

A. B. Осипов // Известия вузов. Электромеханика. – 2006. – № 4. – С. 89–93. 4. Singh B. A review of three-phase improved power quality AC-DC converters / B. Singh, B.N. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, A. Pandey, D. P. Kothari // IEEE Trans. on Ind. Electron. – 2004. – Vol. 51, no 3. – P. 641–660. 5. Милях А. Н. Системы неизменного тока на основе индуктивно-емкостных преобразователей / А.Н. Милях, И. В. Волков. – К.: Наукова думка, 1974. – 216 с. 6. Ильинский Н. Ф. Электроприводы постоянного тока с управляемым моментом / Н. Ф. Ильинский. – М.: Энергоиздат, 1981. – 144 с. 7. Kazmierkowski M. P. Current control techniques for three-phase voltage-sources PWM-converters: a survey / M. P. Kazmierkowski, L. Malesani // IEEE Trans. on Indust. Elektron. – 1998. – Vol. 45, no 5. – P. 691–703. 8. Шевченко И. С. Регулируемый источник тока для электроприводов / И. С. Шевченко, Д. И. Морозов, Н. И. Андреева, С.В. Калюжный // Електромеханічні системи та автоматизація. Вісн. Кременчуцького держ. ун-ту ім. М. Остроградського. – Вип. 3(62). – 2010. – С. 53–55. 9. Щур І. З. Принципи комутації безконтактного двигуна з постійними магнітами у безредукторному електроприводі / І. З. Щур, В. Б. Козій // Вестн. Націон. ун-та «Харьк. политехн. ин-т»: Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика. – Вып. 30. – Харьков, 2008. – С. 427–430. 10. Дроздов С. А. Исследование и разработка индуктивно-емкостных источников питания: автореф. дис. ... канд. техн. наук: спец. 05.09.03 «Электротехнические комплексы и системы» / С. А. Дроздов. – Санкт-Петербург, 2013. – 18 с.

УДК 620.179.14

М. А. Яцун

Національний університет “Львівська політехніка”,
кафедра електричних машин і апаратів

ВЕКТОРНИЙ ПОТЕНЦІАЛ МАГНІТНОГО ПОЛЯ НАКЛАДНОГО КІЛЬЦЕВОГО ВИХРОСТРУМОВОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА З ЕЛЕКТРОПРОВІДНИМ ФЕРОМАГНІТНИМ ОСЕРДЯМ

Ї Яцун М. А., 2017

Визначено векторний потенціал магнітного поля екранованої кільцевої циліндричної котушки прямокутного поперечного перерізу зі струмом довільної форми, яку для збільшення чутливості і концентрації магнітного поля розміщено на циліндричному П-подібному ферромагнітному осерді над об'єктом контролю у формі провідної ферромагнітної пластини.

Ключові слова: магнітне поле, векторний потенціал, вихрострумний перетворювач, ферромагнітне осердя, граничні умови, розрахункові (фіктивні) струми.

Defined vectorial potential of the magnetic field of the screened circular cylinder spool of rectangular transverse section with the current of arbitrary form which for the increase of sensitiveness and concentration of the magnetic field is placed on cylinder П-similar ferromagnetic to the core above the object of control in the form of leading ferromagnetic plate.

Keywords: the magnetic field, vectorial potential, eddy current converter, ferromagnetic core, boundary conditions, calculation (fictitious) currents.

Постановка проблеми.

Для збільшення чутливості вихрострумного первинного перетворювача його обмотку збудження розміщують на П-подібному ферромагнітному осерді. Наявність осердя призводить також до концентрації магнітного поля і, тим самим, суттєво підвищує локальність контролю. Тому

актуальним є дослідження магнітного поля обмотки збудження вихрострумowego перетворювача (давача) з феромагнітним осердям. У цьому випадку з достатньою точністю розрахункову модель магнітного поля (рисунок) можна представити з замкненим надпровідним екраном, бо магнітне поле відбивається від горизонтальної частини (ярма) осердя, паралельної до поверхні об'єкта контролю, і симетричне відносно осі між вертикальними частинами осердя. Тоді висота екрана над поверхнею об'єкта контролю дорівнює висоті вертикальних частин (стрижнів) осердя, а радіальний розмір екрана – половині відстані між їх осями.

