

- проблема автоматизації складання ПС ПК — переходом від подання НС у десятковій системі числення до їх подання в позиційній системі числення з основою, що дорівнює кількості накопичувачів ЛСМ;
- проблема скорочення часу проходження листів по трасі ТРС ЛСМ — упровадженням багатоярусного розташування накопичувачів ЛСМ, розподілом накопичувачів ЛСМ за функціональними ознаками з одночасним сортуванням ПК в одні групи накопичувачів і розвантаженням інших, суміщенням у часі сортування ПК із проходженням листів по трасі ТРС ЛСМ і розвантаженням накопичувачів ЛСМ;
- проблема автоматизації пакування відсортованих груп ПК — переходом від низхідного до висхідного багатоетапного сортування ПК, завдяки якому скасовуються підетапи 2-го і 3-го етапів сортування, а разом із ними — тисячі робочих комірок для тимчасового зберігання відсортованих груп ПК та компактного розташування зазначених груп у накопичувачах ЛСМ;
- проблема оптимізації співвідношення автоматичного і ручного розпізнавання АІ — оптимізацією співвідношення вартості розпізнавання АІ за допомогою РС ЛСМ та її розпізнавання за допомогою ОВК.

Рецензент: доктор техн. наук, професор В. М. Тупкало, Державний університет телекомунікацій, Київ.

Л. Е. Яцук

ПРОБЛЕМЫ АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ МНОГОЭТАПНОЙ СОРТИРОВКИ ПИСЬМЕННОЙ КОРРЕСПОНДЕНЦИИ

Освещены основные проблемы автоматизированной многоэтапной сортировки письменной корреспонденции (ПК), в частности, связанные с выбором схемы автоматизированной многоэтапной сортировки ПК; минимизацией стоимости автоматизированной многоэтапной сортировки ПК; сокращением времени прохождения писем по трассе транспортно-распределительной системы (ТРС) писмосортировочной машины (ПСМ); автоматизацией упаковки отсортированных групп ПК; оптимизацией соотношения автоматического и ручного распознавания адресной информации (АИ).

Ключевые слова: многоэтапная сортировка ПК; нисходящая сортировка ПК; восходящая сортировка ПК; ПС ПК; направление сортировки (НС) ПК; сеть почтовой связи (СПС); АИ; почтовые индексы (ПИ) объектов почтовой связи (ОПС); последовательные номера (ПН) ОПС; ПСМ; региональный автоматизированный сортировочный центр (РАСЦ).

L. O. Yashchuk

THE PROBLEMS CONCERNING AUTOMATED MULTISTAGE WRITTEN MAIL SORTING

The main problems with automated multistage written mail sorting are elucidated. Among their number we are talking about automated multistage written mail (WM) sorting scheme selection; the minimization of automated multistage WM sorting value; reducing of time for WM covering along transport and distributive system (TDS) route of WM sorting machine; automation of sorted WM groups packing; optimization of automated and hand-operated correlation with address information (AI) identification.

Keywords: multistage WM sorting; descending WM sorting; ascending WM sorting; WM sorting programme; WM sorting direction (SD); postal network (PN); address information (AI); postal indices of postal objects (PO); successive numbers (SN) of PO; WM sorting machine; regional automated sorting centre (RASC).

УДК 681.35

В. В. КУЗАВКОВ, Г. І. ГАЙДУР, С. О. СЕРИХ, кандидати техн. наук, доценти;

Є. В. РЕДЗЮК, викладач,

Державний університет телекомунікацій, Київ

Безконтактний індукційний метод визначення технічного стану цифрового блока: розрахунок потужності випромінювання провідника

Розглянуто особливості застосування нового безконтактного методу діагностування технічного стану радіоелементів у складі цифрових радіоелектронних блоків, який дає змогу визначити технічний стан контрольованого блока з точністю до радіоелектронного компонента.

Ключові слова: діагностичні дані; безконтактний індукційний метод; радіоелектронний компонент.

Вступ

Сучасне радіоелектронне обладнання (РЕО) — це складні технічні системи, утворювані об'єднанням блоків різноманітного призначення і фізичного виконання. Одна з головних вимог, що висуваються до РЕО на етапі експлуатації, полягає в забезпеченні їх надійності. Задоволенню цієї вимоги сприяє застосування новітніх ефективних методів технічного діагностування, складність яких підвищується пропорційно до урізноманітнення блоків, які входять до складу РЕО.

