной катушки. // Дефектоскопия. – 2000. – №10. – С. 29-38. **5.** *Матюк В.Ф., Горбаш В.Г., Кратиров В.Б., Кратько А.С.* Оптимизация размеров устройства для циркулярного намагничивания изделий цилиндрической формы. V. Исследование циркулярной составляющей поля сектора тороидальной катушки. // Дефектоскопия. – 2001. – №11. – С. 78-84. **6.** *Гальченко В.Я., Остапущенко Д.Л.* Численный анализ пространственной конфигурации магнитных полей объектов сложной геометрической формы с учетом нелинейных характеристик веществ. // Информационные технологии. – 2008. – № 8. – С. 43-49. **7.** *Гальченко В.Я., Остапущенко Д.Л., Воробьев М.А.* Математическое моделирование процессов намагничивания ферромагнитных объектов контроля с произвольной геометрией в полях заданной пространственной конфигурации. // Дефектоскопия. – 2008. – №9. – С. 3-18. **8.** *Гальченко В.Я., Остапущенко Д.Л., Воробьев М.А.* Компьютерный анализ конфигурации магнитных полей поверхностных дефектов сплошности конечных размеров в ферромагнитной пластине ограниченной протяженности методом пространственных интегральных уравнений. // Дефектоскопия. – 2009. – №3. – С. 56-66. **9.** *Гальченко В.Я., Остапущенко Д.Л., Воробьев М.А.* Компьютерный анализ конфигурации магнитных полей подповерхностных дефектов сплошности конечных размеров и произвольной формы в объектах контроля ограниченной протяженности методом пространственных интегральных уравнений. // Дефектоскопия. – 2009. – №5. – С. 60-71.

УДК 620. 179. 16: 620. 179. 17: 534.232.082.74

О.Н. ПЕТРИЩЕВ, канд. физ.-мат. наук, доц. НТУУ «КПИ»
Г.М. СУЧКОВ, д-р техн. наук, проф. НТУ «ХПИ»

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ КОНЦЕПЦИИ СОЗДАНИЯ УЛЬТРАЗВУКОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ТИПА. РЕЖИМ ВОЗБУЖДЕНИЯ

Приведено результати теоретичних досліджень зі створення основних положень щодо побудови ультразвукових перетворювачів електромагнітного типу. Вперше чітко пов'язані між собою властивості контролюємого середовища, характеристики засобів збудження ультразвуку і параметрів перетворювача. Визначена окрема величина «частотна характеристика перетворювача», яка необхідна при проектуванні ультразвукових датчиків.

The results of theoretical researches from creation of substantive provisions in relation to the construction of ultrasonic transformers of electromagnetic type are given. First expressly linked itself properties of environment control, description of facilities of excitation an ultrasound and meters of pair of transformer. A separate size is certain «frequency description of transformer», which is needed at planning of ultrasonic sensors.

Постановка задачи. Повышение требований к качеству промышленной продукции предопределило интенсивное развитие средств ультразвукового контроля материалов и изделий [1]. Их основу составляют приборы, реализующие контактный метод ультразвукового контроля. Значительный опыт практического использования этого метода позволил установить области, в которых его применение недостаточно эффективно. Это ультразвуковой контроль изделий с загрязненной, корродированной поверхностью или с покрытиями (краска, полимерные пленки и другие изоляционные покрытия), дефектоскопия горячих и холодных изделий, высокоскоростной контроль, дефектоскопия с низкими эксплуатационными затратами и др. [2]. Заполнить образовавшуюся нишу возможно за счет применения приборов, не предусматривающих применения контактной жидкости. Наиболее эффективными среди них являются средства, использующие электромагнитный способ возбуждения и приема ультразвуковых колебаний [1-5]. Этот способ неразрушающего контроля зародился на стыке нескольких научных направлений, имеющих различную физическую сущность. Для его описания требуется использование аппаратов электродинамики и термодинамики, теории упругости, ферромагнетизма, акустики, материаловедения, а применение распространяется на дефектоскопию, толщинометрию, определение физико-механических свойств материалов, измерительные приборы с ультразвуковыми преобразователями. Многогранность и объем требуемых научных и технических решений привели к значительным трудностям при создании приборов и устройств, использующих электромагнитный способ на практике [1]. Анализ литературных источников показывает, что упомянутые трудности

обусловлены отсутствием строгой теории, обосновывающей принципы построения преобразователей электромагнитного типа. В связи с этим среди специалистов преобладает мнение, что этому способу присуще низкая чувствительность, значительная «мертвая» зона, существенная сложность аппаратурной реализации.

В то же время приборы, использующие ультразвуковые преобразователи электромагнитного типа, могут эффективно контролировать качество изделий [6], с загрязненной корродированной поверхностью или с изоляционными покрытиями, находящиеся в горячем или холодном состоянии. Их применение повышает производительность контроля, снижает затраты на зачистку поверхности изделий, исключает затраты на постоянно расходуемую контактную жидкость и истирание пьезопреобразователей.

Таким образом, значительные потенциальные преимущества, с одной стороны, недостатки и сложность реализации, с другой стороны, привели к появлению важной для промышленности научной проблемы. Ее суть заключается в создании новых концепций создания приборов на основе электромагнитного способа возбуждения и приема акустических колебаний.

В данной работе термином «ультразвуковой преобразователь электромагнитного типа» обозначается система с распределенными параметрами, состоящая из источника постоянного магнитного поля, источника (приемника) переменного магнитного поля и некоторого объема металла, где происходят процессы преобразования энергии электромагнитного поля в энергию упругих колебаний материальных частиц среды и наоборот. Указанные устройства используют магнитострикционные эффекты или пондеромоторное действие электромагнитного поля и применяются для возбуждения и регистрации (приема) ультразвуковых волн в ферромагнетиках и в металлах неферромагнитной группы.

Основная часть.

1. Обоснование математической модели преобразователя электромагнитного типа в режиме возбуждения ультразвуковых волн.

В режиме возбуждения ультразвуковых упругих возмущений различные конструкции преобразователей электромагнитного типа реализуют алгоритм преобразования сигналов, который схематически можно представить следующим образом

$$U_{вх}(t) \to I^*(t) \to \vec{H}^*(x_k,t) \to \begin{pmatrix} c^H_{ijkl}, \rho_0, r_{nm} \\ m_{pqkl}, \mu^{\varepsilon}_{rs} \end{pmatrix} \to \vec{u}(x_m,t), \qquad (1)$$

$$\uparrow$$

$$\vec{H}^0(x_k)$$

где $U_{вх}(t)$ – разность электрических потенциалов на электрическом входе (на клеммах электрического контура) ультразвукового преобразователя

электромагнитного типа; $I^*(t)$ – изменяющийся во времени (символ t) электрический ток в электрическом контуре преобразователя; $\vec{H}^*(x_k,t)$ - вектор напряженности переменного магнитного поля, которое создается электрическим контуром ультразвукового преобразователя в точке с координатами x_k ($x_k = (x_1, x_2, x_3)$ – координаты точки в правовинтовой (физической) системе координат); $\vec{H}^0(x_k)$ - вектор напряженности постоянного поля подмагничивания – для металлов неферромагнитной группы ориентация этого поля определяет направление вектора объемной плотности сил Лоренца в точке с координатами x_k, для ферромагнетиков вектор $\vec{H}^0(x_k)$ определяет структуру матрицы пьезомагнитных констант и, стало быть, характер напряженно-деформированного состояния металла в ближайшей окрестности точки с координатами x_k. В круглых скобках в алгоритме (1) записаны физико-механические константы металла в области существования переменного и постоянного магнитных полей: c^H_{ijkl} - компонент тензора модулей упругости, экспериментально определяемых в режиме постоянства напряженности магнитного поля; ρ_0 – плотность металла; r_{mn} – компонент тензора электрической проводимости металла; m_{pqkl} – компонент тензора магнитострикционных констант; μ^ε_{rs} - компонент тензора магнитной проницаемости, экспериментально определяемый в режиме постоянства деформаций при заданном уровне напряженности поля подмагничивания. В области существования магнитных полей $\vec{H}^*(x_k,t)$ и $\vec{H}^0(x_k)$ в металле формируются деформации. Энергия из области нагружения уносится упругими волнами. Вектор смещения материальных частиц металла в момент времени t в точке с координатой x_m за пределами области существования переменного магнитного поля в алгоритме (1) обозначен символом $\vec{u}(x_m,t)$.

Если электрический вход ультразвукового преобразователя электромагнитного типа определяется конструктивно – это клеммы электрического контура источника переменного магнитного поля, то относительно механического выхода необходимо принять некоторые положения. Выходной величиной, т. е. результатом работы ультразвукового преобразователя, являются смещения материальных частиц - векторы $\vec{u}(x_m,t)$, в объеме металла. По этой причине под механическим выходом ультразвукового преобразователя электромагнитного типа следует понимать любую точку с координатами x_m, расположенную за пределами области существования переменного магнитного поля.

Формально рассуждая, можно говорить, что переменное магнитное поле ультразвукового преобразователя электромагнитного типа существует во

всем пространстве и обращается в нуль в бесконечно удаленной точке. Вместе с тем необходимо принимать к сведению и то, что уровни напряженности переменного магнитного поля резко уменьшаются по мере удаления от источника. На расстояниях больших двух – трех характерных размеров источника переменного магнитного поля, напряженность этого поля уменьшается настолько, что оно становится несущественным на фоне внутреннего магнитного поля, которое возникает в процессе деформирования металла. Таким образом, процесс преобразования энергии электромагнитного поля в энергию упругих колебаний материальных частиц металла локализован в объеме, размеры которого измеряются единицами характерных размеров электрического контура источника переменного магнитного поля. При выполнении расчетов границы этого объема, т. е. области существования переменного магнитного поля, приобретают смысл «технической бесконечности».

Термином «математическая модель преобразователя в режиме возбуждения ультразвуковых волн» будем определять функцию, которая описывает процесс преобразования $U_{вх}(t) \to \vec{u}(x_m,t)$. Если воздействие, т. е. разность потенциалов $U_{вх}$, является импульсным сигналом, то эта функция имеет смысл импульсной характеристики. В случае гармонического воздействия математической моделью преобразователя является его частотная характеристика.

Предположим, что уровни постоянного магнитного поля и значения компонентов вектора напряженности переменного магнитного поля удовлетворяют неравенству

$$\int_{V^*} H^0_m(x_k)H^0_m(x_k)dV^* >> \int_{V^*} H^*_m(x_k,t_0)H^*_m(x_k,t_0)dV^*, \qquad (2)$$

где координаты точки $x_k \in V^*$, а V^* - конечный объем области существования переменного магнитного поля, в котором сосредоточена основная доля энергии этого поля; t_0 – любой, произвольно зафиксированный момент времени. Такое соотношение уровней напряженностей магнитных полей дает возможность утверждать, что преобразование $U_{вх}(t) \to \vec{u}(x_m,t)$ является линейным. Общеизвестно, что для всех линейных физических систем справедлив принцип суперпозиции. Если известна реакция системы на гармоническое воздействие, то сумма реакций будет соответствовать сумме гармонических воздействий. Так как импульсный сигнал может быть представлен суммой гармонических сигналов, то можно утверждать, что по известной реакции линейной физической системы на гармоническое воздействие всегда можно определить импульсный отклик этой системы на импульсное воздействие. Последнее позволяет отказаться от постановки сложной в решении и в интерпретации полученных результатов

нестационарной задачи об импульсном возбуждении упругих возмущений и перейти к стационарной постановке, в которой воздействие на систему и ее отклик предполагаются гармонически изменяющимися во времени с частотой ω по закону $e^{i\omega t}$ ($i=\sqrt{-1}$).

Если на электрическом входе ультразвукового преобразователя электромагнитного типа действует разность электрических потенциалов $U_{вх}=U_0e^{i\omega t}$, где U_0 – амплитудное значение, то на его механическом выходе формируется отклик $\vec{u}(x_k,t)=\vec{u}(x_k,\omega)e^{i\omega t}$, где $\vec{u}(x_k,\omega)$ пространственно-развитая амплитуда гармонически изменяющегося во времени вектора смещения материальных частиц. При этом между амплитудами воздействия и отклика преобразователя существует линейная зависимость следующего вида

$$\vec{u}(x_k,\omega)=U_0\vec{W}(x_k,\omega,P),$$

где компоненты векторной функции $\vec{W}(x_k,\omega,P)$, т. е. величины $W_m(x_k,\omega,P)$ имеют смысл частотных характеристик ультразвукового преобразователя электромагнитного типа в режиме возбуждения m-го компонента вектора смещения материальных частиц металла; символом P обозначен набор геометрических и физико-механических параметров преобразователя.

Очевидно, что основной целью математического моделирования преобразователей электромагнитного типа в режиме возбуждения ультразвуковых волн является построение функции $\vec{W}(x_k,\omega,P)$, которая дает возможность определить параметры датчика.

2. Концепции математического моделирования преобразователей электромагнитного типа при возбуждении ультразвуковых волн.

С целью развития единого подхода к построению математических моделей ультразвуковых преобразователей электромагнитного типа, рассмотрим процессы в токопроводящем ферромагнетике при совместном воздействии на него переменного и постоянного во времени магнитных полей.

Изменяющиеся во времени смещения $u_n(x_k,t)$ материальных частиц в объеме V токопроводящего ферромагнетика удовлетворяют уравнениям движения

$$\sigma_{mn,m}-L_n-\rho_0\ddot{u}_n=0\forall x_k\in V, \qquad (3)$$

а электромагнитные поля, возникающие в среде из-за поляризационных эффектов, - уравнениям Максвелла

$$\varepsilon_{lpk}E_{k,p}+\dot{B}_l=0\forall x_k\in V, \qquad (4)$$

$$\varepsilon_{lpk}H_{k,p}-J_l-\dot{D}_l=0\forall x_k\in V, \qquad (5)$$

причем компоненты векторов $\vec{B}$ и $\vec{D}$ удовлетворяют условиям

$$B_{l,l}=0\forall x_k\in V, \quad D_{l,l}-\rho^e=0\forall x_k\in V. \qquad (6)$$

В уравнениях (3) – (6) приняты следующие обозначения: σ_{mn} – компонент тензора механических напряжений; запятая между индексами означает дифференцирование записанного до запятой выражения по координате, индекс которой проставлен после запятой; L_n – n-й компонент силы Лоренца; ρ_0 – плотность ферромагнетика; одна или две точки над символом физической величины обозначают первую или вторую производную по времени; ε_{lpk} – компонент тензора Леви-Чивиты, равный +1 или –1 при четных или нечетных перестановках чисел 1, 2, 3 (индексов l, p, k) и равный 0, когда любые два индекса из трех равны между собой; E_k и H_k – компоненты векторов напряженности электрического и магнитного поля; D_l и B_l – компоненты векторов индукции электрического и магнитного поля; ρ^e – объемная плотность свободных электрических зарядов. Символом H_k обозначена напряженность результирующего магнитного поля, т. е. величина $H_k(x_k,t)=H_k^0(x_k)+H_k^*(x_k)e^{i\omega t}+h_k(x_k,t)$, где $h_k(x_k,t)$ - k-ый компонент вектора напряженности внутреннего магнитного поля, которое возникает в объеме деформируемого ферромагнетика из-за вращения доменов. Следует подчеркнуть, что векторы $\vec{H}^*(x_k)$ и $\vec{H}^0(x_k)$ удовлетворяют уравнениям Максвелла по определению.

Применительно к металлам, т. е. к электропроводящим средам можно считать, что токи смещения с компонентами поверхностной плотности $\dot{D}_l$ в уравнении (5) ничтожно малы (по крайней мере в мегагерцовом частотном диапазоне) по сравнению с токами проводимости. К тому же надо добавить, что дальнейшее изложение будет вестись в предположении, что плотность сторонних свободных электрических зарядов $\rho^e=0$. Эти два обстоятельства дают все основания полагать в дальнейшем $\vec{D}=0$.

Уравнения движения (3) и уравнения Максвелла (4) – (5) связаны между собой уравнениями состояния магнитострикционной среды [7], которые в первом приближении можно представить в следующем виде

$$\sigma_{mn}=c^H_{mnkl}u_{k,l}-\frac{1}{2}m_{pqmn}H_pH_q, \qquad (7)$$

$$B_s=m_{nskl}H_nu_{k,l}+\mu^\varepsilon_{sm}H_m, \qquad (8)$$

где c^{H}_{mnkl} и m_{pqmn} - компоненты тензоров модулей упругости и магнитострикционных констант размагниченного ферромагнетика; μ^{ε}_{sm} - компонент тензора магнитной проницаемости «зажатого» (недеформируемого) ферромагнетика. Для поликристаллических материалов тензоры c^{H}_{mnkl} и m_{pqmn} являются изотропными тензорами четвертого ранга с компонентами $c^{H}_{mnkl} = \lambda\delta_{mn}\delta_{kl} + G(\delta_{mk}\delta_{nl} + \delta_{ml}\delta_{nk})$ и $m_{pqmn} = m_2\delta_{pq}\delta_{mn} + +(m_1 - m_2)(\delta_{pm}\delta_{ql} + \delta_{pl}\delta_{qm})/2$, где λ и G - константы Ламе; δ_{ij} - символы Кронекера, равные единице при одинаковых индексах i, j и равные нулю в противном случае; m_1 и m_2 экспериментально определяемые магнитострикционные константы, причем $m_1 \le 1$Н/м^2 и $-m_1/2 \le m_2 < 0$. Система уравнений (3) – (8) замыкается обобщенным законом Ома в дифференциальной форме для проводников с усложненными свойствами

$$J_l = r_{lk}(E_k + \varepsilon_{kpq}\dot{u}_p B_q), \tag{9}$$

где r_{lk} - компоненты тензоров электрической проводимости ферромагнетика. Тензоры магнитной проницаемости и электрической проводимости имеют матрицы диагонального типа. Следует заметить, что для движущейся токопроводящей среды соотношения (8) и (9) будут, в принципе, содержать добавки, величины которых обратно пропорциональны квадрату скорости распространения электромагнитных возмущений в среде. Очевидно, что в ультразвуковом диапазоне частот этими добавками можно пренебречь.

Объемная плотность сил Лоренца определяется следующим образом:

$$L_n = \varepsilon_{nrs} r_{rl}(E_l + \varepsilon_{lpq}\dot{u}_p B_q) B_s . \tag{10}$$

Таким образом, совместное решение уравнений движения (3) и уравнений Максвелла (4), (5) с учетом связывающих и дополняющих их соотношений (6) – (10) дает возможность определить как упругую, так и электромагнитную составляющую единого магнитоупругого или, как иногда говорят, электромагнитоупругого поля, существующего в объеме деформируемого и поляризованного постоянным магнитным полем металла.

Для того чтобы упростить дальнейшие рассуждения, представим совокупность дифференциальных уравнений (3) – (5) и дополняющих их материальных соотношений (6) – (10) в более компактной форме.

Подставим в уравнения движения (3) соотношения (7) и (10):

$$c^{H}_{mnkl}u_{k,lm} - \frac{1}{2}m_{pqmn}(H_pH_q)_{,m} + \varepsilon_{nrs}r_{rl}(E_l + \varepsilon_{lpq}\dot{u}_pB_q)B_s - \rho_0\ddot{u}_n = 0\forall x_k \in V . \tag{11}$$

С учетом выражений сформулированных выше предположений уравнение Максвелла (5) приобретают следующий вид:

$$\varepsilon_{lpk}H_{k,p} - r_{lr}(E_r + \varepsilon_{rpq}\dot{u}_pB_q) = 0 . \tag{12}$$

Для поликристаллических металлов с матрицей электрической проводимости диагонального типа решение системы уравнений (12) относительно компонентов вектора напряженности электрического поля записывается в следующем виде:

$$E_k = \frac{1}{r_{kk}}\varepsilon_{kml}H_{l,m} - \varepsilon_{kpq}\dot{u}_pB_q . \tag{13}$$

По индексу k в правой части выражения (13) не суммировать.

Подставляя определенный формулой (13) компонент вектора $\vec{E}$ в уравнения Максвелла (4), получаем дифференциальное уравнение для магнитного компонента магнитоупругого поля

$$\varepsilon_{ijk}\left[\frac{1}{r_{kk}}\varepsilon_{kml}H_{l,mj} - \varepsilon_{kpq}(\dot{u}_pB_q)_{,j}\right] + \dot{B}_i = 0\forall x_k \in V . \tag{14}$$

Единственность решения системы уравнений (11) и (14) обеспечивается граничными условиями для упругой и электромагнитной составляющей магнитоупругого поля

$$n_n\left(c^{H}_{mnkl}u_{k,l} - \frac{1}{2}m_{pqmn}H_pH_q + M_{mn}\right) = 0\forall x_k \in S , \tag{15}$$

$$n_s(m_{nskl}H_nu_{k,l} + \mu^{\varepsilon}_{sm}H_m - \mu_0\widetilde{H}_s) = 0\forall x_k \in S , \tag{16}$$

$$\varepsilon_{ijk}n_j(H_k - \widetilde{H}_k) = 0\forall x_k \in S , \tag{17}$$

где $\vec{n}$ - вектор единичной нормали к ограничивающей объем V поверхности S; M_{mn} - компонент тензора напряжений Максвелла, причем $M_{mn} = H_nB_m - (\delta_{mn}H_kB_k)/2$; μ_0 – магнитная проницаемость вакуума; $\widetilde{H}_m$ - компоненты вектора напряженности магнитного поля рассеяния, которое излучается в окружающее пространство деформируемым металлом, удовлетворяющие уравнению

$$\nabla^2\vec{\widetilde{H}} - (1/c_0^2)\ddot{\vec{\widetilde{H}}} = 0\forall x_k \in (V^{\infty} - V)$$

в окружающем ферромагнетик пространстве (c_0 – скорость распространения электромагнитного излучения в вакууме) и обращающиеся в нуль на бесконечности.

При решении граничной задачи (11), (14) – (17) возникают две проблемы, которые можно кратко определить как нелинейность и связность.

Сопряженные с нелинейностью проблемы в значительной мере разрешаются с помощью метода полигармонических разложений, основные идеи которого были изложены в статье [8].

В работе [9] показано, что в присутствии достаточно сильного поля подмагничивания, когда выполняется условие (2), полигармоническую магнитоупругую задачу (11), (14) – (17) можно привести к двум последовательно решаемым гармоническим граничным задачам.

Первая задача имеет смысл стационарной граничной задачи теории упругости о возбуждении гармонических волн системой внешних сил, которые распределены по объему V некоторой конечной области металла с объемной плотностью $\vec{f}^*(x_k)e^{i\omega t}$ и по поверхности S, ограничивающей этот объем, с поверхностной плотностью $\sigma_{ij}^*(x_k)e^{i\omega t}$. Для амплитуд гармонически изменяющихся во времени полей упругих смещений и сил эта задача формулируется следующим образом

$$c_{nmkl}^{H}u_{k,ln} + \rho_0\omega^2 u_n - f_n^* = 0 \forall x_k \in V, \tag{18}$$

$$n_j\left(c_{ijkl}^{H}u_{k,l} - \sigma_{ij}^*\right) = 0 \forall x_k \in S. \tag{19}$$

При электромагнитном возбуждении ультразвуковых волн в металлах неферромагнитной группы $f_n^* = L_n$ и $\sigma_{ij}^* = H_i^* B_j^0 - \left(\delta_{ij} H_k^* B_k^0\right)/2$. Для ферромагнетиков $f_n^* = m_{ijnm}\left(H_i^0 H_j^*\right)_{,m}$ и $\sigma_{ij}^* = m_{ijnm} H_i^0 H_j^*$. При этом предполагается, что внутренне магнитное поле не влияет на качественные и количественные характеристики процесса возбуждения ультразвуковых волн в ферромагнетиках.

Вторая задача позволяет определить компоненты вектора напряженности магнитного поля по найденным в результате решения граничной задачи (18), (19) компонентам $u_m(x_k)e^{i\omega t}$ вектора смещения материальных частиц ферромагнитного металла.

Формулировка этой задачи в терминах амплитуд гармонически изменяющихся во времени физических полей имеет следующий вид

$$\varepsilon_{mql}\left(\frac{1}{r_{ll}}\varepsilon_{lpk}h_{k,pq}\right) + i\omega\mu_{mp}^{\varepsilon}h_p + i\omega m_{pmkl}H_p^0 u_{k,l} = 0 \forall x_k \in V^{(+)}, \tag{20}$$

$$\varepsilon_{kmn}n_m\left(h_n - \tilde{H}_n\right) = 0 \forall x_k \in S^{(+)}, \tag{21}$$

$$n_m\left(m_{pmij}H_p^0 u_{i,j} + \mu_{mn}^* h_n - \mu_0\tilde{H}_m\right) = 0 \forall x_k \in S^{(+)}, \tag{22}$$

где $V^{(+)}$ и $S^{(+)}$ - объем металла и ограничивающая его поверхность за пределами области приложения внешних сил; $\tilde{H}_m$ - компоненты магнитного поля рассеяния. Решение задачи (20) – (22) позволяет определить динамическое магнитное состояние деформируемого ферромагнетика с учетом скин эффекта и потерь энергии, обусловленных излучением электромагнитных волн в окружающее пространство. Если не учитывать внутреннее магнитное поле, то за пределами области существования переменного магнитного поля преобразователя амплитудное значение гармонически изменяющейся во времени магнитной индукции деформируемого ферромагнетика, как следует из уравнения (8), будет определяться следующим образом: $B_s = m_{nskl}H_n^0 u_{k,l}$. Это определение динамического магнитного состояния металла противоречит фундаментальному условию отсутствия магнитных зарядов, т. е. условию $B_{m,m} = 0$. Поэтому определение динамического магнитного состояния деформируемого ферромагнетика должно быть таким

$$B_s = m_{nskl}H_n^0 u_{k,l} + \mu_{sp}^{\varepsilon}h_p, \tag{23}$$

где h_p - компонент вектора напряженности внутреннего магнитного поля, определенный в результате решения граничной задачи (20) – (22). Соотношение (23) является отправным пунктом при построении математической модели преобразователя электромагнитного типа в режиме регистрации ультразвуковых волн в ферромагнитных металлах.

Последовательное решение граничных задач (18), (19) и (20) – (22) позволяет приближенно описать напряженно-деформированное и динамическое магнитное состояние поляризованного постоянным магнитным полем ферромагнетика при локальном воздействии на него переменного магнитного поля ультразвукового преобразователя. Предлагаемый подход к описанию физического состояния ферромагнитного металла можно назвать методом последовательного приближения.

Деформирование в присутствии постоянного магнитного поля металла неферромагнитной группы сопровождается появлением конвективных электрических токов [10]. Амплитудное значение $j_k(x_m)$ k-го компонента вектора поверхностной плотности этого тока определяется следующим образом

$$j_k(x_m) = i\omega r\mu_0\varepsilon_{kmn}u_n(x_m)H_m^0(x_m), \tag{24}$$

где r – компонент шарового тензора удельной электрической проводимости; амплитуды компонентов вектора смещения определяются в результате решения граничной задачи (18), (19). Выражение (24) является основополагающим при построении математической модели преобразователя

электромагнитного типа в режиме приема ультразвуковых волн, распространяющихся в металлах неферромагнитной группы.

Таким образом, решение граничной задачи (18), (19) позволяет определить смещения материальных частиц металла при локальном воздействии на него переменным магнитным полем преобразователя электромагнитного типа и построить в ходе этого определения частотную характеристику $\vec{W}(x_k, \omega, P)$, т. е. математическую модель, этого преобразователя. Помимо этого, решения граничной задачи (18), (19) дают возможность определить динамическое электрическое и магнитное состояние деформируемого металла.

Выводы

1. Сформулирован новый концептуальный подход решения проблемы возбуждения акустических колебаний в электропроводных ферромагнитных металлах с учетом параметров преобразователя, свойств материала, характеристик возбуждающего сигнала, содержащая уравнение движения частиц металла, уравнения Максвелла и обобщенный закон Ома в дифференциальной форме для проводников с усложненными свойствами. Полученная обобщенная система уравнений определена граничными условиями, учитывающими их нелинейность и связность.
2. Определены пути решения задач по нахождению упругих смещений, возбуждаемых преобразователем электромагнитного типа в металлах ферромагнитной и неферромагнитной групп.
3. Показано, что свойства возбуждаемого упругого поля определяются, при прочих равных условиях, функцией, определяемой как «частотная характеристика преобразователя». Выделение этой функции дает возможность рассчитывать все параметры преобразователя электромагнитного типа.

Список литературы: **1**. Неразрушающий контроль: Справочник: В 7 т. Под общ. ред. В.В. Клюева. Т.3: Ультразвуковой контроль / *И.Н. Ермолов, Ю.В. Ланге*. – М.: Машиностроение, 2004, 864 с. **2**. *Сучков Г.М*. Возможности современных ЭМА толщиномеров // Дефектоскопия. - 2004. - №12. - С. 16-25. **3**. *Сучков Г.М.* Современные возможности ЭМА дефектоскопии. – Дефектоскопия, 2005, №12, с. 24–39. **4**. *Сучков Г.М., Донченко А.В.* Реальная чувствительность ЭМА приборов // Дефектоскопия. – Екатеринбург, 2007. – №6. **5**. *Сучков Г.М.* и др. Повышение чувствительности ЭМА приборов. – Дефектоскопия. 2008. №2. С. 15-22. **6**. *Сучков Г.М.* Розвиток теорії і практики створення приладів для електромагнітно-акустичного контролю металовиробів. Автореф. дис. д.т.н., Харків, НТУ «ХПІ», 2005 - 37 с. **7**. *Власов К. Б.* Некоторые вопросы теории упругих ферромагнитных (магнитострикционных) сред // Изв. АН СССР. Сер. физическая. – 1957. – Т. 21. – № 8. – С. 1140–1148. **8**. *Петрищев О. Н*. Метод полигармонических разложений – новый подход к решению нелинейных задач магнитоупругости // Акустика и ультразвуковая техника. – 1987. – Вып. 2. – С. 85–90. **9**. *Петрищев О.Н.* Возбуждение волн Рэлея в металлической полосе, поляризованной постоянным магнитным полем // Акустичний вісник. – 2005. – 8. - №1 - 2. - С. 85 – 95. **10**. *Бардзокас Д. И., Кудрявцев Б. А., Сеник Н. А*. Распространение волн в электромагнитоупругих средах. – М.: Едиториал УРСС, 2003. – 236 с.

УДК 620.179.14

А.А. АВРАМЕНКО, канд. техн. наук, доц. НТУ "ХПИ",
Н.Н. СИРЕНКО, канд. техн. наук, проф. НТУ "ХПИ",
В.В. СКОПЕНКО, соискатель, НТУ "ХПИ"

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ ДЕФЕКТОВ ВИХРЕТОКОВЫМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ С ПОПЕРЕЧНЫМ ОДНОРОДНЫМ ПОЛЕМ

У роботі наведено результати експериментальних досліджень з виявлення дефектів при використанні вихороструму перетворювача з однорідним поперечним полем. Показана можливість визначення глибини і ширини дефекту при сумісному вимірюванні амплітуди і фази вихідного сигналу.

In the work the results of experimental researches on the discovery of defects with the use of eddy current converter with the homogeneous transversal field are represented. Possibility of determination of depth and width of defect at the joint measuring amplitudes and phases of output signal is shown.

Введение. На сегодняшний день в вихретоковой дефектоскопии широкое распространение получили накладные электромагнитные преобразователи [1]. Известные накладные преобразователи, как правило, совмещают функции создания электромагнитного поля и измерения параметров выходного сигнала. Магнитное поле внутри и снаружи таких датчиков даже в отсутствие изделия резко неоднородно, что значительно усложняет анализ поведения выходных параметров от изменения характеристик объекта контроля. Работа с такими преобразователями [2, 3] требует проведения довольно трудоемких операций отстройки от мешающих факторов, среди которых в качестве основного является эффект воздействия воздушного зазора между датчиком и контролируемым изделием. С помощью накладных вихретоковых преобразователей (ВТП) контролируют локальные, усредненные значения электрофизических параметров без определения направления градиента их изменения.

Постановка задачи. Оказывается, если использовать однородное электромагнитное поле с разделением функций создания электромагнитного поля и измерения характеристик изделий, то можно определять дефекты с определенным направлением их развития.

Одним из главных элементов таких устройств является источник однородного магнитного поля. В качестве источников такого поля могут быть длинные проходные преобразователи, внутри которых магнитное поле направлено вдоль оси изделия, а вихревые токи замыкаются по кольцу

поперек изделия, т.е. в этом случае линейные дефекты, которые по направлению совпадают с вихревыми токами, практически обнаружить не удается.

Основная часть. Для решения задачи бесконтактного контроля дефектов, расположенных в плоскости перпендикулярной к оси цилиндрического изделия, необходимо выбрать преобразователи, возбуждающее поле которых направлено перпендикулярно образующей цилиндрического изделия [4]. В этом случае возможно использование преобразователя в виде катушек Гельмгольца, которые создают переменное магнитное поле перпендикулярно изделию и которые наиболее полно удовлетворяют требованиям однородности магнитного поля, свободного доступа к объекту контроля, что позволяет контролировать весьма протяженные изделия (проволока, трубы и др.).

Таким образом, преобразователь на основе сочетания катушек Гельмгольца с поперечным относительно образца однородным полем и измерительными катушками, плоскость которых перпендикулярна возбуждающему полю, достаточно хорошо подходит при построении устройств, реализующих методы дефектоскопии поперечных трещин. С точки зрения увеличения чувствительности к ответной реакции изделия с дефектом на возбуждающее поле и минимизации погрешностей для амплитудного и фазового метода контроля, необходимо применять дифференциальную схему включения измерительных обмоток ВТП.

На рис. 1 представлена функциональная схема установки с таким преобразователем, для которой реализованы амплитудный и фазовый метод обнаружения дефектов в контролируемом образце.

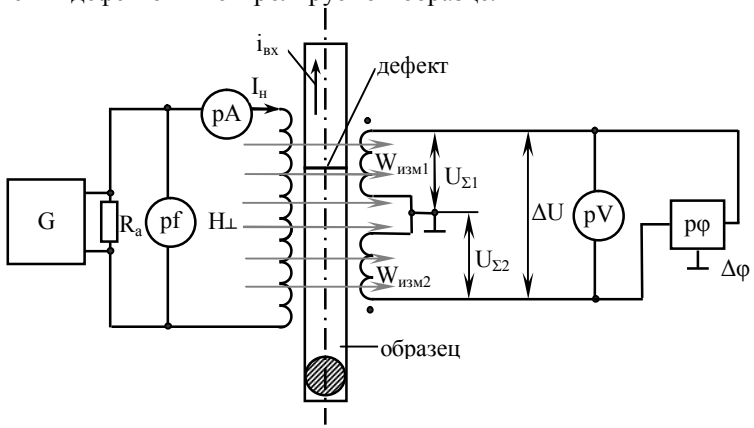


Рис. 1. Функциональная схема установки для определения дефектов в цилиндрических образцах.

Схема содержит генератор синусоидального сигнала G, который запитывает катушки Гельмгольца намагничивающим стабильным током $I_н$,

значения которого контролируется амперметром pA. Частота намагничивающего тока определяется по частотомеру pf. Для согласования нагрузки при различных режимах работы установки используется аттенюатор R_a. Две идентичные измерительные катушки $W_{изм1} = W_{изм2} = 1500$ витков включены последовательно-встречно и размещены как можно ближе к объекту исследования. На выходе измерительных обмоток получаем разностное напряжение ΔU ($\Delta U = U_{\Sigma 1} - U_{\Sigma 2}$), которое в отсутствие дефектов в образце близко к нулю. Это напряжение контролируется вольтметром pV. Измеритель разности фаз pφ включен таким образом, чтобы измерять разность фаз между напряжениями $U_{\Sigma 1}$ и $U_{\Sigma 2}$ и если в образце нет дефектов, то этот угол $\Delta\varphi \approx 0$.