Мета дослідження

Метою дослідження є визначення векторного потенціалу магнітного поля первинного вихрострумowego перетворювача з електропровідним феромагнітним осердям і струмом збудження довільної форми над об'єктом контролю у формі електропровідної феромагнітної пластини.

Актуальність та доцільність

Актуальність та доцільність такого дослідження полягає в тому, щоб на основі векторного потенціалу магнітного поля первинного перетворювача з феромагнітним осердям можна було у подальших дослідженнях оцінити ступінь збільшення чутливості перетворювача до параметрів об'єкта контролю через внесені ним опори для перетворювача параметричного типу чи інформативного сигналу у випадку перетворювача трансформаторного типу, а також ступінь концентрації магнітного поля через зміну розподілу нормальної складової магнітної індукції біля поверхні об'єкта контролю.

У цій статті прийнято, що при протіканні струму довільної форми по обмотці збудження перетворювача його осердя ненасичене, що забезпечується при проектуванні і виготовленні перетворювача, бо інакше це суттєво впливало б на результати діагностика технічного стану об'єкта контролю. Крім того, основні дефекти об'єкта контролю (тріщини, розшарування металу, шерохватість поверхні) ефективно виявляються тільки за його ненасиченого магнітного стану. Тому поставлена задача є лінійною, і векторний потенціал магнітного поля в цьому випадку описується лінійним диференціальним рівнянням Гельмгольца.

Представлена лінійна модель розрахунку векторного потенціалу магнітного поля вихрострумowego перетворювача з електропровідним феромагнітним осердям і струмом збудження довільної форми над об'єктом контролю є узагальненою на цьому етапі досліджень.

