

ЗАСОБИ ВИМІРЮВАНЬ ЕЛЕКТРИЧНИХ ТА МАГНІТНИХ ВЕЛИЧИН

УДК 621.317

ЕЛЕКТРИЧНА СХЕМА ЗАМІЩЕННЯ ЧОТИРИКУТНОГО СКІНЧЕНОГО ЕЛЕМЕНТА

© Михайло Дорожовець, 2003

Національний університет “Львівська політехніка”, кафедра “Інформаційно-вимірювальні технології”,
вул. С. Бандери, 12, 79013, Львів, Україна,
Ряшівська політехніка, кафедра “Метрологія та вимірювальні системи”,
вул. В.Поля, 2, 35-959, Ряшів, Польща

Досліджено методику побудови електричної схеми заміщення чотирикутного скінченного елемента, наведено отримані залежності значень параметрів дискретних елементів схеми заміщення від форми елемента та значення електричної провідності на ньому.

Исследовано методику построения электрической схемы замещения четырехугольного конечного элемента, приведены полученные зависимости значений параметров дискретных элементов схемы замещения от формы элемента и значений проводимости на нем.

In the article the method of the construction of equivalent electrical circuit of an quadrangular finite element is analysed, the dependences of parameters value of the discrete elements of equivalent circuit from configuration finite element and its conductivity are shown.

Вступ. Електричну томографію використовують для визначення просторового розподілу електричної провідності, діелектричної проникності та інших пов'язаних з ними величин всередині досліджуваного об'єкта, застосовуючи результати вимірювань електричних величин на поверхні об'єкта за його зовнішнього збудження [1–3].

Для провідного середовища польова задача електричної томографії може бути описана законом Ома у диференціальній формі [4]

$$\begin{aligned} \mathbf{J}(x, y) &= \gamma(x, y) \cdot \mathbf{E}(x, y) = \\ &= -\gamma(x, y) \mathbf{grad} \varphi(x, y) \end{aligned} \quad (1)$$

де шуканою величиною є розподіл провідності $\gamma(x, y)$ (тут $\mathbf{J}(x, y)$ – вектор густини струму на межі досліджуваного середовища; $\mathbf{E}(x, y)$ – вектор напруженості електричного поля). Вигляд цього рівняння не зміниться, якщо замість об'єкта з шуканим розподілом провідності $\gamma(x, y)$ буде досліджуватися об'єкт з розподілом діелектричної проникності $\epsilon(x, y)$ чи навіть з комплексною провідністю $\gamma(x, y) + j\omega\epsilon(x, y)$ (де ω – частота збуджувального струму).

Тому результати (отримувані для провідного об'єкта) повною мірою можуть бути використані для об'єктів з шуканими розподілами діелектричної проникності та комплексної провідності.

Загалом для неоднорідного розподілу шуканого параметра ця задача не має прямого розв'язання, тому, щоб її розв'язати, здійснюють апроксимацію електричного поля (як провідності $\gamma(x, y)$, так і потенціалу $\varphi(x, y)$) всередині об'єкта методом скінченних елементів [5–9].

Існує багато програмних пакетів для розв'язування польових задач різної фізичної природи з використанням методу скінченних елементів, наприклад, наведених у [8]. Однак такі програми ефективні для розрахунку просторового розподілу потенціалу та його градієнта всередині об'єкта. Але з погляду томографії, метою якої є визначення не розподілу електричного поля, а розподілу провідності (діелектричної проникності тощо), такі програми не є повною мірою ефективними. Зокрема, це зумовлено тим, що доступними для вимірювання є електричні величини лише на зовнішній поверхні об'єкта, а не всередині нього.

Тому виникає проблема створення алгоритмів та програм для розв'язування томографічних задач, у яких, з одного боку, був врахований основний принцип електричної томографії – використання результатів вимірювань величин лише ззовні об'єкта, і, з іншого боку, повною мірою були враховані електричні властивості об'єкта.