Наличие дефекта в плоскости перпендикулярной оси цилиндрического образца можно условно считать как изменение его радиуса. Из работы [5] видно, как влияет геометрический форм-фактор или радиус образца на выходное напряжение и фазу выходного сигнала вихретокового преобразователя, включенного по дифференциальной схеме. При этом

$$\dot{K} = \lambda \frac{\Delta \dot{U}}{\dot{U}_{\Sigma}}, \qquad (1)$$

где $\dot{K}$ –комплексный нормированный магнитный поток; λ – геометрический форм-фактор.

Выражение для λ в случае круглой измерительной катушки [5]

$$\lambda = \frac{1}{2\left(\frac{R}{a_2}\right)^2 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{a_2}{a_1}\right)^2}}\right)}, \qquad (2)$$

где R – радиус образца; a_2 – средний радиус измерительной катушки; a_1 – расстояние от центра изделия до середины измерительной катушки.

Следует заметить, что модуль и фаза нормированного потока [3] однозначно связаны с обобщенным параметром *x*, выражение для которого имеет вид

$$x = R\sqrt{\mu_0 \sigma 2\pi f}, \qquad (3)$$

где $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м – магнитная постоянная; σ – удельная электрическая проводимость образца; f – частота намагничивающего тока.

В эксперименте использовались цилиндрические образцы из алюминиевого сплава ($\sigma \approx 18$ МСм/м), у которых искусственно выполнены дефекты с различными фиксированными глубинами h и величиной раскрытия b. При проведении эксперимента, образец плавно перемещался вдоль оси

таким образом, чтобы можно было зафиксировать различные значения напряжения и фазы сигнала измерительных катушек при попадании дефекта в зону их контроля. Результаты эксперимента занесены в таблицу 1.

Таблица 1 – Результаты эксперимента при $I_н$=0,2 А; R_a=150 Ом.

№	Параметры дефекта	ΔU_0=1,5mV f=965Гц; U_Σ=26mV		ΔU_0=2,4mV f=1565Гц; U_Σ=36,8mV		ΔU_0=9,0mV f=2517Гц; U_Σ=52mV	
		ΔU, mV	Δφ, град	ΔU, mV	Δφ, град	ΔU, mV	Δφ, град
1	h=0,5 мм b=0,4 мм	1,6	0,14	2,55	-	-	-
2	h=0,5 мм b=0,8 мм	1,62	0,22	2,6	0,12	-	0,14
3	h=0,5 мм b=1,3 мм	1,66	0,36	2,68	0,43	-	0,23
4	h=1,0 мм b=0,4 мм	1,7	0,36	2,65	0,43	-	0,27
5	h=1,0 мм b=0,8 мм	1,75	0,45	2,72	0,74	-	0,50
6	h=1,0 мм b=1,3 мм	1,9	0,51	2,8	0,86	9,1	0,78
7	h=2,0 мм b=0,4 мм	2,15	0,94	3,3	1,46	9,2	0,82
8	h=2,0 мм b=0,8 мм	2,2	1,04	3,36	1,63	9,2	0,86
9	h=2,0 мм b=1,3 мм	2,4	1,14	3,9	2,43	9,5	1,06

Заключение. В результате анализа экспериментальных данных можно сделать вывод, что для данного типа ВТП с поперечным однородным полем возможно достаточно надежное определение дефектов определенной ориентации. Причем, измеряя одновременно два параметра выходного сигнала (амплитуду и фазу) преобразователя с образцом заданного диаметра и известной σ существует возможность раздельного определения как глубины, так и ширины протяженного дефекта.

Список литературы: 1. Неразрушающий контроль: Справочник: В 7 т. Под общ. ред. *В.В. Клюева*. Т.2: В 2 кн.-М.: Машиностроение, 2003.-688 с. **2.** *Герасимов В.Г.*, *Клюев В.В.*, *Шатерников В.Е.* Методы и приборы электромагнитного контроля промышленных изделий. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 272 с. **3.** *Дорофеев А.Л.*, *Никитин А.И.*, *Рубин А.Л.* Индукционная толщинометрия. – М.: Энергия, 1978. – 185 с. **4.** Измерение удельной электрической проводимости цилиндрических изделий. / *А.А. Авраменко*, *В.А. Друнов, В.П. Себко*, *В.И. Тюпа*. – Дефектоскопия, 1984, № 6, с. 79-84. **5.** Бесконтактное измерение удельной электрической проводимости цилиндрических изделий в поперечном переменном магнитном поле / *А.А. Авраменко*, *В.П. Себко*, *В.И. Тюпа*, *В.А Друнов*. – Метрология, 1983, №10, с. 48-54.

УДК 621.396.6

С.Б. МАЛИК, аспірант, ХНУРЭ*;*
А.В. МЯГКИЙ, инженер, ХНУРЭ*;*
А.В. СТОРОЖЕНКО*,* канд. техн. наук, доц., ХНУРЭ

ПОВЫШЕНИЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ ТЕПЛОВОЙ ДЕФЕКТОСКОПИИ В УСЛОВИЯХ НАЛИЧИЯ ИЗЛУЧАТЕЛЬНОЙ ПОМЕХИ

Отримано оцінку чутливості теплової дефектоскопії (параметри порогових дефектів) для широкого кола материалів, що дозволяє потенціальному споживачеві визначити застосовність даного методу. Запропоновано підхід до оптимізації режиму теплової дефектоскопії, що дозволяє підвищити відношення сигнал/шум, а отже і чутливість методу.

Infrared testing sensitivity estimation (threshold detectable defect characteristics) for a wide number of materials is obtained. It allows prospective consumer to appraise this method applicability. Infrared testing procedure optimization approach that allows to raise SNR and therefore method sensitivity is proposed.

Тепловая дефектоскопия (ТДС) состоит в обнаружении дефектов внутренней структуры объекта контроля (ОК) по аномалиям температурного поля на его поверхности, возникающего под воздействием внешнего источника тепла [1].

Основным фактором, ограничивающим чувствительность ТДС, является помеха, связанная с неоднородностью поверхности ОК по коэффициенту излучения ε [2].

Известный подход к снижению влияния это помехи состоит в покрытии поверхности ОК перед обследованием высокоизлучающей краской. Поверхность становится однородной и с высоким коэффициентом излучения ($\varepsilon \approx 0{,}9...0{,}98$).

Однако, необходимость производить покраску ОК перед контролем и снимать краску после проведения контроля существенно снижает производительность ТДС и повышает ее себестоимость. Кроме того, этот метод исключает влияние излучательной помехи только при условии, что покраска производится три и более раз, только в этом случае ε становится однородным [3].

В работе [4] авторами был предложен другой подход к снижению излучательной помехи, основанный на оптимизации режима ТДС по критерию максимизации отношения сигнал/шум. Подход основан на том факте, что моменты времени, соответствующие достижению максимумов помехи (шума) ΔT_ε и полезного сигнала $\Delta T_{деф}$ не совпадают: сигнал от помехи достигает максимума сразу по окончании нагрева, а полезный сигнал

– с определенным временем запаздывания $\tau_з$. Максимум соотношения сигнал/шум наступает в момент времени τ_{opt} (рис. 1).

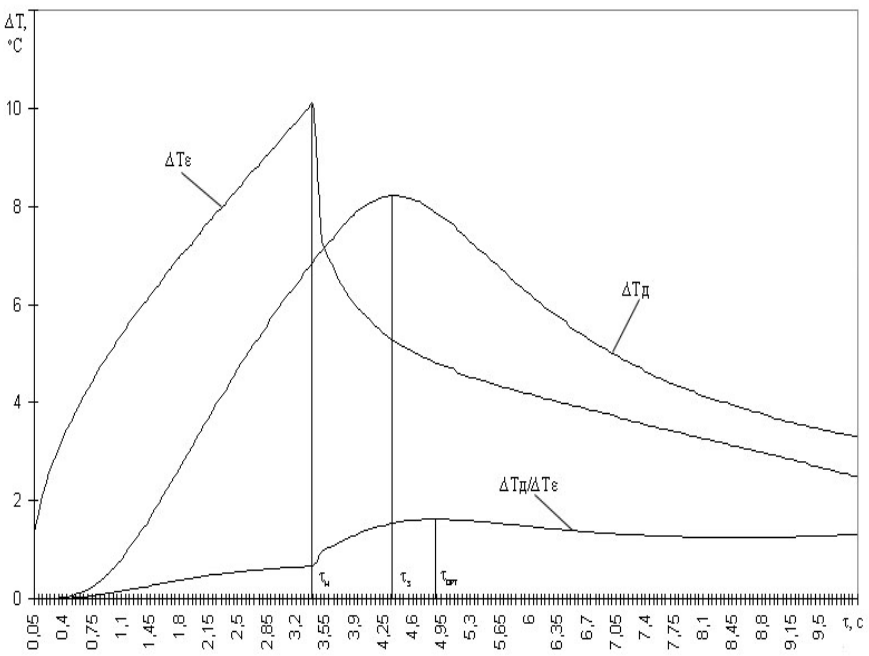


Рисунок 1 – Временные зависимости полезного сигнала и помехи

Целью настоящей работы является развитие предложенного в [4] подхода путем оценки предельной чувствительности ТДС применительно к широкому кругу ОК.

При этом под чувствительностью понимаются параметры порогового дефекта, определяемого из условия: сигнал/шум ≥ 1.

Поскольку чувствительность теплового контроля для разных материалов ОК разная (зависит от теплофизических характеристик материала (ТФХ) [1]), то для получения более полной информации расчета известные по теплофизическим справочникам [5] материалы были разбиты на группы по величине удельной теплопроводности λ следующим образом:

1. Изоляторы (0 < λ < 0,4)
2. Плохие проводники тепла (0,4 < λ < 8)
3. Средние проводники тепла (8 < λ < 35)

4. Теплопроводящие материалы (35 < λ < 500)

Для проведения расчетов чувствительности по приведенной в [4] теплофизической модели использовались следующие допущения и упрощения:

- тип дефекта – воздушное включение (наиболее часто встречающийся на практике в виде мест непроклея, расслоений, трещин и т.п.);
- предельно допустимая температура нагрева - 100°С (при более высокой температуре в ряде материалов могут происходить структурные изменения, а также при температуре выше 100°С проявляется зависимость теплопроводности λ от температуры материала и модель становится нелинейной);
- раскрытие (толщина дефекта) постоянна – 0,2 мм, что соответствует реальным дефектам, встречающимся на практике;
- толщина контролируемой пластины – 1 см (толщина большинства реальных ОК ТДС не превышает приведенного значения).

Таким образом, целью расчетов являлось определение пороговых значений двух параметров дефекта (глубины залегания *h* и поперечного размера *l*) для объектов четырех указанных классов. При этом учитывалось, что пороговые значения *l* и *h* взаимосвязаны - для повышения разрешения по глубине (*h*), необходимо чтобы поперечный размер дефекта (*l*) был больше [2].

Результаты расчетов приведены в табл. 1. Пороговые размер и глубина залегания дефектов в материалах выбранных групп даны для средних значений теплопроводности по группе, т.к. это позволяет определять пороговые параметры дефекта для конкретного материала путем интерполяции.

Таблица 1 – Чувствительность ТДС при разных уровнях излучательной помехи

№ группы матер. ОК	λ, Вт/м·К	$\Delta\varepsilon/\varepsilon = 0$		$\Delta\varepsilon/\varepsilon = 10\%$		$\Delta\varepsilon/\varepsilon = 20\%$		$\Delta\varepsilon/\varepsilon = 30\%$		$\Delta\varepsilon/\varepsilon = 40\%$		$\Delta\varepsilon/\varepsilon = 50\%$	
		l, мм	*h*, мм	*l*, мм	*h*, мм	*l*, мм	*h*, мм	*l*, мм	*h*, мм	*l*, мм	*h*, мм	*l*, мм	*h*, мм
1	0,175	5	9,5	8	5,5	6	2,5	5	1,5	8	1,5	–	–
2	3,325	3	9	6	7	8	6	8	5	7	4	8	4
3	14	3	9	6	7	7	6	7	5	8	5	7	4
4	332,5	3	9	8	7	8	6	8	5	8	4	7	3

Из анализа табл. 1 следует, что чувствительность к обнаружению воздушных дефектов в ОК из нетеплопроводных материалов (1 группа) значительно ниже, что объясняется слабым отличием ТФХ материала и

дефекта. Также чувствительность ТДС резко снижается с увеличением уровня помехи. Для материалов первой группы обнаружение дефектов при уровне помехи $\Delta\varepsilon/\varepsilon = 50\%$ сильно затруднено. В случае, если материал дефекта более теплопроводный, чем воздух (различные инородные включения в материале ОК), чувствительность ТДС будет меньшей.

Для оценки эффективности предложенного подхода к оптимизации процедуры ТДС в табл. 2 приведены значения отношения сигнал/шум для двух случаев: оптимизации по максимизации полезного сигнала и оптимизации по максимизации отношения сигнал/шум.

Таблица 2 – Повышение отношения сигнал/шум за счет выбора режима контроля (при $\Delta\varepsilon/\varepsilon = 10\%$)

№ группы матер. ОК	λ, Вт/м·К	$\left.\frac{\Delta T_\partial}{\Delta T_\varepsilon}\right\|_{\tau_з}$	$\left.\frac{\Delta T_\partial}{\Delta T_\varepsilon}\right\|_{\tau_{opt}}$	Повышение $\Delta T_\partial/\Delta T_\varepsilon$, %
1	0,175	1,51	1,63	7
2	3,325	1,42	1,57	9,5
3	14	1,5	1,64	8,5
4	332,5	1,3	1,52	14,5

Выводы

1. Получена оценка чувствительности ТДС (параметры пороговых дефектов) для широкого круга материалов, что позволяет потенциальному потребителю оценить применимость данного метода.

2. Предложен подход к оптимизации режима ТДС, позволяющий повысить отношение сигнал/шум, а следовательно и чувствительность метода.

Список литературы: **1.** *Стороженко В.А., Маслова В.А.* Термография в диагностике и неразрушающем контроле. - Харьков: Компания СМИТ, 2004 - 160 с. **2.** Неразрушающий контроль: Справочник: В 7 т. Под общ. ред. В.В. Клюева. Т.5: В 2 кн. Кн. 1: Тепловой контроль. /В.П. Вавилов. Кн. 2: Электрический контроль. /К.В. Подмастерьев, Ф.Р. Соснин, С.Ф. Корндорф, Т.И. Ногачева, Е.В. Пахолкин, Л.А. Бондарева, В.Ф. Мужицкий. – М.: Машиностроение, 2004. – 679 с. **3.** *Xavier P. V. Maldague.* Theory and Practice of Infrared Technology for Nondestructive Testing. - John Wiley & Sons, Inc., 2001, p. 684. **4.** *Стороженко В.А., Малик С.Б., Мягкий А.В.* Оптимизация режимов тепловой дефектоскопии на основе теплофизического моделирования // Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут». Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Прилади і методи неруйнівного контролю. – Харків: НТУ «ХПІ» – №48. – 2008. – С. 84-91 **5.** *Пехович А.И., Жидких В.М.* Расчеты теплового режима твердых тел. - М.: Энергия, 1976 – 352 с.

УДК 535.8

МУССИЛ В.В., канд. физ-мат.наук, доц. НТУ «ХПИ»
ПИЛИПЕНКО В.В., канд. физ-мат.наук, доц. НТУ «ХПИ»
ЛЕМЕШЕВСКАЯ Е.Т., канд. физ-мат.наук, доц. НТУ «ХПИ»,
КЕРЕМЖАНОВ К.Д., студент, НТУ «ХПИ»

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПОКАЗАТЕЛЯ ПРЕЛОМЛЕНИЯ ЖИДКОСТЕЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПРОЗРАЧНЫХ ЦИЛИНДРИЧЕСКИХ КЮВЕТ.

Пропонується простий метод вимірювання показника заломлення рідин, які знаходяться в тонкостінних кюветах циліндричної форми будь-якого діаметра. В основі методу лежить явище заломлення світла в циліндричних лінзах. Для його реалізації використовується система регулярно розташованих в площині ліній, які спостерігають через циліндр з рідиною в монохроматичному світлі. Зображення ліній повернуті відносно початкової орієнтації, а кут повороту однозначно пов'язаний з показником заломлення рідини.

The simple method of measuring of index of refraction of liquids being found in the thin-walled cuvettes of cylindrical form of arbitrary diameter is offered. The phenomenon of refraction of light in cylindrical lenses lies in the basis of method. For his realization the system is used regularly located in a plane lines which are observed through a cylinder with a liquid in the monochromatic light. Image of lines are turned in relation to the primary orientation, and the corner of turn is simply related to the index of refraction of liquid.

Показатель преломления вещества *n* является одним из важнейших его параметров. Измерение показателя преломления нашло широкое применение при определении структуры вещества, а также для контроля качества и состава различных веществ в химической, фармацевтической, пищевой и других отраслях промышленности. Существует много методов определения показателя преломления жидкостей, но, как правило, они требуют использования промышленных приборов, которые называют рефрактометрами [1].

В данной работе предлагается простой метод определения показателей преломления жидкостей, находящихся в тонкостенных (~ 0,5 мм) пробирках цилиндрической формы. В основе метода лежит явление преломления света в цилиндрических линзах [2], суть которого понятна из рис.1. Если прямая линия образует угол α с осью цилиндра, то изображение линии поворачивается на угол δ при наблюдении этой прямой через кювету с жидкостью. Угол поворота δ однозначно связан с углом α и показателем преломления жидкости *n*, находящейся в кювете:

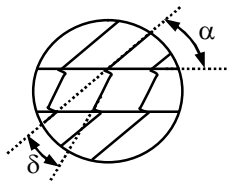


Рис. 1. Измерение *n* по углу поворота δ изображения линии.

$$\delta = \mathrm{arctg}\left[\frac{n}{2-n}\mathrm{tg}\alpha\right] - \alpha\,, \qquad (1)$$

откуда следует, что

$$n = \frac{2\cos\alpha\cdot\sin(\delta+\alpha)}{\sin(2\alpha+\delta)}\,. \qquad (2)$$

Таким образом, как видно из формулы (2), показатель преломления жидкости, которая находится в цилиндре, не зависит от диаметра цилиндра и определяется углами α и δ.

На рис. 2 приведена схема для измерения показателя преломления жидкостей. Рефрактометр содержит источник света 1, расположенный в фокусе объектива коллиматора 2, светофильтр 3. Параллельный пучок лучей, отражаясь от полупрозрачной пластинки 4, попадает на кювету 6, заполненную жидкостью, и освещает транспарант с решеткой 7. Кювета расположена непосредственно на транспаранте и закреплена на трехкоординатном микропозиционере, позволяющем перемещать кювету в различных направлениях.

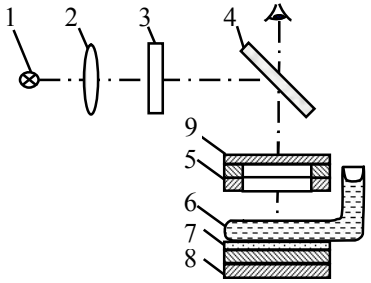


Рис.2. Схема установки для измерения показателя преломления жидкостей.

Транспарант представляет собой круг диаметром 80 мм с системой регулярно расположенных в плоскости линий толщиной 0,3 мм с шагом 5 мм. Транспаранты 7 и 9 выполнены в графической программе на компьютере и напечатаны на лазерном принтере на белом листе 7 и прозрачной пленке 9.

Измерение углов с высокой точностью является сложной задачей, поэтому одним из достоинств метода является необходимость измерения всего двух углов α и δ для определения показателя преломления вещества по формуле 2. Для точного измерения углов используются гониометры 5 и 8 с точностью измерения ~ 1′.

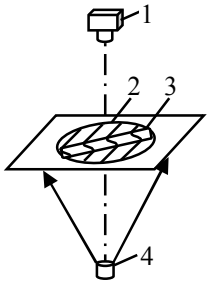


Рис.3. Схема для съемки цифровым фотоаппаратом

Цилиндрическую кювету 6 с жидкостью с помощью трехкоординатного микропозиционера устанавливают в поле зрения на столике гониометра 8 с транспарантом 7. Линии транспарантов 9 и 7 параллельны друг другу. Затем нижний транспарант 7 поворачивают так, чтобы образующая цилиндра составляла с линиями решетки заданный угол α (этот угол определяют по лимбу гониометра 8). Затем верхний транспарант поворачивают так, чтобы линии решетки прозрачного

транспаранта 9 совпадали по направлению с линиями, наблюдаемыми через кювету с жидкостью, и замеряют гониометром 5 угол δ поворота изображения линии.

Данный метод можно модифицировать, используя цифровую камеру или цифровой фотоаппарат в схеме, приведенной на рис.3. Для съемки цифровым фотоаппаратом 1 транспарант 2 помещался на стекло вместе с цилиндрической кюветой 3 с жидкостью, показатель преломления которой необходимо определить. Кювета освещалась снизу источником света 4 (см. рис. 3). По полученным снимкам на компьютере с помощью стандартных (например, CorelDRAW, AutoCAD) или специальных программ [3] определялись углы α и δ.

Согласно соотношению (2) показатель преломления может быть определен при любом положении кюветы относительно линий решетки, т.е. при любом угле α (кроме α = 0° и α = 90°, т.к. в этом случае при показателе преломления $n < 2$ угол поворота δ = 0°). Между этими двумя точками существует такое значение угла $\alpha = \alpha_{max}$, при котором угол поворота δ достигает максимальной величины δ_{max}: $\alpha_{max} = arctg\sqrt{\frac{2-n}{n}}$, $\delta_{max} = \frac{\pi}{2} - 2\alpha_{max}$.

Для увеличения точности измерения показателя преломления n необходимо кювету размещать под углом $\alpha = \alpha_{max}$. Для $1{,}3 < n < 1{,}7$ δ_{max} достигается при расположении оси кюветы под углами α к решетке $\alpha_{max} \sim 20°–30°$ [2].

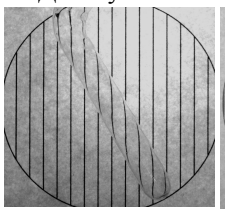


Рис. 4. Кювета без жидкости.

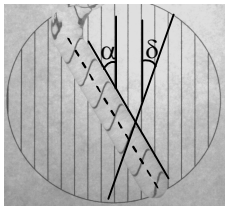


Рис. 5. Кювета, заполненная водой

На рис. 4 приведен снимок цилиндрической кюветы без жидкости, полученный с помощью цифрового фотоаппарата по схеме, изображенной на рис.3. Изгиб изображения вблизи краев кюветы связан с преломлением стенок цилиндрической кюветы и аберрациями линзы и не зависит от показателя преломления жидкости. Линии, наблюдаемые через кювету, не поворачиваются, т.к. показатель преломления воздуха незначительно отличается от единицы.

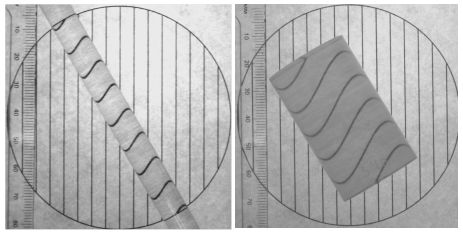


Рис. 6. Стеклянный цилиндр диаметром 10 мм (слева) и цилиндр из органического стекла диаметром 30 мм

При заполнении кюветы жидкостью (рис. 5) изображения линий, наблюдаемых через жидкость, поворачиваются. Из-за изгиба линий изображения вблизи краев кюветы угол отклонения δ необходимо измерять

между наблюдаемой через жидкость линией транспаранта и линией, параллельной оси кюветы, т.к. формула (2) справедлива в параксиальном приближении.

Значения показателей преломления ряда жидкостей (воды, водных растворов сахара и др.), определенных по предлагаемой методике на установке (см. рис.2) и с помощью компьютерных технологий аналогичны и хорошо согласуются с известными данными, а также с результатами измерения n стандартными методами (например, на рефрактометре типа УРЛ-1). Достигаемая точность измерения показателя преломления зависит от точности измерения углов α и δ, и погрешность определения показателя преломления может быть менее 10^{-3} для одного измерения. Если необходимо уменьшить погрешность, можно выполнять несколько измерений пар углов α и δ. Например, при определении показателя преломления воды по цифровым изображениям были получены следующие данные: для $\alpha = 29{,}88^{o}$, $\delta = 19{,}33^{o}$, $n = 1{,}337$. Измерение на УРЛ-1 дает значение $n_c = 1{,}3329$. $\Delta n = n - n_c = 0{,}004$.

Для более точного определения углов можно использовать преобразование Хафа [3], которое позволяет в цифровых изображениях идентифицировать прямые. Прямая задается уравнением $y = kx + b$ и может быть вычислена для любой пары точек на изображении (x, y), а коэффициенты k дают возможность определять необходимые углы. Погрешность определения показателей преломления Δn, связанная с дисперсией, может быть устранена при съемке образца в монохроматическом свете.

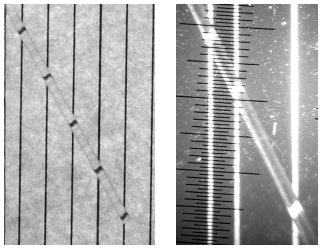


Рис. 7. Стеклянный цилиндр диаметром 1 мм (слева) и оптическое волокно диаметром 0,15 мм (справа).

Данный метод можно применять для определения показателей преломления прозрачных стержней цилиндрической формы [2]. На рис. 6 представлены изображения линий решетки, испытывающих поворот при наблюдении через цилиндры из стекла и оргстекла. Метод можно применить и к стержням малого диаметра до 1 мм (рис. 7). Стержни меньшего диаметра можно фотографировать с помощью микроскопа. На рис. (рис. 7) приведен пример такой фотографии для стекловолокна диаметром 0,15 мм. Таким образом, мы предлагаем простой метод измерения показателя преломления жидкостей. Схема установки проста, а точность определения показателя преломления достаточна практически для любых требований контроля.

Список литературы: **1**. Рефрактометрические методы химии / *Иоффе Б.В.* Л.: Химия, 1983. 344 с. **2**. *Alonso J., Bernabeu E* .A method for the measurement of the refractive index of dielectric cylinders // Pure Appl. Opt. – 1997. – V.6. –p.147 – 152, **3.** *Tahir Rabbani and Frank van den Heuvel*. Efficient Hough transform for automatic detection of cylinders in point clouds // Proceedings of the 11th Annual Conference of the Advanced School for Computing and Imaging (ASCI '05), The Netherlands, June 2005.

УДК 620. 179. 16: 620. 179. 17

Г.М. СУЧКОВ, д-р техн. наук, проф. НТУ «ХПИ»
С.Н. ГЛОБА, канд.техн. наук, доц. НТУ «ХПИ»

ЕМА ДЕФЕКТОСКОПІЯ МАТЕРІАЛІВ І ВИРОБІВ. (Огляд)

Проаналізовано літературні джерела з питань електромагнітно-акустичного контролю якості виробів і матеріалів. Визначена ніша, в якій цей метод має свої переваги перед традиційним контактним методом. Встановлено недоліки ЕМА методу та шляхи зменшення їх впливу.

References on questions elektromagnetic acoustic testing of products and materials are analysed. The niche in which this method has the advantages before a traditional contact method is defined. Imperfection of EMA method and a way of reduction of their influence are established.

В даний час відзначається бурхливий розвиток методів і засобів неруйнівного контролю матеріалів та виробів [1-2]. Переважно це прилади, що реалізують метод контролю з використанням контактної рідини. У той же час були визначені області [3], в яких застосування контактних методів контролю недостатньо ефективно. Це контроль виробів з забрудненої поверхні без спеціальної зачистки, дефектоскопія гарячих і холодних виробів, дефектоскопія з низькими експлуатаційними витратами і т.д. Тому в останні роки спостерігається інтенсифікація досліджень і розробок у напрямі створення засобів оцінки якості виробів безконтактними способами. Найбільші технічні успіхи в зазначеному напрямку досягнуті за рахунок застосування електромагнітної - акустичного (ЕМА) способу збудження і прийому ультразвукових коливань [1, 3-108]. Застосування ЕМА дефектоскопії виправдане і з економічної точки зору. Судакова К.В. [109] повідомляє, що впровадження суцільного автоматичного ультразвукового безконтактного контролю на ВАТ «Северсталь», при середній вартості установки 30 млн. руб. РФ та витрат на експлуатацію приблизно 10% в рік від цієї вартості, окупається всього за 8 місяців. Подальша експлуатація установки дає економічний ефект близько 105 млн. руб. на рік за рахунок підвищення якості продукції, що випускається, продуктивності контролю і виключення зачистки виробів, витрати на яку складають близько 550 руб./т.

Можливості ЕМА способу неруйнівного контролю.

При дефектоскопії з застосуванням ЕМА способу використовують переважно два методи контролю - імпульсний і резонансний [1, 5, 20]. Для реалізації імпульсного методу в основному застосовують ті ж електронні блоки [32], що й у традиційних ультразвукових приладах, в яких збудження і прийом звуку здійснюється за допомогою п`єзоперетворювача [33]. Відмінність полягає в тому, що замість п`єзоелемента використовується котушка індуктивності та є пристрій для збудження поляризуючого магнітного поля. Живлять ЕМА перетворювачі (ЕМАП), як правило,

генераторами ударного збудження [24-25, 34-36]. Необхідну величину індукції поляризуючого магнітного поля створюють різними пристроями, конструкція яких залежить від конкретної задачі [17]. Найбільше різноманіття мають прилади, що реалізують ЕМА перетворення з допомогою електродинамічного механізму [17, 32]. У цьому випадку напрямок сили в поверхневому шарі металу неважко визначити, а, отже, можна вирахувати ряд параметрів сформованого акустичного поля [1]. Для більшої ефективності ЕМА перетворення за допомогою електродинамічного і індуктивного механізмів, крім збільшення амплітуди електромагнітного поля, доцільно збільшити величину індукції поляризуючого магнітного поля [32], тому що коефіцієнт подвійного ЕМА перетворення (режим випромінювання - прийом) залежить від її величини квадратично [37]. Однак мінімальне магнітне поле, при якому можна спостерігати трансформацію електромагнітних хвиль у пружні, навіть у такому металі як алюміній (ефективність зворотного перетворення пропорційна щільності металу), перевищує 1,5 $x10^5$ А/м. Вважається, що для впевненої роботи ЕМА дефектоскопа необхідні магнітні поля з напруженістю близько 10^6 А/м і більше. Такі напруженості створити непросто. Тому було запропоновано замінити постійне поляризуюче магнітне поле імпульсним [38]. Тривалість імпульсу поляризуючого поля вибрана такою, щоб була забезпечена сталість його амплітуди на проміжок часу між посилкою зондуючого імпульсу і приходом сигналу, відбитого з об'єкта контролю (ОК).

На відміну від імпульсного, резонансний метод апаратно реалізується простіше [32, 39]. Але він застосований для дуже обмеженого числа виробів [39]. Його показання залежать від впливу навколишнього середовища та умов проведення вимірювань [1, 39]. Часто показання контрольної апаратури неоднозначні і потрібні багаторазові вимірювання [39]. Цей метод інтегральний, що вкрай ускладнює (або робить неможливою) локалізацію внутрішніх несуцільностей контрольованого виробу. Тому переважне практичне застосування знаходить імпульсний метод контролю.

До недоліків імпульсного методу слід віднести [1, 32]: відносну складність обладнання, застосування потужного спеціального генератора імпульсів струму, роботу з високою напругою, необхідність більшого посилення високочастотного сигналу (коефіцієнт посилення понад 10^6), у ряді випадків потрібно імпульсне поляризує поле. Однак, останнім часом, саме цей метод найбільш широко застосовується авторами в роботах, присвячених ЕМА перетворенню [1, 4-29, 40 - 41]. Він може бути орієнтований на вирішення завдань з виявлення порушень суцільності [5, 13, 42], товщинометрії [18-19, 21, 43-44], вимірювання величини зерна в металі [1], і т. п. в частотному діапазоні f = 0,1 ... 30 МГц. Можливо також застосування ЕМА способу для частот до 100 МГц [45].

Експериментальними і теоретичними дослідженнями встановлено, що ЕМА способом у металах успішно збуджуються і реєструються імпульси всіх

відомих типів пружних коливань [1, 15 - 17, 31, 40-41]. Порушуються і приймаються об'ємні поздовжні [1, 6, 46] і зсувні коливання [1, 3-9, 17, 29, 47] нормально поверхні металу (з будь-якою орієнтацією вектора поляризації [1, 17], включаючи кругову [17, 48]), об'ємні поздовжні і зсувні коливання під будь-яким кутом до поверхні [49-50], в тому числі зсувні з вертикальною [24] і горизонтальною [17, 31] поляризацією. Суттєва перевага для неруйнівного контролю та вимірювань дає ЕМА спосіб за рахунок високоефективного збудження і прийому хвиль Релея [10-12, 14, 30, 51], нормальних [31, 52-53] і крутильних хвиль [54] «вертикальною» і « горизонтальною» поляризацією.

ЕМА спосіб дозволяє збуджувати і приймати відбиті від дефектів пружні імпульси в різних виробах [9]. Так, з 1983 р. ведеться дефектоскопія дзеркально - тіньовим методом загального обсягу виробництва рейок на ВАТ «Кузнецький металургійний комбінат», ВАТ «Нижньотагільський металургійний комбінат», ВАТ «Маріупольський МК« Азовсталь » в перерізі, обмеженому товщиною шийки [4-5, 27], перетину головки рейок на ВАТ «Кузнецький металургійний комбінат» [20, 96]. Здійснено спробу контролю феромагнітних стрижнів [55], труб [12, 28, 56-57], сепараторів підшипників [25], листового прокату [58], заготовок круглого перерізу [26] та інших виробів [1], виготовлених зі сталі [4 , 9, 26, 28, 39, 42, 57], чавуну [9], алюмінію [9, 36], сплавів на основі міді і титану [1, 9, 59], композитних матеріалів [60] і т.п. Перевага ЕМА способу проявляється при контролі матеріалу в гарячому стані. Принципова можливість безконтактного ультразвукового контролю «гарячих» (500° С і вище) феромагнітних виробів була встановлена в роботі [61]. Подальші дослідження [46] показали, що збудження і реєстрація поздовжніх хвиль у матеріалах при температурі Кюрі відбувається за рахунок явищ об'ємної магнітострикції і магнітопружного ефекту. Незважаючи на значну кількість робіт у цьому напрямку [6, 62-66], даних про ефективно працюючих в промисловості ЕМА установок в літературі не виявлено.

Слід зазначити, що ЕМА способом реалізуються всі відомі методи контролю - тіньовий [1], дзеркально - тіньовий [5], метод відлуння [8], відлуння - наскрізний [58], дифракційно - часовий [11] та ін. Найбільш складні проблеми мають місце при використанні контролю ЕМА способом методом відлуння. За даними [40] його чутливість в 10000 разів менше, ніж контактним методом, за даними [68] - менше на 50 дБ, а за даними [69] - на 100 дБ. За результатами досліджень [70] коефіцієнт перетворення електричної енергії в акустичну складає 10^{-3}. У той же час в роботі [71] стверджується, що ЕМА способом виявляються плоскодонні відбивачі діаметром 1,3 мм, а в [8] експериментально виявляли дискові відбивачі діаметром 0,9 мм на відстані 170 мм в сталі типу У7. Це відповідає умовній чутливості п`єзоперетворювачів.

Особливо ефективно використання ЕМА способу при застосуванні хвиль Релея і нормальних хвиль. Так у роботах [10-12, 28, 30-31, 72] такими

хвилями досліджені дефекти у вигляді рисок на поверхні труб. Автори стверджують, що вдається виявляти моделі дефектів глибиною 10% або навіть 5% від товщини стінки труб. Однак даних по дослідженню заданого діапазону глибин дефектів не наводиться. В роботі [73] наведені відомості про виявлення хвилями Лемба моделей дефектів у вигляді наскрізних отворів в листах діаметром 8 мм. Ці дані підтверджують низьку чутливість ЕМА способу. Але, з іншого боку, в роботі [74] стверджується, що при ширині змінних решіток ЕМАП рівною 30 мм впевнено виявлялись дефекти типу наскрізного свердління діаметром 1 мм у листі товщиною 1 - 2 мм на відстані до 250 мм. Крім цього, залежність амплітуди відлуння сигналу від глибини риски в інтервалі 0,1-0,6 мм - лінійна, що вигідно відрізняє її від аналогічних залежностей, для контактних датчиків.