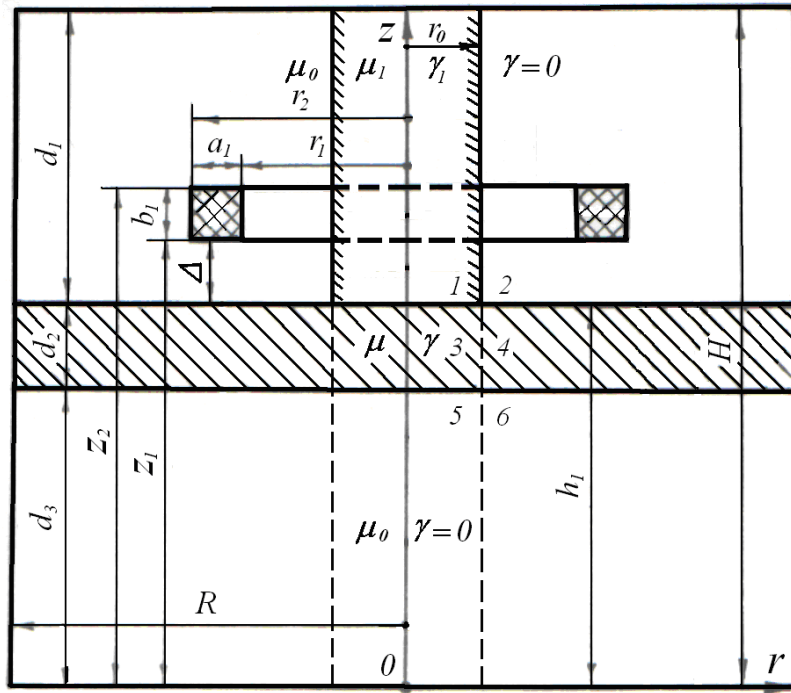
Аналіз останніх досліджень

У відомій літературі [1–4] досліджуються у числовій формі вихрострумовой перетворювачі з різними феромагнітними осердями (магнітодіелектричним, феритовим, шихтованим), але зі значними наближеннями (без аналізу розподілу осьової і радіальної складових магнітної індукції біля поверхні об'єкта контролю і вихрових струмів у ньому, а також впливу екрана) і при синусоїдній зміні струму в обмотці збудження перетворювача. В [5–10] розглядається вихрострумовой перетворювач без феромагнітного осердя. Тому актуальним є подальші аналітичні дослідження з метою виявлення загальних закономірностей, поглибленого аналізу впливу вказаних факторів і підвищення достовірності діагностування технічного стану об'єктів контролю для узагальненого випадку перетворювача з феромагнітним осердям при довільній формі струму в обмотці збудження шляхом використання перетворення за Лапласом.

Виклад основного матеріалу

Приймемо, що магнітна проникність осердя первинного перетворювача μ_1 є сталою величиною (ненасичений стан), а його питома електрична провідність g_1 , тобто враховуються втрати в ньому від вихрових струмів.

Унаслідок осьової симетрії задачі векторний потенціал \vec{A} має тільки одну азимутальну складову і від кута α не залежить, тобто його зображення за Лапласом $\vec{A} = \vec{A}_a(r, z)$. Тому надалі для спрощення виразів індекси « a » будуть пропущені.



Розрахункова модель накладного екранованого кільцевого первинного давача з феромагнітним осердям над електропровідною пластиною

Тоді перетворений за Лапласом векторний потенціал магнітного поля у циліндричній системі координат r , α і z для всіх областей дослідження (1 – 6, на рисунку) визначається виразами: для області 1 (осердя)

$$\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial \tilde{A}_1}{\partial r} \right) + \frac{\partial^2 \tilde{A}_1}{\partial z^2} - \frac{1}{r^2} \tilde{A}_1 = 0;$$

для області 2 (з обмоткою)

$$\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial \tilde{A}_2}{\partial r} \right) + \frac{\partial^2 \tilde{A}_2}{\partial z^2} - \frac{1}{r^2} \tilde{A}_2 = -m_0 \tilde{d}_0;$$

для області 3 і 4 (пластини об'єкта контролю)

$$\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial \tilde{A}_3}{\partial r} \right) + \frac{\partial^2 \tilde{A}_3}{\partial z^2} - \left(p g m + \frac{1}{r^2} \right) \tilde{A}_3 = 0 \quad \text{і} \quad \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial \tilde{A}_4}{\partial r} \right) + \frac{\partial^2 \tilde{A}_4}{\partial z^2} - \left(p g m + \frac{1}{r^2} \right) \tilde{A}_4 = 0 \quad (1)$$

і для області 5 і 6 (під пластиною)

$$\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial \tilde{A}_5}{\partial r} \right) + \frac{\partial^2 \tilde{A}_5}{\partial z^2} - \frac{1}{r^2} \tilde{A}_5 = 0 \quad \text{і} \quad \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial \tilde{A}_6}{\partial r} \right) + \frac{\partial^2 \tilde{A}_6}{\partial z^2} - \left(p g m + \frac{1}{r^2} \right) \tilde{A}_6 = 0,$$

де $\tilde{d}_0 = \tilde{d}_{01}$ – зображення за Лапласом густини струму в обмотці збудження при $r_1 \leq r \leq r_2$ і $z_1 \leq z \leq z_2$, а в іншій частині другої області $\tilde{d}_0 = 0$; γ і μ – питома електрична провідність і абсолютна магнітна проникність третьої і четвертої областей; μ_0 – магнітна стала.