Цю проблему можна успішно вирішити, перенісши задачі електричної томографії з площини чистої обчислювальної математики на площину задач теоретичної електротехніки. Використовуючи ефективні методи аналізу електричних кіл із зосереджених елементів, можна врахувати важливі теореми та методи, які відповідають структурі досліджуваного об'єкта [4]. У статті наведено результати створення заступної електричної схеми з дискретних елементів, яка є повністю адекватною схемі апроксимації чотирикутними скінченними елементами. Подібна задача, яка стосується апроксимації трикутними скінченними елементами при різних апроксимаційних функціях, розв'язана у [6, 9]. Однак апроксимація чотирикутними елементами має певні особливості, зокрема, вона є найпридатніша для об'єктів прямокутної форми, крім того, за однакової кількості вузлів апроксимації чотирикутні елементи є точнішими, ніж два прилеглі трикутні елементи, які утворюють такий самий чотирикутник.

Отже, виникає необхідність виконання досліджень, основною метою яких є:

- встановлення залежностей значень параметрів дискретних електричних елементів від параметрів чотирикутних скінченних апроксимаційних елементів та їх часткових різновидів;
- створення засад будови структур схем заміщення апроксимацій чотрикутними елементами.

Математична модель параметрів дискретних елементів при апроксимації чотирикутними елементами. Результатом апроксимації польової задачі методом скінченних елементів є так звана характеристична матриця, коефіцієнти якої пов'язують вузлові потенціали φ_i з параметрами розподілу провідності $\gamma(x,y)$ всередині конкретного елемента [5, 6, 9]. Щоб визначити ці коефіцієнти із використанням чотирикутних скінченних елементів, застосуємо відомий метод [7]. У провідному середовищі виділимо чотирикутний елемент $KLMN$ довільної форми із товщиною провідного шару d (рис. 1, а). Чотирикутний елемент

характеризується чотирма незалежними параметрами. Тому якщо потенціали у вказаних вершинах чотирикутника дорівнюють відповідно $\varphi_k, \varphi_l, \varphi_m, \varphi_n$, а значення провідності елемента приймемо приблизно сталим γ_e , то на чотирикутному елементі можна задати білінійну апроксимацію розподілу потенціалу $\varphi_{klmn}(x,y)$ з чотирма коефіцієнтами, яку у формі Лагранжа [7] можна подати залежністю

$$\varphi_{klmn}(\xi, \eta) = \varphi_k U_k(\xi, \eta) + \varphi_l U_l(\xi, \eta) + \varphi_m U_m(\xi, \eta) + \varphi_n U_n(\xi, \eta), \quad (2)$$

де

$$U_i(\xi, \eta) = a_{0i} + a_{1i}\xi + a_{2i}\eta + a_{3i}\xi\eta -$$

апроксимаційні функції у новій системі координат η, ξ , вибраній згідно із залежністю

$$\begin{aligned} x &= x_k + (x_m - x_k)\xi + (x_l - x_k)\eta; \\ y &= y_k + (y_m - y_k)\xi + (y_l - y_k)\eta, \end{aligned} \quad (3)$$

Внаслідок переходу до нової системи координат трикутник KLM з вершинами в точках $(x_k, y_k); (x_l, y_l); (x_m, y_m)$ перетворюється у трикутник з вершинами $(0, 0); (0, 1)$ і $(1, 0)$ а вершина $N(x_n, y_n)$ переходить у точку $N(\xi_n, \eta_n)$ (рис. 1, б), причому $\xi_n = S_{kln}/S_{klm}$; $\eta_n = S_{kmn}/S_{klm}$ (де $S_{kln}, S_{klm}, S_{kmn}$ – площі відповідних трикутників). Нормована система координат (η, ξ) застосована, щоб спростити обчислення коефіцієнтів характеристичної матриці.