Аналіз літературних джерел

Розгляд методів, використовуваних для контролю технічного стану радіоелементів у складі аналогових і цифрових радіоелектронних блоків, а саме: методів параметричного та функціонального контролю й стеження за вихідними характеристиками сигналів відповідно до показників якості для аналогових радіоелектронних блоків і методів тестового контролю для цифрових радіоелектронних блоків [1–4], — дозволив з'ясувати таке:

◆ при проведенні діагностування доводиться контролювати діагностичні параметри в багатьох точках виміру. Це істотно збільшує як тривалість процесу діагностування, так і об'єм апаратної частини системи технічного діагностування (СТД), знижуючи зрештою вірогідність здійснюваного контролю [1];

◆ темпи розвитку РЕО, його складність і багаторівневність з урахуванням загальної тенденції до мікромініатюризації набагато випереджають можливості існуючих методів і засобів діагностування [3];

◆ підвищення ступеня інтеграції радіоелементів, як і зростання кількості різноманітних зовнішніх виходів і режимів роботи РЕО, призводить до значного ускладнення, а отже, і до збільшення вартості [2] сучасних систем технічного діагностування;

◆ системи технічного діагностування, побудовані на основі відомих і апробованих методів діагностики, не дають змоги досягати універсалізації цього процесу, тобто контролювати максимальну кількість різних типів аналогових і цифрових елементів, блоків і типових елементів заміни (ТЕЗ), що за умови забезпечення заданої вірогідності здійснюваного контролю технічного стану змінюється [3] пропорційно до складності РЕО;

◆ не існує універсальних алгоритмів отримання, обробки та управління діагностичною інформацією з огляду на багатоваріантність моделювання радіоелектронних компонентів (РЕК) із різноманітними фізико-хімічними властивостями [4];

◆ немає змоги реалізувати обмін інформацією, яка становитиме загальну базу даних щодо аналогічних систем.

Таким чином, наявні системи діагностування не відповідають сучасним вимогам до них. Тому постає потреба в дослідженні та розробці нових принципів і методів побудови універсальних автоматизованих систем контролю технічного стану РЕО, які дозволятимуть визначати технічний стан радіоелементів із точністю до РЕК із заданими показниками якості діагностування та порівняно невеликими економічними витратами.

Мета й завдання дослідження

Пропоноване дослідження має на меті отримати розрахункові співвідношення для визначення потужності випромінювання провідника в разі безконтактного індукційного методу контролю технічного стану цифрового блока.

Основна частина

Для досягнення поставленої мети дослідження доведеться розв'язувати складне завдання в кілька етапів, використовуючи метод декомпозиції.

Насамперед зауважимо, що для виконання подальших розрахунків у статті запропоновано новий безконтактний індукційний метод діагностування цифрових радіоелектронних блоків. Сутність методу полягає ось у чому.

Діагностичний параметр — сигнал контролю з шини живлення цифрового блока — надходить на безконтактний датчик [5]. Зміна параметрів струму в шині живлення під час надходження на вхід цифрового блока діагностичного тесту спричинює зміну магнітної складової поля навколо провідника і, відповідно, зміну струму намагнічування, що, у свою чергу, призводить до формування діагностичного сигналу. Цей сигнал фіксується датчиком діагностичного сигналу (ДДС). Наявність сигналу на виході ДДС засвідчує факт роботи цифрового блока. На підставі порівняння значень параметрів сигналів (еталонних і наведених у ДДС) автоматично ухвалюється рішення про технічний стан (ТС) цього блока.

Для реалізації методу визначення ТС даного блока необхідно знайти значення потужності електромагнітного поля навколо шини живлення у процесі перевірного тесту.

Це завдання розв'язується в три етапи:

- 1) розрахунок струму у випромінювачі;
- 2) розрахунок магнітного поля випромінювача;
- 3) розрахунок потужності випромінювання.

Етап 1-й. Розрахунок електричного струму вихідного кола (шини живлення цифрового блока) при діагностуванні цифрових блоків із використанням безконтактного індукційного методу за таким алгоритмом:

- ◆ вихідне коло (шина живлення цифрового блока) подається як модель випромінювача (рис. 1);
- ◆ випромінювач умовно поділяється на елементарні ділянки, довжина кожної з яких настільки менша за довжину λ хвилі, що на кожній із них струм можна вважати постійним;
- ◆ із застосуванням методу суперпозиції знаходимо закон зміни струму вздовж випромінювача та його числове значення.

