

I. ЕЛЕКТРОТЕХНІКА

УДК 621.3:681.326

СТРУКТУРНО-АЛГОРИТМІЧНІ МЕТОДИ КОРЕКЦІЇ ПОХИБОК ПЕРЕТВОРЕНЬ ПАРАМЕТРІВ ЕЛЕМЕНТІВ ЗАМКНЕНИХ КІЛ

Роїк О.М., к. т. н., доцент, Арсенюк І. Р., к. т. н., доцент, Месюра В. І. к. т. н., доцент
Вінницький державний технічний університет

Предложен комбинированный метод коррекции мультипликативной составляющей погрешности преобразования параметров пассивных двухполюсников в составе сложных электрических цепей. Данный метод предполагает комбинацию методов замещения и мультипликативного метода повышения точности преобразования на основе итерационной обратной связи.

Запропоновано комбінований метод корекції мультиплікативної складової похибки перетворень параметрів пасивних двополісників в складних електричних колах. Даний метод передбачає комбінування методів заміщення і мультиплікативного методу підвищення точності перетворень на основі ітераційного зворотного зв'язку.

STRUCTURAL-ALGORITHMIC METHODS OF AN ERROR CORRECTION OF TRANSFORMATIONS OF PARAMETERS ELEMENTS IN THE CLOSED CIRCUITS

Roik A. M., Mesyura V. I., Arsenyuk I. R.

The combined method of correction of a multiplicative error of passive two-poles parameters transformation in the complex electrical circuits is offered. The given method assumes a combination of replacement methods and multiplicative method increase accuracy of transformation on the basis of an iterative feedback.

ВХІДНІ ПЕРЕДУМОВИ І ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

В інформаційно-вимірювальній техніці досить актуальною є задача визначення параметрів складних об'єктів. Застосування традиційних методів та засобів вимірювання параметрів двополісних кіл не дають достатньо повної інформації про технічний стан досліджуваних об'єктів. Тому виникає необхідність розробки пристроїв для вимірювальних перетворень параметрів двополісників у складі замкнених електричних кіл.

Одним з найбільш поширених методів розв'язання даної задачі є застосування штучного розчленування замкнених кіл, що забезпечується врівноваженням потенціалів на полюсах одного з елементів замкнутого кола. Функцію пристрою врівноваження можуть виконувати, наприклад, операційні підсилювачі, які у сталому режимі підтримують рівність потенціалів на своїх входах. Структурні схеми таких вимірювальних перетворювачів є замкненими структурами з від'ємним зворотним зв'язком, передатна функція яких, як відомо, описується лінійною функцією

$$W_x = F(\dot{Y}_x)(1 + \gamma) + \alpha, \quad (1)$$

де γ і α – визначають відповідно мультиплікативну і адитивну складові похибки вимірювальних перетво-

рень, причому мультиплікативна складова визначається виразом

$$\gamma = \frac{1}{1 + k(\omega)\beta}, \quad (2)$$

де $k(\omega)$ – значення коефіцієнту підсилення операційного підсилювача на частоті сигналу тестового впливу ω ; β – коефіцієнт зворотного зв'язку.

Слід відзначити, що адитивна складова похибки перетворень під час збурення перетворювачів тестовими сигналами різної полярності має одне і те саме значення, причому одного знаку. Очевидно, що цю складову похибки легко виключити, здійснюючи два таких перетворення з подальшим визначенням різниці відповідних результатів. Тому надалі будемо розглядати тільки мультиплікативну складову похибок перетворень. З виразу (2) видно, що точність вимірювальних перетворень визначається співвідношенням значень коефіцієнту підсилення операційного підсилювача $k(\omega)$ і коефіцієнту зворотного зв'язку β . Так, наприклад, вже на частоті сигналу тестового впливу 1 кГц коефіцієнт підсилення багатьох операційних підсилювачів не перевищує третього порядку. При цьому для значення $\beta = 10^{-3}$ похибки вимірювальних перетворень будуть перевищувати 50%.

МЕТОДИ РОЗВ'ЯЗАННЯ ЗАДАЧІ ПІДВИЩЕННЯ ТОЧНОСТІ ПЕРЕТВОРЕННЯ ПАРАМЕТРІВ ПАСИВНИХ ДВОПОЛІСНИКІВ У СКЛАДІ ЗАМКНЕНИХ ЕЛЕКТРИЧНИХ КІЛ

Ефективними методами підвищення точності перетворень є структурні методи, серед яких широке розповсюдження отримали методи заміщення. Ці методи засновані на припущенні, що параметри математичної моделі прямого каналу перетворень незмінні як при перетвореннях значень параметрів деякої зразкової міри Y_o , так і при перетвореннях значень параметрів досліджуваних величин $\dot{Y}_x$ [1]. Якщо ця умова виконується, то, виключаючи з розгляду адитивну складову, мультиплікативну складову похибки перетворень можна скорегувати, розв'язуючи систему рівнянь, яка формується за результатами проміжних перетворень:

$$\begin{aligned} W_x &= F(\dot{Y}_x)(1 + \gamma); \\ W_o &= F(Y_o)(1 + \gamma). \end{aligned}$$

Для наведеної системи рівнянь очевидно, що її розв'язок стосовно значення параметрів досліджуваної величини

$$\dot{Y}_x = Y_o (W_x / W_o)$$

буде вільний від мультиплікативної складової похибки перетворень.