Характеристичну матрицю скінченного елемента знаходять з умови мінімуму його внутрішньої енергії, а для стаціонарних умов – з мінімуму повної потужності [7]

$$\begin{aligned} \frac{dP}{d\varphi_j} &= 2d \sum_i \varphi_i \iint_{\Omega} \gamma(x, y) [U'_{jx} U'_{ix} + U'_{jy} U'_{iy}] d\Omega = \\ &= \sum_i \varphi_i \chi_{ij} = 0, \end{aligned} \quad (4)$$

де

$$\chi_{ij} = 2d \iint_{\Omega} \gamma(x, y) [U'_{jx} U'_{ix} + U'_{jy} U'_{iy}] d\Omega \quad (5)$$

шукані коефіцієнти характеристичної матриці.

З урахуванням (2) та (3) вираз (5) для розрахунку значень коефіцієнтів χ_{ij} набуває вигляду

$$\chi_{ij} = 2d \int_a^b \int_0^{\xi(\eta)} \gamma(\xi, \eta) \left[\begin{aligned} &(ctg\alpha_k + ctg\alpha_l) \frac{dU_i}{d\xi} \frac{dU_j}{d\xi} - \\ &- ctg\alpha_k \left(\frac{dU_i}{d\xi} \frac{dU_j}{d\eta} + \frac{dU_l}{d\eta} \frac{dU_j}{d\xi} \right) + \\ &+ (ctg\alpha_k + ctg\alpha_m) \frac{dU_i}{d\eta} \frac{dU_j}{d\eta} \end{aligned} \right] d\eta d\xi, \quad (6)$$

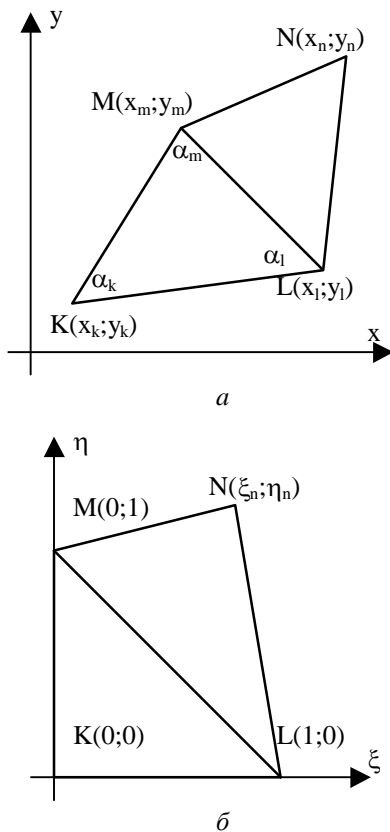


Рис. 1. Чотирикутний скінченний елемент

де $\alpha_k, \alpha_l, \alpha_m$ – відповідні кути трикутника KLM , а межі інтегрування становлять:

$$a = 0, b = \xi_n, 0 \leq \xi \leq \xi_n; a = \xi_n, b = 1, \xi_n \leq \xi \leq 1;$$

$$f(\xi) = 1 + \xi(\eta_n - 1)/\xi_n, 0 \leq \xi \leq \xi_n;$$

$$(\xi) = \eta_n(\xi - 1)/(\xi_n - 1), \xi_n \leq \xi \leq 1.$$

У табл. 1 наведено білінійні апроксимаційні функції потенціалу та їх похідні. Прийнято, що провідність елемента апроксимована сталим значенням $\chi(\xi, \eta) = \gamma_e$.