У випадку надпровідного екрана нормальна складова магнітної індукції на поверхні екрана дорівнює нулю, тобто крайові умови виражаються співвідношеннями:

$$\begin{aligned} \frac{1}{r} \left(\frac{\partial (r \tilde{A}_5)}{\partial r} \right)_{z=0} &= \frac{1}{r} \left(\frac{\partial (r \tilde{A}_6)}{\partial r} \right)_{z=0} = \frac{1}{r} \left(\frac{\partial (r \tilde{A}_1)}{\partial r} \right)_{z=H} = \frac{1}{r} \left(\frac{\partial (r \tilde{A}_2)}{\partial r} \right)_{z=H} = \\ &= - \left(\frac{\partial \tilde{A}_2}{\partial z} \right)_{r=R} = - \left(\frac{\partial \tilde{A}_4}{\partial z} \right)_{r=R} = - \left(\frac{\partial \tilde{A}_6}{\partial z} \right)_{r=R} = 0. \end{aligned}$$

І. З. Щур, В. Б. Козій, П. Й. Голубовський
Національний університет "Львівська політехніка",
кафедра електроприводу і комп'ютеризованих електромеханічних систем,
СКБ електромеханічних систем

ВЕНТИЛЬНИЙ ЕЛЕКТРОПРИВОД НА ОСНОВІ РЕГУЛЬОВАНОГО ІНДУКТИВНО-ЄМНІСНОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА

© Щур І., Козій В., Голубовський П., 2017

Розроблено систему електроприводу «кероване параметричне джерело струму – вентильний двигун». Джерело струму, створене на основі індуктивно-ємнісного перетворювача, живиться від промислової мережі, а керується за допомогою одного IGBT транзистора. Комутацію обмоток якоря синхронної машини з постійними магнітами забезпечує тиристорний інвертор струму, що керується за сигналами трьох точкових давачів положення ротора. Проведене комп'ютерне симулювання показало високу динаміку розробленої системи керування та задовільну електромагнітну сумісність запропонованої системи електроприводу.

Ключові слова: параметричне джерело струму, індуктивно-ємнісний перетворювач, синхронна машина з постійними магнітами, тиристорний інвертор струму, безконтактний двигун постійного струму.

The paper developed the electric drive system "controlled parametric current source – BLDC". Current source, created on the base of inductive-capacitive converter, is powered by the industrial grid and is controlled by a single IGBT transistor. Switching the armature windings of synchronous motor with permanent magnets provides a current-source thyristor inverter, which is controlled by signals of three-point rotor position sensors. A computer simulation study showed the high dynamics of such developed control system and satisfactory electromagnetic compatibility of the proposed drive system.

Keywords: parametric current source, inductive-capacitive converter, synchronous motor with permanent magnets, current- source thyristor inverter, BLDC motor.

Постановка задачі

Використання в регульованому промисловому електроприводі машин змінного струму (асинхронних двигунів, безконтактних синхронних двигунів) має відомі переваги порівняно з колекторними двигунами постійного струму. Це зумовило широке застосування останніми роками в різних галузях промисловості частотно керованих асинхронних електроприводів. Вентильний електропривод (безщітковий двигун постійного струму – БДПС) на базі синхронної машини з постійними магнітами (СМПМ) відзначається низкою переваг над асинхронним електроприводом, таких як вища питома потужність, вищий ККД, краща керованість, простіша система керування [1]. Однак йому властиві два суттєві недоліки, які обмежують широке застосування вентильного електроприводу: 1) відсутність лінійки типорозмірів СМПМ з різними параметрами, такої як в асинхронних машин; 2) вища вартість СМПМ, особливо у випадку застосування дорогих високоенергетичних постійних магнітів. Вплив цих недоліків, проте, поступово зменшується, і сфера застосування вентильних електроприводів щораз розширюється [2]. Останньому сприятимуть також нові експлуатаційні якості та спрощення і здешевлення системи керування вентильним електроприводом.

Граничні умови між областями виражаються співвідношеннями на основі рівності нормальних складових векторів магнітної індукції, тобто самих векторних потенціалів і дотичних складових векторів напруженості магнітного поля:

$$\begin{aligned}
&\text{при } r = r_0 \text{ і } h_l \leq z \leq H \quad (\tilde{A}_1)_{r=r_0} = (\tilde{A}_2)_{r=r_0}, \text{ і } \frac{1}{m_1 r_0} \left(\frac{\partial(r\tilde{A}_1)}{\partial r} \right)_{r=r_0} = \frac{1}{m_0 r_0} \left(\frac{\partial(r\tilde{A}_2)}{\partial r} \right)_{r=r_0}; \\
&\text{при } r = r_0 \text{ і } d_3 \leq z \leq h_l \quad (\tilde{A}_3)_{r=r_0} = (\tilde{A}_4)_{r=r_0}, \text{ і } \frac{1}{m_3 r_0} \left(\frac{\partial(r\tilde{A}_3)}{\partial r} \right)_{r=r_0} = \frac{1}{m_4 r_0} \left(\frac{\partial(r\tilde{A}_4)}{\partial r} \right)_{r=r_0}; \\
&\text{при } r = r_0 \text{ і } 0 \leq z \leq d_3 \quad (\tilde{A}_5)_{r=r_0} = (\tilde{A}_6)_{r=r_0}, \text{ і } \frac{1}{m_5 r_0} \left(\frac{\partial(r\tilde{A}_5)}{\partial r} \right)_{r=r_0} = \frac{1}{m_6 r_0} \left(\frac{\partial(r\tilde{A}_6)}{\partial r} \right)_{r=r_0}; \\
&\text{при } z = h_1 \text{ і } 0 \leq r \leq r_0 \quad (\tilde{A}_1)_{z=h_1} = (\tilde{A}_3)_{z=h_1}, \text{ і } \frac{1}{m_1} \left(\frac{\partial\tilde{A}_1}{\partial z} \right)_{z=h_1} = \frac{1}{m_3} \left(\frac{\partial\tilde{A}_3}{\partial z} \right)_{z=h_1}; \\
&\text{при } z = h_1 \text{ і } r_0 \leq r \leq R \quad (\tilde{A}_2)_{z=h_1} = (\tilde{A}_4)_{z=h_1}, \text{ і } \frac{1}{m_2} \left(\frac{\partial\tilde{A}_2}{\partial z} \right)_{z=h_1} = \frac{1}{m_4} \left(\frac{\partial\tilde{A}_4}{\partial z} \right)_{z=h_1}; \\
&\text{при } z = d_3 \text{ і } 0 \leq r \leq r_0 \quad (\tilde{A}_3)_{z=d_3} = (\tilde{A}_5)_{z=d_3}, \text{ і } \frac{1}{m_3} \left(\frac{\partial\tilde{A}_3}{\partial z} \right)_{z=d_3} = \frac{1}{m_5} \left(\frac{\partial\tilde{A}_5}{\partial z} \right)_{z=d_3}; \\
&\text{при } z = d_3 \text{ і } r_0 \leq r \leq R \quad (\tilde{A}_4)_{z=d_3} = (\tilde{A}_6)_{z=d_3}, \text{ і } \frac{1}{m_4} \left(\frac{\partial\tilde{A}_4}{\partial z} \right)_{z=d_3} = \frac{1}{m_6} \left(\frac{\partial\tilde{A}_6}{\partial z} \right)_{z=d_3}.
\end{aligned} \tag{8}$$

Співвідношення (8) складають систему з 14 рівнянь і однозначно визначають довільні сталі коефіцієнти в загальних розв'язках рівнянь (1) для перетворених векторних потенціалів магнітного поля (2). Це означає, що векторні потенціали в усіх областях можна визначити за допомогою 14 розрахункових (фіктивних) струмів за певними розрахунковими моделями з однорідним середовищем. Треба зазначити, що при розрахунку магнітного поля в будь-якій області розрахункові струми можна розміщати тільки в сусідніх областях, бо вони повинні відповідати однорідному рівнянню для векторного потенціалу досліджуваної області. Тому в основу побудови розрахункових моделей покладемо такі положення:

1. Модель для розрахунку магнітного поля в будь-якій області охоплює той самий простір, що і реальна модель з неоднорідним (багатошаровим) середовищем, і відрізняється від останньої відсутністю (в усіх розрахункових моделях, крім моделі для області 2) реальних і наявністю розрахункових струмів з постійною густиною в межах кожної суміжної сусідньої області, а також однорідністю середовища в усьому просторі з властивостями тієї області, в якій досліджується магнітне поле.