Подібним проблемам присвячена робота [35]. Показано, що ширина l провідника решітки перетворювача повинна вибиратися з умови $l \ll \lambda/6$, а його висота не повинна перевищувати 2 мм. При дослідженні залежності амплітуди відлуння-сигналу від величини поля підмагнічування виявлено лінійне зростання оптимальної індукції поля з товщиною листа. Розглянуті ЕМАП, при відлуння-методі контролю, виявляли дефекти у вигляді наскрізного свердління діаметром 1 мм на відстані 300 мм, або у вигляді риски глибиною понад 10% від товщини листа на відстані до 200 мм. Встановлена лінійна залежність амплітуди відлуння сигналу від амплітудно значення струму генератора (0-7 А), що свідчить про сталість коефіцієнтів ЕМА перетворення. У роботах [10-12] експериментально встановлена можливість виявлення тріщин на поверхні труб і рейок глибиною більше 0,2 мм. При дослідженнях зачистку поверхні катання не виконували.

Автори роботи [75] ЕМАП приймали поверхневі хвилі, які збуджували звичайним п'єзоелектричним похилим випромінювачем у сплаві Д16 і сталі. Відзначено, що прийом цих хвиль в двох точках зразка виключає вплив умов введення та перехідною середовища на результати вимірювань і дає можливість контролювати вали, лопатки турбін, деталі літаків і т. д. Це підтверджує високі експлуатаційні характеристики ЕМА перетворювачів.

В роботі [76] досліджувались параметри ЕМА дефектоскопу для контролю нормальними хвилями феромагнітних листів і труб. Виявлено, що за будь-якої орієнтації магнітного поля не відбувається додаткового загасання ультразвуку, обумовленого наявністю магнітного поля. Суперечать цьому висновку результати роботи [77], де відзначається, що характер і величина загасання ультразвуку в феромагнетиках в присутності постійного магнітного поля істотно залежать від розмірів зерна феромагнітних матеріалів.

Температурна залежність амплітуди поверхневої хвилі, збудженої в зразку з низьковуглецевій сталі, вивчена в роботі [78]. Стенд для проведення випробувань містив охолоджуємий водою електромагніт і мідний екран, в якому розміщувалися приймальна та передавальна решітки з платинового дроту діаметром 0,5 мм, які були розміщені в керамічну форму. Індукція

поляризує магнітного поля складала 0,3 Тл. Струм в решітці збуджуючого перетворювача на частоті 250 кГц сягав 600 А. Встановлено, що, як і у випадку з об'ємними повздовжніми хвилями, амплітуда сигналу різко зростає в точці Кюрі досліджуваного матеріалу. Автор пов'язує це із зосередженням магнітного поля в поверхневому шарі зразка, охолодженого до температури Кюрі.

Автори робіт [17, 73] досліджували вплив форми поверхні виробу на спрямованість акустичного поля, зформованого ПЕП і ЕМАП. Якісний аналіз форми акустичних полів в променевому наближенні дозволив їм зробити наступні висновки. Опукла поверхня є дефокусуючим фактором для ПЕП і фокусується фактором для ЕМАП. Спрямовані властивості ЕМАП у випадку контролю виробів з опуклих криволінійних поверхонь краще, ніж у несфокусованих ПЕП такого ж хвильового розміру. Це визначає підвищену чутливість ЕМАП до дефектів в центральній зоні об'єкта контролю.

Вплив відхилення осі симетрії перетворювача від нормалі до поверхні ОК досліджено в роботах [4, 73, 79]. Для ПЕП центральний промінь у виробі відхилитися від нормалі на певний кут. Це призведе до відхилення всіх інших променів ультразвукового пучка в металі від їх номінального положення. Легко визначити, що для випадку вода-сталь відхилення центрального променя у воді всього на 5° від нормалі призведе не тільки до його заломлення в металі на кут майже 20°, а й до появи трансформованої поперечної хвилі. При цьому периферійні промені ультразвукового пучка можуть трансформуватися в поверхневу хвилю. Ці явища можуть стати причиною виникнення завад у вигляді паразитних відбиттів, не пов'язаних з наявністю несуцільностей в матеріалі. Оскільки ЕМАП породжує ультразвукову хвилю частиною самої поверхні ОК, то відхилення його вісі симетрії від нормалі практично не позначається на формі створюваного їм ультразвукового пучка. З викладеного випливають такі висновки: зрушення і нахили робочої площині ЕМАП не впливають на напрям прозвучування [17, 26], тобто максимум діаграми спрямованості завжди проходить через осьову зону прутка або заготовки круглого перерізу.

Аналіз порівняльних можливостей прямих ЕМАП поздовжніх і поперечних хвиль з різною поляризацією наведений авторами робіт [4-5, 7, 80-81]. При точної орієнтації та фокусуванні ПЕП, а також при застосуванні ЕМАП обидва пристрої здійснюють введення та отримання ультразвуку в напрямку, переважно перпендикулярному до поверхні. Однак ЕМАП і в цьому випадку можуть мати певні переваги, зумовлені наступним. ПЕП дозволяє збуджувати і приймати по нормалі до поверхні металу тільки поздовжні коливання, а ЕМАП (в залежності від конструкції) - як поздовжні, так і поперечні. В останньому випадку збудження і прийом поперечних хвиль, що розповсюджуються по нормалі до поверхні, особливо ефективно може бути здійснено при контролі феромагнітних матеріалів. Встановлені наступні переваги, зумовлені застосуванням поперечних хвиль, збуджених

нормально поверхні виробу [1, 4-9, 11-13, 14, 17, 20, 29, 40, 59, 67, 82-83]:

1. Збільшується чутливість контролю, зменшується величина «мертвої» зони і роздільна здатність, підвищується точність вимірювання координат дефектів і товщини виробу. Це зумовлено тим, що швидкість поширення поперечних хвиль в матеріалах майже в 2 рази менше швидкості поздовжніх хвиль.

2. Поперечна хвиля краще відбивається від плоских дефектів, заповнених газом, рідиною або сипучою речовиною, так як такого роду несуцільності погано передають зсувні напруги.

3. Поперечна хвиля при правильному виборі напряму поляризації не дає суттєвої трансформацій при відображенні від дефекту і поверхні ОК. Це дає можливість зменшити вплив на результати контролю когерентних акустичних завад.

4. Амплітуда імпульсів поперечних коливань, збуджених прямим ЕМАП, послаблюється в виробі з плоскими тріщинами, орієнтованими перпендикулярно поверхні ОК, більшою мірою, ніж амплітуда поздовжніх коливань, збуджених прямим ПЕП. Це створює передумови для успішного виявлення несприятливо орієнтованих дефектів плоскої форми.

5. У порівнянні з поздовжньою поперечна хвиля менше затухає в матеріалі виробу.

Для кожного з розглянутих типів перетворювачів (ПЕП або ЕМАП) характерні специфічні завади [83]. Як було показано раніше [3], для ПЕП велика частина такого роду завад пов'язана зі станом акустичного контакту та якістю поверхні ОК. Ці перешкоди не характерні для пристроїв з ЕМАП. Для них не підходить і термін «акустичний контакт». Більш того, в акустичному контакті немає ніякої необхідності, оскільки ультразвук збуджується в тонкому поверхневому прошарку ОК. Однак абсолютно необхідна наявність електромагнітного контакту з поверхнею контрольованого виробу. Тому навіть тонкий електропровідний матеріал, внесений в зазор між ЕМАП і ОК, є електромагнітним екраном і здатний частково або повністю виключити збудження ультразвуку в ОК. Цим явищем пояснюється висока чутливість ЕМАП до різних дефектів поверхні: польон, закатів, тріщин і т. д. В той же час в роботі [4] показано, що мідна фольга товщиною 0,1 мм послаблює амплітуду корисного сигналу всього в 2 ... 3 рази . Автор використовував пластини мідної фольги для створення імітаторів дефектів при дзеркально - тіньовому методі контролю. Встановлено також, що щільно прилягаюча окалина не заважає проведенню УЗК [21, 83]. Навпаки, будучи діелектриком і маючи гарні магнітні властивості, окалина посилює електромагнітний зв'язок ЕМАП з поверхнею ОК. Однак шматочки вільної відшарованої окалини, що потрапляють в зазор між ЕМАП і ОК, здатні створити завади амплітудою більш 60 дБ [4]. Під впливом електромагнітного імпульсу і поляризуючого магнітного поля вони пружно деформуються. Збуджуються механічні коливання, які можуть бути прийняті разом з корисним сигналом, будучи з

ним суттєвою мірою когерентними. На можливість контролю сталевих виробів, покритих шаром окалини, вказується також в роботі [84]. Автори стверджують, що пряме і зворотне ЕМА перетворення здійснюється за рахунок магнітострикційних властивостей магнетіта Fe_3O_4, що входить до складу окису заліза. Це твердження суперечне, оскільки в залежності від товщини та інших характеристик окалини в процесі ЕМА перетворення можуть брати участь одночасно і метал і окалина. В нормативних документах і роботах [4, 73, 85 - 87] вказується на необхідність обов'язкового видалення відлущеної окалини, а також врахування товщини окалини при розробці засобів контролю ЕМА способом. При малих поляризуючих магнітних полях також виявлено збудження пружної хвилі в залізі за рахунок магнітострикційних властивостей окалини. Воно різко припиняється при температурі 400° і вище [84].

При контролі виробів складної форми часто буває необхідно вводити ультразвук похило. Ряд робіт присвячено вирішення питання про створення відповідних ЕМА перетворювачів. А.В. Малінка [88] досліджував зразки ЕМА датчиків, які підтвердили висловлену їм можливість збудження УЗ коливань під кутом і залежність кута введення та прийому від частоти ультразвукових коливань. Зміна кута вводу від частоти спостерігалося в діапазоні 14-25 ° на частоті 2,5 МГц для зразків із сталі марки ст. 3 товщиною 10 - 50 мм. Подальші дослідження були проведені авторами робіт [24, 30, 89-92] та іншими. Однак до теперішнього часу в літературних джерелах не виявлено повідомлень про ефективне застосуванні в промисловості дефектоскопів, що використовують ЕМА перетворювачі для виявлення внутрішніх дефектів виробів, які збуджують ультразвукові імпульси під кутом до поверхні.

Можливість ЕМАП збуджувати і приймати зсувні коливання нормально поверхні вироби з будь-яким напрямком вектора поляризації ставить кілька різнопланових завдань. Дослідити особливості виявлення дефектів виробів, зумовлені заданою орієнтацією вектора поляризації пружних коливань. Узаконити в нормативно-технічній документації напрямок вектора поляризації, як один з основних параметрів контролю. Цей висновок випливає з таких результатів досліджень. Авторами робіт [4, 80-81] було визначено експериментально, що в деяких випадках спостерігається підвищена виявляємість внутрішніх дефектів при дефектоскопії лінійно - поляризованим коливаннями. В роботі [7] теоретично доведено та експериментально підтверджено, що при взаємноперпендикулярній орієнтації вектора поляризації щодо найбільшої вісі розвитку дефекту амплітуда інформаційного відлуння сигналу може змінюватися на 6-8 дБ. Тому вплив цього параметра контролю було враховано у нормативно-технічній документації на контроль [87].

Застосування ЕМА способу для дефектоскопії виробів.

Як і слід було очікувати, значна частина робіт по ЕМА дефектоскопії

була присвячена контролю «складних» виробів [4-6, 10-11, 13, 20, 24-28, 31, 39, 47, 57-58, 66, 72, 84 -87, 93]. До таких ОК відносяться рейки, які мають складну форму. Їх поверхня часто забруднена окалиною, іржею, маслом і т.п. Були здійснені кроки з організації їхнього контролю у залізничній колії [24, 94] та в умовах виробництва [4-5, 27]. Критерієм виявлення дефекту було або зменшення амплітуди донного сигналу до певної величини, або реєстрація відбитого від дефекту відлуння, які перевищували поріг обмеження. Випробування приладів показали ефективність УЗ контролю рейок ЕМА способом на забруднених ділянках шляху, а також при швидкостях контролю більших, ніж при контролі з п'єзоелектричним шукачем. З останніх розробок слід відзначити описаний в [24] однониточний дефектоскоп для контролю рейок в колії. В приладі використовують три типи ЕМА перетворювачів - прямі (зсувні хвилі) похилі (зсувні SV хвилі) і перетворювач поверхневих хвиль. Зазор між ЕМАП і рейкою не перевищує 1 мм. На жаль, автори не вказали, що ж виявляє розроблений прилад. Слід зазначити, що Західно-Європейське співтовариство запланувано розробку вагона-дефектоскопа, в якому будуть застосовуватися ЕМА перетворювачі [95].

Значно ефективніше використання ЕМАП в умовах виробництва [4-5, 27, 96]. З 1983 р. до теперішнього часу здійснюється автоматичний контроль зони рейки, обмеженої товщиною шийки, дзеркально - тіньовим методом на швидкості до 2 м/с (проконтрольовано більше 70 млн. тонн рейок). Критерієм дефектності служить послаблення другого донного імпульсу на 10-14 дБ (на ВАТ «Кузнецький металургійний комбінат» і ВАТ «Нижньотагільський металургійний комбінат») і першого донного імпульсу на 8-10 дБ (ВАТ «Меткомбінат«Азовсталь»). Технологія контролю розроблена автором роботи [4] і докладно описана в [85 - 87]. Сучасний стан ЕМА контролю зони шийки і головки рейок на ВАТ «Кузнецький металургійний комбінат» охарактеризований в [27, 96-97].

Останнім часом ведуться інтенсивні роботи над установкою для ЕМА дефектоскопії рейок, що були в експлуатації, на рейкозварювальних підприємствах [98]. Зазор між робочою поверхнею ЕМАП і поверхнею катання головки рейки становить 1 мм. (В установці ЕМА дефектоскопії рейок на ВАТ «Кузнецький меткомбінат» [4] повітряний технологічний зазор досягав 10 мм). Для оптимального виявлення дефектів у роботі [98] прийнята схема прозвучування рейки, що базується на 5-ти ЕМАП. Використовується відлуння - імпульсний і дзеркально - тіньовий методи контролю. В установці УД - ЕМА – РСП-01 перетворювачі релєєвських хвиль працюють на частотах 0.5 і 0.2 МГц. Глибина контролю ними являється рівною, відповідно, 2,6 і 6,5 мм. У цій же роботі повідомляється, що в ході дослідно-промислової експлуатації установкою УД-ЕМА-РСП-01 на РСП-21 проконтрольовано понад 60000 погонних метрів рейок. Всього виявлено 325 дефектів. За повідомленням Горделія В.І. дефектоскопом АВІКОН-01 в тих же рейках було виявлено лише 181 дефект. На недоліки контактного методу контролю

рейок в дорозі вказують і дані зам. міністра МШС РФ Акулова М. П. [110]. «В 2002 г. из-за некачественного контроля допущено 195 изломов рельсов под поездами. Причем имеются случаи пропуска поперечных контактно-усталостных трещин после 13 - кратной проверки рельса обычными дефектоскопами! Несмотря на заверения разработчиков и поставщиков перечисленных новых средств контроля об их высоких характеристиках уже в первом квартале 2003 г. допущено увеличение количества изломов рельсов под поездами на 37% по сравнению с 2002 г.» Наведені результати підтверджують високу ефективність ЕМА способу контролю в порівнянні з традиційним контактним.

ЕМА спосіб може застосовуватися для контролю непроклеїв в з'єднаннях метал - неметал [99]. Виявляються дефекти площею досить значного розміру (1 $см^2$ і більше на глибині до 50 мм) при продуктивності в автоматичному режимі 13-15 $м^2$ поверхні виробу на годину. Ці дані підтверджують високу продуктивність ЕМА контролю.

Розроблені приставки до дефектоскопів типу ДУК-66, ДУК-6В, УД-10УА [100], призначені для використання імпульсного методу контролю відлунням на робочій частоті 2,5 МГц з імпульсним підмагнічуванням. Вони виявляють дефекти, еквівалентні свердлінню діаметром 5 - 10 мм на глибині до 120 мм. Повідомлень про промислове застосуваннях цих пристроїв у літературних джерелах не виявлено.

В роботі [101] чутливість ЕМА способу підвищувалася за рахунок використання форми контрольованого виробу. У заготовці круглого перерізу за рахунок збудження акустичних коливань на ділянці поверхні, що дорівнює радіусу ОК, акустичне поле концентрується в її центрі. Відношення амплітуди відлуння від свердління діаметром 1,5 мм і довжиною 20 мм на вісі заготовки до амплітуді донного сигналу (за відсутності дефекту) дорівнює 0,3-0,4. Обмеження такої методики обумовлено тим, що амплітуда відлуння сигналу від такого ж точно штучного дефекту, але розташованого на відстані 10 мм від вісі заготовки, на порядок менше відлуння сигналу від центрального свердління. У той же час така методика контролю часто виправдана, тому що в значній кількості виробів переважна частина дефектів концентрується в його центральній частині.

У Челябінському політехнічному інституті був розроблений дефектоскоп ДУКЛА-1 [50] для автоматизованого контролю якості крайніх ділянок листа - заготовки для електрозварних газопровідних труб діаметром 1220 мм. Реалізовано тіньової метод контролю при швидкості до 5 м/с. Максимальна товщина прокату - 100 мм (сталь 17ГС). Виявляються дефекти еквівалентні розшарування площею 15 $мм^2$ і більше.

Здійснені спроби створення дефектоскопів для контролю якості гарячого прокату [102]. Перша система такого типу було випробувана в 1973 р. на Челябінському трубопрокатному заводі в цеху з виробництва гарячекатаних труб. В основі її роботи лежить ефект аномального збільшення коефіцієнтів

прямого та зворотного ЕМА перетворення в феромагнетиках в районі температури Кюрі. Як повідомляється в [103] англійська компанія «Tube Investments Ltd.» Успішно експлуатує системи для контролю гарячого прокату при температурах до 750°С. Використовуються ЕМАП з електромагнітом, який охолоджується водою, на робочій частоті 1,4 МГц. Збуджуючу котушку живлять імпульсами напруги величиною 5 кВ. Зазор між виробом і ЕМАП складає 0,5 мм. Автори стверджують, що система впевнено виявляє дефекти типу стрічкових включень довжиною до 100 мм при швидкості руху контрольованого виробу 10 м/с.

Для забезпечення стабільних умов при проведенні ЕМА контролю застосовують різні способи [4, 104], які усувають вплив на результати контролю похибки через випадкові зміни величини зазору між ЕМАП і поверхнею контрольованого ОК. Для цього вимірюють резонансні частоти f_c і f_0 ЕМА перетворювача в відсутність виробу, і при його встановленні над стандартним зразком з номінальним зазором. Збільшують зазор на задану величину, яка визначається особливостями стежучої механічної системи. Вимірюють при цьому величину Δf ЕМАП, а частоту f_p заповнення зондуючих імпульсів струму вибирають з умови $f_c < f_p < f$. Встановлюють номінальний робочий зазор і частоту живлення перетворювача так, щоб амплітуда інформаційного сигналу була максимальною. Встановлюють максимальну умовну чутливість. В результаті зміни зазору між перетворювачем та поверхнею контрольованого виробу в заданому діапазоні не будуть впливати на результат контролю.

Для вирішення аналогічної задачі за методикою [105] встановлюють зазор між резонансним ЕМАП, який живлять радіоімпульсами струму, і виробом, збуджують об'ємні ультразвукові імпульси цим перетворювачем, беруть відбиті імпульси і вимірюють їх амплітуди. З метою підвищення чутливості дефектоскоп, попередньо, перед встановленням робочого зазору, реєструють залежність амплітуди відображених імпульсів від зазору між перетворювачем та виробом і встановлюють робочий зазор відповідним максимальному значенню амплітуди відображених імпульсів. Такі технологічні прийоми доцільно застосовувати при контролі ЕМА способом.

Аналіз відомих робіт [1, 3-108] дозволив встановити наступне. Має місце достатньо велика кількість розробок і досліджень, а ефективно працюючих портативних приладів для ЕМА дефектоскопії виробів і матеріалів на ринку практично немає. Було встановлено, що основною причиною, яка стримує розробку ефективних ЕМА дефектоскопів, є традиційний підхід до їх побудови. Багато вдалих технологічних та технічних рішень, отриманих при розробці та експлуатації автоматичних дефектоскопічних установок і товщиномірів [2, 11, 25-26], найчастіше використовувати неможливо. З огляду на тенденції розвитку ЕМА дефектоскопів [106-108] і товщиномірів [30], були сформульовані відповідні задачі та проводяться теоретичні [111-122] і практичні [19, 22] роботи з покращення характеристик ЕМА приладів.

Частково вирішені проблеми, пов'язані з підвищенням чутливості і зменшенням «мертвої зони» контролю.

Висновки

1. ЕМА дефектоскопи і товщиноміри є економічно високоефективними засобами, які доповнюють групи традиційних установок, приладів і пристроїв, що використовують контактний варіант контролю.

2. Встановлено, що для підвищення чутливості засобів ЕМА контролю до рівня традиційних приладів необхідно: перейти від ударного збудження до живлення ЕМА перетворювачів пакетними імпульсами струму; формувати інформаційний імпульс з індивідуальними ознаками - частотою заповнення, тривалістю, амплітудою, орієнтацією вектора поляризації і фазою; виділяти інформаційний сигнал з урахуванням сформованих раніше індивідуальних ознак; застосовувати кореляційні та інші методи обробки прийнятої ЕМАП інформації.

3. Для підвищення чутливості ЕМА приладів їх необхідно забезпечувати полосовими генераторами пакетних імпульсів струму, полосовими ЕМАП, фільтрами та підсилювачами, аналоговими або цифровими корелятором або аналогічними засобами обробки інформації.

4. Показана технічна здійсненність високоефективних «ручних» приладів для контролю ЕМА способом, з використанням методу відлуння, металовиробів в нагрітому і нормальному стані з високою чутливістю, незначною «мертвою зоною», високою продуктивністю.

Список літератури: **1**. Неразрушающий контроль: Справочник: В 7 т. Под общ. ред. *В.В. Клюева*. Т.3: Ультразвуковой контроль / *И.Н. Ермолов, Ю.В. Ланге*. – М.: Машиностроение, 2004. – 864 с. **2**. *Патон Б. Є., Троїцький В. О., Посипайко Ю.М.* Неруйнівний контроль в Україні // Інформ. бюл. Українського товариства неруйнівного контролю та технічної діагностики. 2003. № 2(18). С. 5-9. **3**. Сучков Г. М. О главном преимуществе ЭМА способа // Дефектоскопия. 2000. № 10. С. 67-70. **4**. *Сучков Г.М.* Разработка и внедрение технологии сплошного автоматического обнаружения дефектов макроструктуры объемнозакаленных рельсов бесконтактным ультразвуковым методом. -Автореф. дис. на соискание ученой степени канд. техн. наук.- Харьков: ХАДИ, 1988.- 22 с. **5**. *Себко В.П., Сучков Г.М., Камардин В.М.* Чувствительность ЭМА способа контроля железнодорожных рельсов ЗТМ // Дефектоскопия. 2004. № 3. С. 31 – 42. **6**. *Себко В.П., Сучков Г.М., Ищенко В.Н.* Исследование факторов, влияющих на результаты контроля горячего металла ЭМА способом // Дефектоскопия. 2004. № 11. С. 40 - 49. **7**. *Сучков Г. М.* Определение сечения рассеяния сдвиговых линейно поляризованных ультразвуковых колебаний с произвольной ориентацией вектора поляризации на длинном круговом цилиндрическом дефекте. – Техническая диагностика и неразрушающий контроль. 2000. №2. С. 3 – 9. **8**. *Сучков Г.М., Катасонов Ю.А., Гарькавый В.В.* Экспериментальное исследование чувствительности ЭМА преобразователей при дефектоскопии эхо методом объемными сдвиговыми волнами // Дефектоскопия. 2000. № 2. С.12-16. **9**. *Сучков Г.М.* Исследование ЭМА способом выявляемости плоскодонных отражателей в образцах из различных материалов // Контроль. Диагностика. 2002. № 5. С.50 - 51. **10**. *Сучков Г.М., Катасонов Ю.А.* О практической применимости ЭМА преобразователей для дефектоскопии поверхности изделий сложной формы эхометодом. – Дефектоскопия. 1999. № 10 С. 15-19. **11**. *Себко В.П., Сучков Г.М., Горкунов Б.М.* Новый способ обнаружения дефектов металлов с помощью электромагнитно – акустических преобразователей. – В сб.: Электроэнергетика и преобразовательная техника. – Харьков: НТУ «ХПИ», 2003. № 1. С. 54-58. **12**. *Сучков Г. М., Катасонов Ю.А.* Экспериментальные исследования

нового способа бесконтактной ультразвуковой дефектоскопии труб эхометодом // Дефектоскопия. 1999. № 11. С.77-80. **13**. *Сучков Г.М., Михайлова И.В., Савон А.И.* и др. Исследование несплошностей в листах // Дефектоскопия. 2001. № 3. С. 83 – 87. **14**. *Себко В. П., Сучков Г.М.* Новые возможности дефектоскопии рельсов. – Труды НТУ «ХПИ, Харьков, 2003, вып. 4. С. 87-90. **15**. *Сучков Г.М.* Исследование особенностей распространения упругих волн, возбуждаемых ЭМА способом // Контроль. Диагностика. 2001. № 12. С. 36 – 39. **16**. *Себко В.П., Сучков Г.М.* Электромагнитно - акустический способ неразрушающего контроля. Часть 1. Эффект электромагнитно - акустического преобразования // Український метрологічний журнал. 2003. Вип. 1. С. 35-38. **17**. *Себко В. П., Сучков Г.М., Горкунов Б. М.* Электромагнитно – акустический способ неразрушающего контроля. Часть 2. Электромагнитно – акустические преобразователи // Український метрологічний журнал. 2003. Вип. 2. С. 20-25. **18.** *Сучков Г.М.* Разработка технологии и аппаратуры для ЭМА толщиномера // Контроль. Диагностика. № 11. 2001. С. 38-39. **19**. *Ваврив Д.М., Сучков Г.М., Виноградов В. В.* и др. Создание электромагнитно – акустического толщиномера для контроля тонкостенных труб // Дефектоскопия. 2002. № 10. С. 7-13. **20**. *Себко В.П., Сучков Г.М., Малахов А.В.* Ультразвуковой контроль головки рельсов ЭМА способом // Дефектоскопия. 2004. №7. С. 17-25. **21**. *Сучков Г.М.* Возможности современных ЭМА толщиномеров // Дефектоскопия. 2004. №12. С. 16-25. **22**. *Сучков Г.М.* Построение приборов для ультразвукового контроля и измерений с использованием ЭМА способа возбуждения и приема ультразвуковых импульсов // Техническая диагностика и неразрушающий контроль. 2005. № 2. С.36-39. **23**. *Себко В. П., Сучков Г.М., Алексеев Е. А.* Оптимизация параметров ЭМА толщиномеров для контроля тонкостенных изделий. - Дефектоскопия. 2002. № 12. С. 21 - 28. **24**. *Тарабрин В.Ф., Бобров В.Т., Одынец С.А.* и др. Однониточный ЭМА дефектоскоп для контроля рельсов. – В сб. 4 національна науково-технічна конференція і виставка "Неруйнівний контроль та технічна діагностика – 2003". Київ. 2003. С. 318-320. **25**. *Петров Ю.В.* Контроль качества сепараторов подшипников качения подвижного ж.д. состава // Дефектоскопия.1993. N 4. С.48-51. **26**. *Кириков А.В., Забродин А.Н.* Особенности применения ЭМАП при УЗК проката // В мире неразрушающего контроля. 2002. № 1 (15). С. 5-8. **27**. *Чабан С.В.* Совершенствование неразрушающего контроля качества рельсов на Кузнецком металлургическом комбинате. - В сб. Материалы рельсовой комиссии – 99. - М.: ВНИИЖТ, 1999. С. 16 – 17. **28**. *Шевченко С.Г., Иванов А.И., Драпкин А.И.* Новая технология неразрушающего контроля качества труб. – В сб. Тезисы докладов второй украинской НТК по неразрушающему контролю и технической диагностике. – Днепропетровск. 1997. С. 228 – 230. **29**. *Сучков Г.М.* Высокочувствительный электромагнитно - акустический преобразователь // Контроль. Диагностика. № 10. 2001. С. 30-32. 30. *Сучков Г.М.* Исследование особенностей распространения поверхностных волн при контроле ЭМА способом // Техническая диагностика и неразрушающий контроль. 2000. № 3. С. 33-35. **31**. *Никифоренко Ж. Г., Булавин А.Н., Рокштро Б. И* др. УЗК литых аустенитных труб с помощью ЭМА – преобразователей // В мире неразрушающего контроля. 2003. № 1. С. 22-23. **32**. *Комаров В.А.* Квазистационарное электромагнитно – акустическое преобразование в металлах. – Свердловск: УНЦ АН СССР, 1986. - 235 с. **33**. Неразрушающий контроль и диагностика. Справочник / *В.В.Клюев, Ф.Р.Соснин, В.Н.Филипо*в и др. Под ред. *В.В. Клюева*.- М. Машиностроение, 2003. С. - 488. **34**. *Буденков Г.А.* Исследование методов бесконтактного ультразвукового контроля: Автореф. канд. дисс. Таганрог: Радиотехнический ин-т. 1972. - 22 с. **35**. *Глухов Н.А.* Исследование электромагнитно - акустических преобразователей для контроля изделий прокатного производства: Автореф. канд. дисс. Одесса: Политехн. ин-т. 1973. - 20 с. **36**. *Самокрутов А.А.* ЭМА толщиномер для авиакосмической промышленности. - Труды конф. 16-я российская научно-техническая конференция «Неразрушающий контроль и диагностика». - Санкт-Петербург, 2002, доклад 4.5.38. **37**. *Шкарлет Ю.М.* Бесконтактные методы ультразвукового контроля. - М.: Машиностроение, 1974. - 56 с. **38**. *Шаповалов П.Ф.* Исследование и разработка импульсных электромагнитно - акустических преобразователей и приборов для неразрушающего контроля: Автореф. дис. канд. техн. наук. Томск: Политехн. ин-т. 1973. – 21 с. **39**. *Деордиев Г.И., Щербинин В.Е.* Контроль массовых изделий резонансным электромагнитно – акустическим методом (обзор) // Дефектосопия. 2004. № 1. С. 13 – 31. **40**. *Ермолов И.Н.* Теория и практика ультразвукового контроля. - М: Машиностроение. 1981. - 240 с. **41**. Неразрушающий контроль. В 5 кн. Кн. 2. Акустические методы контроля: Практ. пособие / *И.Н. Ермолов, Н.П. Алешин, А.И. Потап*ов; Под ред. *В.В. Сухорукова*. – М.: Высш. шк., 1991. – 283 с. **42**. *Бобров В.Т., Тарабрин В.Ф.* Особенности обнаружения трещин болтовых отверстий рельсов сдвиговыми волнами, возбуждаемыми ЭМА преобразователями. - Труды конф. 16-я российская научно-техническая конференция «Неразрушающий контроль и диагностика». - Санкт-Петербург, 2002, доклад 1.19. **43**. *Клюев В.В., Мужицкий В.Ф., Безлюдько Г.Я.* и др. Бесконтактный ультразвуковой толщиномер для измерения толщины стенки насосно – компрессорных труб // Контроль. Диагностика. 2002. № 4. С. 43-44. **44.** *Карпаш О.М., Криничний П.Я., Віськов О.В.* ЕМА – товщиномір з підвищеною чутливістю. - Зб. наукових праць "Фізичні методи та засоби контролю середовищ, матеріалів та виробів". Вип. 6 – "ЛЕОТЕСТ-2001". Київ-Львів. 2001. С. 38-41. **45**. *Бойко М.С., Гуревич С.Ю., Уманец В.Н.* ЭМА преобразователь для приема ультразвуковых колебаний // Дефектоскопия. 1989. № 5. С. 90 - 91. **46**. *Гуревич С.Ю.* К теории электромагнитной генерации акустических волн в ферромагнитной среде при высокой температуре // Дефектоскопия. 1993. № 3. С 37 – 50. **47**. *Радько В.П.* Преобразователи и приборы для неразрушающего контроля электромагнитно – акустическим методом. Результаты экспериментальных исследователей // Бюллетень УТ НКТД. № 1. 2002. С. 14-21. **48**. *Бабкин С.Э., Ильясов Р.С.* Кольцевой электромагнитно – акустический преобразователь поверхностных волн // Дефектоскопия. 2002. № 1. С. 78-82. **49**. *Горделий В.И., Чабанов В.Е.* Исследование работы сфокусированного ЭМА – преобразователя // Техническая диагностика и неразрушающий контроль. 2004. №1. С. 29 – 33. **50**. *Буденков Г.А., Гуревич Ю. С.* Современное состояние бесконтактных методов и средств ультразвукового контроля (обзор) // Дефектоскопия. 1981. № 5. С. 5-33. **51.** *Горделий В.И.* Экспериментальное исследование волн Релея, возбуждаемых ЭМА преобразователями в железнодорожных рельсах // Техническая диагностика и неразрушающий контроль. 2004. № 4. С. 41 - 44. **52**. *Пашутин А.В., Харитонов А.В.* Некоторые вопросы теории электромагнитно – акустических преобразователей нормальных волн, имеющих периодическую структуру. – Известия ЛЭТИ, 1975. Вып. 168. С. 12-16. **53**. *Перов Д.В.* Об эффективности электромагнитно – акустического возбуждения волн Лэмба при различной толщине электропроводящего слоя // Дефектоскопия. 2003. № 3. С. 37-46. **54**. *Буденков Г.А., Недзвецкая О.В., Лебедева Т.Н.* Эффективность использования стержневых и крутильных волн для контроля пруткового проката // Дефектоскопия. 2004. № 3. С. 3-8. **55**. *Комаров В. А., Кононов П. С.* Изучение прямого и обратного электромагнитно - акустического преобразования в ферромагнитных стержнях // Дефектоскопия. 1978. с. 20—27. **56**. *Никифоренко Ж.Г.* Методы обработки сигналов фазированной системы ЭМА преобразователей при контроле труб. - Труды конф. 16-я российская научно-техническая конференция «Неразрушающий контроль и диагностика». - Санкт-Петербург, 2002, доклад 4.2.05. **57**. *Иванов А.И., Таран В.М., Осипович К.В.* и др. Автоматизированная установка неразрушающего контроля труб диаметром 219-325 мм типа «Баллон ЭМА» // Металлургическая и горнорудная промышленность. 2000. № 4. С. 98-99. **58**. *Кириков А.В., Забродин А.Н.* Чувствительность эхо- и эхо – сквозного методовУЗК листового проката // В мире неразрушающего контроля. 2001. №3 (13). С. 32 – 34. **59**. Ультразвуковой контроль материалов: Справ. изд. *Й. Крауткреммер, Г. Крауткреммер*; Пер. с нем. – М.: Металлургия, 1991. - 752 с. **60**. *Huang Y.D., Froyen L., Wevers M.* Quality Control and Nondestructive Tests in Metal Matrix Composites // Journ. of Nondestructive Evaluation. 2001. Vol. 20. N 3. P. 113-132. **61**. *Бергман Л.* Ультразвук и его применение в науке и технике / Под ред. *В.С. Григорьева и Л.Д. Розенберга*. Изд.2. – М.: Иностранная литература, 1957. – 726 с. **62**. *Васильев А. И., Гайдуков Ю. П.* Электромагнитное возбуждение звука в металлах УФН, 1983, т. 141, вып. 3, с. 431—467. **63**. *Dobbs E.R.* Electromagnetic Generation of Ultrasound/ Research Techniques in Nondestructive Testing. 1973. V. 2. P. 419-441. Academic Press London and New York. **64**. *Маскаев А.Ф.* Электромагнитное возбуждение и регистрация ультразвука в ферромагнитных изделиях при высоких температурах: Автореф. канд. дисс Свердловск: ИФМ УНЦ АН СССР, 1976. - 22 с. **65**. *Kavashima K.* Theory and numerical calculation of the acoustic field produced in metal by an electromagnetic ultrasonic transducer // J. Acoust. Soc. Amer. 1976. 66. № 5. p. 1089—1099. **66**. *Паврос С.К., Лапин Ю.В., Иванова Т.А.* и др. УЗК листового проката при высоких температурах // В мире НК. 2004. № 3. С. 16-17. **67**. *Гурвич А.К., Кириков А.В.* О чувствительности ультразвукового контроля листового проката // В мире НК. 2004. № 1. С. 43-46. **68**. *Dickhaut E.* Rechnergestutzte Ultraschallprufung vonTurbinenscheiben // Jahrestag d. DGZfP Essen. 1984. Vortrag