Розв'язання. За формулою Кірхгофа визначаємо поле випромінювача [6], застосовуючи такий вираз:

$$u = \frac{1}{4\pi} \int g(x) \frac{e^{-j\beta r}}{r} dV_{\partial}, \quad (1)$$

де u — шукана складова поля; V_{∂} — об'єм випромінювача (джерел випромінювання); $g(x)$ — функціонал, що характеризує джерело випромінювання (поля); r — відстань від джерела поля до точки спостереження.

Розрахунок складових поля згідно з (1) на практиці достатньо складний, передусім через труднощі інтегрування в разі нерівномірного розподілу джерел поля по довжині випромінювача. Саме для спрощення такого розрахунку доцільно використовувати метод суперпозиції [6].

Випромінювач є сенс подати як модель вібратора з реальним розподілом джерел поля. Відповідно до застосовуваного алгоритму він просторово поділяється на низки елементарних ділянок, кожен з яких можна розглядати як модель елементарного випромінювача (див. рис. 1) із довжиною $l \ll \lambda$. Оскільки діаметр d вібратора малий порівняно з λ , то виконується умова: $2\ln \frac{2l}{d} \gg 1$; при цьому коефіцієнт $\beta = \frac{2\pi d}{\lambda} \ll 1$. Тоді на окремій ділянці елементарного випромінювача струм можна вважати постійним, а отже, спростити розрахунки згідно з (1), узявши $g(x) = \text{const}$.

Поле в точці спостереження визначаємо як векторний добуток полів усіх елементарних ділянок, знаходячи для цього струм у кожній точці випромінювача.

Зауважимо, що для провідника малого діаметра інтеграл (1) можна замінити іншим інтегралом за змінною l . Тоді рівняння для вектора напруженості електричного поля набере вигляду [6]

$$\vec{E} = -J\omega \vec{A} - J \frac{\text{grad div } \vec{A}}{\omega \epsilon \mu} = -J\omega \vec{A} - J \frac{C^2}{\omega} \nabla(\nabla \vec{A}),$$

де \vec{A} — векторний потенціал, $\vec{A} = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_{-l}^l \frac{I e^{-j\beta r}}{r} dl$; C — довільна стала; μ, ϵ — параметри відповідно магнітної і діелектричної провідності; I — струм, що викликає зміну поля.

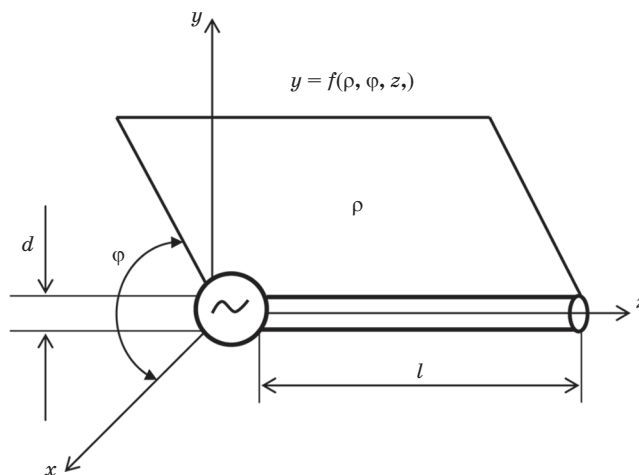


Рис. 1. Модель елементарного випромінювача

Оскільки струм на всіх елементах провідника спрямований уздовж осі z , то вектор \vec{A} має тільки складову A_z (уздовж випромінювача):

$$A_z = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_{-l}^l \frac{I_{z_1} e^{-j\beta r}}{r} dz_1, \quad (2)$$

де $r = \sqrt{\rho^2 + (z - z_1)^2}$, а z_1 — координата елемента dz_1 зі струмом I_{z_1} .

Тоді складова напруженості поля вздовж поверхні провідника подається виразом

$$\vec{E}_z = -j\omega A_z - j \frac{C}{\omega} \frac{\partial^2 A_z}{\partial z^2} = -j \frac{\omega}{\beta^2} \left(\frac{\partial^2 A_z}{\partial z^2} + \beta^2 A_z \right). \quad (3)$$

Розв'язок однорідного диференціального рівняння другого порядку [7] для (2) має такий вигляд:

$$A_z = -\frac{j}{C} (C_1 \cos \beta z + C_2 \sin \beta z), \quad (4)$$

де C_1 і C_2 — довільні сталі, а відношення $\left(-\frac{j}{C}\right)$ введено для спрощення розрахунку.