2. Магнітне поле в області 2 обмотки збудження створюється реальним струмом збудження в цій області і розрахунковими струмами з постійною густиною в межах кожної суміжної сусідньої області в однорідному середовищі з властивостями m_0 і $g = 0$.

Аналогічно (3) розкладемо у подвійний ряд густини всіх розрахункових струмів:

$$\tilde{d}_{pmn} = \tilde{d}_{mn} \sum_{k=1}^{\infty} \sum_{i=1}^{\infty} a_{mn} b_{mn} J_1(n_i r) \sin(m_k z), \tag{9}$$

де індекс m визначає область, для якої визначається векторний потенціал, а індекс n – область, в якій розміщений додатковий струм;

$$b_{13} = b_{24} = b_{34} = b_{43} = b_{53} = b_{64} = \frac{2}{pk} (\cos m_k d_3 - \cos m_k h_1);$$

$$b_{12} = b_{21} = b_{31} = b_{42} = \frac{2}{pk} (\cos m_k h_1 - \cos m_k H); \quad b_{35} = b_{46} = b_{56} = b_{65} = \frac{2}{pk} (1 - \cos m_k d_3);$$

$$a_{12} = a_{34} = a_{56} = a_{24} = a_{42} = a_{46} = a_{64} = \frac{2Y_2}{R^2 J_0^2(I_i)};$$

$$a_{21} = a_{43} = a_{65} = a_{13} = a_{31} = a_{35} = a_{53} = \frac{2Y_3}{R^2 J_0^2(I_i)}; \quad Y_2 = \int_{r_0}^R J_1(n_i r) r dr; \quad Y_3 = \int_0^{r_0} J_1(n_i r) r dr.$$

З урахуванням розподілених густин струму збудження (3) і розрахункових струмів (9) знаходження загальних розв'язків рівнянь (1) зводиться до визначення часткових розв'язків таких неоднорідних рівнянь:

$$\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial \tilde{A}_m}{\partial r} \right) + \frac{\partial^2 \tilde{A}_m}{\partial z^2} - \left(p g_m m_m + \frac{1}{r^2} \right) \tilde{A}_m = -m_m \sum_{i=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} \Delta_{ikm} J_1(n_i r) \sin m_k z, \quad (10)$$

$$\begin{aligned} \text{де } m = 1, 2, \dots, 6; \quad \Delta_{ik1} &= (\tilde{d}_{12} a_{12} b_{12} + \tilde{d}_{13} a_{13} b_{13}); \quad \Delta_{ik2} = (\tilde{d}_{01} a_{i1} b_{k01} + \tilde{d}_{21} a_{21} b_{21} + \tilde{d}_{24} a_{24} b_{24}); \\ \Delta_{ik3} &= (\tilde{d}_{34} a_{34} b_{34} + \tilde{d}_{31} a_{31} b_{31} + \tilde{d}_{35} a_{35} b_{35}); \quad \Delta_{ik4} = (\tilde{d}_{43} a_{43} b_{43} + \tilde{d}_{42} a_{42} b_{42} + \tilde{d}_{46} a_{46} b_{46}); \\ \Delta_{ik5} &= (\tilde{d}_{56} a_{56} b_{56} + \tilde{d}_{53} a_{53} b_{53}); \quad \Delta_{ik6} = (\tilde{d}_{65} a_{65} b_{65} + \tilde{d}_{64} a_{64} b_{64}). \end{aligned} \quad (11)$$

Після підстановки (2) в (10) отримаємо:

$$C_{mik} = \frac{m_m \Delta'_{ikm}}{n_i^2 + m_k^2 + p g_m m_m}, \quad \text{де } \Delta'_{ikm} = \frac{\Delta_{ikm}}{d_{01}}.$$

Тоді вирази для перетворених векторних потенціалів у всіх областях набувають вигляду:

$$\tilde{A}_m = d_{01} \sum_{i=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{m_m \Delta'_{ikm}}{n_i^2 + m_k^2 + p g_m m_m} J_1(n_i r) \sin m_k z. \quad (12)$$