Nr 35. P. 881-890. **69**. *Wallace. W.D*. Electromagnetic generation of ultrasound in metals // Int. Non Destr. Test. 1971. № 2. P. 309 – 334. **70**. *Grubin H.L.* Direct electromagnetic generation of compressional waves in metals in static magnetic fields // IEEE Trans. SU-17 (1970). P. 227 – 229. **71**. *Кавашима К., Мурота С.* Электромагнитное генерирование ультразвуковых волн в отсутствие внешнего магнитного поля и использование этих волн в сталелитейной промышленности. – Доклад на международной конференции по неразрушающему контролю. Мельбурн. 1979. доклад 4Н-3. С.1-8. (Перевод № КГ-72611). **72**. *Никифоренко Ж. Г., Булавин А.Н., Ягер В.* и др. УЗК трубопроводов с изоляционными покрытиями с применением ЭМА – преобразователей // В мире неразрушающего контроля. 2004. № 2. С. 42-45. **73**. *Кириков А.В., Забродин А.Н., Комлик А.В.* Методы и средства ультразвукового контроля проката с применением электромагнитно – акустических преобразователей // В мире неразрушающего контроля. 1999. № 3. С. 18 – 20. **74**. *Глухов Н.А.* Электромагнитно – акустические преобразователи для упругих волноводов // Дефектоскопия. 1972. № 4. С. 38 – 44. **75**. *Бобренко В. М.* Исследование напряжений с использованием электромагнитно - акустических преобразователей // Дефектоскопия. 1971. № 3 С. 132—134. **76**. *Малинка А. В.* Электромагнитно - акустический метод контроля ферромагнитных листов и труб // Дефектоскопия. 1972. № 4. С. 44—48. **77**. *Эйчина В. Г., Кеслер Н. А.* Влияние магнитного поля на затухание ультразвуковых колебаний // Дефектоскопия. 1973. № 3. С. 53—58. **78**. *Cole P.* The generation and reception of ultrasonic surface waves in mild steel, at high temperatures // Ultrasonic. 1978. № 4 (16) P. 151 — 155. **79**. *Гарькавый В.В., Сучков Г. М.* Требования к следящему устройству установки ЭМА дефектоскопии рельсов // Дефектоскопия. 1988. № 5. С. 19-22. **80.** *Kawashima K., McClung R.* Electromagnetic ultrasonic transducer for generating and detecting longitudinal waves (with a small amount of radially polarized transverse wave) // Mater. Eval. 1976. V. 34. № 4. P. 81—90. **81**. *Абакумов К.Е.* Сравнительная характеристика выявляемости расслоений продольными и поперечными волнами // Дефектоскопия. 1988. № 3. С. 28 – 36. **82.** *Гусев Е. А., Королев М. В., Карпельсон А. Е.* и др. Приборы неразрушающего контроля толщины в машиностроении. – М.: Машиностроение, 1993. - 144 с. **83**. *Бутенко А. И., Малинка А.В., Стефаров В.И.* и др. Толщинометрия труб импульсным электромагнитно – акустическим методом // Дефектоскопия. 1973. № 3. С. 7 – 11. **84.** *Буденков Г.А., Маскаев А.Ф.* Возможность контроля стальных изделий электромагнитно - акустическим методом без удаления окалины // Дефектоскопия. 1972. № 5. С. 83—87. **85.** ТУ 14-2-542-83. Рельсы объемно-закаленные Р65, проконтролированные ультразвуковым электромагнитно- акустическим методом в зоне, ограниченной толщиной шейки. Технические условия. Харьков: УкрНИИМет, 1983. - 9 с. **86.** 44. ТУ 14-2-584-84. Рельсы железнодорожные нетермообработанные и поверхностно- закаленные, проконтролированные ультразвуковым методом в зоне, ограниченной толщиной шейки. Технические условия. Харьков: УкрНИИМет, 1983. - 8с. **87**. 45. ТУ У 14-2-1199-97. Рельсы железнодорожные нетермообработанные и поверхностно- закаленные, проконтролированные ультразвуковым методом в зоне, ограниченной толщиной шейки. Технические условия. Харьков: УкрНИИМет, 1997. – 14 с. **88**. *Малинка А.В.* Изучение и прием ультразвуковых колебаний под заданным углом при электромагнитно - акустическом методе // Дефектоскопия. 1970. № 5. С. 16—20. **89**. *Малинка А.В., Неволин О.В., Пачковский Л.С.* Возбуждение и регистрация ультразвуковых колебаний ЭМА методом. — В кн.: Неразрушающие физические методы и средства контроля. Кишинев: ВНИИНК, 1977, д. 01/113, с. 421—424. **90**. *Mogan T., Panos R.* Electromagnetic generation of electronically steered ultrasonic bulk waves // J. Appl. Phys. 1976. № 5. (47). P. 2225. **91**. Электромагнитно - акустический дефектоскоп УД-ЭМА-РО-2 для контроля железнодорожных рельсов в условиях низких температур // Техническая диагностика и неразрушающий контроль. 2004. № 4. С. 64-65. **92**. *Неволин О.В., Иванов А.И., Астафьев А.Н.* и др. Электромагнитно – акустический дефектоскоп - толщиномер. – В сб.: «Современные технологии и приборы неразрушающего контроля и технической диагностики». – Харьков: ХИРЭ, 2003. С. 13-15**. 93**. *Palmer S.B., Dixon S.* Industrially viable non-contact ultrasound. – Insight. 2003.V. 45. No. 3. P. 211 – 217. **94**. *Власов В.В., Лончак В.А., Глухов Н.А.* и др. Ультразвуковой контроль железнодорожных рельсов, уложенных в путь, с использованием электромагнитно – акустических преобразователей // Дефектоскопия. 1971. № 3. С. 94 – 98. **95**. *Khalid A.* Insight. 2002. V. 44. N 3. H. 166-178. **96**.*Чабан С.В.* О системе и перспективах НК качества рельсов на Кузнецком металлургическом комбинате // В мире НК. 2001. № 4. С. 58-60.

97. *Чабан С.В.* Тезисы по вопросам неразрушающего контроля рельсов на ОАО «Кузметкомбинат». - В сб. Материалы рельсовой комиссии – 2000. - Нижний Тагил. 2000. С. 93 – 95. **98**. *Горделий А.И.* Конструкция и особенности работы ЭМА - систем УД-ЭМА-РСП-01, работающих в установках для контроля старогодних рельсов. - В сб. Материалы н. – т. конференции “Неруйнівний контроль та технічна діагностика – 2003”. Київ. 2003. С. 318 - 320. **99**. *Волегов Ю.В., Гальцев Ю.Г., Усов И.А.* Импульсный бесконтактный дефектоскоп клеевых соединений ДУИБ-2. – Информ. лист. № 113-74. Челябинск: ЦНТИ. 1974. С. 1 – 4. **100**. *Шаповалов П.Ф.* Приставка «Ритм - 1» к универсальным ультразвуковым дефектоскопам // Дефектоскопия. № 3. 1972. С.125. **101**. *Рускевич Ю.Н., Пачковский Л.С., Неволин О.В.* Экспериментальные исследования по повышению чувствительности ЭМА метода при контроле наружных и внутренних дефектов заготовок круглого сечения. – В кн. Неразрушающие физические методы и средства контроля. Кишенев: ВНИИНК, 1977. С. 414 – 417. **102**. *Гуревич С.Ю., Гальцев Ю.Г.* Бесконтактная УЗ система «Сирена-2» для контроля качества проката // Научные достижения. 1989. № 5. С. 70-72. **103**. *Whittington K.R.* Ultrasonic testing at higt temperatures // Phys. Techn. 1978. N 2. P. 62-67. **104**. А.с. 1373149 СССР, МКИ G01N29/04. Способ настройки электромагнитно - акустического дефектоскопа // *Сучков Г.М., Гарькавый В.В., Полосухина О.А.* и др. 1987. **105**. А.с. 1457586 СССР, МКИ G01N29/04. Способ настройки установки электромагнитно - акустической дефектоскопии // *Левченко Н.Ф., Скобло Т.С., Сучков Г.М.* и др. 1986. **106**. *Себко В.П., Сучков Г.М., Горкунов Б.М.* Практический контроль поверхности металлоизделий электромагнитно – акустическим (ЭМА) способом. – В сб. «Современные технологии и приборы неразрушающего контроля и технической диагностики». - Харьков. 2003. С. 26-27. **107**. *Сучков Г.М.* Разработка приборов для неразрушающего контроля ЭМА способом. – В сб. «Информационные материалы 5-го международного семинара-выставки «Современные технологии и приборы неразрушающего контроля и технической диагностики». - Харьков. 2004. С. 7-12. **108**. ГСТУ 32.2.04.001-2000 Дефектоскопи ультразвукові для контролю рейок при їх експлуатації. Технічні вимоги. – Київ: Укрзалізниця. – 16 с. **109**. *Судакова К.В., Казюкевич И.Л.* О повышении эффективности контроля качества металлургической продукции // В мире НК. 2004. № 3. С. 8-10. **110**. Акулов М.П. Безопасность движения поездов // В мире неразрушающего контроля. 2003. № 3. С. 69 – 70. **111**. *Сучков Г. М.* Обработка информации. Возможности корреляционного анализа при толщинометрии ЭМА методом. - Контроль. Диагностика. 2002. № 8. С. 37 - 40. **112**. *Сучков Г.М.* Обработка информации. Повышение возможностей корреляционного анализа в ЭМА - приборах // Контроль. Диагностика. 2004. № 12. С. 13-16. **113**. *Сучков Г.М.* Возможности линейной частотной фильтрации в ЭМА - приборе // Контроль. Диагностика. 2004. № 10. С. 20-21. **114**. *Сучков Г.М.* Розвиток теорії і практики створення приладів для електромагнітно-акустичного контролю металовиробів. Автореф. дис. д.т.н., Харків, НТУ «ХПІ», 2005 - 37 с. **115**. *Петрищев О. Н.* Теоретичні основи розрахунку та проектування ультразвукових перетворювачів електромагнітного типу. Автореф. дис. д.т.н., Київ, НТУУ «КПІ», 2009, 36 с. **116**. *Мужицкий В.Ф., Ремезов В.Б., Комаров В.А.* К основам ЭМА толщинометрии с помощью накладных преобразователей. IV. Обратное и двойное ЭМАП в тангенциальном поляризующем поле // Дефектоскопия, 2007, № 2, с. 35–52. **117**. *Мужицкий В.Ф., Ремезов В.Б., Комаров В.А.* К основам ЭМА толщинометрии с помощью накладных преобразователей. III. Обратное и двойное ЭМАП в тангенциальном поляризующем поле // Дефектоскопия, 2007, № 1, с. 64–79. **118**. *Мужицкий В.Ф., Ремезов В.Б., Комаров В.А.* К основам ЭМА толщинометрии с помощью накладных преобразователей. II Прямое ЭМАП в тангенциальном поляризующем поле. // Дефектоскопия. 2006. №11. С. 14-28. **119**. *Мужицкий В.Ф., Ремезов В.Б., Комаров В.А.* К основам ЭМА толщинометрии с помощью накладных преобразователей. I Прямое ЭМАП в нормальном поляризующем поле. // Дефектоскопия. 2006. №10. С. 40 - 57. **120.** *Сучков Г.М., Донченко А.В., Десятниченко А.В.* и др. Повышение чувствительности ЭМА приборов. – Дефектоскопия. 2008. №2. С. 15-22. **121.** *Сучков Г.М., Донченко А.В.* Реальная чувствительность ЭМА приборов // Дефектоскопия, 2007, №6, с. 43-50. **122**. *Сучков Г.М., Алексеев Е.А., Захаренко В.В.* Энерго- и ресурсосберегающие приборы и технологии неразрушающего контроля // Техническая диагностика и неразрушающий контроль, Киев, 2006, № 4, с. 29-34.

УДК 620.170.14

Г. М. СУЧКОВ, д-р техн. наук, проф. НТУ «ХПИ»
К. Л. НОЗДРАЧОВА, аспірант, НТУ «ХПІ»

ЕЛЕКТРОМАГНІТНО-АКУСТИЧНІ ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ДЛЯ КОНТРОЛЮ ДОВГОМІРНИХ ВИРОБІВ ЛУНА-ДИФРАКЦІЙНИМ МЕТОДОМ

Розроблено метод, який дозволяє підвищити надійність виявлення дефектів пакетами об'ємних хвиль. За його допомогою можна виявляти внутрішні дефекти поздовжнього типу в стрижнях незалежно від їхнього розташування в перетині, їх форми та матеріалу заповнення за допомогою використання ефектів дифракції. Експериментально підтверджено роботу даного методу за допомогою сконструйованих ЕМА перетворювачів для контролю стрижнів з феро- і немагнітних матеріалів різної форми перетину

The method which allows to raise reliability of revealing of defects packages of volume waves is developed. By the instrumentality of this method it is possible to reveal internal longitudinal defects in rods irrespective of their arrangement in section, their form and a material of filling by the instrumentality of use of effects of diffraction. Work of the given method by the instrumentality of designed EMA converters for the control rods with fero - and nonmagnetic materials of the different form of section is experimentally confirmed

Для підвищення дефектоскопії довгомірних виробів на присутність дефектів, була розроблена технологія контролю [1] без повного сканування всієї поверхні стрижня яка реалізуються за допомогою застосування контактних методів ультразвукового контролю. В [2] показано, що результати контролю стрижнів за допомогою нової технології в значній мірі залежать від знаходження на поверхні виробу контактної рідини та стану поверхні виробу. Імпульси від крапель рідини маскують корисні сигнали, що дещо знижує чутливість способу виявлення дефектів в виробах. Виключити вплив контактної рідини на результати контролю можливо за рахунок використання безконтактних методів збудження і прийому ультразвукових імпульсів [3]. Найбільш розвиненими з них є електромагнітно-акустичний [4]. В роботі [5] показано, що в електропровідному виробі можливо збуджувати об'ємні хвилі, аналогічні тим, які збуджуються п'єзоелектричними перетворювачами. Тобто зсувні коливання з вертикальною поляризацією.

Окрім відміченого є ще одна дуже перспективна перевага традиційного ЕМА перетворювача для збудження і прийому акустичних імпульсів під кутом до поверхні контрольованого металу. Такі перетворювачі мають подвійну діаграму спрямованості акустичного поля симетричну відносно робочої частини провідників індуктора перетворювача. Тобто від ЕМАП акустичне поле одночасно розповсюджується в обидві сторони від середини витягнутого в одному напрямку виробі. Це дає можливість ще в 2 рази збільшити продуктивність дефектоскопії новим луна - дифракційним методом [1-2].

Для формування акустичного поля з напрямком, вісь якого має нахил щодо поверхні введення для криволінійних поверхонь форма провідників ЕМА перетворювача при збудженні і прийомі акустичних коливань повинна бути «зигзагоподібна» з заданим кроком. В такому випадку в дуже тонкому поверхневому шарі металу формуються сили збурення за рахунок просторово розподіленого змінного електромагнітного поля і постійного поляризуючого магнітного поля. Постійне магнітне поле маже бути як нормальне до поверхні, так і тангенційне.

При круглому перетині виробу індуктор ЕМАП повинен повторювати форму його поверхні з урахуванням товщини захисного протектора та технологічного зазору між ним і поверхнею, з якої збуджується ультразвукові коливання, рис. 1. При цьому витки високочастотної котушки струм в яких йде назустріч друг другу повинні розташовуватися на відстані, яка визначається виразом [6]

$$\beta = \arcsin\frac{C}{2af}, \qquad (1)$$

де β – кут, створений напрямком розповсюдження акустичного імпульсу й нормаллю до поверхні металу, з якої збуджується УЗК; C – швидкість розповсюдження об'ємних вертикально поляризованих пружних коливань; $2a$ – відстань між робочими ділянками високочастотного індуктора ЕМАП; f – частота ультразвукових коливань.

Ультразвуковий промінь розповсюджується переважно у напрямку нормально провідникам робочої частини «зигзагоподібної» ділянки, якою є довга його частина (див. рис. 1).

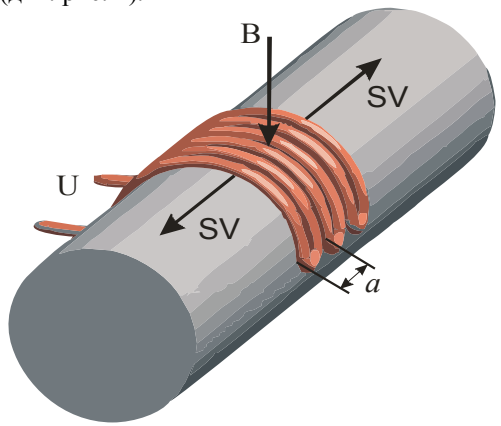


Рисунок 1 - Високочастотний індуктор для контролю стрижнів з формою перетину в вигляді кола з відомим радіусом

Кут розповсюдження збуджених похилих об'ємних вертикально поляризованих коливань SV відносно поверхні металу в основному залежить від просторового кроку решітки індуктора ЕМАП і частоти високочастотного струму, який через його пропускають в вигляді пакетних імпульсів з заповненням, який визначається з формули (1).

Якщо поверхня металу має наприклад поверхню з гранями, то форма високочастотної котушки також повинна мати поверхню, що повторює форму граней з урахуванням товщини протектора і повітряного прошарку (при механізованому та автоматичному контролі), рис. 2.

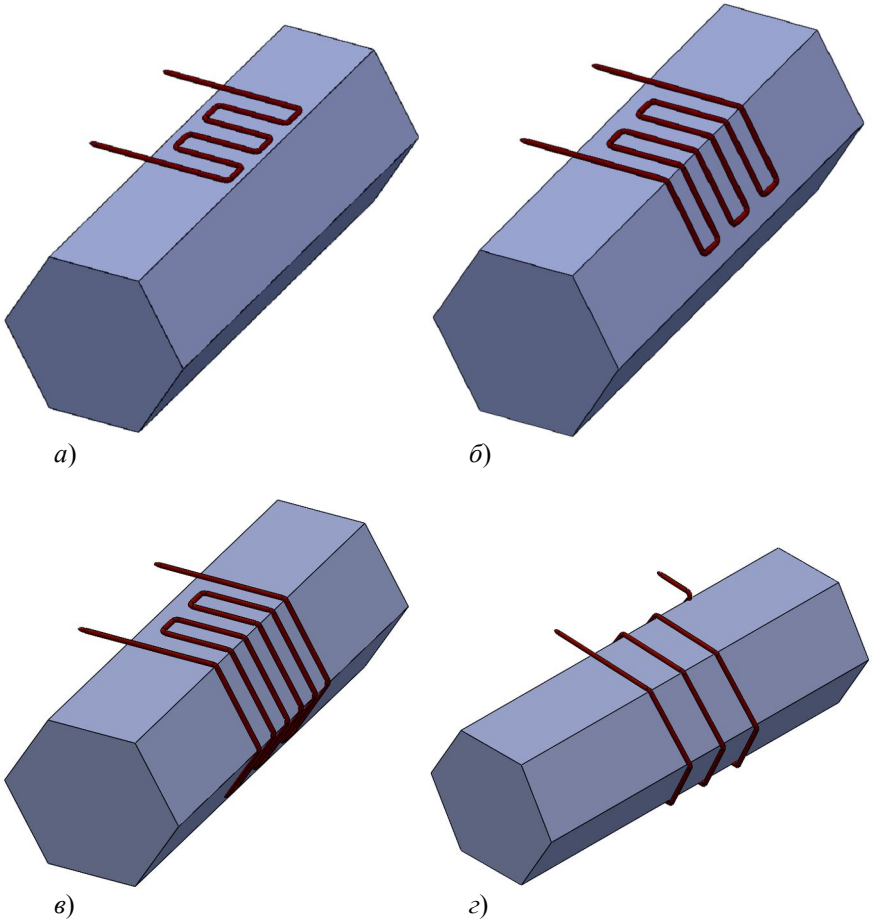
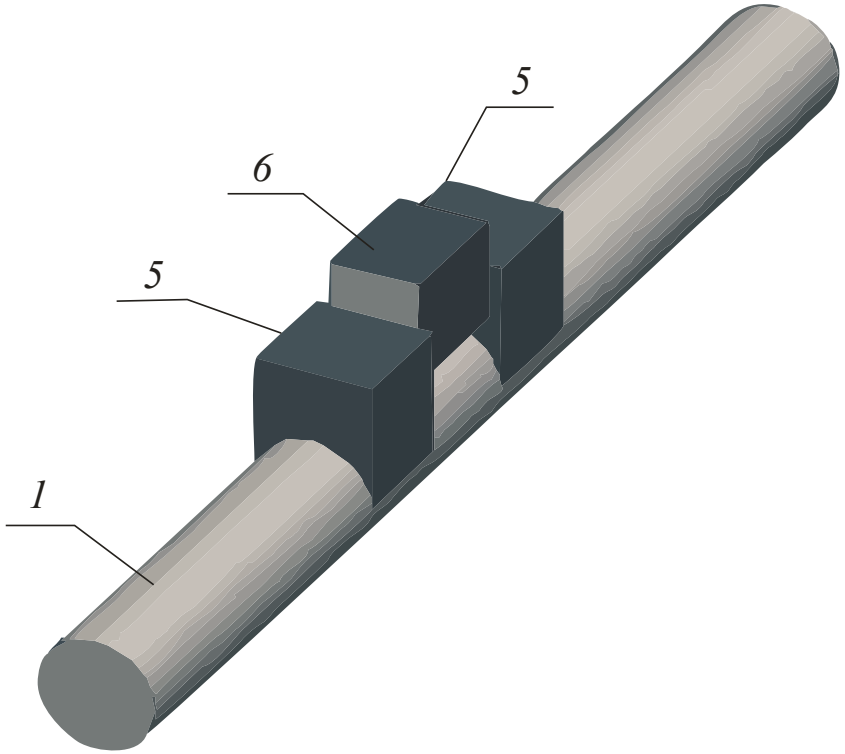


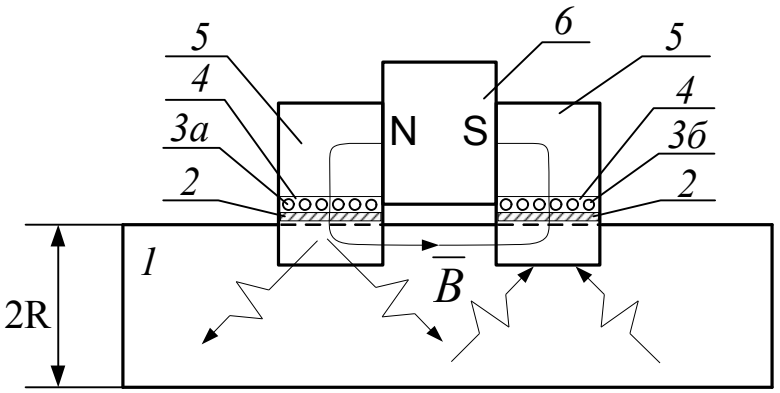
Рисунок 2 - Високочастотні індуктори для контролю стрижнів з шестигранною формою перетину: *а*) з однієї поверхні; *б*) з двох поверхонь; *в*) з трьох поверхонь; *г*) з усього периметру.

Для забезпечення відповідної форми постійного магнітного поля в зоні дії робочих ділянок індуктора перетворювача полюси його джерела повинні також повторювати форму поверхні збудження даного виробу. Величина індукції цього поляризуючого поля повинна бути якомого більшою, оскільки від цього залежить чутливість дефектоскопії [7]. Формувати магнітне поле ЕМАП доцільно шляхом створення замкнутої системи, рис. 3. Такий підхід є оптимальним, оскільки більшість виробів, які випускаються металургійними підприємствами в Україні, є феромагнітними.

Перетворювач такого типу працює наступним чином. Постійний магніт 6 через осердя 5 створює в робочій зоні задану величину індукції. В цій же зоні одною високочастотною котушкою 3*а* формується змінне поле. В результаті взаємодії полів в поверхневому шарі металу збуджуються змінні напруги і, відповідні акустичні поля, які розповсюджуються під кутом до поверхні в двох напрямках – вздовж найбільшої осі стрижня. Хвилі, перевідбиваючись і трансформуючись, поширюються до торця виробу, відбившись від торця, формується група хвиль, які приймаються другою котушкою 3*б*.



а)



б)

Рисунок 3 - Спрощене зображення джерела постійного магнітного поля ЕМАП для контролю стрижнів з перетином в вигляді кола для феромагнітних матеріалів *а*) тривимірне зображення джерела постійного магнітного поля ЕМАП; *б*) спрощене зображення джерела постійного магнітного поля ЕМАП:

1 – об'єкт контролю; 2 – протектор; 3*а*, 3*б* – високочастотні котушки, наклеєні на електроізоляційний шар 4; 5 – осердя магніту; 6 – постійний магніт.

Для досліджень та контролю феромагнітних стрижнів діаметром від 10 до 50 мм було виготовлено ЕМА перетворювач, схема якого та зовнішній вигляд показано на рис. 4. ЕМАП включає: корпус 8, в якому розміщено постійний магніт 6, наприклад на основі Ne-Fe-B, і два осердя 5, які розташовані по обидва боки від магніту 6. Полюси осердів 5 виконано за формою поверхні контрольованого виробу 1. На їх поверхні наклеєні електроізоляційні пластини 4, які потрібні для забезпечення роботи високочастотних котушок 3 і 7, на які подається доволі висока напруга живлення (300…2000 В). Під високочастотними котушками 3 і 7 розміщується протектор 2. Він повинен бути зносостійкий неелектропровідний, стійкий до ударів. Його товщина повинна бути мінімальна, оскільки відстань між високочастотною котушкою і поверхнею металу суттєво впливає на амплітуду корисного сигналу.

ЕМАП для контролю феромагнітних стрижнів працює наступним чином. На високочастотну котушку 3 подається напруга живлення з частотою, яка визначається формулою (1). Струм в котушці формує змінне високочастотне електромагнітне поле, яке взаємодіє з поверхнею контрольованого виробу 1. На цю ж ділянку виробу 1 діє постійне магнітне поле, яке створюється полюсом осердя 5. Взаємодія електромагнітного і поляризуючого магнітного полів в поверхневому шарі виробу 1 призводить до збудження пружних коливань, які розповсюджуються під кутом вздовж виробу 1 в обидві сторони, оскільки котушка ЕМА перетворювача є вісесиметричною.

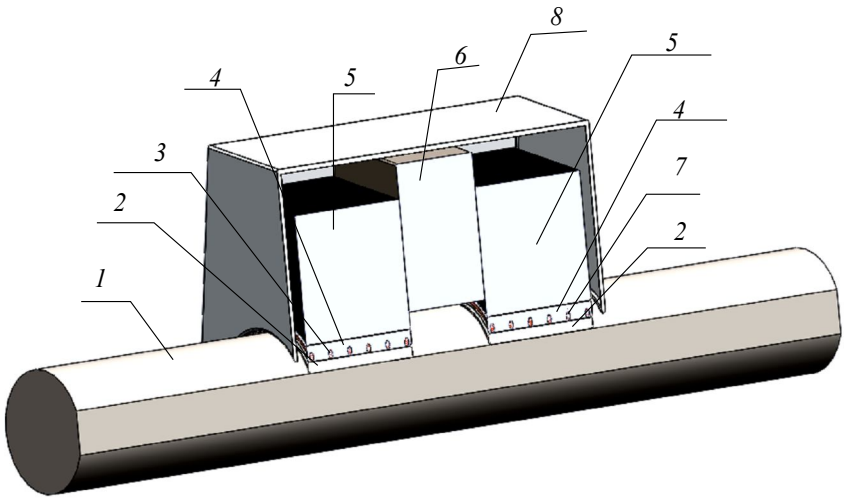


Рисунок 4 - ЕМАП для контролю виробів стрижневого типу, виготовлених з феромагнітного матеріалу:

1 – об'єкт контролю; 2 – протектор; 3, 7 – високочастотні катушки, наклеєні на електроізоляційний прошарок 4; 5 – осердя магніту; 6 – постійний магніт; 8 – каркас.

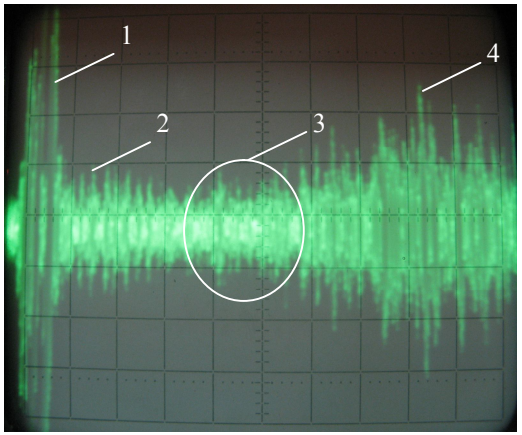


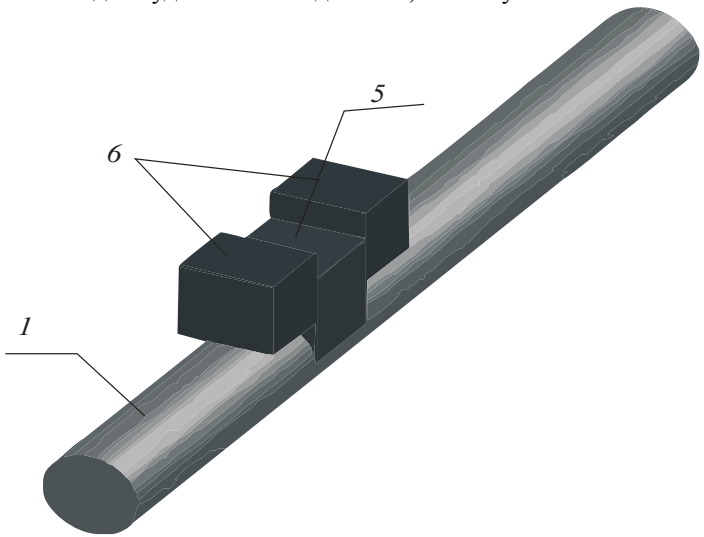
Рисунок 5 – Реалізація на екрані осцилографу з сигналами від дефектів в стрижні круглого перетину:

1 – зондуючий імпульс; 2 – імпульс від дефекту у вигляді поперечного пропилу глибиною 3 мм; 3 – імпульс від дефекту у вигляді свердління глибиною 3 мм; 4 – імпульс від торця стрижня

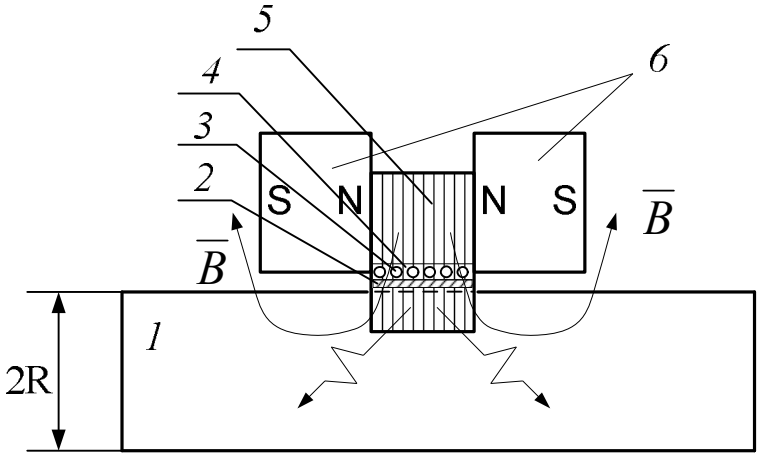
Якщо в виробі є дефект, то багаторазово відбиті промені ультразвукових імпульсів дифрагують на них, багаторазово відбиваються і в результаті приймаються високочастотною котушкою 7 та реєструються на екрані осцилографу. На рис. 5 зображено реалізацію на екрані осцилографа сигналів від дефектів при контролі феромагнітного стрижня діаметром 18 мм та довжиною 2 м.

У випадку контролю неферомагнітних виробів постійне магнітне поле необхідно створювати шляхом його витіснення в робочу зону ЕМАП, рис. 6. Очевидно, що воно буде мати

як нормальну так і тангенційну компоненту. Це значний виграш, оскільки може призвести до збудження як подовжніх, так і зсувних об'ємних коливань.



а)



б)

Рисунок 6 - Спрощене зображення джерела постійного магнітного поля ЕМАП для контролю стрижнів з перетином у вигляді кола для неферомагнітних матеріалів а) тривимірне зображення джерела постійного магнітного поля ЕМАП; б) спрощене зображення джерела постійного магнітного поля ЕМАП:
1 – об'єкт контролю; 2 – протектор; 3 – високочастотна котушка, наклеєна на електроізоляційний шар 4; 5 – осердя магніту; 6 – постійний магніт

В даному випадку, на відмінність від традиційного контролю, це додаткова кількість імпульсних пакетів, які збільшують можливість виявлення дефектів стрижнів.

Робота цього перетворювача відмінна від зображеного на рис. 3 формуванням постійного магнітного поля тим, що для збудження і прийому ультразвукових імпульсів використовується одна і та ж високочастотна котушка.

Функціонує цей ЕМАП таким же чином, що і показаний на рис. 4. Відмінністю є використання джерела постійного магнітного поля, яке витісняється в робочу зону за допомогою двох магнітів, орієнтованих одними і тими ж полюсами зустрічно. Окрім того, даний електромагнітно-акустичний перетворювач суміщений. Тобто, і збудження і прийом виконується однією і тією ж високочастотною котушкою. У цьому випадку необхідне узгодження ЕМАП з виходом ГЗІ, а також з входом попереднього підсилювача. Таке узгодження виконується з допомогою електричної схеми, наведеній на рис. 7.

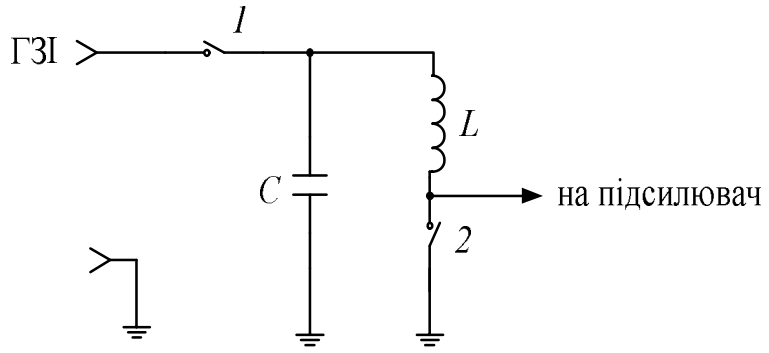


Рисунок 7 - Електрична схема ЕМАП за рис. 5

Схема функціонує наступним чином. Під час надходження високочастотних високовольтних імпульсів живлення з ГЗІ швидкодіючі ключі 1 і 2 відкриваються. Створюється резонансний контур з ємності *C* та індуктивності *L* високочастотної котушки ЕМА перетворювача. За рахунок резонансу, збільшується величина струму, який проходить через високочастотну котушку. Таким чином додатково підвищується чутливість дефектоскопу.