Стала C_2 визначається з умови, що в точці $z = 0$ потенціал має стрибок, що дорівнює напрузі джерела з протилежним знаком, а рівняння (3) навколо точки $z = 0$ визначається як

$$E_z = -\frac{j\omega}{\beta^2} \left(\frac{\partial^2 A_z}{\partial z^2} + \beta^2 A_z \right) \neq 0,$$

відповідаючи виконанню рівності

$$\frac{d\left(\frac{dA_z}{dz}\right)}{dz} + \beta^2 A_z = \frac{j\beta^2}{\omega} \vec{E}_z. \quad (5)$$

Оскільки для випромінювача, що розглядається, як і в [6], виконується умова $I(z) = qI(-z)$, то й векторний потенціал також відповідає умові

$$A_z(z) = A_z(-z). \quad (6)$$

Інтегруючи в (5) згідно з функцією Гріна [6], дістаємо:

$$\frac{dA_z}{dz} \Big|_{z=-0}^{z=+0} + \beta^2 \int_{z=-0}^{z=+0} A_z dz = j \frac{\beta^2}{\omega} \int_{z=-0}^{z=+0} E_z dz.$$

Інтеграл у правій частині має комплексну складову і визначається рівністю

$$\frac{dA_z}{dz} \Big|_{z=+0} - \frac{dA_z}{dz} \Big|_{z=-0} = -j \frac{\beta^2}{\omega} U_A. \quad (7)$$

Застосовуючи щодо лівої частини (7) умову (6), дістаємо:

$$A_z(z) = -\frac{j}{\omega} (C_1 \cos \beta z + C_2 \sin \beta z) \text{ для } z > 0;$$

$$A_z(z) = -\frac{j}{\omega} (C_1 \cos \beta z + C_2 \sin \beta z) \text{ для } z < 0.$$

Визначивши похідні $\frac{dA_z}{dz}$ при $z > 0$ і $z < 0$, згідно із (7) запишемо

$$\frac{dA_z}{dz} \Big|_{z>0} - \frac{dA_z}{dz} \Big|_{z<0} = -\frac{2jC_2\beta}{C} = -j \frac{\beta^2}{\omega} U_A, \text{ звідки } C_2 = \frac{U_A}{2}.$$

Підставивши значення C_2 і A_z у (5), дістанемо:

$$j \frac{C\mu_0}{4\pi} \int_{-l}^l \frac{I_{z_1} e^{-j\beta r}}{r} dz_1 = -C_1 \cos \beta z + \frac{1}{2} U_A \sin \beta |z|. \quad (8)$$

Знак абсолютної величини у (8) з'явився згідно з умовою симетричності (6).

Для визначення розподілу струму вздовж випромінювача I_z необхідно знайти розв'язок інтегрального рівняння (8). Для цього згідно з [6; 7] можемо перетворити інтеграл (8) у

$$\int_{-l}^l \frac{I_{z_1} e^{-j\beta r}}{r} dz_1 = \int_{-l}^l \frac{I_z + I_{z_1} e^{-j\beta r} - I_z}{r} dz_1 = I_z \int_{-l}^l \frac{1}{r} dz_1 + \int_{-l}^l \frac{I_{z_1} e^{-j\beta r} - I_z}{r} dz_1. \quad (9)$$

Струм I_z залежить від координати z , а змінною інтегрування є z_1 . Тому струм I_z можна вважати незалежним від z_1 і постійним. Інтегруючи перший доданок у правій частині (9), дістаємо:

$$\int_{-l}^l \frac{1}{r} dz_1 = \Omega + \ln \left[1 - \left(\frac{z}{l} \right)^2 \right] + \delta, \quad (10)$$

де $\Omega = 2 \ln \frac{2l}{d}$, а останній доданок визначається рівністю

$$\delta = \ln \left\{ \frac{1}{4} \left[\sqrt{1 + \left(\frac{d}{l-z} \right)^2} + 1 \right] \left[\sqrt{1 + \left(\frac{d}{l+z} \right)^2} + 1 \right] \right\}. \quad (11)$$

Підставляючи вираз (11) у (10), (9) і (8), знаходимо:

$$I_z = -\frac{j4\pi}{C\mu_0\Omega} \left(C_1 \cos\beta z + \frac{1}{2} U_A \sin\beta |z| \right) - \frac{1}{\Omega} \left\{ I_z \ln \left[1 - \left(\frac{z}{l} \right)^2 \right] + I_z \delta + \int_{-l}^l \frac{I_{z_1} e^{-j\beta r} - I_z}{r} dz_1 \right\}. \quad (12)$$