Таблиця 1

Апроксимаційні функції та їх похідні чотирикутного елемента

	$U_i(\xi, \eta)$	$U'_{i\xi}$	$U'_{i\eta}$
K	$1 - \xi - \eta - (1 - \xi_n - \eta_n)\xi\eta/\xi_n\eta_n$	$-1 - (1 - \xi_n - \eta_n)\eta/\xi_n\eta_n$	$-1 - (1 - \xi_n - \eta_n)\xi/\xi_n\eta_n$
L	$U_l(\xi, \eta) = (1 - \eta/\eta_n)\xi$	$1 - \eta/\eta_n$	$-\xi/\eta_n$
M	$U_m(\xi, \eta) = (1 - \xi/\xi_n)\eta$	$-\eta/\xi_n$	$1 - \xi/\xi_n$
N	$U_n(\xi, \eta) = \xi\eta/\xi_n\eta_n$	$\eta/\xi_n\eta_n$	$\xi/\xi_n\eta_n$

Підставивши у (6) відповідні похідні апроксимаційних функцій з табл. 1 і виконавши інтегрування для всіх індексів i та j , отримаємо симетричну характеристичну матрицю чотирикутного скінченного елемента, яка для загального та часткових випадків подана у табл. 2–5. Для економії місця матриця для загального чотирикутного елемента записана у скороченій формі (табл. 2), тобто без розміщення її коефіцієнтів згідно з вершинами чотирикутника, як це зроблено для паралелограма (табл. 3), прямокутника (табл. 4) та квадрата (табл. 5). Як бачимо з наведених результатів, значення коефіцієнтів цих матриць залежать лише від значення провідності елемента та від значень кутів і відносного положення четвертої вершини і не залежать від абсолютних розмірів чотирикутного елемента.

Таблиця 2

Коефіцієнти характеристичної матриці узагальненого чотирикутного скінченного елемента

χ_{ij}	$\times [d\gamma_e / 12\eta_n^2\xi_n^2]$
χ_{KL}	$ctg(k)\xi_n(\xi_n + \eta_n)((\eta_n^2 - \xi_n^2)(\xi_n + \eta_n - 2) - 2\xi_n + 1) + ctg(l)\xi_n(\eta_n^4 - \eta_n^3 + \xi_n - \xi_n^2 - 2\eta_n\xi_n(\eta_n^2 + 1) - 3\eta_n\xi_n^2(\eta_n - 1)) + ctg(m)\xi_n(\eta_n - \eta_n^2 + \xi_n^3 - \xi_n^4 + \eta_n^2\xi_n(\xi_n + 1))$
χ_{KM}	$ctg(k)\eta_n(\xi_n + \eta_n)((\xi_n^2 - \eta_n^2)(\xi_n + \eta_n - 2) - 2\eta_n + 1) + ctg(l)\eta_n(\xi_n - \xi_n^2 + \eta_n^3 - \eta_n^4 + \xi_n^2\eta_n(\eta_n + 1)) + ctg(m)\eta_n(\xi_n^4 - \xi_n^3 + \eta_n - \eta_n^2 - 2\xi_n\eta_n(\xi_n^2 + 1) - 3\xi_n\eta_n^2(\xi_n - 1))$
χ_{KN}	$ctg(k)((\eta_n^2 - \xi_n^2)^2 - (\eta_n + \xi_n)(1 - 2\eta_n\xi_n) - 2(\eta_n^3 - \eta_n^2 + \xi_n^3 - \xi_n^2)) + ctg(l)(\eta_n^4 - \eta_n^3 + \xi_n^2 - \xi_n - \eta_n\xi_n^2(\eta_n + 1)) + ctg(m)(\xi_n^4 - \xi_n^3 + \eta_n^2 - \eta_n - \xi_n\eta_n^2(\xi_n + 1))$
χ_{LM}	$ctg(k)\xi_n\eta_n((\xi_n + \eta_n)(1 - 4\eta_n\xi_n - \eta_n^2 - \xi_n^2) + (\eta_n - \xi_n)^2) - ctg(l)\xi_n\eta_n(\eta_n^3 + \xi_n(\eta_n^2 + \eta_n - 1)) - ctg(m)\xi_n\eta_n(\xi_n^3 + \eta_n(\xi_n^2 + \xi_n - 1))$
χ_{LN}	$ctg(k)\xi_n(\xi_n + \eta_n)(\eta_n^2 - \eta_n - \xi_n^2 + \xi_n - 1) + ctg(l)\xi_n(\eta_n^3 + \xi_n(\eta_n^2 + \eta_n - 1)) - ctg(m)\xi_n(\xi_n^3 + \eta_n(\xi_n^2 + \xi_n + 1))$
χ_{MN}	$ctg(k)\eta_n(\xi_n + \eta_n)(\xi_n^2 - \xi_n - \eta_n^2 + \eta_n - 1) - ctg(l)\eta_n(\eta_n^3 + \xi_n(\eta_n^2 + \eta_n + 1)) + ctg(m)\eta_n(\xi_n^3 + \eta_n(\xi_n^2 + \xi_n - 1))$