На рис. 1 наведена структурна схема перетворювача параметрів елементів у складі замкнених кіл, яка забезпечує умову незмінності параметрів каналу під час перетворень як вимірювальних зразкової міри, так і досліджуваного двополюсника [2]. Основною відмінністю такої структури від так званої базової є наявність комутатора SW , за допомогою якого під час перетворення параметрів досліджуваного двополюсника $\dot{Y}_x$ зразковий двополюсник Y'_o підключається до шини нульового рівня, і навпаки, під час перетворення параметрів Y'_o до шини нульового рівня підключається $\dot{Y}_x$.

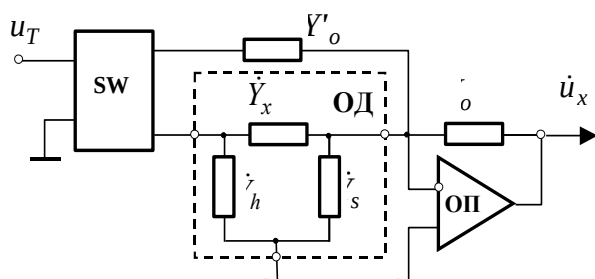


Рис. 1 – Структурна схема перетворювача параметрів елементів замкнених кіл з елементом заміщення

За таких умов для обох перетворень забезпечується однакове шунтування входу операційного підсилювача, чим і забезпечується незмінність мультиплікативної похибки перетворень, яка визначається виразом

$$1 + \gamma = \left[1 + \frac{1}{k(\omega)} \left(1 + \frac{\dot{Y}_x + \dot{Y}_s + Y'_o}{Y_o} \right) \right]^{-1},$$

де $\dot{Y}_s$ – шунтувальна провідність. Результат корекції похибки перетворень, при цьому, запишеться як

$$\dot{Y}_x = Y'_o \dot{u}_x^x / \dot{u}_x^o, \quad (3)$$

де $\dot{u}_{(i)}^{(j)}$ – вихідні сигнали перетворювача на відповідних етапах проміжних перетворень.

В загальному випадку досліджувані двополюсники носять комплексний характер, в зв'язку з чим виникає необхідність роздільного перетворення їх складових. Для цього структуру перетворювача (рис.1) слід доповнити квадратурними перетворювачами, що виділяють активну і реактивну складові вихідних сигналів $\dot{u}_{(i)}^{(j)}$ і перетворюють їх в постійні сигнали. Враховуючи це, роздільне перетворення складових комплексних двополюсників з корекцією похибок перетворень методами заміщення можна описати, наприклад, такими виразами:

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}[\dot{Y}_x] &\approx Y'_o \frac{\operatorname{Re}[\dot{u}_x^x]}{\operatorname{Re}[\dot{u}_x^o]}, \\ \operatorname{Im}[\dot{Y}_x] &\approx Y'_o \frac{\operatorname{Im}[\dot{u}_x^x]}{\operatorname{Re}[\dot{u}_x^o]}. \end{aligned} \quad (4)$$

При цьому операцію визначення відношення постійних величин можна здійснювати автоматично в процесі аналого-цифрового перетворення, якщо оцінку зразкової міри використовувати як опорну напругу АЦП, на аналоговий вхід якого надходять сигнали результатів перетворень складових досліджуваних двополюсників [3]. В порівнянні з базовою структурою перетворювача, що реалізують алгоритми корекції похибок (4), мають значно кращі метрологічні характеристики. Однак вони стають менш ефективними при значних шунтуваннях досліджуваних двополюсників реактивностями. Це пов'язане з тим, що похибки перетворень γ в загальному випадку носять комплексний характер і для даних випадків вагомою стає її реактивна складова. З урахуванням комплексного характеру похибок алгоритми корекції (4) будуть описуватись виразами:

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}[\dot{Y}_x] &= Y'_o \cdot \frac{\operatorname{Re}[\dot{u}_x^x]}{\operatorname{Re}[\dot{u}_0^x]} \cdot \frac{1}{1 - a_y a_\gamma}; \\ \operatorname{Im}[\dot{Y}_x] &= Y'_o \cdot \frac{\operatorname{Im}[\dot{u}_x^x]}{\operatorname{Re}[\dot{u}_0^x]} \cdot \frac{a_y}{a_y + a_\gamma}, \end{aligned} \quad (5)$$

$$\text{де } a_\gamma = \frac{\operatorname{Im}(1 + \dot{\gamma}_i)}{\operatorname{Re}(1 + \dot{\gamma}_i)}; \quad a_y = \frac{\operatorname{Im}(\dot{Y}_x)}{\operatorname{Re}(\dot{Y}_x)}.$$