Після закінчення дії зондуючого імпульсу ключі 1 і 2 закриваються. В результаті створюється за допомогою ємності *C* та індуктивності *L* послідовний резонансний контур. Наведена на ньому ЕРС також збільшується. Окрім того, корисний сигнал з частотою резонансу, відповідає частоті збуджених і прийнятих ультразвукових коливань. Чутливість

контролю ще більше зростає. Після цього корисний сигнал поступає на вхід попереднього підсилювача.

Для правильної оцінки якості довгомірного виробу ЕМА методом необхідно експериментально оцінити вплив факторів різного характеру. Серед тих які слід врахувати: зазор між ЕМА перетворювачем і поверхнею металу; перекоси; величина індукції поляризуючого магнітного поля; величина імпульсного високочастотного струму в котушці ЕМА перетворювача; структура основної матриці металу виробу; чутливість до дефектів різних розмірів, орієнтації, розміщення в перетині, форми, заповнення; відстані до дефекту, торця виробу; взаємного просторового розміщення ЕМА датчика і виявляємого дефекту та інших.

Для виконання експериментальних досліджень був розроблений стенд, блок-схема і зображення якого приведено на рис. 8.

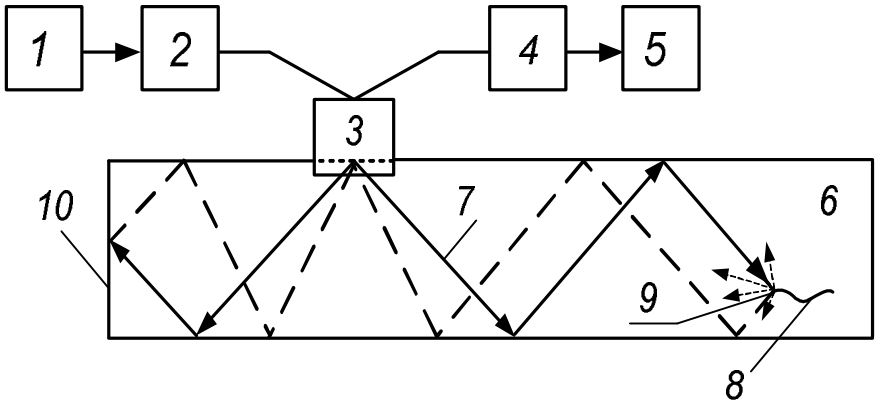


Рисунок 8 – Блок-схема стенду для експериментальних досліджень луна-дифракційного методу при контролі з використанням ЕМА перетворювачів

Стенд включає формувач 1 імпульсів, ГЗІ 2, ЕМАП 3, ПУ 4, осцилограф 5 і виріб 6. Функціонує він наступним чином. Формувач 1 виробляє напругу синхронізації та пакетів імпульсів, необхідні для зондуючих сигналів. ГЗІ 2 підсилює зондуючі імпульси до величини, достатньої для роботи ЕМАП 3. Збуджені в виробі 6 пакети імпульсів 7 розповсюджуються вздовж стрижня, збільшуючи з кожним відбиттям кількість імпульсів в ультразвуковому пакеті. При наявності в виробі 6 поверхневого або внутрішнього дефекту 8 імпульси пакету дифрагують на ньому. Дифраговані імпульси 9 в вигляді пакету повертаються до ЕМАП 3 і приймаються, підсилюються ПУ 4 і візуалізуються за допомогою осцилографа 5. Якщо дефекту 8 у виробі 6 нема, то пакетні імпульси відбиваються від торця 10 виробу 6. Пакет імпульсів від торця 10 визначає максимальну зону контролю. Наявність або відсутність

дефекту визначають за наявності або відсутності пакетних відображень між зондуючим сигналом і від торця відповідно.

Висновки:

- розроблений метод дозволяє підвищити надійність виявлення дефектів, оскільки з його допомогою можна виявляти внутрішні дефекти поздовжнього типу в стрижнях незалежно від їхнього розташування в перетині, форми дефекту та матеріалу його заповнення за допомогою використання ЕМА перетворювача, яким у довгомірному виробі збуджуються коливання під кутом до поверхні;

- експериментально підтверджено виявляємість моделей дефектів у вигляді поперечного пропилу глибиною 3 мм та свердління глибиною 3 мм за допомогою ЕМА перетворювача;

– розроблено і виготовлено ЕМА перетворювач для контролю стрижнів з феро- і немагнітних матеріалів різної форми перетину.

Список літератури: **1.** *Сучков Г.М., Ноздрачова К.Л.* Підвищення продуктивності й надійності виявлення дефектів в стрижнях. Харків: Вісник НТУ «ХПІ», вып. 48, 2008, С. 104-109. **2.** *Сучков Г.М., Ноздрачева Е.Л.*, «Підвищення продуктивності й надійності виявлення дефектів протяжних виробів» // анотації доповідей XVI Міжнародної науково-практичної конференції «Інформаційні технології: наука, техніка, технологія, освіта, здоров'я». – НТУ «ХПІ»– 2008. – С. 445. **3.** Неразрушающий контроль: Справочник: В 7 т. Под общ. ред. В. В. Клюева. Т.3: Ультразвуковой контроль / И.Н. Ермолов, Ю.В. Ланге. - Г.: Машиностроение, 2004. - 864 с. **4.** *Сучков Г.М.* Современные возможности ЭМА дефектоскопии. – Дефектоскопия. – 2005. - №2. – с. 24-39. **5.** *Сучков Г.М., Ноздрачова К.Л.*, «Електромагнітно-акустичний контроль стрижнів» // тези доповідей VIII-ї Міжнародної науково-технічної конференції «Приладобудування 2008: стан і перспективи». – Київ. – Київ. – 2009. – с. 205-206. **6.** *Сучков Г.М., Себко В.П.* Электромагнитно-акустические преобразователи. Учебн.-метод. пособие. – Харьков: НТУ «ХПИ», 2003 г. – 64 с. **7.** *Сучков Г.М., Донченко А.В., Десятниченко А.В., Келин А.А., Ноздрачева Е.Л.* Повешение чувствительности ЭМА приборов // Дефектоскопия. - №2. – 2008. – с. 15-22.

УДК 620. 179. 16: 620. 179. 17

Г.М. СУЧКОВ, д-р техн. наук, проф. НТУ «ХПІ»
А.А. КЕЛІН, аспірант, ХПП «Сертифікаційний центр АСУ»
Н.М. ЮДАНОВА, ст. викладач, НТУ «ХПІ»

ЧУТЛИВІСТЬ ЕМА ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ РІЗНОГО ТИПУ

Наведено результати експериментальних досліджень з виявляємості внутрішніх, поверхневих, підповерхневих дефектів імпульсами ультразвукових коливань, які збуджуються і приймаються ЕМАП різного типу. Показано, що чутливість розроблених ЕМА перетворювачів близька до чутливості сучасних контактних датчиків. Розроблені ЕМАП і макет дефектоскопу, що реалізують переваги ЕМА способу контролю при виявленні поверхневих і приповерхневих дефектів металовиробів.

Results of experimental researches on revealing inside, surface, subsurface defects are detected by impulses of ultrasonic oscillations which are excited and accepted by different type of EMA converters. It is shown that sensitivity developed EMA converters close to sensitivity of modern contact gauges. Developed EMA converters and a model of defectoscope which realise advantages of EMA testing at revealing surface and subsurface defects of metalware.

Вступ. Електромагнітне-акустичний (ЕМА) спосіб збудження і прийому пружних коливань у своїй галузі застосування має значні переваги в порівнянні з контактним [1-2]. Головною причиною стримування його широкого використання в промисловості вважається недостатня чутливість [3-4]. Питанню підвищення чутливості було присвячено багато робіт, наприклад [5-8]. Однак дані про досягнуту чутливості ЕМА приладів досить суперечливі [9-10]. Отже, подальші дослідження в цьому напрямку, в першу чергу експериментальні, є актуальними.

Основна частина. В роботі [11] показано, що для підвищення чутливості ЕМА приладів потрібні розробки в двох основних напрямках. Перше - підвищення чутливість аналогової частини дефектоскопа, товщиномірів та пристроїв для визначення фізико-механічних властивостей матеріалів. Друге - використання сучасних методів формування інформаційних сигналів та обробки прийнятої інформації. Особливо це важливо при ультразвуковому контролі методом відлуння [1].

Ефективність підвищення можливостей аналогової частини ЕМА приладів. У першому напрямку потрібно поліпшення характеристик ЕМА перетворювачів (ЕМАП), генераторів зондуючих імпульсів (ГЗІ) і попередніх підсилювачів (ПУ). При цьому обов'язковим є комплексне узгодження згаданих вузлів між собою та з контрольованим виробом. Про конкретні приклади реалізації ефективних ЕМАП, ГЗІ і ПУ повідомлено в роботі [11]. Нижче наведено експериментально отримані дані при контролі методом відлуння прямими, похилими ЕМАП і ЕМАП для контролю поверхневими хвилями. На рис.1 показані реалізації із зображенням відлуння сигналів від

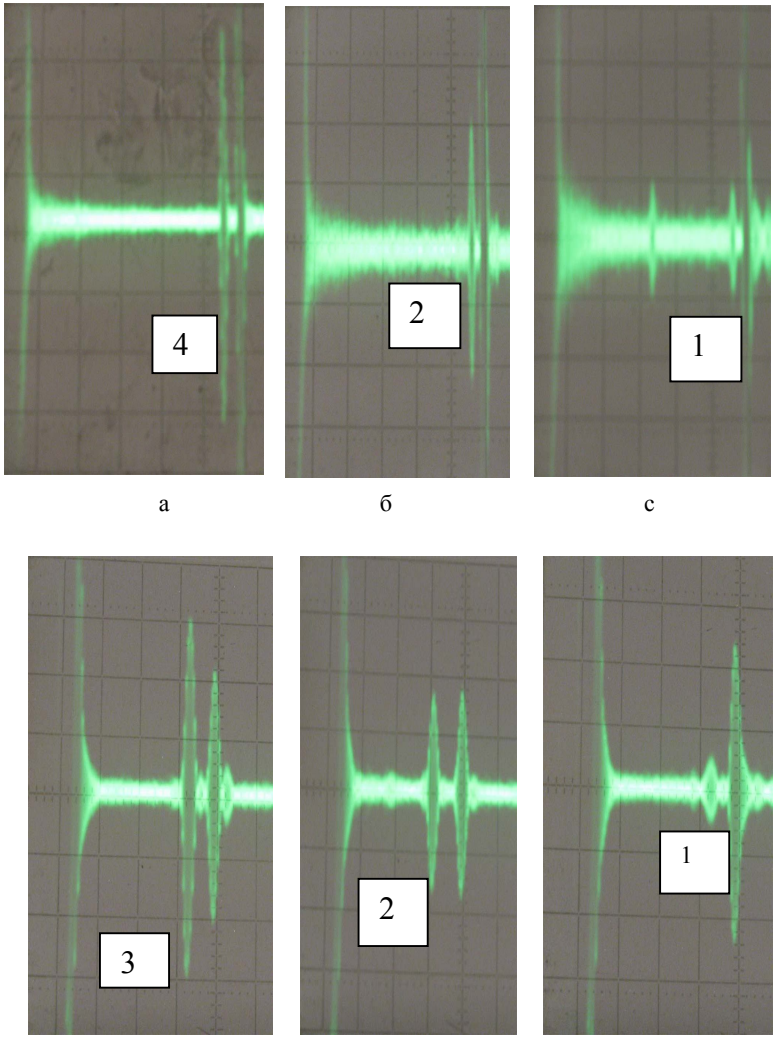


Рис.1. Реалізації з відлуннями, які прийняті з рейкового взірця з дисковими відбивачами. Діаметри моделей дефектів вказані на рисунку. Зображення а, б і с – з зони обмеженої товщиною шийки (контроль з поверхні головки рейки). Зображення д, е і ж – при контролі головки рейки з бокової грані.

відбивачів різного розміру в нетермічнооброблених рейках (високовуглецева сталь У7 з вмістом кремнію близько 1,05%).

При контролі зверху (зона, обмежена товщиною шийки; плоскодонні відбивачі виготовлені з боку підошви на глибину 12-15 мм) і при контролі з бічної грані головки рейки (плоскодонні відбивачі виготовлені з боку протилежної по відношенню до ЕМАП бічній грані головки). При вимірах прямим поєднаним ЕМАП його індуктор містив 18 витків дроту діаметром 0,2 мм, індукція поля подмагнічування становила 1,1 Тл, напруга, що розвивається ГЗІ, становило 870 В, відстань між індуктором і поверхнею рейки - 0,2 мм. Робоча зона ЕМАП - 6х15 мм^2. Збуджувалися імпульси лінійно поляризованих зсувних коливань тривалістю 6 періодів з частотою заповнення 2,5 МГц. Вектор поляризації при контролі був орієнтований перпендикулярно площині симетрії рейки. На рис. 1, 1д, 1е, 1ж масштаб по амплітуді 20 мВ/поділ, на рис.1б і 1с - 10 мВ/ поділ, по часу на рис. 1а, 1б, 1с - 20 мкс/ поділ, на рис. 1д, 1е, 1ж - 10 мкс/ поділ. Відразу за імпульсами відлуння від моделей дефектів на розгортці розташовуються донні імпульси (перші відображені від підошви рейки). Аналіз експериментальних даних, наведених на рис.1 показує, що ЕМА дефектоскоп, з розробленою аналоговою частиною, дозволяє впевнено виявляти в нетермічнооброблених рейках внутрішні дефекти, еквівалентні дисковому відбивачу діаметром 1 мм і більше. Очевидно, що при контролі об'емнозміцнених рейок або інших виробів з матеріалу з низьким послабленням акустичних імпульсів чутливість може бути вищою.

З огляду на складну конфігурацію поверхні рейки та інших аналогічних за складністю форми виробів, ефективним при їх ультразвуковому контролі можуть бути хвилі Релея. Практичні дані оцінки різних ділянок рейки наведено на рис. 2. При вимірах використані класичні раздільно-суміщені ЕМАП різної конструкції з індукторами типу «зигзаг». Кількість робочих ділянок індукторів вибрано з інтервалу 4 ... 6 шт. Довжина лінійних зон перетворювачів становили від 16 до 24 мм. Тривалість імпульсів ГЗІ становили 4 ... 6 періодів частоти заповнення, яка обрана рівною 1 МГц. Відстань від індукторів ЕМАП до поверхні рейки склало 0,2 мм. Напруга, що розвивається ГЗІ на індукторі ЕМАП, досягало 400 ... 550 В. Об'єктом досліджень був відрізок головки рейки з прилеглими ділянками шийки довжиною близько 25 мм. Інша частина рейки була відрізана. Моделями дефектів служили прямокутні канавки різних розмірів. На рис. 2 наведена реалізація з відлуннями від дефекту 0,5 х18х0, 15 мм^3, який розташовується на верхній випуклій поверхні головки рейки. При цьому ЕМАП був розміщений на протилежній бічній грані головки (масштаб по амплітуді 100 мВ/поділ, розгортка - 10 мкс/поділ). На рис. 2б та 2в показані реалізації з відлуння від дефектів розмірами 0,4х5х0,15 мм^3 і 0,3х16х0,15 мм^3 відповідно, виготовленими на поверхні катання головки рейки. Масштаб по амплітуді 50 мВ/поділ, розгортка - 10 мкс/поділ. На рисунках 2г, 2д, 2е наведені дані про виявлення дефектів на увігнутий підголовочній поверхні. ЕМАП розташовувався на прилеглій бічній грані головки рейки. На рис. 2г, для

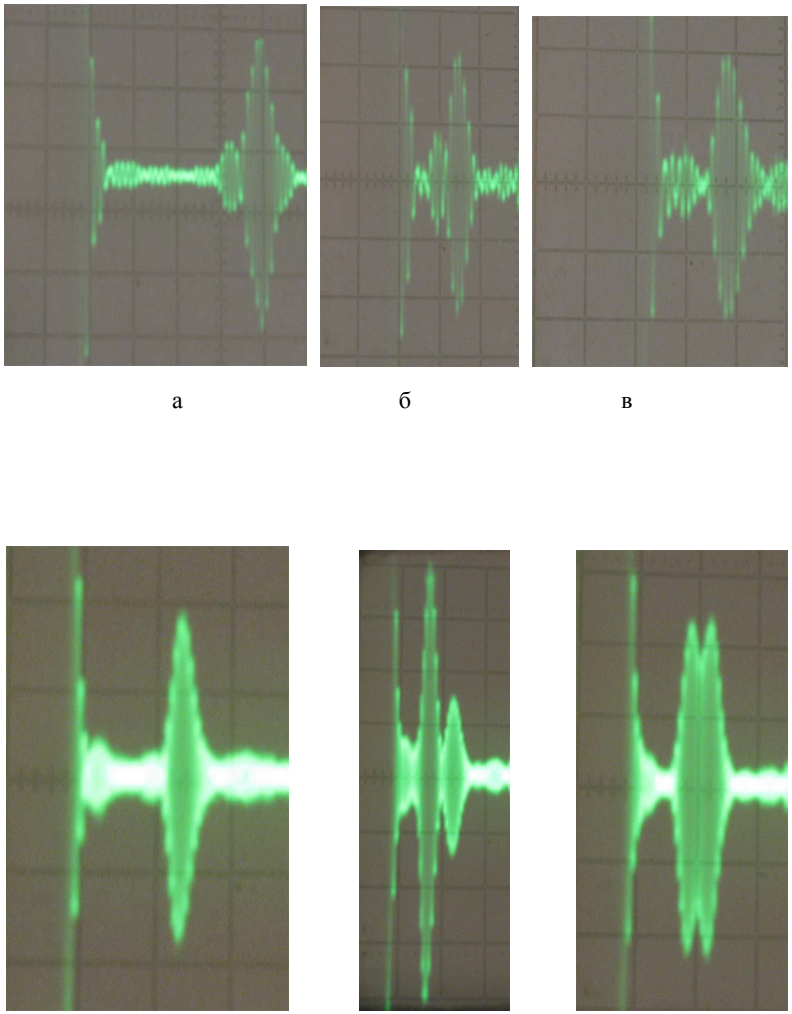


Рис. 2. Реалізації з відлунням, при контролі хвилями Релєя, від моделей дефектів, розташованих на плоских та криволінійних ділянках поверхні рейки.

порівняння, дана реалізація бездефектної ділянки з відлунням від торця обрізу в зоні шийки. На рис. 2д наведена реалізація з відлунням від дефекту 0,7 х30х0,15 мм^3 на увігнутий підголовочній частині. Наступний за ним

сигнал - від обрізу шийки. Масштаб по амплітуді 100 мВ/поділ, розгортка – 20 мкс/поділ. На рис. 2е показана реалізація відлуння від дефекту 0,4 х30х0,15 мм^3, розташованого на відстані 12 мм від торця обрізу. Масштаб той же, що і на попередньому знімку. З аналізу даних, наведених на рис. 2, випливає, що ЕМА дефектоскоп, з дослідженою аналоговою частиною, дає можливість упевнено виявляти на опуклих і увігнутий поверхнях тріщини глибиною більше 0,3 мм. На нашу думку жоден інший метод контролю таких унікальних можливостей не має.

Слід додати, що у всіх досліджених вище випадках поверхню рейок не зачищається від щільно скріпленою з поверхнею металу окалини та іржі, як це вимагається при використанні традиційного ультразвукового контролю.

При контролі зварних швів та інших елементів виробів широко застосовують перетворювачі, які збуджують ультразвукові промені під кутом до поверхні. Повідомлення про використання «похилих» ЕМАП періодично публікуються [1, 9]. Однак, конкретних даних досить мало і вони також суперечливі. Тому були виконані дослідження по чутливості похилих перетворювачів при виявленні моделей дефектів різного типу, рис. 3. Для вимірювань використано раздільно-суміщений ЕМАП з кутом введення пружних коливань 37 градусів [13]. Кількість робочих ділянок збуджуючого і прийомного індукторів - по 6 шт. Тривалість імпульсів ГЗІ - 4 періода частоти заповнення. Частота пружних коливань - 1,56 МГц. На рис.3а і 3б наведені розгортки, отримані на зразку головки рейки типу Р65, описаному вище. ЕМАП сканував обсяг головки і зони шийки з поверхні катання. На рис.3а наведена реалізація з відлунням від моделі дефекту у вигляді канавки 0,9х25х0,15 мм^3, виготовленої поперек головки рейки на поверхні катання. Використано імпульс один раз відбитий від площини обрізу шийки. На рис.3б наведена реалізація з відлунням від відбивача, утвореного отвором діаметром 4 мм і площиною обрізу шийки рейки. Масштаб по амплітуді на рис.3 і 3б - 100 мВ/поділ, за часом - 20 мкс/поділ. Реалізації рис.3в-3е отримані на стандартному зразку СО-2. На рис. 3в наведена реалізація з відлунням від дефекту, утвореного отвором діаметром 6 мм і бічною площиною зразка. На рис. 3г наведена реалізація з відлунням від бічній поверхні отвору діаметром 6 мм того ж зразка. На рис. 3в, 3г масштаб по амплітуді 50 мВ/поділ і 20 мкс/поділ відповідно. На реалізаціях 3д, 3е представлені сигнали від двогранного кута СО-2 при контролі прямим променем - рис.3д (500 мВ/поділ), і при контролі один раз відбитим променем (200 мВ/поділ). З наведених даних випливає, що чутливість при контролі похилим ЕМАП досить висока і, отже, такі перетворювачі можуть застосовуватися для практичного контролю. У той же час необхідно відзначити значну «мертву» зону при контролі такими перетворювачами, яка іноді досягає 20-30 мм. Наявність значної «мертвої» зони відзначають і інші автори при контролі різними типами ЕМА перетворювачів [1, 3].

Для усунення зазначеного недоліку розроблено новий тип ЕМАП, який

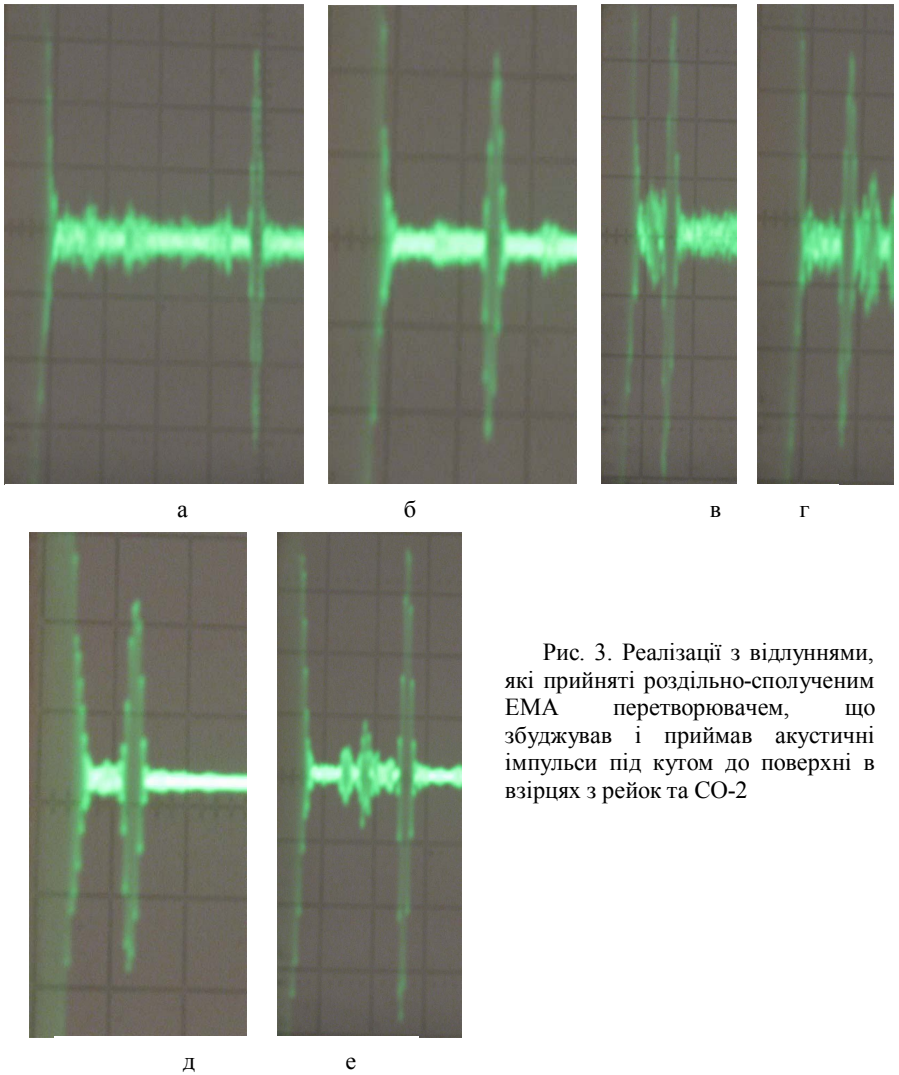
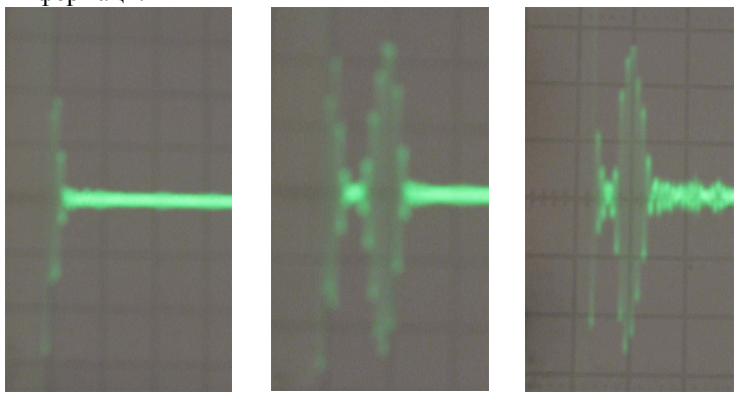


Рис. 3. Реалізації з відлуннями, які прийняті роздільно-сполученим ЕМА перетворювачем, що збуджував і приймав акустичні імпульси під кутом до поверхні в взірцях з рейок та СО-2

дозволяє виконувати контроль виробів без «мертвої» зони. На рис. 4 наведено реалізації, отримані за допомогою згаданого ЕМАП. Частота ультразвукових імпульсів - 1 МГц. Тривалість імпульсів - 4 періоду заповнення частоти зондуючих імпульсів. На рис. 4а - ділянка без дефекту, рис. 4б - ділянка з дефектом на поверхні головки рейки у вигляді прямокутної канавки 0,9х25х0,15 мм^3 (500 мВ/поділ). На рис. 4в - ділянка з дефектом у вигляді

циліндричного свердління діаметром 3 мм, виготовленого на глибині 4 мм від поверхні головки рейки (200 мВ/поділ), на якій встановлювався ЕМАП. З наведених даних випливає, що ЕМАП можна контролювати приповерхневі шари виробів з високою чутливістю. Робоча зона розробленого ЕМА перетворювача досягає 20-30 мм від поверхні введення ультразвуку. При цьому поверхня виробу може бути як плоскою, так і криволінійною.

Слід зазначити, що всі вищенаведені результати представлені після попереднього посилення сигналів без застосування будь-якої обробки прийнятої інформації.



а б в

Рис. 4. Реалізації з відлуннями, отриманими новим типом ЕМАП, що може контролювати приповерхневі шари виробу без «мертвої зони». Перший сигнал на розгортці - зондуючий

Очевидно, що вдосконалення аналогової частини ЕМА приладів дозволили наблизити їх чутливість до чутливості традиційних контактних дефектоскопів. Як показано в роботах [12-13] подальше підвищення чутливості ЕМАП приладів можливе за рахунок застосування сучасних методів формування і обробки прийнятої інформації, зокрема, кореляційний методом. Ефективність цього методу підтверджується даними, наведеними на рис. 5. Контроль вівся прямим ЕМАП імпульсами зсувних лінійно поляризованих коливань тривалістю 3 періоди частоти заповнення рівною 3,5 МГц в умовах з високим рівнем перешкод. На рис.5а показана, після попереднього підсилення, вихідна реалізація з відлунням радіосигналів від плоскодонного відбивача діаметром 3 мм, виготовленого в пофарбованому листовому зразку із сталі 09Г2С (по осі ординат показано відстань в мм, по осі абсцис - відносні одиниці). Дефект розташований на відстані 19 мм від поверхні введення ультразвукових імпульсів. Відношення амплітуди відлуння

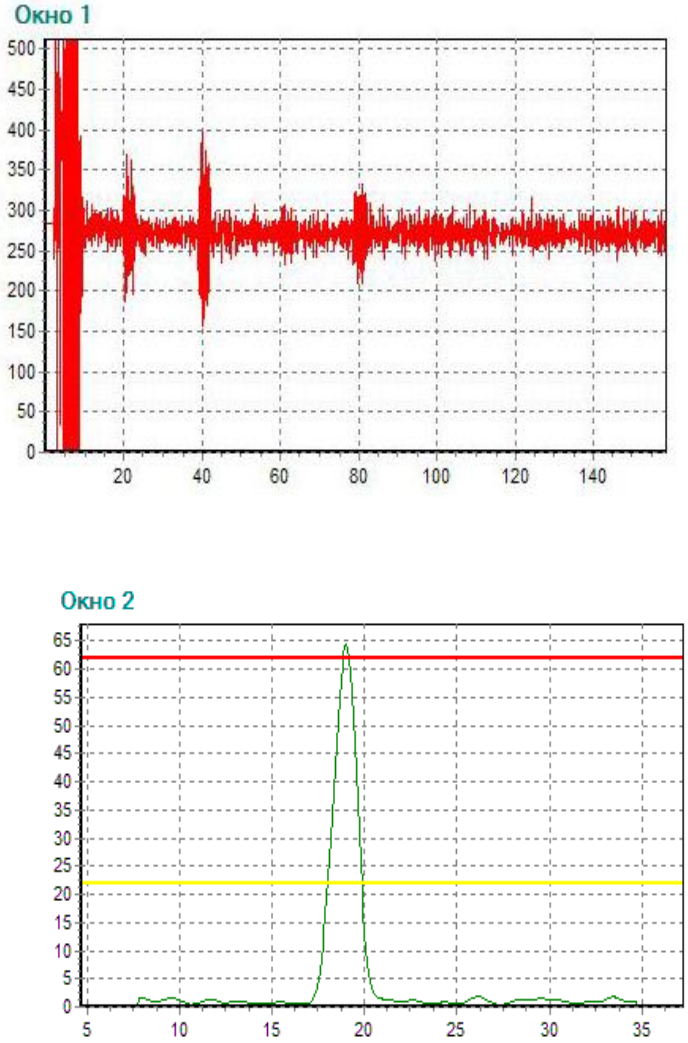


Рис. 5. Реалізації, які підтверджують ефективність використання кореляційних методів обробки інформації в приладах для ЕМА контролю
а) без обробки, б) після обробки

сигналу і шуму не перевищує 3 разів. Очевидно, що високий рівень перешкод може не дозволити виконувати якісний контроль листа. На рис.5б показано ділянку реалізації за рис.5 між зондуючим і донним імпульсом з відлунням від плоскодонного відбивача діаметром 3 мм після застосування спеціального варіанту кореляційної обробки. У результаті величина відношення амплітуд відлуння/завада збільшилася в кілька десятків разів, забезпечивши тим самим можливість ефективного ультразвукового контролю. При виконанні цих досліджень застосовано дефектоскоп ЕМА-SGM-AZ-3.

На закінчення вважаємо своїм обов'язком зазначити, що наведені результати експериментальних робіт дозволять подолати застаріле думку про низьку чутливості ЕМА способу дефектоскопії.

Висновки.

1. Сучасні ЕМА перетворювачі спільно з генераторами і попередніми підсилювачами в значному числі випадків забезпечують чутливість контролю порівнянну з чутливістю традиційних серійних ультразвукових приладів.

2. Комбінована обробка інформації, прийнятої ЕМАП, дозволяє додатково збільшити чутливість ЕМА приладів у десятки разів.

3. Застосування сучасних ЕМА перетворювачів дозволяє повністю виключити неконтрольовану приповерхневу зону металу при збереженні високої чутливості контролю.

Список літератури: **1**. Неразрушающий контроль: Справочник: В 7 т. Под общ. ред. *В.В. Клюева*. Т.3: Ультразвуковой контроль / *И.Н. Ермолов, Ю.В. Ланге*. – М.: Машиностроение, 2004. – 864 с. **2**. *Сучков Г.М.* О главном преимуществе ЭМА способа // Дефектоскопия, 2000, № 10, с. 67-70. **3**. *Ермолов И.Н.* Теория и практика ультразвукового контроля. – М.: Машиностроение, 1981. 240 с. **4**. *Мужицкий В.Ф., Ремезов В.Б. Комаров В.А.* К основам ЭМА толщинометрии с помощью накладных преобразователей. 1. Прямое ЭМАП в нормальном поляризующем поле // Дефектоскопия, 2006, № 10, с. 40-58. **5**. *Сучков Г.М.* Исследование ЭМА способом выявляемости плоскодонных отражателей в образцах из различных материалов // Контроль. Диагностика, 2002, № 5, с.50 - 51. **6**. *Сучков Г.М.* Построение приборов для ультразвукового контроля и измерений с использованием ЭМА способа возбуждения и приема ультразвуковых импульсов // Техническая диагностика и неразрушающий контроль, 2005, № 2, с.36-39. **7**. *Сучков Г.М.* Возможности современных ЭМА толщиномеров // Дефектоскопия, 2004, №12, с. 16-25. **8**. *Сучков Г.М.* Современные возможности ЭМА дефектоскопии // Дефектоскопия, 2005, №12, с. 24-39. **9**. *Астафьев А.Н., Неволин О.В., Мамай А.М.* и др. Универсальная приставка для стандартных ультразвуковых дефектоскопов и толщиномеров // Дефектоскопия, 2006, №7, с. 73-82. **10**. *Кириков А.В., Забродин А.Н., Комлик А.В.* Методы и средства ультразвукового контроля проката с применением электромагнитно – акустических преобразователей // В мире неразрушающего контроля, 1999, № 3, с. 18 – 20. **11**. *Сучков Г.М.* Развитие теории и практики создания приборов для электромагнитно-акустического контроля металлоизделий. Дис. на соиск. уч. степ. д.т.н., Харьков, Нац. техн. ун-т «Харьковский политехнический институт», 2005, 521 с. **12**. *Сучков Г.М.* Обработка информации. Возможности корреляционного анализа при толщинометрии ЭМА методом // Контроль. Диагностика, 2002, № 8, с. 37–40. **13**. *Сучков Г.М.* Обработка информации. Повышение возможностей корреляционного анализа в ЭМА - приборах // Контроль. Диагностика, 2004, № 12, с. 13–16.

УДК 620.179

О.Л. БАГМЕТ, канд.техн. наук, доц. НТУ «ХПІ»
И.В. КОНОНОВА, студентка НТУ «ХПІ»

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПОГРЕШНОСТЕЙ ИЗМЕРЕНИЙ ТРЕХ ПАРАМЕТРОВ ИЗДЕЛИЯ С ПОМОЩЬЮ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ В РЕЖИМЕ НИЗКИХ ЧАСТОТ

Розглянуто можливість підрахунку відносних похибок вимірювання магнітної проникності, електричної питомої провідності та радіусу циліндричних виробів у трансформаторному електромагнітному перетворювачі (ТЕМП) у випадку низьких частот зондуючого виріб змінного магнітного поля.

Possibility of calculation the relative errors of measurements magnetic permeability, specific conductance and radius of cylindrical articles with transformations electromagnetic performance (TEMP) in occasion a low frequency by variable magnetic sounding field are considered.