Розкриваючи граничні умови (8) на основі (12) з урахуванням того, що $p_m^2 = n_i^2 + p g_m m_m$; $g_2 = g_5 = g_6 = 0$; $m_2 = m_5 = m_6 = m_0$; $g_3 = g_4 = g$; $m_3 = m_4 = m$; $p_2 = p_5 = p_6 = n_i$; $p_1^2 = n_i^2 + p g_1 m_1$; $p_3^2 = p_4^2 = n_i^2 + p g m$, отримаємо систему із 14-ти рівнянь для визначення густин усіх розрахункових струмів, яка подається у додатку в журналі цього випуску.

Висновки

Отримані вирази для перетвореного за Лапласом векторного потенціалу магнітного поля екранованої кільцевої циліндричної котушки прямокутного поперечного перерізу зі струмом довільної форми, яка для збільшення чутливості і концентрації магнітного поля розміщена на циліндричному П-подібному феромагнітному осерді над об'єктом контролю у формі провідної феромагнітної пластини. Результати доцільно використати для визначення власних і взаємних основних і внесених індуктивностей накладного первинного вихрострумовевого перетворювача і їх чутливостей до параметрів об'єкта контролю.

1. Мартинов В. В. Спрощена модель інженерного розрахунку внесених активного та реактивного опорів при взаємодії вихрострумовевого перетворювача з контрольованим феромагнітним зразком / В. В. Мартинов, Д. В. Трушаков // Вісн. НУ «Львівська політехніка». – 2009. – № 654: Електротехнічні та електромеханічні системи. – С. 157–162. 2. Сандовский В. А. К расчету вихротокового преобразователя с броневым магнитодиэлектрическим сердечником // Дефектоскопия. – 1980. – № 1. – С. 96–102. 3. Учанін В. М. Математична модель вихрострумовевого датчика з магнітодіелектричним осердям над електропровідною пластинною / В. М. Учанін, Б. М. Колодій, Я. П. Кулинич // Фізичні методи та засоби контролю матеріалів та виробів. – Київ–Львів, 1998. – С. 18–20. 4. Учанін В. М. Дослідження впливу конструктивних факторів на індуктивність вихрострумовевого перетворювачів з феритовим осердям // Методи і прилади контролю якості. – 2007. –

№ 6. – С. 26–31. 5. Учанін В. М. Вплив рельєфу поверхні тріщини на сигнал вихрострумowego перетворювача / В. М. Учанін, М. І. Женіровський // Фіз.-хім. механіка матеріалів. – 2008. – № 2. – С. 104–106. 6. Учанін В. М. Інваріантний параметр ефективності вихрострумowych давачів дефектоскопії // Фіз.-хім. механіка матеріалів. – 2012. – № 3. – С. 131–135. 7. Burke S. K. Mutual impedance of air-cored coils above a conducting plate / S. K. Burke, M. E. Ibrahim // J. of Physics D: Appl. Physics. – 2004. – 37. – P. 1857–1868. 8. Шу Ли. Уменьшение чувствительности к влиянию зазора при контроле импульсным вихретоковым методом и использованием двухступенчатых дифференциальных датчиков / Ли Шу, Хуанг Сон-линь, Жао Вей, Ю Пенг // Дефектоскопия. – 2008. – № 2. – С. 84–93. 9. Яцун М. А. Чутливість характеристик власних загасаючих коливань перехідної напруги накладного вихрострумowego перетворювача над об'єктом контролю у формі пластини до її магнітної проникності і електричної провідності / М. А. Яцун, А. М. Яцун // Вісн. Нац. ун-ту «Львівська політехніка». – 2008. – № 615. – С. 176–181. 10. Яцун М. А. Власна і взаємна перехідні індуктивності накладного вихрострумowego перетворювача / М. А. Яцун, А. М. Яцун // Вісн. Нац. ун-ту «Львівська політехніка». – 2009. – № 654. – С. 280–285.