Аналізуючи вираз (12), доходимо висновку, що при $z = l$ (на кінці вібратора струм $I_z = 0$) він набирає вигляду

$$0 = -\frac{j4\pi}{C\mu_0\Omega} \left[C_1 \cos\beta z + \frac{1}{2} U_A \sin\beta l \right] - \frac{1}{\Omega} \int_{-l}^l \frac{I_{z_1} e^{-j\beta r_1}}{r_1} dz_1, \quad (13)$$

де $r_1 = \sqrt{(l-z_1)^2 + d^2}$.

Різниця правих частин (13) і (12) не дорівнює нулю, а отже, справджується така рівність:

$$I_z = -\frac{j4\pi}{C\mu_0\Omega} \left[C_1 (\cos\beta z - \cos\beta l) + \frac{U_A}{2} (\sin\beta |z| - \sin\beta l) \right] - \frac{1}{\Omega} \left\{ I_z \ln \left[1 - \left(\frac{z}{l} \right)^2 \right] + I_z \delta + \int_{-l}^l \frac{I_{z_1} e^{-j\beta r} - I_z}{r} dz_1 - \int_{-l}^l \frac{I_{z_1} e^{-j\beta r}}{r_1} dz_1 \right\}. \quad (14)$$

Розв'язавши інтегральне рівняння (14) відносно I_z методом послідовних ітерацій, визначимо розподіл струму на випромінювачі (закон зміни струму вздовж випромінювача):

$$I_z = \frac{jU_A}{60\Omega} \frac{\sin\beta(l-|z|) + \beta_1/\Omega}{\cos\beta l + \alpha_1/\Omega}, \quad (15)$$

де U_A — напруга джерела на вході вібратора; $|z|$ — абсолютне значення координати z .

Отримані результати є вихідними для другого етапу — розрахунку електромагнітного поля цифрового блока.

Етап 2-й. Розрахунок електромагнітного поля навколо шини живлення цифрового блока здійснюється за таким алгоритмом:

- ◆ моделювання вихідного кола (шини живлення цифрового блока);
- ◆ перетворення основних рівнянь електромагнітного поля на хвильові рівняння (рівняння Гельмгольца) за допомогою методу електродинамічних потенціалів;
- ◆ визначення векторного потенціалу \vec{A} з рівнянь Гельмгольца;
- ◆ визначення напруженості магнітного поля \vec{H} за відомим вектором \vec{A} .

Щоб спростити розв'язання, доцільно зробити такі припущення:

- елементарний електричний випромінювач виступає як модель тонкого провідника, уздовж якого протікає струм, змінюваний у часі за гармонічним законом [8];
- випромінювач зосереджується в ізотропному ідеальному ($\sigma = 0$) середовищі з параметрами μ_0 і ϵ_0 відповідно магнітної і діелектричної провідності;
- інших джерел електромагнітного поля у просторі навколо вібратора немає.

Розв'язання. Насамперед визначимо магнітну складову електромагнітного поля \vec{H} у кожній точці простору навколо елементарного випромінювача.

Для спрощення розрахунків припустимо ще й таке:

- 1) довжина елементарного випромінювача менша за довжину хвилі електромагнітного поля і розподіл струму вздовж випромінювача рівномірний ($l \ll \lambda$; $I(x) = \text{const}$);
- 2) діаметр провідника випромінювача значно менший за його довжину ($d \ll \lambda$);
- 3) відстань від елементарного випромінювача до точки спостереження набагато більша за довжину випромінювача ($r \gg \lambda$).

Із двох останніх припущень випливає, що відстань від кожної точки елементарного випромінювача до точки спостереження слід вважати однаковою.

Оскільки струм у випромінювачі змінюється за гармонічним законом, то для розв'язання поставленої задачі застосуємо метод комплексних амплітуд [8], вважаючи, що $i(t) = I_m e^{j\varphi} e^{j\omega t}$.