Для определения погрешностей измерения относительной магнитной проницаемости μ_r, удельной электрической проводимости σ и радиуса a цилиндрического проводящего изделия, помещенного в трансформаторный электромагнитный преобразователь (ТЕМП), в приближении низких частот (при значении обобщенного параметра $x \le 2$)[1,2], в работе [1] использовались уравнения для обобщенного параметра K при двух кратных значениях параметра x. Если воспользоваться уравнением для обобщенного параметра N, при том же значении параметра x [2] получим следующую систему уравнений:

$$\begin{cases} K = 1 - \dfrac{5}{384} x^4; \\ N = \dfrac{x^2}{8}(1 - \dfrac{x^4}{128}); \\ tg\varphi_{\hat{a}i} = \dfrac{6}{x^2}. \end{cases} \qquad (1)$$

где x - аргумент обобщенных параметров N и K;

$$x = a\sqrt{\mu_0 \mu_r \sigma \ \omega}; \qquad (2)$$

a - радиус цилиндрического изделия; μ_0 - магнитная постоянная;

$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м; ω - циклическая частота намагничивающего тока.

Обобщенный параметр N характеризует собой удельную нормированную ЭДС $E_{âí}$ ТЭМП на единицу магнитной проницаемости μ_r изделия [2]

$$N = \frac{E_{âí}}{E_0 \cdot \eta \cdot \mu_r}. \qquad (3)$$

Обобщенный параметр K характеризует собой удельную нормированную ЭДС E_2 ТЭМП на единицу магнитной проницаемости μ_r изделия [3]

$$K = \frac{E_2}{E_0 \cdot \eta \cdot \mu_r}, \qquad (4)$$

где $E_{âí}$ - вносимая ЭДС трансформаторного преобразователя, обусловленная магнитным потоком в цилиндрическом изделии, E_2 - ЭДС трансформаторного преобразователя, обусловленная магнитным потоком в цилиндрическом изделии, E_0 - ЭДС трансформаторного преобразователя без изделия, η - коэффициент заполнения обмотки; $\eta = \frac{a^2}{a_n^2}$, a_n^2 - радиус измерительной обмотки трансформаторного преобразователя.

Подставим в систему уравнений (1) вместо параметра x его значение из (2) получим

$$\begin{cases} K = 1 - \frac{5}{384} a^4 \mu_0^2 \mu_r^2 \sigma^2 \omega^2; \\ N = \frac{a^2 \mu_0 \mu_r \sigma\ \omega}{8} (1 - \frac{a^4 \mu_0^2 \mu_r^2 \sigma^2 \omega^2}{128}); \\ tg\varphi_{âí} = \frac{6}{a^2 \mu_0 \mu_r \sigma\ \omega}. \end{cases} \qquad (5)$$

Сделаем в уравнениях (5) замену параметров N и K на N_E и K_E соответственно

$$N_E = N \cdot a^2 \cdot \mu_r;\ N_E = a^2 \mu_r \frac{\tilde{o}^2}{8} (1 - \frac{\tilde{o}^4}{128}),$$

$$K_E = K \cdot a^2 \cdot \mu_r;\ K_E = a^2 \mu_r \cdot \frac{5}{384} x^4.$$

Получим вместо (5) новые уравнения

$$\begin{cases} K_E = a^2 \mu_r (1 - \frac{5}{384} a^4 \mu_0^2 \mu_r^2 \sigma^2 \omega^2); \\ N_E = \frac{a^4 \mu_0 \mu_r^2 \sigma\ \omega}{8} (1 - \frac{a^4 \mu_0^2 \mu_r^2 \sigma^2 \omega^2}{128}); \\ tg\varphi_{âí} = \frac{6}{a^2 \mu_0 \mu_r \sigma\ \omega}. \end{cases} \qquad (6)$$

Представим уравнения системы (6) в виде рядов Тейлора вблизи рабочей точки $\tilde{o}_0$,ограничившись линейным приращением слагаемыми ряда, таким образом запишем линейные уравнения для определения относительных приращений функций $\frac{\delta K_E}{K_E}$, $\frac{\delta N_E}{N_E}$ и $\frac{\delta tg\varphi_{âí}}{tg\varphi_{âí}}$

$$\begin{cases} \frac{\delta K_E}{K_E} = \frac{(K_E)'_{\mu_r} \cdot \mu_r}{K_E} \gamma_{\mu_r} + \frac{(K_E)'_a \cdot a}{K_E} \gamma_a + \frac{(K_E)'_\sigma \cdot \sigma}{K_E} \gamma_\sigma; \\ \frac{\delta N_E}{N_E} = \frac{(N_E)'_{\mu_r} \cdot \mu_r}{N_E} \gamma_{\mu_r} + \frac{(N_E)'_a \cdot a}{N_E} \gamma_a + \frac{(N_E)'_\sigma \cdot \sigma}{N_E} \gamma_\sigma; \\ \frac{\delta tg\varphi_{âí}}{tg\varphi_{âí}} = \frac{(tg\varphi_{âí})'_{\mu_r} \cdot \mu_r}{tg\varphi_{âí}} \gamma_{\mu_r} + \frac{(tg\varphi_{âí})'_a \cdot a}{tg\varphi_{âí}} \gamma_a + \frac{(tg\varphi_{âí})'_\sigma \cdot \sigma}{tg\varphi_{âí}} \gamma_\sigma. \end{cases} \qquad (7)$$

Определим в уравнениях (7) коэффициенты влияния

$$\frac{(K_E)'_{\mu_r} \cdot \mu_r}{K_E} = \frac{a^2 \mu_r (1 - \frac{15}{384} a^4 \mu_0^2 \mu_r^2 \sigma^2 \omega^2)}{a^2 \mu_r (1 - \frac{5}{384} a^4 \mu_0^2 \mu_r^2 \sigma^2 \omega^2)} = \frac{1 - \frac{15}{384} x^4}{1 - \frac{5}{384} x^4} = A$$

$$\frac{(K_E)'_a \cdot a}{K_E} = \frac{a^2 \mu_r (2 - \frac{30}{384} a^4 \mu_0^2 \mu_r^2 \sigma^2 \omega^2)}{a^2 \mu_r (1 - \frac{5}{384} a^4 \mu_0^2 \mu_r^2 \sigma^2 \omega^2)} = \frac{2 \cdot (1 - \frac{15}{384} x^4)}{1 - \frac{5}{384} x^4} = B;$$

$$\frac{(K_E)'_\sigma \cdot \sigma}{K_E} = \frac{a^2 \mu_r (-\frac{10}{384} a^4 \mu_0^2 \mu_r^2 \sigma^2 \omega^2)}{a^2 \mu_r (1 - \frac{5}{384} a^4 \mu_0^2 \mu_r^2 \sigma^2 \omega^2)} = -\frac{\frac{10}{384} x^4}{1 - \frac{5}{384} x^4} = \tilde{N};$$

$$\frac{(N_E)'_{\mu_r}\cdot\mu_r}{N_E}=\frac{a^2\mu_r(\frac{2a^2\mu_0\mu_r\sigma\omega}{8}(1-\frac{2a^4\mu_0^2\mu_r^2\sigma^2\omega^2}{128}))}{a^2\mu_r(\frac{a^2\mu_0\mu_r\sigma\omega}{8}(1-\frac{a^4\mu_0^2\mu_r^2\sigma^2\omega^2}{128}))}=\frac{2(1-\frac{2x^4}{128})}{1-\frac{x^4}{128}}=D;$$

$$\frac{(N_E)'_{a}\cdot a}{N_E}=\frac{a^2\mu_r(\frac{4a^2\mu_0\mu_r\sigma\omega}{8}(1-\frac{2a^4\mu_0^2\mu_r^2\sigma^2\omega^2}{128}))}{a^2\mu_r(\frac{a^2\mu_0\mu_r\sigma\omega}{8}(1-\frac{a^4\mu_0^2\mu_r^2\sigma^2\omega^2}{128}))}=\frac{4\cdot(1-\frac{2x^4}{128})}{1-\frac{x^4}{128}}=E;$$

$$\frac{(N_E)'_{\sigma}\cdot\sigma}{N_E}=\frac{a^2\mu_r(\frac{a^2\mu_0\mu_r\sigma\omega}{8}(1-\frac{3a^4\mu_0^2\mu_r^2\sigma^2\omega^2}{128}))}{a^2\mu_r(\frac{a^2\mu_0\mu_r\sigma\omega}{8}(1-\frac{a^4\mu_0^2\mu_r^2\sigma^2\omega^2}{128}))}=\frac{(1-\frac{3x^4}{128})}{(1-\frac{x^4}{128})}=F;$$

$$\frac{(tg\varphi_{âí})'_{\mu_r}\cdot\mu_r}{tg\varphi_{âí}}=-\frac{6\cdot a^2\mu_0\mu_r\sigma\omega}{a^2\mu_0\mu_r\sigma\omega\cdot 6}=-1=G;$$

$$\frac{(tg\varphi_{âí})'_{a}\cdot a}{tg\varphi_{âí}}=-\frac{12\cdot a^2\mu_0\mu_r\sigma\omega}{a^2\mu_0\mu_r\sigma\omega\cdot 6}=-2=H;\quad \frac{(tg\varphi_{âí})'_{\sigma}\cdot\sigma}{tg\varphi_{âí}}=-\frac{6\cdot a^2\mu_0\mu_r\sigma\omega}{a^2\mu_0\mu_r\sigma\omega\cdot 6}=-1=I.$$

Обозначим

$$\frac{\delta K_E}{K_E}=\gamma_{K_E};\ \frac{\delta N_E}{N_E}=\gamma_{N_E};\ \frac{\delta tg\varphi_{âí}}{tg\varphi_{âí}}=\gamma_{tg_{âí}};\ \frac{\delta\mu_r}{\mu_r}=\gamma_{\mu_r};\ \frac{\delta a}{a}=\gamma_a;\ \frac{\delta\sigma}{\sigma}=\gamma_\sigma.$$

С учетом новых обозначений получим систему трех уравнений

$$\begin{cases}\frac{\delta K_E}{K_E}=A\cdot\gamma_{\mu_r}+B\cdot\gamma_a+C\cdot\gamma_\sigma;\\ \frac{\delta N_E}{N_E}=D\cdot\gamma_{\mu_r}+E\cdot\gamma_a+F\cdot\gamma_\sigma;\\ \frac{\delta tg\varphi_{âí}}{tg\varphi_{âí}}=G\cdot\gamma_{\mu_r}+H\cdot\gamma_a+I\cdot\gamma_\sigma.\end{cases}$$

Распишем погрешность γ_{K_E} и γ_{N_E} при $\eta=const$

$$\gamma_{K_E}=\frac{\delta K_E}{K_E}=\frac{\delta\left(\frac{E_2}{E_0\cdot\eta}\right)}{K_E}=\frac{\delta E_2}{E_2}\pm\frac{\delta E_0}{E_0},\ \gamma_{N_E}=\frac{\delta N_E}{N_E}=\frac{\delta\left(\frac{E_{âí}}{E_0\cdot\eta}\right)}{N_E}=\frac{\delta E_{âí}}{E_{âí}}\pm\frac{\delta E_0}{E_0}.$$

Аналогично определим относительную погрешность $\gamma_{tg_{âí}}$, учитывая, что $z=\gamma_{tg_{âí}}$

$$\gamma_{tg_{âí}}=\frac{\delta tg\varphi_{âí}}{tg\varphi_{âí}}=\frac{1}{\cos^2\varphi_{âí}\cdot tg\varphi_{âí}}\cdot\delta\varphi_{âí}=\frac{1}{\cos^2\varphi_{âí}\cdot\frac{\sin\varphi_{âí}}{\cos\varphi_{âí}}}\cdot\delta\varphi_{âí}=\frac{2\varphi_{âí}}{\sin 2\varphi_{âí}}\cdot\frac{\delta\varphi_{âí}}{\varphi_{âí}}$$

Вычислим относительные погрешности с помощью определителей системы

$$\gamma_{\mu_r}=\frac{\begin{vmatrix}\gamma_{K_E}BC\\ \gamma_{N_E}EF\\ \gamma_{tg\varphi_{âí}}HI\end{vmatrix}}{\begin{vmatrix}ABC\\ DEF\\ GHI\end{vmatrix}}=\frac{\gamma_{K_E}\cdot E\cdot I+B\cdot F\cdot\gamma_{tg\varphi_{âí}}+\gamma_{N_E}\cdot H\cdot C-\gamma_{tg_{âí}}\cdot E\cdot C-\gamma_{N_E}\cdot B\cdot I-H\cdot F\cdot\gamma_{K_E}}{A\cdot E\cdot I+B\cdot F\cdot H+D\cdot I\cdot C-H\cdot E\cdot C-D\cdot B\cdot I-H\cdot F\cdot A}$$

$$\gamma_{a}=\frac{\begin{vmatrix}A\gamma_{K_E}C\\ D\gamma_{N_E}F\\ G\gamma_{tg\varphi_{âí}}I\end{vmatrix}}{\begin{vmatrix}ABC\\ DEF\\ GHI\end{vmatrix}}=\frac{A\cdot\gamma_{N_E}\cdot I+\gamma_{K_E}\cdot F\cdot G+D\cdot\gamma_{tg\varphi_{âí}}\cdot C-G\cdot\gamma_{N_E}\cdot C-\gamma_{K_E}\cdot D\cdot I-A\cdot F\cdot\gamma_{tg_{âí}}}{A\cdot E\cdot I+B\cdot F\cdot H+D\cdot I\cdot C-H\cdot E\cdot C-D\cdot B\cdot I-H\cdot F\cdot A}$$

$$\gamma_{\sigma}=\frac{\begin{vmatrix}AB\gamma_{K_E}\\ DE\gamma_{N_E}\\ GH\gamma_{tg\varphi_{âí}}\end{vmatrix}}{\begin{vmatrix}ABC\\ DEF\\ GHI\end{vmatrix}}=\frac{A\cdot\gamma_{tg\varphi_{âí}}\cdot E+B\cdot\gamma_{N_E}\cdot G+D\cdot H\cdot\gamma_{K_E}-\gamma_{K_E}\cdot E\cdot G-\gamma_{tg\varphi_{âí}}\cdot B\cdot D-A\cdot H\cdot\gamma_{N_E}}{A\cdot E\cdot I+B\cdot F\cdot H+D\cdot I\cdot C-H\cdot E\cdot C-D\cdot B\cdot I-H\cdot F\cdot A}$$

Таким образом были получены выражения для определения методических погрешностей измерения трех параметров цилиндрического изделия: относительной магнитной проницаемости μ_r, удельной электрической проводимости σ и радиуса a с помощью ТЭМП в приближении низких частот.

Список литературы: Методичні вказівки для практичних занять з дисципліни «Математичні методи неруйнівного контролю»для студентів спеціальності 7.090903/Уклад. *Багмет О.Л., Себко В.П., Себко В.В..* – Харків:НТУ «ХПІ», 2003. – 47с. *Багмет О. Л.* К теории электромагнитного преобразователя температуры. Сборник научных трудов ХГПУ «Информационные технологии: наука, техника, технология, образование, здоровье.» - Вып 7 – Ч.3 – Харьков. – 1999. – С.86-88.3. *Себко В.П., Багмет О. Л., Сиренко Н.Н., Масалджийский М. Р.* Исследование электромагнитного преобразователя температуры //Известия ВУЗов СССР. Приборостроение. Т.34.1991. - №2.С.46-50.

УДК 620.179.14

Б.М. ГОРКУНОВ, канд. техн. наук, проф. НТУ "ХПИ"
С.Г. ЛЬВОВ, канд. техн. наук, доц. НТУ "ХПИ"

РАЗРАБОТКА МИКРОПРОЦЕССОРНОГО ГЕНЕРАТОРА ДЛЯ ВИХРЕТОКОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

В роботі розглядається побудова мікропроцесорних генераторів синусоїдального струму для живлення вихорострумових перетворювачів. Розглянутий метод побудови із застосуванням прямого синтезу. Запропонована схема побудови генератора синусоїдального сигналу з автоматичною корекцій заданого вихідного струму

The construction of microprocessor generators of sinewave current is in-process examined for the feed of eddy-current transformers. The method of construction is considered with the use of Direct Digital Synthesizers. The chart of construction of generator of sinewave signal is offered with automatic corrections of the set output current

Введение. При построении систем контроля с использованием вихретоковых преобразователей одной из актуальных задач является построение высокостабильного генератора синусоидальных колебаний для питания намагничивающих обмоток преобразователя с возможностью программного задания частоты и амплитуды сигнала. Кроме этого возникает необходимость согласования выходного сопротивления генератора с сопротивлением нагрузки и требуется постоянство питающего тока вне зависимости от изменения комплексного сопротивления нагрузки [1].

Известно несколько основных принципов построения низкочастотных генераторов синусоидального сигнала. Это генераторы на RC элементах, генераторы на биениях и генераторы с диапазонно-кварцевой стабилизацией частоты [2]. Кроме этого в настоящее время широкое развитие получают методы цифрового синтезирования сигнала. Рассмотрим этот вариант построения генератора синусоидального низкочастотного сигнала.

Основная часть. Прямой цифровой синтез (DDS – Direct Digital Synthesizer) – метод, позволяющий получить аналоговый сигнал (обычно это синусоидальный сигнал) за счет генерации временной последовательности цифровых отсчетов и их дальнейшего преобразования в аналоговую форму посредством ЦАП. Так как сигнал сначала синтезируется в цифровой форме, такое устройство может обеспечить быстрое переключение частоты, высокое разрешение по сетке частот, работу в широком диапазоне частот. Благодаря развитию микросхемотехники и технологии на сегодняшний день синтезаторы DDS представляют собой очень компактные микросхемы с низким энергопотреблением.

Достаточно часто требуется синтезировать сигналы различной частоты и формы и точно управлять параметрами этих сигналов, в этом случае важными параметрами являются удобство применения, компактность и

низкая стоимость. Существует много способов синтеза сигналов – от генераторов на основе петли ФАПЧ (при синтезе сигналов высокой частоты) до динамического цифрового управления цифро- аналоговым преобразователем (при синтезе низкочастотных сигналов). Технология DDS быстро завоевывает популярность в качестве средства синтеза сигналов благодаря тому, что стало возможным реализовать на одной микросхеме программируемый генератор с высоким разрешением по частоте и с высоким качеством сигнала.

Структурная схема генератора синусоидального сигнала низкой частоты выглядит следующим образом.

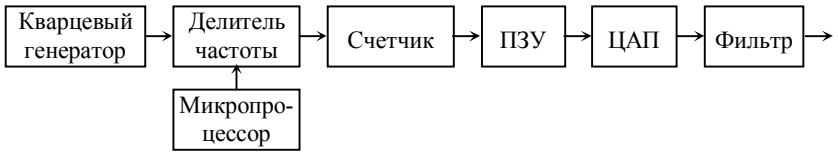


Рис. 1 Структурная схема генератора низкой частоты, реализующая метод прямого синтеза

Такой метод синтеза обладает рядом недостатков. Во-первых, шаг перестройки зависит от частоты. Для получения приемлемой точности установки частоты вверху рабочего диапазона требуется выбирать частоту опорного генератора очень большой и во-вторых, при изменении выходной частоты меняется и частота дискретизации, что затрудняет построение аналогового фильтра, так как его частота среза должна быть переменной [3, 4].

Гораздо логичнее для формирования синусоидального сигнала подавать на входы ЦАП мгновенные значения функции sin с постоянной частотой дискретизации. Непосредственное вычисление значений функции sin затруднено, так как закон, по которому она изменяется нелинеен и непосредственно трудно реализуем. Намного проще вычислять мгновенные значения фазы (аргумент функции sin), которая изменяется линейно, а затем преобразовывать ее в значения функции с помощью перекодировочной таблицы в ПЗУ.

Поскольку фаза изменяется линейно, ее вычисление сводится к прибавлению в каждом такте некоторой добавки к текущему значению фазы.

Величина приращения фазы определяет частоту сигнала:

$$f = \Delta Phase \cdot f_{clk}/2\pi,$$

где f_{clk} – частота дискретизации

Этот метод синтеза называют методом накопления фазы. Реализация этого метода показана на рис. 2.

Регистр фазы 2, содержимое которого в каждом такте увеличивается на величину приращения фазы. Величина приращения фазы хранится в регистре 1.

В каждом такте к содержимому регистра 2 с помощью сумматора прибавляется содержимое регистра 1.

Таким образом, происходит линейное увеличение (накопление) мгновенной фазы. При формировании синусоидального сигнала имеет смысл вычислять фазу только в диапазоне от нуля до 360° (2π).

Значение мгновенной фазы преобразуется в мгновенное значение синусоидального сигнала с помощью перекодировочной таблицы, хранящейся в ПЗУ. Для экономии места хранится только 1/4 часть периода, так как функция sin обладает свойствами симметрии. Однако, в результате несколько усложнился алгоритм. Код мгновенной фазы используется как адрес ПЗУ, а выходной код ПЗУ представляет собой мгновенное значение синусоидального сигнала.

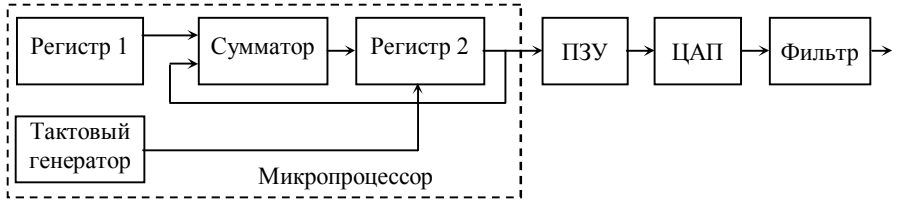


Рис. 2 Структурная схема, реализующая метод накопления фазы

Этот код подается на вход ЦАП. С появлением быстродействующих микроконтроллеров стало возможным реализовать всю цифровую часть такого генератора сигналов программно. При этом стоимость генератора, при вполне приемлемых параметрах, получается низкой.

Поскольку ЦАП работает в однополярном режиме, необходима схема сдвига уровня (см. рис. 3), построенная на операционном усилителе, имеющем довольно большое напряжение смещения нуля, резисторы, обеспечивающие заданный сдвиг выбираются прецизионными.

В качестве активного фильтра применен фильтр Баттерворта 4-го порядка. Чтобы получить порядок фильтра больше 2-го, звенья соединяют последовательно. Порядок следования звеньев фильтра может быть произвольным. Для получения наилучшего отношения сигнал/шум звенья включают в порядке снижения частоты среза.

Генератор должен иметь достаточно низкое выходное сопротивление. Для этого на выходе включен буферный усилитель. Поскольку нагрузка генератора может быть переменной, от буферного усилителя требуется устойчивая работа на индуктивную нагрузку. Этим требованиям удовлетворяет схема, представляющая собой повторитель на операционном усилителе с двухтактным эмиттерным повторителем на транзисторах. Эмиттерный повторитель выполнен составным на транзисторах разной структуры. В такой схеме падения напряжения на переходах база-эмиттер

разных транзисторов компенсируют друг друга. Автоматически получается смещение для всех транзисторов, поэтому ток покоя выходного каскада не равен нулю. Это обеспечивает малый коэффициент гармоник. Дополнительно обеспечивается защита от короткого замыкания на выходе. Для того, чтобы коэффициент усиления можно было изменять программно, в цепи обратной связи операционного усилителя установлен программно управляемый потенциометр MCP41010, что позволяет плавно изменять уровень выходного сигнала генератора по коду микропроцессора.

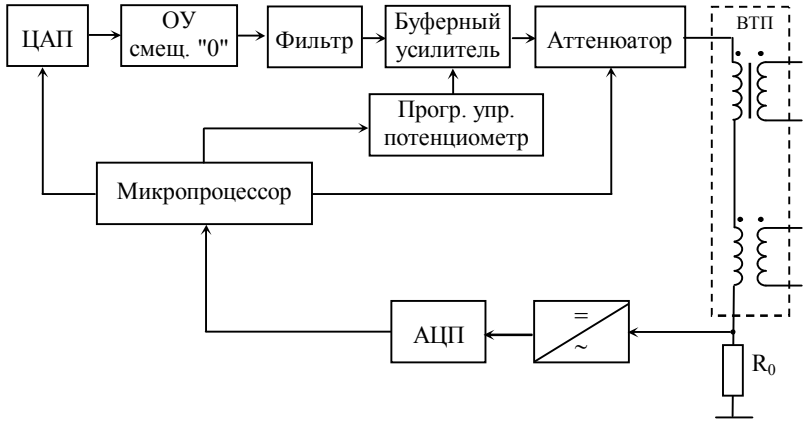


Рис. 3 Структурная схема генератора синусоидальных колебаний

На выходе буферного усилителя включен аттенюатор П-типа. По сравнению с простым делителем он требует меньшего диапазона сопротивлений применяемых резисторов, но имеет несколько большее выходное сопротивление на нижних пределах. Переключения звеньев производятся программно, для этого используются электронные ключи, управляемые микропроцессором.

Для контроля питающего тока снимается напряжение с образцового резистора R_0, подается на преобразователь переменного напряжения в постоянное, затем подается на АЦП и поступает на микропроцессор. **Заключение.** Разработанный микропроцессорный генератор может применяться для питания различных типов вихретоковых преобразователей, применяемых при неразрушающем контроле.

Список литературы: 1. Бесконтактное измерение удельной электрической проводимости / *А.А. Авраменко, Б.М. Горкунов, В.П. Себко* – Дефектоскопия, 1988, №12, с. 77-80. 2. *Горкунов Б.М., Пушай И.А.* Генератор синусоидального тока для питания трансформаторных вихретоковых преобразователей. Вісник НТУ "ХПІ". – Харків: НТУ "ХПІ", 2005. – Вип. 44, С.19-24. 3. *А.Н.Морозевич, Б.Б.Трибуховский, А.Н.Дмитриев.* Гармонические сигналы в цифровых системах контроля и испытаний. Минск, Навука і тэхніка, 1990. 4. *В.С.Гутников.* Фильтрация измерительных сигналов. Энергоатомиздат, 1990.

УДК 620.179.14

Б.М. ГОРКУНОВ, канд. техн. наук, проф. НТУ "ХПИ",
И.В. ТЮПА, канд. техн. наук, доц. НТУ "ХПИ",
А.А. ТИЩЕНКО, аспірант, НТУ "ХПИ"

РАСЧЕТНАЯ МОДЕЛЬ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ ПОВЕРХНОСТНОГО УПРОЧНЕННОГО СЛОЯ С ВИХРЕТОКОВЫМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ

У роботі запропоновано модель вихорострумового перетворювача для контролю поверхневих шарів металевих циліндричних виробів, яка досліджена за допомогою пакету MATLAB. Отримані основні співвідношення, що описують взаємодію поверхневих шарів циліндричного виробу з вихорострумовим перетворювачем.

In the work the model of eddy current converter for the control superficial layers of hard wares investigational by a package MATLAB is offered. Basic correlations which describe co-operating of superficial layers of cylindrical good with an eddy current converter are got.

Введение. В настоящее время расширение промышленного производства невозможно без решения проблем повышения качества и конкурентоспособности выпускаемых машин. Одной из важных задач при обеспечении качества машины является повышение эксплуатационных показателей их деталей. Эти показатели определяются параметрами качества поверхностного слоя. Известно, что до 70% причин выхода из строя машин и механизмов связано с износом узлов трения. Следовательно, одним из направлений обеспечения качества машин является повышение износостойкости этих деталей, которая зависит от многих параметров качества поверхностного слоя, поэтому важно знать возможности управления комплексом этих параметров. Для эффективного контроля поверхностного состояния металлических изделий целесообразно применять вихретоковый бесконтактный метод неразрушающего контроля [1].

Постановка задачи. Для того, чтобы получить основные выражения, описывающие взаимодействие вихретокового преобразователя (ВТП) и цилиндрического образца, поверхность которого представлена в виде двухслойной катушки, рассмотрим рис. 1. Для нашего случая, плотность тока во внутренней части цилиндрического образца принимается равной нулю, тогда рассматриваемый сплошной стержень можно заменить полым цилиндром [2, 3].

Вносимые параметры $R_{вн k_1}$, $L_{вн k_1}$, $R_{вн k_2}$, $L_{вн k_2}$ вихретокового преобразователя от двухслойной среды можно определить из выражений [4]:

$$R_{вн k_1} = \frac{\omega^2 M_{uk_1} M_{k_1 u} R_{k_1}}{R_{k_1}^2 + (\omega L_{k_1})^2} \quad (1)$$

$$L_{вн k_1} = \frac{\omega^2 M_{uk_1} M_{k_1 u} \omega L_{k_1}}{R_{k_1}^2 + (\omega L_{k_1})^2} \quad (2)$$

$$R_{вн k_2} = \frac{\omega^2 M_{uk_2} M_{k_2 u} R_{k_2}}{R_{k_2}^2 + (\omega L_{k_2})^2} \quad (3)$$

$$L_{вн k_2} = \frac{\omega^2 M_{uk_2} M_{k_2 u} \omega L_{k_2}}{R_{k_2}^2 + (\omega L_{k_2})^2} \quad (4)$$

где R_{k_1}, L_{k_1} и R_{k_2}, L_{k_2} – активное сопротивление и индуктивность первого и второго слоя соответственно; $\omega = 2\pi f$ – циклическая частота; f – частота тока возбуждения.

Для получения выражений M_{uk_1}, $M_{k_1 u}$, M_{uk_2} и $M_{k_2 u}$ рассмотрим модель проникновения магнитного поля в систему ВТП-образец, представленную на рис. 1.

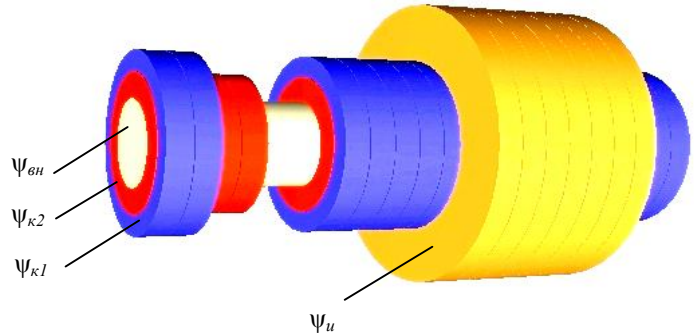


Рис.1. Магнитные потоки в сечении параметрического преобразователя с изделием

На рис. 1 показаны магнитные потоки в сечении параметрического преобразователя, где ψ_u – поток через измерительную обмотку преобразователя; $\psi_{к1}$ – поток через 1-ый слой образца; $\psi_{к2}$ – поток через 2-й слой образца; $\psi_{вн}$ – поток через внутреннее пространство образца.

В общем случае магнитный поток представляется в виде

$$\psi = \int_r B dr, \quad (5)$$

где B – индукция магнитного поля; r – текущий радиус кольца.

Величины магнитного потока, которые будут создавать токи в измерительной обмотке $\psi_{изм}$, в 1-ом ψ_1 и во 2-ом ψ_2 слоях объекта можно представить соотношениями

$$\psi_{изм} = \psi_u + \psi_{воз} + \psi_{к_1} + \psi_{к_2} + \psi_{вн} \quad (6)$$

$$\psi_1 = \psi_{k_1} + \psi_{к_2} + \psi_{вн} \quad (7)$$

$$\psi_2 = \psi_{к_2} + \psi_{вн} \quad (8)$$

Магнитный поток сквозь тело кольцевого токопровода в общем виде определяется соотношением [4]

$$\psi_m = 2\pi\left(\frac{a_{внеш}\mu_0\mu_r I}{2\pi}\sqrt{\frac{a}{a_{внеш}}}f(\lambda_{внеш}) - \frac{a_{вн}\mu_0\mu_r I}{2\pi}\sqrt{\frac{a}{a_{вн}}}f(\lambda_{вн})\right), \quad (9)$$

где $a_{внеш}$ и $a_{вн}$ – внешний и внутренний радиусы кольца; $f(\lambda_{внеш})$ и $f(\lambda_{вн})$ – значения функции соответствующих форм-факторов модели [4]; a – радиус какого-либо витка, который образует магнитное поле; $\mu_0 = 4\pi\cdot 10^{-7}$ Гн/м – магнитная постоянная; μ_r – относительная магнитная проницаемость образца; I – намагничивающий ток.

Исходя из выше изложенного, взаимную индуктивность 1-го слоя образца и измерительной катушки можно представить в виде:

$$\begin{aligned} M_{k_1u} &= \mu_0\sqrt{a_{к_1}a_u}\,f(\lambda_u) + a_{k_1}\mu_0 f(\lambda_{k_1})(\mu_{r_1}-1) + \\ &+ \mu_0\sqrt{a_{к_1}a_{k_2}}\,f(\lambda_{k_2})(\mu_{r_2}-\mu_{r_1}) - \mu_0\sqrt{a_{k_1}a_3}\,f(\lambda_3)(\mu_{r_2}-1) \end{aligned} \quad (10)$$

Взаимная индуктивность измерительной катушки и 1-ого слоя образца, записывается в виде:

$$\begin{aligned} M_{uk_1} &= \mu_0\mu_{r_1}\sqrt{a_u a_{к_1}}\,f(\lambda_{k_1}) + \mu_0\sqrt{a_u a_{к_2}}\,f(\lambda_{k_2})(\mu_{r_2}-\mu_{r_1}) - \\ &- \mu_0\sqrt{a_u a_3}\,f(\lambda_3)(\mu_{r_2}-1) \end{aligned} \quad (11)$$

Аналогично получаем

$$\begin{aligned} M_{k_2u} &= \mu_0\sqrt{a_{к_2}a_u}\,f(\lambda_u) + \mu_0\sqrt{a_{к_2}a_{к_1}}\,f(\lambda_{k_1})(\mu_{r_1}-1) + \\ &+ \mu_0 a_{к_2} f(\lambda_{k_2})(\mu_{r_2}-\mu_{r_1}) + \mu_0\sqrt{a_{к_2}a_3}\,f(\lambda_3)(1-\mu_{r_2}) \end{aligned} \quad (12)$$

где M_{k_2u} – взаимная индуктивность 2-го слоя образца и измерительной катушки.

$$M_{uk_2} = \mu_0\mu_{r_2}\sqrt{a_u a_{к_2}}\,f(\lambda_{k_2}) + \mu_0\sqrt{a_u a_3}\,f(\lambda_3)(1-\mu_{r_2}) \quad (13)$$

где M_{uk_2} – взаимная индуктивность измерительной катушки и 2-го слоя образца.

Для определения полного вносимого сопротивления $Z_{вн_1}$ и $Z_{вн_2}$ в отдельных витках воспользуемся формулами:

$$Z_{вн_1} = R_{вн_{k_1}} + j\omega L_{вн_1} \quad (14)$$

$$Z_{вн_2} = R_{вн_{k_2}} + j\omega L_{вн_2} \quad (15)$$

На рис. 2 показано распределение полного вносимого сопротивления измерительной обмотки для упрочненного образца, выполненного из стали Ст. 3.

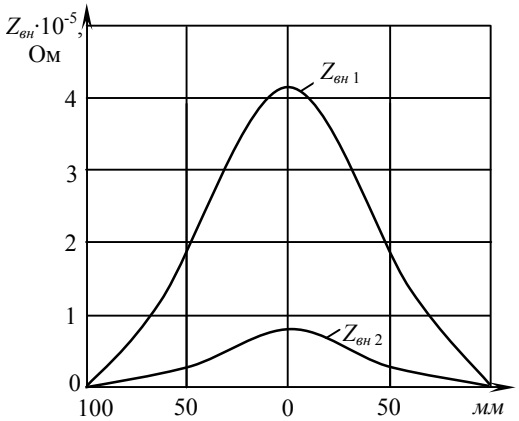


Рис.2. Распределение сигнала измерительной обмотки от слоев.

Заключение. Анализ полученных данных показывает, что вносимый сигнал в измерительную обмотку преобразователя от упрочненного слоя существенно отличается по амплитуде от сигнала основного металла. В дальнейшем необходимо направить исследования на выделение этой составляющей из общего вносимого сигнала в измерительную обмотку путем частотного сканирования упрочненного объекта.