Таблиця 3

Характеристична матриця паралелограма ($\xi_n = \eta_n = 1$)

		K	L	M	N
K	$\gamma_e d/6$	$ctg(\alpha_k) + 2ctg(\alpha_l) + 2ctg(\alpha_m)$	$-ctg(\alpha_k) - 2ctg(\alpha_l) + ctg(\alpha_m)$	$-ctg(\alpha_k) + ctg(\alpha_l) - 2ctg(\alpha_m)$	$ctg(\alpha_k) - ctg(\alpha_l) - ctg(\alpha_m)$
L		$-ctg(\alpha_k) - 2ctg(\alpha_l) + ctg(\alpha_m)$	$7ctg(\alpha_k) + 2ctg(\alpha_l) + 2ctg(\alpha_m)$	$-5ctg(\alpha_k) - ctg(\alpha_l) - ctg(\alpha_m)$	$-ctg(\alpha_k) + ctg(\alpha_l) - 2ctg(\alpha_m)$
M		$-ctg(\alpha_k) + ctg(\alpha_l) - 2ctg(\alpha_m)$	$-5ctg(\alpha_k) - ctg(\alpha_l) - ctg(\alpha_m)$	$7ctg(\alpha_k) + 2ctg(\alpha_l) + 2ctg(\alpha_m)$	$-ctg(\alpha_k) - ctg(\alpha_l) + ctg(\alpha_m)$
N		$ctg(\alpha_k) - ctg(\alpha_l) - ctg(\alpha_m)$	$-ctg(\alpha_k) + ctg(\alpha_l) - 2ctg(\alpha_m)$	$-ctg(\alpha_k) - ctg(\alpha_l) + ctg(\alpha_m)$	$ctg(\alpha_k) + 2ctg(\alpha_l) + 2ctg(\alpha_m)$

Таблиця 4

Характеристична матриця прямокутника ($\xi_n = \eta_n = 1$, $\alpha_k = \pi/2$, a, b – довжини сторін $ctg(\alpha_l) = a/b$, $ctg(\alpha_m) = b/a$)

		K	L	M	N
K	$\gamma_e d/6$	$2(a/b + b/a)$	$-(2a/b - b/a)$	$-(a/b + b/a)$	$-(2b/a - a/b)$
L		$-(2a/b - b/a)$	$2(a/b + b/a)$	$-(2b/a - a/b)$	$-(a/b + b/a)$
M		$-(a/b + b/a)$	$-(2b/a - a/b)$	$2(a/b + b/a)$	$-(2a/b - b/a)$
N		$-(2b/a - a/b)$	$-(a/b + b/a)$	$-(2a/b - b/a)$	$2(a/b + b/a)$

Таблиця 5

Характеристична матриця квадрата ($\xi_n = \eta_n = 1$, $\alpha_k = \pi/2$, $a = b$)

		K	L	M	N
K	$\gamma_e d/6$	4	-1	-2	-1
L		-1	4	-1	-2
M		-2	-1	4	-1
N		-1	-2	-1	4

Схеми заміщення чотирикутного скінченного елемента

Аналізуючи значення та розміщення коефіцієнтів характеристичних матриць скінчених елементів (табл. 1–5), можна зауважити, що структура цих матриць повністю ідентична до структури матриці системи рівнянь методу вузлових потенціалів електричної схеми, яка має чотири вузли [4]. З цього випливає, що

скінченному чотирикутному елементу відповідає повна електрична схема зі з'єднаних у чотирикутник шести дискретних провідностей (рис. 2). Для прикладу у табл. 6 наведена матриця методу вузлових потенціалів для повного чотирикутника, яка відповідає електричному колу на рис.2.