У такому разі шуканий вектор поля \vec{H} буде розв'язком основних рівнянь електромагнітного поля [7]:

$$\operatorname{rot} \vec{H} = \vec{\delta} + j\omega \varepsilon_0 \vec{E}, \operatorname{rot} \vec{E} = -j\omega \mu_0 \vec{H}, \operatorname{div} \vec{E} = \rho/\varepsilon_0, \operatorname{div} \vec{H} = 0. \quad (16)$$

Щоб спростити розв'язання рівнянь (16), перетворимо їх на хвильові рівняння та скористаємось методом електродинамічних потенціалів [10] для визначення векторного потенціалу \vec{A} з рівнянь Гельмгольца, а далі й напруженості \vec{H} магнітного поля.

Рівняння Гельмгольца [10] для вектора \vec{A} набирає вигляду

$$\nabla^2 \vec{A} + \beta^2 \vec{A} = -\mu_0 \vec{\delta},$$

де $\beta^2 = \omega^2 \mu_0 \varepsilon_0$.

У наведеному виразі інтегрування, здійснюване по довільному об'єму, в якому міститься точка спостереження, слід замінити інтегруванням по об'єму провідника випромінювача, оскільки в інших точках об'єму V джерел немає, тобто вважати, що V — об'єм випромінювача. Тоді дістанемо:

$$A_z = \frac{1}{4\pi} \int_V \frac{e^{-j\beta r}}{r} \mu_0 \delta_z dV.$$

Для прямокутної системи координат (випромінювач розташований в її початку і зорієнтований уздовж осі z) струм протікає тільки в напрямі осі провідника, а об'ємна густина струму має тільки одну складову — δ_z , як і вектор \vec{A} . Інтегрування по об'єму поділяється на інтегрування по площині перетину вібратора та інтегрування по його довжині:

$$A_z = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_l \frac{e^{-j\beta r}}{r} dl \int_S \delta_z ds.$$

Ураховуючи, що $\int_S \delta_z ds = 1$, а $\frac{e^{-j\beta r}}{r}$ — деяка стала, маємо:

$$A_z = \frac{\mu_0 I_l}{4\pi r} e^{-j\beta r}. \quad (17)$$

Оскільки вектор \vec{H} визначається за знайденим вектором \vec{A} зі співвідношення

$$\vec{H} = \frac{1}{\mu_0} \operatorname{rot} \vec{A},$$

то з урахуванням (17) знаходимо:

$$\vec{H} = \frac{1}{\mu_0} \operatorname{rot} \left(\frac{\mu_0 I_l}{4\pi r} e^{-j\beta r} \vec{z}^0 \right) = \frac{I_l}{4\pi} \operatorname{rot} \left(\frac{e^{-j\beta r}}{r} \vec{z}^0 \right).$$

Для полярної системи координат вектор \vec{H} має тільки одну складову за координатою φ (у площині, перпендикулярній до осі вібратора), тому як практичний розв'язок дістаємо:

$$\vec{H}_\varphi = \frac{I_l e^{-j\beta r}}{4\pi r^2} (1 + j\beta r) \sin \theta; \quad \vec{H}_r = 0; \quad \vec{H}_\theta = 0.$$

Аналіз здобутого рівняння показує, що амплітуда вектора напруженості магнітного поля досягає максимального значення у площині, яка проходить через центр вібратора перпендикулярно до його осі $\left(\theta = \frac{\pi}{2} \right)$.

Етап 3-й. Згідно з принципом суперпозиції [9; 11] визначаємо потужність випромінювання шини живлення за потужністю, яку випромінює у простір кожний елементарний випромінювач.

Розв'язання. Середню потужність випромінювання у простір елементарного вібратора за припущення, що той міститься в ідеальному середовищі, визначаємо як середній потік випромінювання через будь-яку замкнену поверхню навколо випромінювача:

$$P_{\text{в}} = \oint_S P_{\text{ср}} ds.$$

Як поверхню S розглянемо сферу з центром у початку координат.

Елемент поверхні у сферичній системі координат запишемо так:

$$ds = r^2 \sin \theta d\varphi \vec{r}^0. \quad (18)$$

Звідси знаходимо середню потужність випромінювання елементарного вібратора у простір:

$$P_{\text{в}} = \oint_S P_{\text{ср}} r^2 \sin \theta d\varphi \vec{r}^0.$$

Середнє значення вектора густини потоку енергії електромагнітної хвилі (вектор Пойтінга) за період коливань T набирає вигляду

$$P_{\text{ср}} = \frac{1}{T} \int_0^T \vec{P} dt = \frac{1}{T} \int_0^T E_\theta(t) H_\varphi(t) dt \vec{r}^0.$$