Список литературы: 1. Неразрушающий контроль: Справочник: В 7 т. Под общ. Ред.

В.В. Клюева. Т.2: В 2 кн.-М.: Машиностроение, 2003.-688 с. 2.Физические и физико-химические методы контроля состава и свойств вещества. Метод вихревых токов. Под общей редакцией академика АН Киргизской ССР *Н.Н. Шумиловского*. М.-Л., изд-во «Энергия» 1966, 176 с. 3. *Горкунов Б.М., Тюпа И.В., Тищенко А.А.* Модель вихретокового преобразователя проходного типа с токопроводящим цилиндрическим образцом. // Технічна електродинаміка, тематичний випуск "Силова електроніка та енергоефективність", ч.5, 2007, Київ, С. 45-48. 4. *Б.М Горкунов, І.В Тюпа, О.А. Авраменко, В.В. Скопенко*. Модель параметричного вихорострумового перетворювача. // Науково-технічний журнал «Методи та прилади контролю якості», № 21, 2008, Івано-Франківськ, С. 9-13.

УДК 620.179.14

И.В. ТЮПА, канд. техн. наук, доц. НТУ "ХПИ";
В.Г. ЛЕВЧЕНКО, аспирант, НТУ "ХПИ"

РАСЧЕТНЫЕ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ СВАРНОГО СОЕДИНЕНИЯ

У роботі запропоновано модель взаємодії вихорострумового перетворювача з фрагментом труби з зварювним швом у вигляді аналітичного рішення суперпозиції електромагнітних полів, які обумовлені обмотками перетворювача та дзеркально відображенними вихоровими струмами в виробі. Проведено експериментальні дослідження магнітних характеристик зварювального шва і біля шовної зони, отримані розрахункові та експериментальні сигнали вихострумового перетворювача.

The model of co-operation of eddy current transformer is in-process offered with the fragment of pipe with a welding stitch as an analytical decision of superposition of the electromagnetic fields which are conditioned by coils of transformer and mirror represented eddy currents in good. Experimental researches of magnetic descriptions of welding stitch and welding area, got calculation and experimental signals of eddy current transformer, are conducted.

Введение. При вихретоковой дефектоскопии сварных соединений существует задача оценки влияния неоднородности шва и околошовной зоны на результаты контроля, поскольку в выходном сигнале вихретокового преобразователя содержится многопараметровая информация о геометрии контролируемого изделия, дефектах, электрических и магнитных свойствах, что существенно усложняет идентификацию искомых параметров объекта. При проектировании вихретоковых преобразователей для контроля качества сварных соединений под конкретные условия эксплуатации в расчетные соотношения закладываются геометрические параметры шва, а также электрические и магнитные характеристики шва и околошовной зоны [1].

Основная часть. В данной работе предложена расчетная модель вихретокового преобразователя при контроле сварного соединения фрагмента трубы (Ст.2 ПС), выполненного электродуговой сваркой электродом марки АНО-21-Э46 и экспериментально проверена ее адекватность. На рис. 1 показан эскиз расчетной модели сварного шва и околошовной зоны, которая основана на суперпозиции элементарных магнитных полей замкнутых вихревых токов в объекте. При построении данной модели, принято разбиение цельного трубчатого объекта на отдельные близко расположенные токопроводы, для каждого из которых определяются соответствующие активные R_{ij}, индуктивные ωL_{ij} и взаимоидуктивные ωM_{ij} сопротивления. Как показано в работах [2,3], для данной модели довольно легко составить классическую систему линейных алгебраических уравнений и решить

относительно вихревых токов в объекте контроля. На рис.1 показано трубчатое сварное соединение, с областью чистого металла: удельная электрическая проводимость $\sigma_т$ и относительной магнитной проницаемостью $\mu_{гт}$, в кольцах которой протекают вихревые токи $J_т$. Аналогично, в зоне сварного шва приняты другие электромагнитные характеристики $\sigma_с$ и $\mu_{гс}$, а также соответствующий вихревой ток $J_с$.

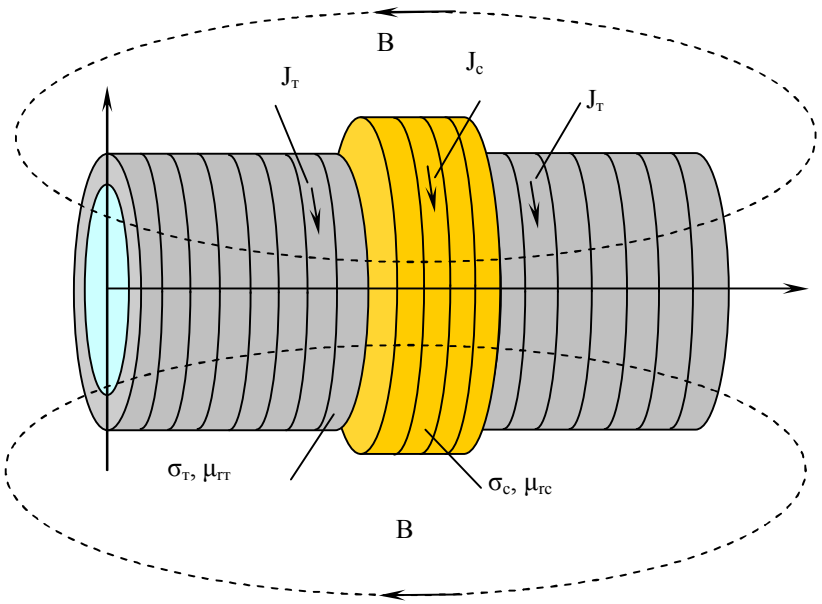


Рисунок 1 – Модель фрагмента трубы с сварным соединением.

Для более точного расчета параметров модели, возникла необходимость определения магнитных и электрических свойств исследуемого объекта. На рис. 2 представлено изображение фрагмента сечения трубы с сварным швом, из которой были изготовлены кольцевые образцы одинакового размера а=10 мм с постепенным удалением от зоны сварного соединения, которые обозначены на схеме соответствующими цифрами 1, 2, 3, 4. На каждый кольцевой образец наносились соответствующие намагничивающие $W_н$=500 витков и измерительные обмотки $W_{изм}$=150. Испытания проводились на переменном токе частотой 50 Гц феррометром с использовванием методики, описанной в работе[4].

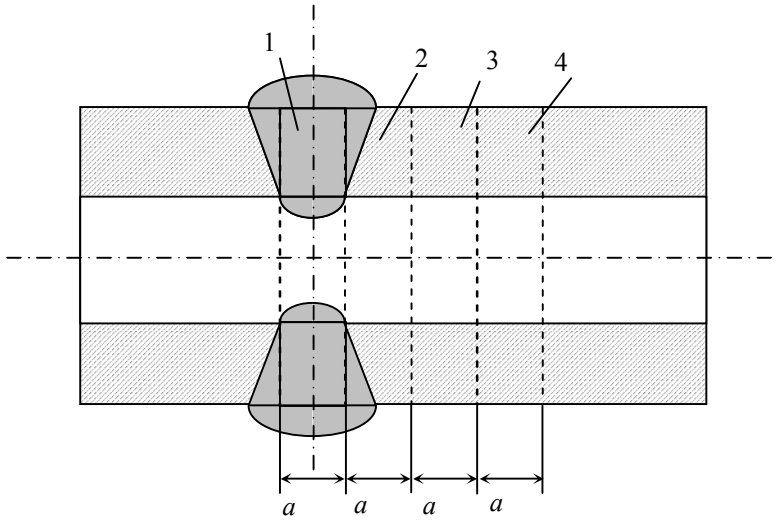


Рисунок 2 – Эскиз исследуемого фрагмента трубы со сварным швом и околошовной зоной.

При этом значения индукции, напряженности магнитного поля и относительной магнитной проницаемости определялись из формул работы [4].

$$H_m = \frac{c(R_B + r_{изм} + r_{пр})}{2S_{обр}W_{изм}f}\alpha_B; \quad (1)$$

$$B_m = \frac{c(R_H + r_{2M} + r_{пр})W_н}{2Mfl_{обр}}\alpha_H; \quad (2)$$

где c – постоянная прибора; R_B и R_H – сопротивление магазина сопротивлений в цепи измерения индукции и напряженности магнитного поля; $r_{изм}$ – сопротивление измерительной обмотки; $r_{пр}$ – сопротивление микроамперметра; r_{2M} – сопротивление вторичной обмотки катушки взаимоиндуктивности; α_B и α_B – отклонения указателя микроамперметра; M – величина взаимоиндуктивности; $W_н$ и $W_{изм}$ – количество витков намагничивающей и измерительной обмоток; $S_{обр}$ и $l_{обр}$ – площадь сечения и длина окружности образца.

На рис. 3 приведены графики зависимостей относительной магнитной проницаемости μ_r материала исследуемой трубы, сварного шва (зона 1), околошовной зоны (2, 3, 4). Здесь же для сравнения приведен график зависимости относительной магнитной проницаемости материала электрода,

характеристики которого получены на специально изготовленном соответствующем кольцевом образце.

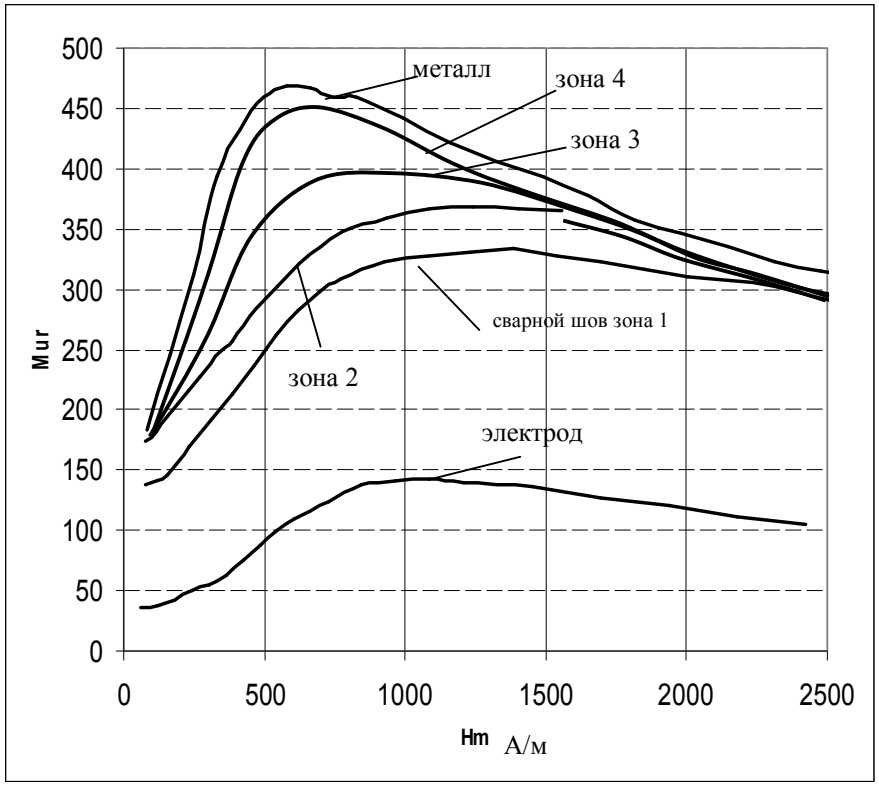


Рисунок 3 – Магнитные характеристики сварного шва, електрода и околошовной зоны.

Для нахождения соответствующих удельных электрических сопротивлений шва и чистого металла проводились испытания специально изготовленных разомкнутых кольцевых образцов с использованием потенциометра постоянного тока Р363. Характерные значения удельной электрической проводимости чистого металла σ=5,23 МСм/м, сварного соединения σ=4,63 МСм/м.

На рис. 4 приведены графические расчетные (1) и экспериментальные (2) зависимости выходного сигнала вихретокового преобразователя при сканировании сварного шва проходной измерительной обмоткой преобразователя.

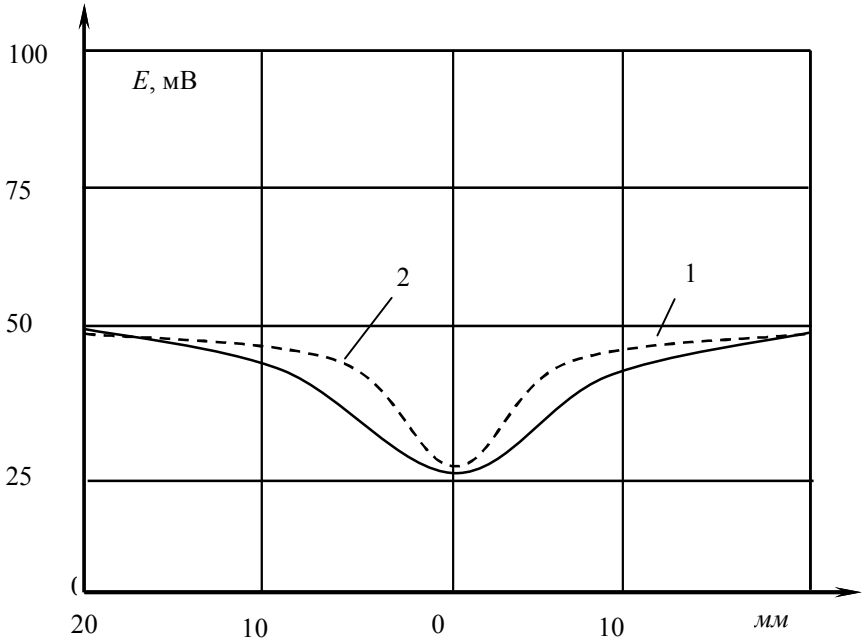


Рисунок 4 – Графики зависимости выходного сигнала измерительной обмотки вихретокового преобразователя: расчет 1; эксперимент 2

Как следует из графика, данная модель объекта контроля довольно хорошо (расхождение около 10%) описывает выходной сигнал вихретокового датчика, что позволяет применять ВТП для проведения экспресс контроля качества сварного соединения.

Список литературы: 1. Неразрушающий контроль: Справочник: В 7 т. Под общ. Ред. В.В. Клюева. Т.2: В 2 кн.-М.: Машиностроение, 2003.-688 с. 2. *Горкунов Б.М., Тюпа И.В.* Моделирование вихретоковых преобразователей с токопроводящим объектом методом зеркальных изображений // Неразрушающий контроль и техническая диагностика в промышленности: тезисы докладов 6-й Международной конференции. Москва: Машиностроение -1.- 2007. – С. 134-136. 3. *Горкунов Б.М., Тюпа І.В.* Модель параметричного вихорострумового перетворювача // Методи і прилади контролю якості. -2008. - Вип. №21. С. 9-13. 4. *Кифер И.И.* Испытания ферромагнитных материалов, М., "Энергия", 1969, 360 с.

УДК.621.396.6

Ж.А. КИРЕЕВА, канд. техн. наук, доц. НТУ „ХПИ”
В.А. КИРЕЕВ, канд. техн. наук, доц. НАУ „ХАИ”
И.В. ПОЛЯКОВ, канд. техн. наук, доц. НТУ „ХПИ”

МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ НЕЛИНЕЙНЫХ ЦЕПЕЙ И ВОЗМОЖНОСТИ ИХ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ ДИАГНОСТИКИ

Приводиться методика аналізу нелінійних радіоелектронних ланцюгів і алгоритм розрахунку, заснований на відомих моделях активних елементів. Обчислення проводилися ітераційним методом і далі використовувалися для діагностування.

An analysis method of radio-electronic nonlinear chains and algorithm of calculation based on the known models of active elements is presented. Calculations were made by iteration method and further used for diagnosing.

Главным вопросом расчета радиоэлектронных схем (РЭС) является разработка математических моделей активных и пассивных элементов схем [1]. Этот вопрос приобрел особую важность в связи с тем, что математические модели компонентов (ММК) схем, с одной стороны, в большой степени определяют время расчета и объем требуемой памяти, а с другой – точность. Под математической моделью РЭС будем понимать математическое описание, отражающее с требуемой точностью поведение РЭС в заданных условиях. Т.е. математической моделью является описание связей между токами и напряжениями, возникающими в компоненте или схеме в статическом или динамическом режиме работы.

Для математической модели схемы (ММС) внешними параметрами могут быть токи и напряжения на выходе схемы или в заданных точках, а также характерные точки или интервалы переходных, частотных, передаточных и других характеристик. Внутренними параметрами схемы служат параметры ее компонентов, а связь между ними определяется моделями компонентов и законами Кирхгофа.

Переход от «ручных» методов расчета к машинным значительно расширил диапазон решаемых задач и выдвинул многообразные требования к математическим моделям. Требования разработчика схем состоят в том, что - ММК должна быть построена относительно электрических параметров, имеющих ясный схемотехнический смысл, чтобы можно было оценить влияние компонента на свойства схемы;

- для каждого параметра нужно иметь данные о средних значениях, статистическом разбросе, температурных и режимных зависимостях.

Эти требования выдвигаются разработчиками , проектирующими схемы на дискретных компонентах, в том числе на ИС низкого уровня интеграции.

Требования разработчиков программ заключаются в том, что ММК должна быть удобна для включения в программы и для реализации различных численных методов расчета схем. Важнейшими требованиями к ММК являются небольшое число параметров ММК и достаточная точность. При малом числе параметров ММК ею легко пользоваться при составлении исходной информации для расчета, легко измерять параметры при моделировании, легко реализовывать оптимальные значения параметров ММК, рассчитанные на ЭВМ. Для оценки точности модели используют максимальное относительное отклонение в рабочем диапазоне (критерий Чебышева)

$$\delta X_{макс} = \left| \frac{X_м - X_к}{X_к} \right|_{макс} \qquad (1)$$

где $X_м, X_к -$ токи или напряжения вольтамперной характеристики модели и реального компонента.

Взвешенное среднеквадратическое относительное отклонение в указанном рабочем диапазоне

$$\sigma_x = \sqrt{\frac{\sum_j^n a_j \left(\frac{X_{mj} - X_{kj}}{X_{kj}}\right)^2}{n}} = \sqrt{\frac{\sum_j^n a_j (\delta X_j)^2}{n}}, \qquad (2)$$

где n – число точек измерения, $a_j -$ вес отклонения в $j -$ й точке.

В большинстве случаев приходится иметь дело с сериями схем и компонентов, внутренние параметры которых имеют статистический разброс, приводящий к разбросу вольтамперных характеристик. Этот разброс можно учесть из (1) и (2) путем статистического моделирования. Тогда наряду с величиной ошибки по оценкам (1) и (2) можно указать вероятность ее, или, задав доверительную вероятность, найти ей соответствующую ошибку. Правда, это потребует больших затрат времени и знания законов распределения внутренних параметров компонента, как правило, неизвестных.

Точность расчета схемы определяется точностью модели и точностью вычислений на ЭВМ. Как правило, погрешность вычислений много меньше погрешности из-за неточности модели (ибо последняя составляет 1- 10% для статических моделей и 10 – 50% для динамических). Поскольку точность вычислений при расчете электронных схем должна быть одного порядка с точностью модели, то можно сократить время вычислений при использовании различных итеративных методов.

Цель работы – исследование математических моделей нелинейных цепей и возможностей их использования для диагностики.

Задачи диагностики. Диагностика электрических цепей является одним из самых востребованных разделов теории цепей. Это связано с потребностями оценки состояния аппаратуры в эксплуатации. Методы диагностики используются также для прогнозирования надежности. Задачи диагностики можно разделить на две группы: 1) поиски дефекта (в наших работах [1, 2, 3] и 2) определение параметров элементов [4].

Параметрическая диагностика (функциональная) выполняется в рабочем режиме работы цепи и после проведения эксперимента сводится, как правило, к численному решению нелинейных систем уравнений, составленных относительно напряжений и токов искомых элементов [5].

Формирование математической модели схемы.

В предложенном нами ранее методе локализации неисправностей в РЭС [1,2] была использована кусочно-линейная модель транзистора. Рассмотрим теперь более точные модели биполярного транзистора, приведенные в [6,7].

Наиболее широко используется в программах расчета цепей на ЭВМ модель Эберса-Молла и модель Норенкова. По оценкам пользователей погрешность расчетов в среднем составляет 10 – 15% при расчете схем с дискретными транзисторами и имеют преимущества перед кусочно-линейной моделью в точности. Точность расчета при кусочно-линейной аппроксимации хуже на 15% [8]. Составим уравнения для расчета статического режима работы схемы. Исходная система уравнений равновесия методом узловых напряжений имеет вид

$$\left\| I(U) \right\| = 0 \qquad (3)$$

$\left\| I \right\| -$ вектор узловых токов.

Запишем это уравнение используя метод Ньютона

$$\left\| y(U^к) \right\| \cdot \left\| \Delta U^к \right\| = -\left\| U^к \right\|, \qquad (4)$$

где $\left\| y(U^к) \right\| -$ матрица узловых проводимостей; к - индекс ньютоновских итераций; $\left\| \Delta U^к \right\|$ - вектор поправок $\left\| \Delta U^к \right\| = \left\| U^{к+1} \right\| - \left\| U^к \right\|$.

Запишем уравнения (4) матричном виде

$$\left\| \begin{matrix} \frac{\delta(\sum i)_1}{\delta u_1} \dots & \frac{\delta(\sum i)_1}{\delta u_n} \\ \frac{\delta(\sum i)_n}{\delta u_1} \dots & \frac{\delta(\sum i)_n}{\delta u_n} \end{matrix} \right\| \cdot \left\| \begin{matrix} \Delta U_1^к \\ \Delta U_n^к \end{matrix} \right\| = \left\| \begin{matrix} (\sum i)_1 \\ (\sum i)_n \end{matrix} \right\|, \qquad (5)$$

где $i = i(u_1 .. u_n) -$ ток ветви или полюсный ток многополюсника;

$(\sum i)_j -$ узловой ток j–го узла, т.е. алгебраическая сумма токов компонентов, соединенных в $j - м$ узле;

$\frac{\delta(\sum i)_j}{\delta u_к}$ – собственная при j = k или взаимная при $j \neq k$ узловая проводимость y_{jk} между узлами j и k.

Методика формирования уравнений (5) состоит в последовательном рассмотрении каждого компонента схемы и определении его вклада в вектор узловых токов и матрицу узловых проводимостей. Формирование вектора узловых токов состоит в образовании для каждого узла схемы сумм полюсных токов компонентов, соединенных с этим узлом. Рассмотрим матрицу узловых проводимостей n – полюсника. Пусть э, б, к – полюсы многополюсника

$$y_{транзистора} = \begin{array}{c|ccc} & э & б & к \\ \hline э & y_{ээ} & -y_{эб} & -y_{эк} \\ б & -y_{бэ} & y_{бб} & -y_{бк} \\ к & -y_{кэ} & -y_{кб} & y_{кк} \end{array},$$

здесь $y_{ээ}, y_{бб}, y_{кк}$ – собственные проводимости полюсов, равные сумме проводимостей многополюсника, инцидентных соответствующим полюсам; $y_{эб}, y_{бк}, y_{эк}$ и т.д. – взаимные проводимости между полюсами многополюсника. При формировании y(u) для всей схемы используется метод позиционного суммирования. Этот метод заключается в том, что элемент матрицы y(u) получается суммированием всех проводимостей схемы, включенных между узлами j и k , в том числе той взаимной проводимости y_{jk}, которая входит в состав матрицы $\|y\|$ многополюсника, если j и k являются его полюсами. Аналогично в состав элемента y_{jj} матрицы $\|y\|$ входит как слагаемое собственная проводимость y_{jj} многополюсника, если j – й узел схемы одновременно является полюсом многополюсника.

Итак, метод формирования ММС в узловых напряжениях можно сформулировать следующим образом:

1. Уравнение каждого элемента схемы представляются в виде $\|i\| = \|y_э\| \cdot \|u\| + \|I_э\|$, где $\|y_э\|, \|I_э\|$ – матрицы полюсных проводимостей элемента и вектор полюсных токов.

2. Выделяются и обнуляются двумерные или одномерные массивы для записи в них матрицы узловых проводимостей схемы $\|y\|$ и вектора узловых токов $\|I\|$, являющихся основными компонентами ММС.

3. Рассматривается очередной к – й элемент схемы. Компоненты его вектора $\|I_э\|$ и матрицы $\|y_э\|$, заносятся на соответствующие позиции

массивов $\|y\|$ и $\|I\|$ и суммируются с их содержимым. Это повторяется для каждого элемента пока их список не будет исчерпан.

Запишем для нелинейного элемента, которым является транзистор, уравнения (5) с помощью разложения в ряд Тейлора в окрестности точки $U^к$ в соответствии с итерационной процедурой Ньютона

$$\|I^{(k+1)}\| = \|y\| \cdot \|\Delta U^{(k+1)}\| + \|I^k\|, \qquad (6)$$

где $\|I^{(k+1)}\|$ – вектор полюсных токов, многополюсника на текущей (к+1) –й ньютоновской итерации; $\|y\| = \frac{\partial \|f\|}{\partial \|u^k\|}$ – неопределенная матрица дифференциальных полюсных проводимостей многополюсника, вычисляемая как матрица Якоби; $\|\Delta U^{k+1}\| = \|U^{k+1}\| - \|U^k\|$ – вектор поправок узловых напряжений на текущей итерации.

4. Определяется разница $\Delta U^{k+1} - \Delta U^k$. Если эта разница больше точности расчета ξ, то происходит расчет еще одной итерации. В противном случае расчет заканчивается.

Для проверки результатов расчета сравнивали приведенный выше метод с методом переменных состояния. При этом использовалась модель Норенкова И.П. Результаты расчетов, выполненных этими методами совпали. Вычислительные затраты примерно одинакового порядка.

Выводы

1. Разработан алгоритм анализа нелинейной цепи, используемый для диагностики РЭС.
2. Недостатком метода является рост числа измерений и вычислительных затрат при увеличении числа узлов схемы.
3. Для сокращения затрат на диагностирование целесообразно применение средств диакоптики.

Список литературы: 1. *Гусаров В.П., Киреев В.А.* Применение математического моделирования для оценки работоспособности и локализации места неисправностей в радиоэлектронных схемах. Самолетостроение. Техника воздушного флота: Республиканский междуведомственный научно-техничекий сборник Х.: Вища шк.Изд-во при Харьк. Ун-те, 1985, вып.52, 80-82с. **2**. *Киреева Ж.А., Киреев В.А., Поляков И.В.* Математические модели нелинейных элементов для контроля и диагностирования радиоэлектронных схем на ЭВМ. Харьков. Вестник НТУ «ХПИ» - 2005 № 35с. 93-96. **3.** *Киреева Ж.А., Киреев В.А.* Контроль работоспособности и поиск неисправностей в РЭА. Харьков. Вестник НТУ «ХПИ»- 2004. №21, с. 75-78. **4.** *Киншт Н.В., Герасимова Г.Н., Кац М.А.* Диагностика электрических цепей. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 192с . **5.** *Демирчан К.С., Бутырин П.А.* Моделирование и машинный расчет электрических цепей. – М.: Высшая школа, 1988. – 335с. **6.** *Ильин В.Н.* Основы автоматизации схемотехнического проектирования. М.: Энергия, 1979. – 392с. **7.** *Анисимов Б.В. Белов Б.И., Норенков И.П.* Машинный расчет элементов ЭВМ. – М.: Высш. Школа, 1976. – 336с. **8.** *БаталовБ.В., Егоров Ю.Б., Русаков С.Г.* Основы математического моделирования больших интегральных схем на ЭВМ. – М.: Радио и связь, 1982. – 168с.

УДК 620.179.14

Г.М. СУЧКОВ, д. - р. техн. наук, проф. НТУ «ХПІ»
О.В. ДЕСЯТНІЧЕНКО, аспірант, НТУ «ХПІ»

МОЖЛИВОСТІ БЕЗЕТАЛОННОГО КОНТРОЛЮ ТОВЩІНИ МЕТАЛОВИРОБІВ ЕМА МЕТОДОМ

Запропоновані варіанти схем для безеталонного вимірювання товщини матеріалу електромагнітно-акустичним методом. Виконано порівняльний аналіз запропонованих схем. Наведено рівняння для обчислення швидкості розповсюдження ультразвуку в матеріалі та товщини вимірюваного взірця.

The scheme of nonethalon measurements by electromagnethic-acouastic method is offered. The comparative analysis are given. The equations for calculation of ultrasound speed and thickness of material are offered. Measurement techniques have been offered.

Вступ. Електромагнітно – акустичні (ЕМА) методи контролю товщини в своїй ніші мають переваги у порівнянні з іншими популярними методами [1]. До таких переваг варто віднести малу залежність результатів вимірювання від якості обробки поверхні; відсутність потреби використання контактної рідини; високу швидкість контролю; роботу з матеріалами нагрітими до високої температури [2]. Суттєву складність в процесі вимірювання товщини вносить калібрування приладу на швидкість розповсюдження ультразвукових імпульсів.

Тому перспективною є задача безеталонного вимірювання товщини, бо в деяких випадках немає можливості встановити швидкість в конкретному матеріалі. Окрім того, калібрування вимірювача потребує великого набору відповідних взірців та займає деякий час, що не завжди зручно.

Основна частина. Розглянемо схему вимірювання №1 показану на рис. 1а, в якій датчик 1 працює тільки на збудження сигналу, а датчик 2 лише на прийом. Відстань між центрами датчиків дорівнює d. Відстань між датчиком та місцем відбиття позначено як g_1. Взаємозв'язок відстані, яку проходить акустична хвиля l_1, товщини матеріалу h, часу розповсюдження t_1, номеру донного імпульсу n_1 та швидкості розповсюдження акустичної хвилі c обчислюється за теоремою Піфагора:

$$l_1 = 2 \cdot n_1 \cdot \sqrt{h^2 + \left(\frac{d}{2 \cdot n_1}\right)^2} = t_1 \cdot c, \qquad (1)$$

де $l_1 = 2 \cdot n_1 \cdot g_1$.- відстань, яку проходить акустична хвиля.

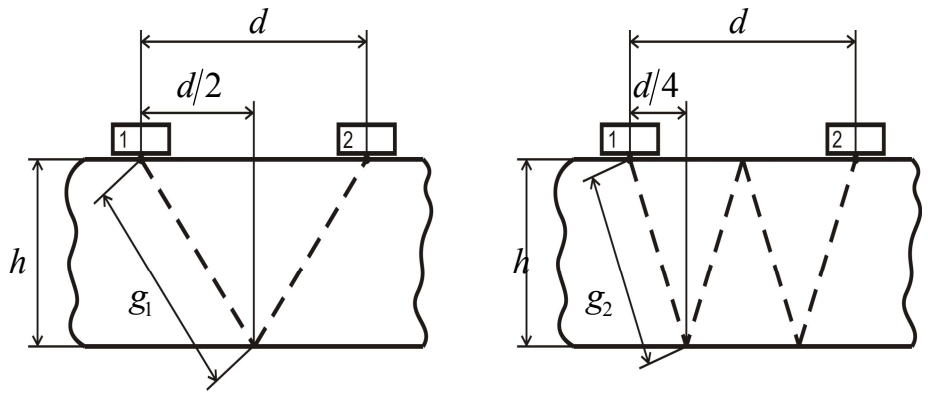


Рис. 1. Геометричне пояснення що до обчислення відстані, яку проходить акустична хвиля:
а – для першого донного імпульсу; б - для другого донного імпульсу.

На рис. 1а показано випадок для вимірювання по першому донному ($n_1 = 1$), а на рис. 1б – по другому донному імпульсу. На рис. 1б g_2 - відстань між датчиком та місцем відбиття.

Основні співвідношення не відрізняються від попередніх:

$$l_2 = 2 \cdot n_2 \cdot \sqrt{h^2 + \left(\frac{d}{2 \cdot n_2}\right)^2} = t_2 \cdot c, \qquad (2)$$

де $l_2 = 2 \cdot n_2 \cdot g_2$.- відстань, яку проходить акустична хвиля; t_2 - час розповсюдження; n_2 - номер донного імпульсу (для випадку зображеного на рис. 1б $n_2 = 2$).

Покажемо, що маючи два вимірювання з різною кількістю донних імпульсів можна обчислити як швидкість розповсюдження акустичної хвилі c так і товщину вимірюваного матеріалу h. Підставимо (1) у (2). Після проведення перетворень отримаємо вираз для знаходження швидкості розповсюдження акустичних хвиль c для даного матеріалу:

$$c = \sqrt{\frac{n_2^2 \cdot d^2 - n_1^2 \cdot d^2}{n_2^2 \cdot t_1^2 - n_1^2 \cdot t_2^2}}, \qquad (3)$$

Аналогічним чином отримаємо вираз для знаходження товщини h без необхідності визначення швидкості:

$$h = \sqrt{\frac{d^2 \cdot \left(t_2^2 - t_1^2\right)}{4 \cdot \left(t_1^2 \cdot n_2^2 - t_2^2 \cdot n_1^2\right)}}, \qquad (4)$$

Отримані вирази для швидкості c та товщини h мають рішення у разі різної кількості відбиттів (коли $n_1 \neq n_2$).

Наведена схема вимірювання є найпростішою відносно складності системи датчиків. Отримані рівняння не є досить складними для обчислень, якщо враховувати сучасний рівень розвитку мікропроцесорної техніки, які використовується в сучасних товщиномірах.

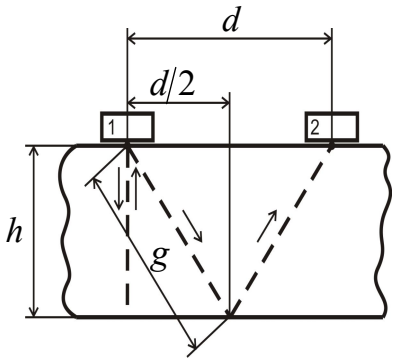


Рис. 2. Схема з роздільно-сумісним та приймальним датчиками.

Розглянемо схему вимірювань №2 (рис. 2), в якій використовується в якості датчика 1 роздільно-сумісний ЕМАП, який працює як на передачу, так і на прийом. Датчик 2, як і у попередньому випадку, працює лише на прийом. На рисунку d - відстань між центрами датчиків; h - товщина вимірюваного матеріалу; g - відстань між датчиком та місцем відбиття для траєкторії між першим та другим датчиками. Використання такої схеми має переваги, тому що дозволяє проводити вимірювання, коли обидва сигнали мають однакову кількість відбиттів n (донних імпульсів). Це важливо, коли ведеться контроль матеріалів з високим послабленням ультразвукових коливань, або низьким коефіцієнтом ЕМА-перетворення.

У загальному випадку основне співвідношення для першого ЕМАП має вигляд:

$$l_1 = 2 \cdot n_1 \cdot h = t_1 \cdot c, \qquad (5)$$

де l_1 - відстань, яку проходить акустична хвиля, n_1 - номеру донного імпульсу, t_1 - час розповсюдження.

Основні співвідношення для траєкторії між першим та другим датчиками не відрізняється від попередньої схеми вимірювання:

$$l_{12} = 2 \cdot n_{12} \cdot \sqrt{h^2 + \left(\frac{d}{2 \cdot n_{12}}\right)^2} = t_{12} \cdot c, \qquad (6)$$

де $l_{12} = 2 \cdot n_{12} \cdot g$ - відстань, яку проходить акустична хвиля, t_{12}.- час розповсюдження, n_{12} - номер донного імпульсу.

Після проведення перетворень отримаємо вираз для знаходження швидкості розповсюдження акустичних хвиль c для даного матеріалу:

$$c = \sqrt{\frac{d^2 \cdot n_1^2}{n_1^2 \cdot t_{12}^2 - n_{12}^2 \cdot t_1^2}}, \qquad (7)$$

Отримаємо вираз для обчислення товщини вимірюваного зразка h без необхідності обчислення швидкості:

$$h = \sqrt{\frac{d^2 \cdot t_1^2}{4 \cdot \left(t_{12}^2 \cdot n_1^2 - t_1^2 \cdot n_{12}^2\right)}}, \qquad (8)$$

Як і у попередній схемі вимірювання, обчислення швидкості розповсюдження акустичних хвиль c не потребує обчислення товщини матеріалу h, а обчислення товщини h не потребує попереднього обчислення швидкості c.