Таблиця 6

Матриця методу вузлових потенціалів узагальненого чотирикутного елемента

	K	L	M	N
K	$G_{kl} + G_{kn} + G_{km}$	$-G_{kl}$	$-G_{km}$	$-G_{kn}$
L	$-G_{kl}$	$G_{kl} + G_{lm} + G_{ln}$	$-G_{lm}$	$-G_{ln}$
M	$-G_{km}$	$-G_{lm}$	$G_{km} + G_{ml} + G_{mn}$	$-G_{mn}$
N	$-G_{kn}$	$-G_{ln}$	$-G_{mn}$	$G_{kn} + G_{ln} + G_{mn}$

Порівнюючи матриці у табл. 2–5 з матрицею у табл. 6, бачимо, що коефіцієнти, які лежать збоку від головної діагоналі матриці скінченного елемента з протилежним знаком, можна трактувати як міжвузлові провідності G_{ij} ($G_{ij} = -\gamma_e d \chi_{ij} \cdot C_e$, де C_e – сталий коефіцієнт, значення якого залежить лише від форми елемента).

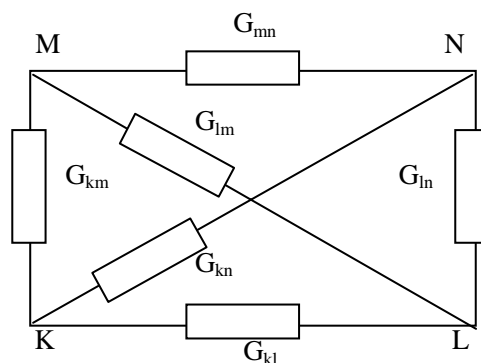


Рис. 2. Електрична схема заміщення узагальненого чотирикутного елемента

З аналізу табл. 6 випливає, що можливість реалізації заступної схеми неперервного чотирикутного скінченного елемента лише з пасивних дискретних елементів можна забезпечити, якщо всі значення позадіагональних коефіцієнтів характеристичних матриць будуть від'ємними. Як бачимо з даних табл. 2–5, виконання цієї умови повністю визначається лише геометрією елемента (кутами та відносним розташуванням четвертої вершини). На практиці широко викорис-

товують прямокутні елементи з довжинами сторін a та b , характеристична матриця яких подана у табл. 4. Щоб всі заступні провідності такого елемента були додатними (пасивні елементи), необхідне виконання умов

$$-2\frac{a}{b} + \frac{b}{a} < 0, \quad \text{і} \quad -2\frac{b}{a} + \frac{a}{b} < 0, \quad (7)$$

з яких отримуємо нерівність для співвідношення сторін прямокутного елемента

$$\frac{1}{\sqrt{2}} < \frac{a}{b} < \sqrt{2}. \quad (8)$$

Це означає, що форма чотирикутного скінченного елемента повинна бути близькою до квадратної. Зокрема, для квадратного скінченного елемента ($\alpha_k = \pi/2$, $a=b$) значення параметрів елементів заступної схеми наведено у табл. 6, а значення заступних провідностей вздовж сторін квадрата дорівнюють одне одному і становлять $G_c = \gamma_e d/6$, а вздовж діагоналей вони удвічі більші $G_o = 2\gamma_e d/6 = 2G_c$.