У даному випадку маємо:

$$P_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^T E_m H_m \cos^2 \left(\omega t - \beta r + \frac{\pi}{2} \right) dt \vec{r}^0 = \frac{E_m H_m}{2} \vec{r}^0 = \frac{E_m^2}{2z_c} \vec{r}^0,$$

де $z_c = E_m / H_m$ — характеристичний опір середовища,

$$z_c = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120\pi \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}};$$

$$E_m = H_m z_c = H_m \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = H_m 120\pi \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}}. \quad (19)$$

Вектор \vec{H} складової магнітного поля визначається так:

$$\vec{H} = \frac{I e^{-j\beta r}}{4\pi r^2} (1 + j\beta r) \sin\theta \vec{\varphi}^0.$$

Скалярне значення H_m набирає вигляду

$$H_m = \frac{I}{2\lambda r} \sin\theta. \quad (20)$$

Амплітуда напруженості електричного поля з урахуванням (19) і (20) згідно з виразом, наведеним у [10], визначається рівністю

$$E_m = \frac{120\pi I}{2\lambda r} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \sin\theta = \frac{60\pi I}{\lambda r} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \sin\theta.$$

Остаточно дістаємо потужність випромінювання елементарного випромінювача:

$$P_b = \frac{r^2}{240\pi} \int_0^{2\pi} d\varphi \int_0^\pi E_m^2 \sin\theta d\theta = \frac{r^2 60^2 \pi^2 I^2 l^2 \mu}{240\pi \lambda^2 r^2 \epsilon} \int_0^{2\pi} d\varphi \int_0^\pi \sin^3 \theta d\theta.$$

Аналіз здобутого виразу показує, що застосовуючи обмеження та враховуючи, що $\int_0^\pi \sin^3 \theta d\theta = \frac{4}{3}$ і $\int_0^{2\pi} d\varphi = 2\pi$, визначаємо потужність випромінювання елементарного випромінювача в такому вигляді:

$$P_b = \frac{r^2 60^2 \pi^2 I^2 l^2 \mu}{240\pi \lambda^2 r^2 \epsilon} 2\pi \frac{4}{3} = 40 \left(\frac{\pi I l}{\lambda} \right)^2 \frac{\mu}{\epsilon}.$$

Висновки

Здобуто розрахункові співвідношення для визначення потужності випромінювання провідника в разі безконтактного індукційного методу контролю технічного стану цифрового блока, які підтверджують можливість отримання діагностичного сигналу. Використання запропонованого методу дозволяє побудувати універсальні автоматизовані системи діагностування РЕО із заданими показниками якості за незначних економічних витрат, забезпечуючи водночас такі переваги:

- спрощення технічної реалізації цифрових блоків завдяки усуненню додаткових вихідних контактів та контрольних точок для діагностування;
- відсутність впливу пристрою діагностування на роботу цифрового блока, що підвищує надійність останнього;
- можливість застосування методу для контролю технічного стану проєктованих і експлуатованих блоків як аналогового, так і цифрового устаткування;
- скорочується час діагностування зі збереженням загальної тенденції до підвищення його ефективності.

Напрямок подальшого дослідження полягає в розробці узагальненої структури універсальної автоматизованої системи контролю технічного стану РЕО, яка дозволяла б визначати технічний стан цифрового блока з точністю до радіоелектронного компонента завдяки використанню безконтактного індукційного методу.

Література

1. Шкуліна, П. А. Основні напрямки розвитку автоматизованих систем технічного діагностування об'єктів радіоелектроніки / П. А. Шкуліна // Вісник Хмельницьк. нац. ун-ту: техн. науки. — 2012. — № 6. — С. 192–194.
2. Проблема розробки інформаційних технологій для побудови автоматизованих систем технічного діагностування радіоелектронної техніки: зб. наук. праць ВІКНУ / [В. В. Кузавков, Л. О. Ряба, В. О. Савран, Л. В. Солодєєва]. — 2014. — Вип. № 47. — С. 38–44.

3. Zherdev, M. K. *Ways and methods of efficiency increasing of the independent automated test systems of radio-electronic devices* / M. K. Zherdev, B. P. Kredentser, V. V. Kuzavkov // *National Aviation University Electronics and Control Systems*.— 2014.— № 4(42). — С. 150–154.

4. Кузавков, В. В. *Діагностична модель р-п (п-р) переходу для методу власного випромінювання* / В. В. Кузавков, Г. І. Гайдур, С. О. Серых // *Телекомунікаційні та інформаційні технології*.— 2015.— № 1.— С. 39–43.