Розглянуті схеми безеталонного вимірювання мають один суттєвий недолік: вони дають хибний результат у разі, коли поверхня має різну товщину в зоні відбиття донних імпульсів (рис. 3а), де h' - товщина в зоні

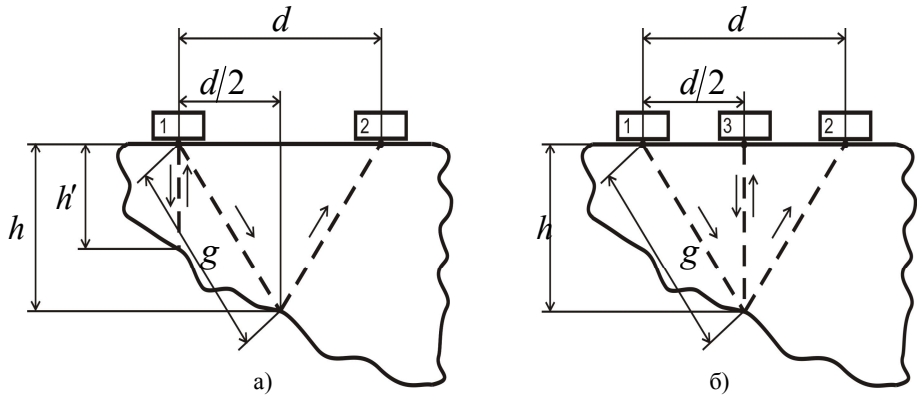


Рис. 3. Обчислення при безеталонному вимірюванні за умов нерівномірності товщини:
а– з двома ЕМАП; б – з трьома ЕМАП.

відбиття хвилі першого датчика, та h - товщина в зоні відбиття хвилі від першого до другого датчиків. Така нерівномірність товщини може бути викликана багатьма факторами, найбільш розповсюдженим з яких є корозія. Для запобігання появи значної похибки вимірювання запропоновано схему вимірювання №3 з трьома ЕМАП (рис. 3б). В цій схемі ЕМАП 1 працює лише на передавання, ЕМАП 2 – лише на прийом. Між цими датчиками

утворюється перша траєкторія сигналу. Співвідношення для цих датчиків не відрізняються від співвідношень для відповідних датчиків у попередніх схемах вимірювання (6). Датчик 3 працює як на передачу, так і на прийом. Співвідношення для траєкторії сигналу цього датчику збігається з виразом для датчика 1 у попередній схемі (5). Рівняння для обчислення швидкості розповсюдження ультразвуку c та товщини матеріалу h не відрізняються від схеми №2. Слід зауважити, що для обчислень має враховуватися лише перший донний імпульс на траєкторії між 1-м та 2-м датчиками. Кількість донних імпульсів на траєкторії 3-го датчика, що враховуються, необмежена.

Наведені схеми дозволяють проводити як безпосередньо вимірювання товщини, так і проводити автоматичне калібрування швидкості розповсюдження акустичної хвилі у вимірюваному матеріалі. В залежності від обраної методики, може обчислюватися лише товщина, а може і навпаки – обчислюватися швидкість, а вимірювання товщини виконуватися класичним способом. За своїми можливостями ці схеми відрізняються від схем, запропонованих в роботі [3]. Крім того, запропоновані схеми частково викликають додаткову похибку контролю, обумовлену різницею між властивостями контрольованого матеріалу (наприклад змінення за рахунок старіння) і матеріалом стандартного взірця.

Висновки. Отримані вирази для визначення швидкості розповсюдження ультразвуку в матеріалі та товщини вимірюваного взірця при безеталонному методі вимірювання. Наведені схеми вимірювання та дано їх порівняльний аналіз. Схема №1 є найпростішою, в ній використовується один передаючий та один приймаючий датчики, але для вимірювань потрібно мати значення для різної кількості відбиттів. Схема №2 не має цього недоліку, але система датчиків в ній складніша: використовується один роздільно-сумісний та приймаючий датчики. Обидві ці схеми мають недолік – точність вимірювань залежить від якості поверхні вимірюваного матеріалу. Такої залежності немає схемі №3, в якій використано три датчики: передаючий, приймаючий та роздільно-сумісний.

Список літератури: **1.** Сучков Г.М., Десятниченко А.В. Энергетические аспекты при ЭМА-толщинометрии. – Методи та засоби неруйнівного контролю. – Івано-Франківськ, 2008 – № 12 – С. 63-69. **2.** *Сучков Г.М.* Розвиток теорії і практики приладів для електромагнітно-акустичного контролю металовиробів. Автореферат дисертації на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук. – Харків, Друкарня НТУ«ХПІ», 2005. – 37с. **3.** Неразрушающий контроль. В 5 кн. Кн. 2. Акустические методы контроля: Практ. пособие / *И.Н. Ермолов*, *Н.П. Алешин*, *А.И. Потапов*; Под ред. *В.В. Сухорукова*. – М.: Высш. шк., 1991. – 283 с.

УДК 620.179

В.В. ВОЛОХІН, аспірант НТУ „ХПІ”

ДЖЕРЕЛА ПОТУЖНОСТІ МІЛІМЕТРОВОГО ДІАПАЗОНУ ХВИЛЬ НА ДІОДАХ ГАННА

В статті розглянуті конструкції діодних джерел потужності міліметрового діапазону хвиль. Проаналізовано основні класи діодів надвисокої частоти (НВЧ). Також приведені основні характеристики відомих частотно-стабілізованих автогенераторів міліметрового діапазону хвиль на діодах Ганна і ЛПД.

In article are considered designs of the diode power sources of millimeter range of the waves. The main classes ORF-diode (over radio frequency) are analysed. The main features of known frequency-stabilized free-running oscillator of millimeter range of the waves on diode Ganna and IMPATT-diode are brought.

В роботах [1 - 4] пропонується використовувати відкритий біконічний резонатор в якості датчика раннього виявлення ожеледно-поморозевих утворень (ОПУ) на лінії електропередавання. Але при цьому постає досить серйозна проблема генерації електромагнітних хвиль для роботи резонатора з використанням низькоенергетичних джерел живлення.

Активне освоєння міліметрового діапазону хвиль в останні роки, створення в цьому діапазоні високоточних радіолокаційних і навігаційних систем, радіометричних пристроїв, комунікаційних систем різного призначення, приладів для наукових досліджень, численних пристроїв технологічного контролю, медичної апаратури і т.п. значною мірою пов'язане з побудовою в цьому діапазоні напівпровідникових генераторів і підсилювачів на діодах. Ці прилади виявилися ефективними джерелами електромагнітних коливань, що забезпечують (в однодіодних конструкціях) середні рівні потужності від одиниць Ват у діапазоні 20 – 40 ГГц до сотень міліват на частотах понад 100 ГГц і десятки Ват в імпульсному режимі роботи. З використанням напівпровідникових діодів створені генератори із широким діапазоном електронної перебудови частоти (понад 30%), малошумливі гетеродини прийомних пристроїв з високою чутливістю, потужні високостабільні генератори імпульсної й безперервної дії в режимі автоколивань і зовнішньої синхронізації.

Сімейство НВЧ-діодів може бути в основному розділено на два основних класи: а) діоди, засновані на ефекті Ганна або діоди з міждолинним переносом електронів (transferred electron devices – TED); б) діоди, що використовують проліт електронів при різних механізмах їхньої інжекції в область прольоту. Залежно від механізму інжекції ці діоди відомі як лавино-пролітні діоди при інжекції за рахунок лавинного пробою – ЛПД (Impact avalanche transit time – IMPATT); діоди з інжекцією за рахунок тунельного

ефекту (tunnel transit time – TUNNETT); діоди з бар'єрною інжекцією *p-n*-переходу (barrier transit time – BARITT). До зазначених класів не можуть бути віднесені тунельні діоди (TD) і резонансно-тунельні діоди (RTD). У діапазоні міліметрових хвиль ці діоди розвивають дуже малі потужності.

Значне збільшення енергетичних характеристик діодів Ганна й розширення їхнього робочого діапазону частот до 300 ГГц досягнуте при побудові цих діодів на основі фосфіду індію (InP). Застосування цього матерыалу дозволило значно збільшити ККД діодів на частотах менших 100 ГГц (до величин 15 – 20%) і значно збільшити рівні потужності на частотах понад 100 ГГц. Арсенід-галієві (GaAs) ЛПД, діоди Ганна й TUNNETT діоди на основі арсеніду галію й фосфіду індію характеризуються рівнями шуму на 10–15 дБ меншими, ніж кремнієві ЛПД [5]. Порывняльны даны наведено на рис. 1.

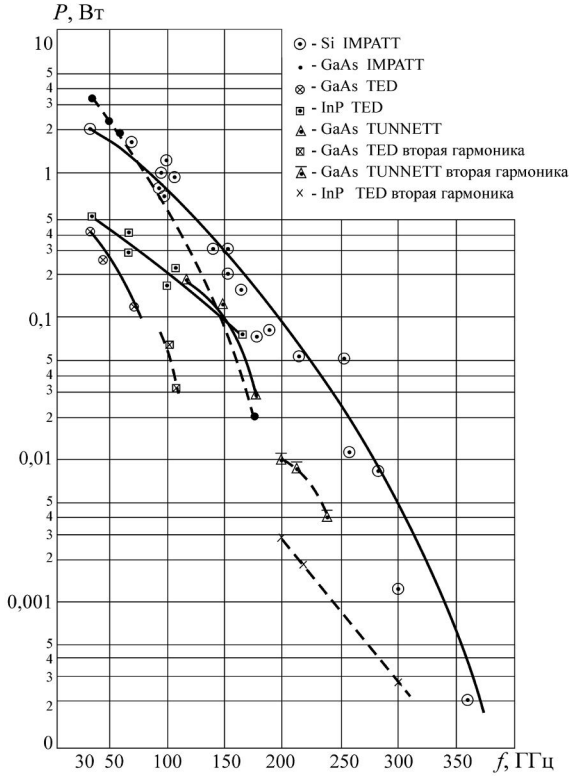


Рисунок 1 – Досягнуті станом на 2000 рік рівні потужностей діодів безперервної дії в діапазоні частот

Значний інтерес представляє можливість побудови генераторів Ганна із широким діапазоном механічної перебудови частоти при установці діода в резонаторі, зв'язаному щілинним зв'язком з хвилевідним навантаженням. Конструкція такого генератора з перебудовою частоти в діапазоні 13,25-38,5 ГГц приведена на рис. 2 [6]. На рис. 2: 1 – діод Ганна; 2 – хвилевід прямокутного (або круглого) перетину зменшеної висоти; 3 – індуктивний штир; 4 – фільтр у лінії живлення діода; 5 – діелектричний стрижень перебудови частоти; 6 – хвилевід прямокутного стандартного перетину; 7 – індуктивна діафрагма. Резонатор виконаний на основі напівхвильового відрізка хвилеводу прямокутного перетину зменшеної висоти, пов'язаного з корисним навантаженням за допомогою індуктивної діафрагми. Перебудова частоти здійснюється зануренням діелектричного стрижня в порожнину резонатора при фіксованих розмірах резонатора. При побудові таких генераторів не потрібне створення спеціальних конструкцій діодів – можуть застосовуватися уніфіковані конструкції.

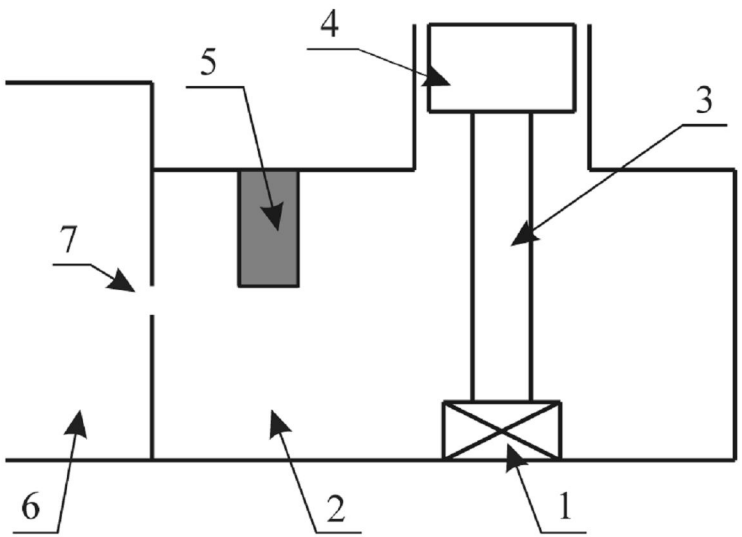


Рисунок 2 – Конструктивна схема широкодіапазонного генератора Ганна з механічною перебудовою частоти діелектричним стрижнем у резонаторі хвилеводного типу

Найбільш високі результати по стабілізації частоти в діапазоні 33-36 ГГц досягнуті при використанні автогенераторів з об'ємним резонатором на основі GaAs діодів Ганна [6,7]. Ці генератори зібрані за схемою із прохідним циліндричним резонатором, збуджуваному на основній частоті. Створення

більш високочастотних автогенераторів на діодах Ганна вимагає переходу на інші напівпровідникові матеріали (насамперед InP). З урахуванням рис.1 можна вважати, що діоди Ганна на основі InP у діапазоні частот до 150 ГГц характеризуються величинами шуму такими ж як й GaAs діоди в області більш низьких частот.

Застосування ЛПД у частотно стабілізованих генераторах міліметрового діапазону дозволяє значно збільшити рівень вихідної потужності. Однак, у режимі максимальної потужності, рівень шуму генераторів на ЛПД (ГЛПД) на 10-15 дБ вище, ніж в оптимизованих генераторах на діодах Ганна (ГДГ). Шумові характеристики ГЛПД можуть бути істотно поліпшені й наближені до характеристик ГДГ, при роботі в режимі зі зменшеним струмом живлення й, відповідно, зменшеним рівнем потужності генератора. Максимальна частотна стабільність і відповідно мінімальні фазові шуми ГЛПД досягаються при оптимізації схеми побудови генератора.

У таблиці 1 приведені основні характеристики відомих частотно-стабілізованих автогенераторів міліметрового діапазону хвиль на діодах Ганна і ЛПД.

Таблиця 1

№ п/п	Тип діода	Діапазон частот, ГГц	Потуж-ність, Вт	Інтервал температур, ^oC	Нестабіль-ність частоти, МГц/^oC	Маса, г	Фірма країна
1	ДГ GaAs	13-36	0,1	-50…+50	0,1	200	"Оріон", Україна; "Світлана" Росія
2	ЛПД Si,SD	13-36	0,1	-60...+70	0,16	50	"Оріон", Україна
3	ЛПД Si,DD	13-36	0,5	-50...+50	0,1	200	"Оріон", Україна
4	ДГ GaAs	16,5-40	0,2	0...+60	0,15	226	Millitech, USA
5	ДГ GaAs	40-60	0,1	0...+60	0,2	170	Millitech, USA
6	ЛПД GaAs	94	0,27	–	–	–	Tech.Univ., Munchen

Генератори, параметри яких наведені в рядках 4, 5, мають значний фазовий шум. Це можливо пояснюється неоптимальністю схеми їхньої побудови, а також настроюванням, спрямованим на досягнення максимальної потужності, а не частотної стабільності. Значна середня потужність генератора 3 обумовлена застосуванням двопрогінного кремнієвого ЛПД із оптимальною резонансною трансформацією його імпедансу при використанні

монтажних елементів корпуса діода. Висока частотна стабільність цього генератора забезпечена застосуванням стабілізуючого резонатора циліндричної форми, збуджуваного на хвилі типу TM_{010}. У генераторі, параметри якого приведені в рядку 6, з метою зменшення розмірів і маси застосований циліндричний резонатор на хвилі основного типу TE_{111}. У варіанті без перебудови частоти маса цього приладу дорівнює 20 г, а його об'єм – 3 см^3 [7 - 9].

Будь-який із генераторів, параметри яких приведені в рядках 1,2 і 3, можна використовувати для збудження ЕМП у біконічному резонаторі. Вони мають досить широкий діапазон робочих температур, незначну нестабільність частоти та генерують потрібні потужності. Крім того, усі вони виготовлені в Україні, а деякі з них генерують електромагнітні хвилі на потрібній моді.

Висновки:

1. Встановлена можливість генерації низькоенергетичних електромагнітних коливань з використанням малопотужних джерел живлення в діапазоні від сотень міліват до декількох Ват;
2. Показано, що параметри відомих частотно-стабілізованих автогенераторів міліметрового діапазону хвиль на діодах Ганна підходять для використання при побудові датчика виявлення ожеледі на основі біконічного резонатора.

Список литературы: **1.** *Шевченко С.Ю., Волохін В.В.* Оцінка можливості використання даних державних метеостанцій для контролю стану об'єктів електричних мереж // Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут». Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Техніка і електрофізика високих напруг. – Харків: НТУ «ХПІ». – 2008. №21 – С. 143-147. **2.** *Лебединський І.Л., Шевченко С.Ю., Волохин В.В.* Способы и устройства предупреждения гололёдно-изморозевых образований // Вісник Сумського державного університету.–2008.– № 2.–С.21-25. **3.***Шевченко С.Ю., Волохін В.В.* Моделювання розподілу електромагнітних полів у відкритому біконічному резонаторі // Методи та прилади контролю якості. – Івано-Франківськ: Івано-Франківський національний технічний університет нафти і газу. – 2008. – № 20. – С. 65-69. **4.***Шевченко С.Ю., Волохін В.В.* Розрахунок електромагнітних полів у відкритому біконічному резонаторі // Енергетика та електрифікація – Київ, 2008 – № 11. С. 36-44. **5.***Касаткин Л. В., Чайка В. Е.* Полупроводниковые устройства диапазона миллиметровых волн. – Севастополь: Вебер, 2006. — 319 с.: ил. **6.***K.V.Vassilevski, A.V.Zorenko, K.Zecentes*. Experimental observations of microwave oscillation produced by pulsed SiC-IMPATT diode. Electronic Letters. 2001, vol. 37, no. 7, pp. 1173–1175. **7.***С.П.Ракитин, Н.Ф.Карушкин, Л.В.Касаткин, Ю.А.Цвирко и др.* Твердотельные компоненты для перспективной радиоэлектронной аппаратуры ММ и субММ диапазоновдлин волн. 10th International Conference "Microwave & Telecommunication Technology" (CriMiCo 2000), Украина. 2000, с. 33–36. **8.**WEB–сайт АО «Светлана», Россия. http://www.brown.nord. nw.ru/ svetlana, 2003. **9.**Каталог фирмы Millitech. Corp. USA. "Millimeter wave product" 1995 ed.

УДК 620.179.14

Г.М. СУЧКОВ, д-р техн. наук, проф. НТУ «ХПИ»
Ю.В. ХОМЯК, аспирант, НТУ «ХПИ»

РАЗРАБОТКА ЭЛЕМЕНТОВ ВИХРЕТОКОВОГО ДЕФЕКТОСКОПА

Розглянуті основні принципи побудови вузлів та блоків вихорострумового дефектоскопу. Описано розроблений та виготовлений діючий макет приладу для проведення досліджень. Проведено аналіз можливостей макету.

Main principles of creation of blocks eddy-current flaw detector have been shown. The breadboard model has been developed and made. Tests of this breadboard model have been done. Its possibilities have been analysed.

Введение. Контроль качества является обязательным условием для изделий из металла которые являются узлами и звеньями ответственных объектов. Как при изготовлении так и при эксплуатации в таких объектах могут возникать поверхностные и подповерхностные дефекты. Для выявления таких дефектов может применятся вихретоковый метод контроля [1]. В сравнении с другими методами в своей области он имеет ряд преимуществ [1,2]. Существует большое количество приборов для контроля данным методом [2]. Основные требования к ним изложены в [3,4]. Для уменьшения их стоимости и энергопотребления разработан вихретоковый дефектоскоп, макет которого описан в данной статье.

Основная часть. Для обеспечения минимального энергопотребления [5] было принято решение питать вихретоковый преобразователь (ВТП) одиночным импульсом. При этом использован принцип рассмотренный в [6], позволяющий максимально приблизить форму сигнала возбуждающей обмотки ВТП к синусоидальной, а так же уменьшить потери в кабеле, соединяющем ВТП и электронный модуль. На рис.1 показаны осциллограммы, иллюстрирующие данный подход.

В нашем случае использован амплитудный метод определения дефектов. То есть сигнал на выходе приемной катушки ВТП имеет амплитуду пропорциональную параметрам дефекта в контролируемом образце.

Как следует из [6] для получения максимального сигнала с ВТП необходима подстройка длительности возбуждающего импульса, которая должна соответствовать частоте резонанса колебательного контура возбуждающей обмотки ВТП.

Для практической реализации вихретокового метода был разработан макет вихретокового дефектоскопа, структурная схема которого представлена на рис.2.

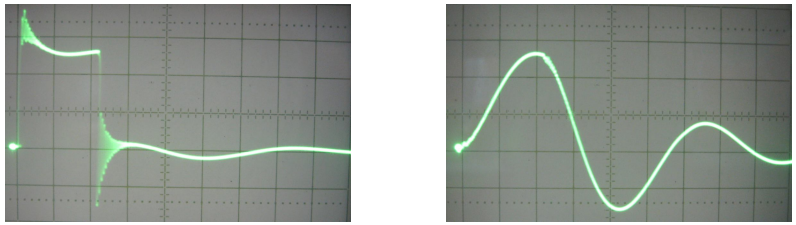


Рис.1 – Возбуждающие сигналы макета дефектоскопа:
а) сигнал на выходе электронного ключа;
б) сигнал непосредственно на возбуждающей обмотке ВТП.

Управление работой прибора осуществляется с помощью микроконтролера МК имеющего в своем составе аналого-цифровой преобразователь АЦП. Микроконтроллер вырабатывает TTL импульс заданной длительности который управляет электронным ключом К. Ключ нагружен возбуждающей обмоткой ВТП. Сигнал с измерительной катушки преобразователя подается на амплитудный детектор АД, который после аналого-цифрового преобразования сбрасывается по команде микроконтроллера до следующего рабочего цикла. Обработанная информация отображается на экране жидкокристаллического индикатора И. На рис.3 показана принципиальная схема электронного ключа [7]. Ключ выполнен по пушпульной схеме с общим истоком, на комплементарной паре полевых транзисторов имеющих малое сопротивление в открытом состоянии и управляемых сигналами TTL-уровней. Тестовое включение показало что такой вариант электронного ключа позволяет эффективно отрабатывать как передний, так и задний фронты импульса (рис.1) и получить достаточный ток в возбуждающей обмотке ВТП. Важным преимуществом данной схемы ключа в том что он управляется сигналом непосредственно с микроконтроллера. Полевые транзисторы объединены в одном миниатюрном корпусе. Кабель соединяющий электронный ключ и ВТП представляет собой экранированную витую пару. Соединение с измерительной обмоткой преобразователя осуществляется коаксиальным кабелем. В качестве вихретокового преобразователя использован ВТП по конструкции предложенной в [8].

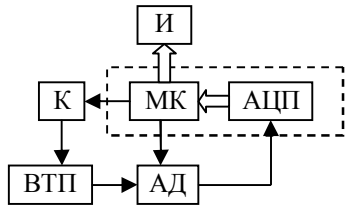


Рис.2 – Структурная схема вихретокового микропроцессорного дефектоскопа

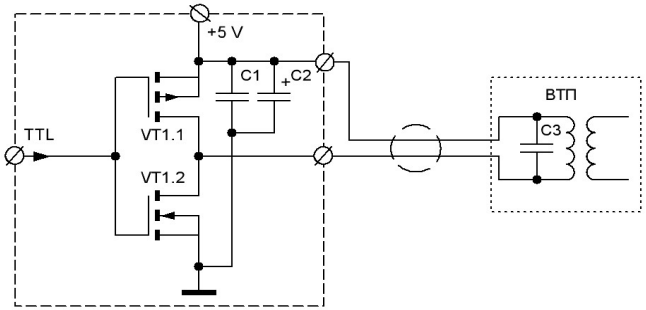


Рис.3 – Принципиальная схема электронного ключа

Особого внимания заслуживает амплитудный детектор [9] схема которого представлена на рис.4. Его назначение преобразовывать импульсный сигнал с измерительной обмотки ВТП в постоянное напряжение для дальнейшего аналого-цифрового преобразования в микроконтроллере. Данная схема позволяет усиливать сигнал с коэфициентом усиления равным $K = R_2 / R_1$. Резистор R_1 задает входное сопротивление детектора. Подстройкой R_2 устанавливается необходимый уровень сигнала поступающего на АЦП.

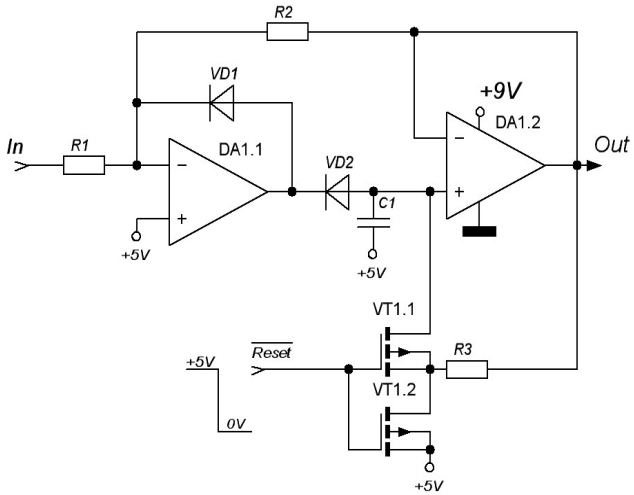


Рис.4 – Принципиальная схема амплитудного детектора

Следует отметить что в данной схеме амплитудного детектора динамический

диапазон выходного сигнала лежит в пределах от нуля до значения опорного напряжения АЦП (в нашем случае пять вольт). Для повышения точности измерения амплитуды применены диоды в однокристалльном исполнении.

На рис.5 показан внешний вид изготовленного макета. В нем предусмотрена возможность подключения к любым выводам микроконтроллера. На плате имеется восемь кнопок, функции которых выбираются програмно. Также присутствует разъем для подключения JTAG для отладки и програмирования устройства. На плате имеется регулируемый источник опорного напряжения 3 – 5 В. Для отображения информации применен знакосинтезирующий жидкокристаллический индикатор. Макет имеет достаточно обширное меню настроек: выбор количества импульсов в цикле для усреднения измеренного сигнала и реализации многократных измерений; выбор начальной длительности возбуждающего импульса; задание длительности импульса для сброса амплитудного детектора; установка задержки между циклами; задание значения опорного напряжения и др. Во время работы устройства на экране индикатора отображается уровень амплитуды измеренного сигнала в дискретах и вольтах (на экране слева). Справа отображается длительность возбуждающего импульса в тактах

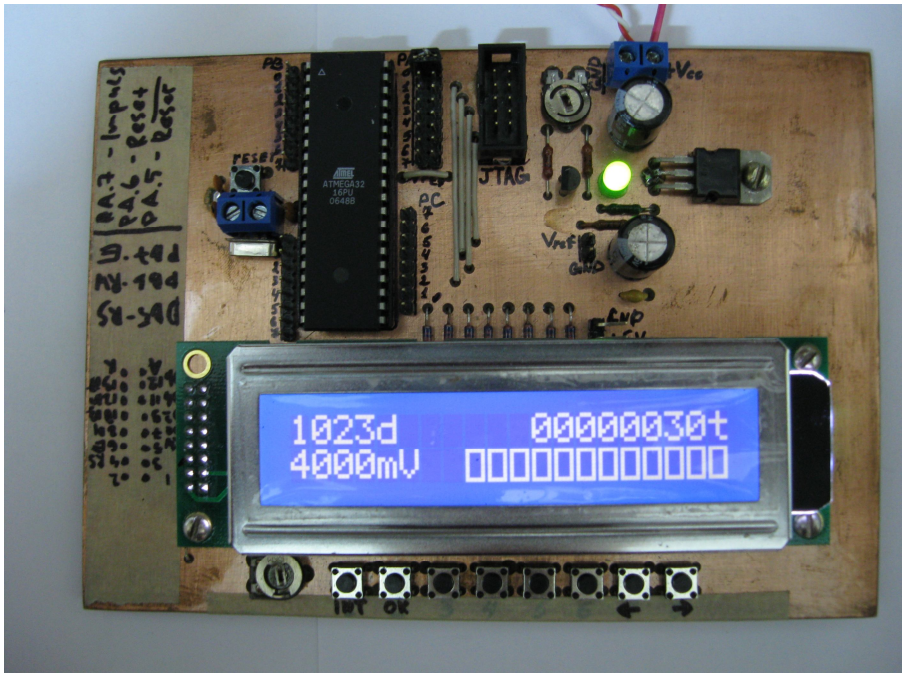


Рис.5 – Внешний вид макета вихретокового дефектоскопа

микроконтроллера, длительность которых задана кварцевым резонатором. Для наглядности также отображается шкала уровня сигнала. В устройстве реализована возможность подстройки длительности возбуждающего импульса непосредственно во время работы.

Выводы. Установлена целесообразность разработки и изготовления простого вихретокового дефектоскопа с низким энергопотреблением и высокой чувствительностью к дефектам поверхности. При этом поверхность может быть коррозированной или иметь защитное покрытие.

Разработаны элементы микропроцессорного дефектоскопа, посредством применения которых создан и протестирован действующий макет.

Благодаря применению микроконтроллера осуществлена линеаризация зависимостей полезного сигнала от параметров дефектов различных образцов. Полученные при контроле данные сохраняются в энергонезависимой памяти. У данного макета есть возможность подключения восьми преобразователей для реализации многоканальной обработки и сканирования.

Список литературы: **1.** Неразрушающий контроль: Справочник: В 8 т. Под общ. ред. В.В.Клюева. Т 2: В 2 кн. – М.: Машиностроение, 2003. – 688 с: ил. Вихретоковый контроль. Книга 2 / *Ю.К.Федосенко, В.Г.Герасимов, А.Д.Покровский, Ю.Я.Останин.* **2.** *В.В. Клюев, Ю.К. Федосенко, В.Ф. Мужицкий.* Вихретоковый контроль: современное состояние и перспективы развития // В мире неразрушающего контроля. – 2007. – №2. – с.4-9. **3.** *Г.М. Сучков, Ю.В. Хомяк.* Развитие возможностей вихретоковой дефектоскопии // Методи та прилади контролю якості. – 2006. – № 17. – с.3–7. **4.** *В.Н. Учанин, В.В. Черленевский*. Вихретоковый дефектоскоп для обнаружения поверхностных трещин // Сб. «Физические методы и средства контроля сред, материалов и изделий», 1999, с. 108–110. **5.** *Ю.В. Хомяк, Г.М. Сучков.* Разработка генератора для импульсного питания вихретокового преобразователя // Тези доповідей I Університетської науково-практичної студентської конференції магістрантів Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут»: У 3 т. Т 2. – 2007. – с.52–54. **6.** *Г.М. Сучков, Ю.В. Хомяк.* Улучшение характеристик вихретокового преобразователя за счет включения его обмоток в колебательные контуры // Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут». Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Прилади та методи неруйнівного контролю. – Харків: НТУ «ХПІ» – №35. – 2007. – с.41–44. **7.** *П. Хоровиц, У. Хилл.* Искусство схемотехники. Т.т. 1-2. - М., Мир, 1998. **8.** *Г.М. Сучков, Ю.В. Хомяк.* Теоретическое исследование накладного вихретокового преобразователя с минимальной взаимной индуктивностью // Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут». Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Прилади і методи контролю та визначення складу речовин. – Харків: НТУ «ХПІ» – №48. – 2008. – с.100–103. **9.** *А.Дж. Пейтон, В. Волш.* Аналоговая электроника на операционных усилителях – М.: Бином, 1994 – 352с.:ил.

СОДЕРЖАНИЕ

С.М. Маєвський, К.М. Сєрий. Безконтактне визначення координат вимірювального перетворювача дефектоскопу у процесі контролю…….….. 3

І. С. Кісіль, Б. В. Костів. Методика обробки результатів багатократних спостережень напруженості магнітного поля при безконтактному визначенні параметрів підземних нафтогазопроводів……..... 11

М. М. Семеген, З. П. Лютак. Дослідження впливу нерівностей поверхні об’єкта контролю на поширення ультразвукових хвиль…….. 20

В.Я. Гальченко, Д.Л. Остапущенко, М.А Воробьев. Исследование процесса локально-циркулярного намагничивания непрерывных цилиндрических объектов тороидальной катушкой при их магнитном контроле……. 27

О.Н. Петрищев, Г.М. Сучков, Теоретические концепции создания ультразвуковых преобразователей электромагнитного типа. Режим возбуждения……. 34

А.А. Авраменко, Н.Н. Сиренко, В.В. Скопенко. Экспериментальное определение дефектов вихретоковым преобразователем с поперечным однородным полем……..….. 45

С.Б. Малик, А.В. Мягкий, А.В. Стороженко. Повышение чувствительности тепловой дефектоскопии в условиях наличия излучательной помехи…….…. 49

В.В. Муссил, Пилипенко В.В., Лемешевская Е.Т., Керемжанов К.Д., Определение показателя преломления жидкостей с использованием прозрачных цилиндрических кювет……. 53

Г.М. Сучков, С.Н. Глоба. ЕМА дефектоскопія матеріалів і виробів. (Огляд)……... 57

Г. М. Сучков, К. Л. Ноздрачова. Електромагнітно-акустичні перетворювачі для контролю довгомірних виробів луна-дифракційним методом……... 72

Г.М. Сучков, А.А. Келін, Н.М. Юданова. Чутливість ЕМА перетворювачів різного типу……... 82

О.Л. Багмет, И.В. Кононова. Определение погрешностей измерений трех параметров изделия с помощью электромагнитного преобразователя в режиме низких частот..... 91

Б. М. Горкунов, С.Г. Львов. Разработка микропроцессорного генератора для вихретоковых преобразователей…….. 96

Б.М. Горкунов, И.В. Тюпа, А.А. Тищенко. Расчетная модель взаимодействия поверхностного упрочненного слоя с вихретоковым преобразователем…….….... 100

И.В. Тюпа, В. Г. Левченко. Расчетные и экспериментальные исследования сварного соединения…….….... 104

Ж.А. Киреева, В.А. Киреев, И.В. Поляков. Математические модели нелинейных цепей и возможности их использования для решения задач диагностики…….……... 109

Г.М. Сучков, О.В. Десятніченко. Можливості безеталонного контролю товщіни металовиробів ЕМА методом…….…… 114

В.В. Волохін. Джерела потужності міліметрового діапазону хвиль на діодах Ганна ……...…… 119

Г.М. Сучков, Ю.В. Хомяк. Разработка элементов вихретокового дефектоскопа…….……... 124

Наукове видання

ВІСНИК
НАЦІОНАЛЬНОГО ТЕХНІЧНОГО УНІВЕРСИТЕТУ
«ХПІ»

Збірник наукових праць

Тематичний випуск
«Прилади і методи неруйнівного контролю
та визначення складу речовин»

№ 14’ 2009 рік

Відповідальний за випуск В.М. Луньова
Науковий редактор д-р техн. наук, проф. Г.М. Сучков
Технічний редактор К.Л. Ноздрачова

Підп. до друку 26.06.2009 р. Формат 60х84 1/16 Папір офісний.
Riso-друк. Гарнітура Таймс. Ум. друк. арк..7.6. Наклад 300 прим.
1-й завод 1-100. Зам. № 202 . Безкоштовно.

Видавничий центр НТУ «ХПІ».
Свідоцтво про державну реєстрацію ДК №116 від 10.07.2000 р.
61002, Харків, вул. Фрунзе, 21

Друкарня НТУ «ХПІ». 61002, Харків, вул. Фрунзе,21