Зауважимо, що для прямокутного скінченного елемента заступна провідність G_o навпроти прямого кута – вздовж діагоналі не дорівнює нулеві, а пропорційна до відношення довжин сторін елемента $G_o = (\gamma_e d/6)(a/b + b/a)$. З такого погляду апроксимація прямокутними скінченими елементами є кращою за апроксимацію двома прилеглими прямокутними трикутними елементами, для яких значення провідності навпроти прямого кута дорівнює нулеві [6,9].

Замінюючи кожен скінченний елемент повністю відповідною йому електричною схемою з дискретних елементів, отримуємо багатовузлову та багатоконтурну електричну схему, структура якої залежить лише від кількості скінчених елементів. На рис.3 для прикладу наведено еквівалентну електричну схему апроксимації провідного середовища 89-ма зосередженими елементами, яка відповідає апроксимації 20-ма прямокутними скінченими елементами. На стику сусідніх апроксимаційних елементів значення еквівалентних провідностей (комплексних провідностей) такої електричної сітки дорівнює сумі провідностей вздовж відповідних сторін цих елементів.

Отже, задачі електричної томографії у формі апроксимації електричного поля всередині досліджуваного об'єкта просторово неперервними скінченими елементами на основі еквівалентних схем трансформуються у задачі електричних кіл із зосереджених елементів.

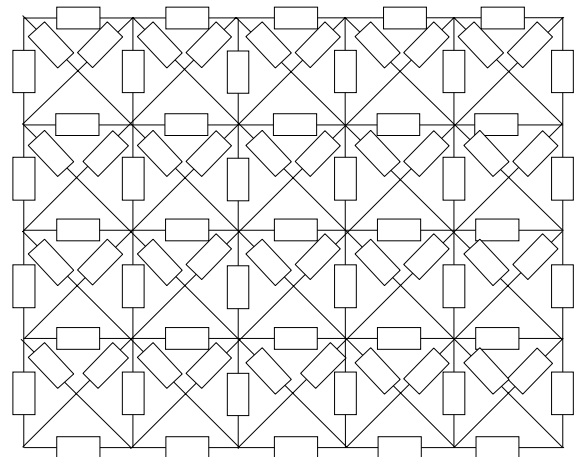


Рис. 3. Еквівалентна електрична схема апроксимації провідного середовища 89-ма зосередженими елементами, яка відповідає апроксимації 20-ма прямокутними скінченими елементами

Висновки

- Характеристичні матриці та схеми заміщення скінчених елементів необхідні для формування матриць систем рівнянь, які описують пряму задачу електричної томографії.
- Коефіцієнти цих матриць залежать лише від форми елементів та шуканої провідності і не залежать від абсолютних розмірів елементів.
- Чотирикутному скінченному елементу відповідає однозначна електрична схема з чотирма вузлами, які з'єднані попарно за допомогою шести зосереджених елементів.
- Скінченному елементу зі сталою апроксимацією провідності завжди можна надати таку форму, щоб відповідну схему заміщення можна було збудувати лише з пасивних елементів.

1. Seagar A.D., Barber D.C., Brown B.H. *Electrical Impedance Imaging // IEE Proceedings. Vol.134, Pt. A, No 2, February 1987. P.201–209.* 2. Dickin F.J., Zhao X.J., Abdulach M.Z. and others. *Tomographic Imaging of Industrial Process Equipment Using Electrical Impedance Sensors. Sensors VI: Technology, Systems and Applications. Proceedings of the 5-th Conference on Sensors and their Applications. Bristol, Philadelphia and New York. 1991. P. 215–220.* 3. Дорожжовець М.М. *Фізичні принципи побудови виміррювальних томографічних систем для промислового застосування // Виміррювальна техніка та метрологія. – 1996. – Вип. 52. – С. 113–121.* 4. Бессонов А.П. *Теоретические*