5. *Безконтактний індукційний метод діагностування радіоелектронних блоків: зб. наук. праць ВІКНУ* / [В. В. Вишнівський, М. К. Жердєв, Б. П. Креденцер та ін.].— 2013.— Вип. № 43.— С. 17–23.

6. Цибизов, К. Н. *Военные линии радиосвязи и антенные устройства: учеб. пособие* / К. Н. Цибизов, С. Г. Пасечник.— К.: КВВИУС, 1987.— С. 80–83.

7. Антонец А. Б. *Функциональный анализ и интегральные уравнения* / А. Б. Антонец, Я. В. Радыно.— М.: Изд-во «Университетское», 1984.

8. Глухов, С. І. *Удосконалений електромагнітний метод визначення роботоздатності цифрових типових елементів заміни: зб. наук. праць ВІТІ НТУУ КПІ* / С. І. Глухов, П. П. Попов, О. В. Жердєва.— 2011.— № 1.— С. 48–53.

9. Ленков, С. В. *Обґрунтування способу зняття діагностичної інформації для електромагнітного методу діагностування радіоелементів у складі радіоелектронних пристроїв* / С. В. Ленков, П. А. Шкуліпа // *Наука і техніка Повітряних сил Збройних сил України: системний аналіз*.— 2012.— Вип. 3(9).— С. 137–139.

10. Цибизов, К. Н. *Военные линии радиосвязи и антенные устройства: учеб. пособие* / К. Н. Цибизов, С. Г. Пасечник.— К.: КВВИУС, 1987.— 194 с.

11. *Загальний підхід до формалізованого подання пристроїв радіоелектронних засобів озброєння для діагностування електромагнітним методом* / [П. А. Шкуліпа, М. К. Жердєв, С. В. Ленков, О. В. Карпенко] // *Системи озброєння і військова техніка*.— 2012.— Вип. 4(42).— С. 187–190.

Рецензент: доктор техн. наук, професор **В. В. Вишнівський**, Державний університет телекомунікацій, Київ.

V. V. Kuzavkov, G. I. Haydur, S. A. Serых, E. V. Redzyuk

БЕСКОНТАКТНЫЙ ИНДУКЦИОННЫЙ МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ ТЕХНИЧЕСКОГО СОСТОЯНИЯ ЦИФРОВОГО БЛОКА: РАСЧЕТ МОЩНОСТИ ИЗЛУЧЕНИЯ ПРОВОДНИКА

Рассмотрены особенности применения нового бесконтактного метода диагностирования технического состояния радиоэлементов в составе цифровых радиоэлектронных блоков, позволяющих определять техническое состояние контролируемого блока с точностью до радиоэлектронного компонента.

Ключевые слова: диагностические данные; бесконтактный индукционный метод; радиоэлектронный компонент.

V. Kuzavkov, G. Haydur, S. Sierykh, E. Redzyuk

CONTACTLESS INDUCTIVE METHOD OF DETERMINING THE TECHNICAL CONDITION OF THE DIGITAL BLOCK: CALCULATION OF RADIATION POWER CONDUCTOR

The article deals with improved calculation power radiation conductor as necessary conditions for the use of contactless inductive method of determining the technical condition of the digital block for diagnostic data for modern systems of technical diagnostics. Analysis methods for condition monitoring of radioactive consisting of analogue and digital radio-electronic blocks revealed a number of significant deficiencies characteristic methods find use in diagnostics system.

This is consequence to the fact that existing approaches to developing diagnostic systems do not meet modern requirements of today are outdated, limited by parameters and require additional modifications REE.

The paper proposed a new method for calculating the radiation power conductor which is based on contactless inductive method of determining the technical state of the digital block. This allows the research and development of new principles and methods of constructing universal automated control systems technical condition of REE that allow to determine the technical condition of the accuracy of electronic component with relatively small economic costs of a given quality indicators. Because the essence of the method is that the diagnostic parameter-bus signal from digital block power contactless sensor is removed, and the change in the parameters of the current bus power when receiving the input of digital block diagnostic test causes a change in the magnetic field around the conductor component and accordingly, changing magnetization current then used unconventional diagnostic signal blocks common to all types. Availability of the signal at the output of the sensors are controlled by operation state of the digital block can be both a verification and the executive.

A special feature is application method on the basis of calculations can not only monitor the status of the block, and reveal and REC, which he refused to work.

Keywords: diagnostic data; contactless inductive method; electronic components.