основы электротехники. – М., 1978. 5. Khan S.H., Abdullah F. Validation of Finite Element Modeling of Multielectrode Capacitive System for Process Tomography Flow Imaging. Tomographic techniques. – 1993. – P. 63–73. 6. Дорожовець М.М., Федорчук А.А., Петровська І.Р. Математичні засади прямої задачі томографії провідності // Вісн. ДУ "Львівська політехніка". – № 324. – С. 43–51. 1998. 7. Сергиенко І., Скопецкий В.,

Дейнека В. Исследования в неоднородных средах. – К., 1992. 8. Field Analysis Translator (FAT). Reference Manual and User Guide. V.3.41, 1994. 9. Дорожовець М.М., Ковальчик А. Характеристична матриця трикутного елемента при параболічній апроксимації потенціалу та лінійній апроксимації провідності // Вісн. ДУ "Львівська політехніка". 2001. – № 420. – С. 3–12.

УДК 621.317.73

ВИМІРЮВАЧ ПАРАМЕТРІВ ІМІТАНСУ БАГАТОЕЛЕМЕНТНИХ ДВОПОЛЮСНИКІВ

© Євген Походило, 2003

Національний університет "Львівська політехніка", кафедра "Метрологія, стандартизація та сертифікація",
вул. С. Бандери, 12, 79013, Львів, Україна

Розглядається узагальнений підхід до побудови універсальних вимірювальних засобів вимірювання параметрів імітансних первинних перетворювачів. Наведено схеми аналогових перетворювачів імітансу.

Рассматривается обобщенный подход к построению универсальных измерительных средств измерения параметров иммитансных первичных преобразователей. Приведены схемы аналоговых преобразователей иммитанса.

Computer using primary immitance transducer all-purpose measuring instruments universal way designing is described. The immitance analog transducer structures are proposed.

Вступ. Засоби вимірювання імітансу, які випускалися та випускаються сьогодні в Україні, орієнтовані, переважно, на вимірювання параметрів одно- та двоелементних двополюсників. Тобто вони можуть застосовуватися для вимірювання параметрів двополюсників, що подаються одно- або двоелементною схемою заміщення. Зумовлено це тим, що за винятком декількох моделей вимірювачів, переважно мостів змінного струму (P5016, P5085), вони працюють на одній фіксованій частоті (Ф4320, Е7–13, ЦК 4800, ЦК4801, АК–121, P5079 тощо). Останнім часом сфера застосування вимірювальних засобів імітансу засобів значно розширилася. Це можливо завдяки новій елементній базі, яка дає змогу по-новому проектувати проблемно-орієнтовані засоби вимірювання [1], та впровадженню електричних методів вимірювання параметрів різноманітних об'єктів контролю [2, 3, 4]. Особливо потребують вдосконалення вимірювальні засоби параметрів багатоелементних двополюсників, якими можуть подаватися об'єкти контролю як електричної, так і неелектричної природи [5, 6].

Оскільки діапазон зміни вимірюваних параметрів об'єктів та їх характер (ємнісний чи індуктивний) залишаються визначальними у розробленні таких засобів, то доцільним є вдосконалення схемотехнічних рішень, що це забезпечить.

Аналіз відомих способів та технічних рішень. Розробляючи універсальний вимірювальний засіб імітансу, а саме такий, що поєднує вимірювачі параметрів ємнісних та індуктивних об'єктів, використовують одну структуру векторного перетворювача. Режим роботи змінюють перемикачами, які є елементами вимірювального кола ВП [7]. Широкий діапазон вимірювання низькоомні об'єкти переважно забезпечують у режимі вимірювання опору, а високоомні – у режимі вимірювання провідності [8]. Це, знов-таки, вимагає введення у вимірювальне коло перетворювача комутувальних елементів. Як у першому, так і в другому випадках це призводить до збільшення похибок вимірювання. Зменшення таких похибок досягається за допомогою використання високоякісних комутувальних пристроїв [9] або застосування спеціальних схемо-