Множники $(1 - a_y a_\gamma)^{-1}$ і $a_y / (a_y + a_\gamma)$ в правих частинах наведених виразів визначають похибки перетворень, які обумовлені тим, що для даних алгоритмів не береться до уваги фазовий зсув вихідного сигналу перетворювачів, значення якого визначається, як

$$-\varphi = \operatorname{arctg} \left(-\frac{\operatorname{Im}(1 + \dot{\gamma}_i)}{\operatorname{Re}(1 + \dot{\gamma}_i)} \right).$$

Очевидно, що при значенні $a_\gamma = 0$ результати алгоритмічних перетворень (5) будуть вільні від будь-яких похибок. Щоб задовольнити цю умову, пропонується під час квадратурних перетворень затримати сигнали керування каналами квадратурних перетворень на таке значення $\tau = \varphi_\tau / \omega$, яке приведе по можливості до повної компенсації зсуву ($\varphi_\tau - \varphi = 0$). Для визначення часу затримки τ будемо виходити з того, що оцінка зразкової міри, як функції від часу затримки, визначається виразом

$$\operatorname{Re}[\dot{u}_x^o] = \cos(\omega \tau - \varphi).$$

Звідси бачимо, що за умови $\omega \tau - \varphi = 0$, така оцінка буде мати максимальне значення. Тобто для того, щоб знайти шукане значення затримки τ^* , треба знайти оптимальне значення оцінки зразкової міри, як функції від τ . Якщо обмежитись можливими зна-

ченнями фазового зсуву вихідних сигналів перетворювачів у межах $-\pi < \varphi < 0$, то для інтервалу $0 \leq t \leq \pi/\omega$ досліджувана функція $\operatorname{Re}[\dot{u}_x^0] = \cos(\omega t - \varphi)$ є унімодальною (рис. 2).

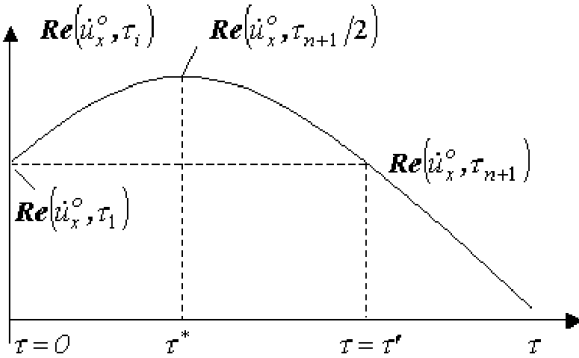


Рис. 2 – Графік залежності значення оцінки зразкової міри від затримки

Властивість унімодальності даної функції дає можливість застосувати для розв'язання задачі пошуку оптимального значення аргументу τ методами вилучення інтервалів, найбільш відомими з яких є методи розділення інтервалів навпіл і методи золотого перерізу (метод Фібоначі) [4]. Застосовувати можна також і методи поліноміальної апроксимації [5]. Однак для досягнення достатньої точності розв'язання задачі пошуку оптимуму, наприклад до $\Delta t_{\min} \leq 10^{-2} \pi/\omega$, всі ці методи характеризуються низькою швидкістю.

Для підвищення швидкодії пропонується метод розв'язання задачі пошуку оптимуму $\tau = \tau^*$, в основі якого лежить властивість симетричності досліджуваної функції стосовно сигналів керування квадратурними перетвореннями значення аргументу τ . Так з рис. 2 видно, що коли знайти таке значення аргументу $\tau = \tau'$, для якого виконується умова $\cos(-\varphi) = \cos(\omega \tau' - \varphi)$, то значення шуканої затримки $\tau = \tau^*$ визначиться як $\tau^* = \tau'/2$. Значення затримки $\tau = \tau'$ можна визначити, застосовуючи ітераційний алгоритм [5]

$$\tau_{n+1} = \frac{T}{4} + \sum_{i=1}^n \operatorname{Sg}(\operatorname{Re}[\dot{u}_x^0, \tau_i] - \operatorname{Re}[\dot{u}_x^0, \tau = 0]) \cdot \frac{T}{2^{i+2}}, \quad (6)$$

який, наприклад, можна реалізувати структурою, що наведена на рис. 3.

На нульовій ітерації встановлюється час затримки $\tau = 0$ і здійснюється перетворення $\operatorname{Re}[\dot{u}_x^0, \tau = 0]$, що запам'ятовується в керуючій ЕОМ. Під час перетворень значення затримки τ реалізується відповідним пристроєм (ПЗ). На наступних ітераціях встановлюється значення затримки $\tau = \tau_i$ ($\tau_1 = T/4$), яке було визначене на попередній ітерації і здійснюється перетворення $\operatorname{Re}[\dot{u}_x^0, \tau_i]$. Отримані результати порівнюються відніманням, різниця помножується на крок алгоритму $T/2^{i+2}$ (T – період частоти тестового сигналу) і додається із своїм знаком (оператор алгоритму Sg) зі значенням часу затримки, визначеним на

попередніх ітераціях. Отримане значення τ_{i+1} є новим скоригованим значенням затримки. Зі збільшенням n можна з якою завгодно точністю наблизити значення затримки τ_{n+1} до значення τ^* . Тепер, якщо під час перетворення параметрів складових досліджуваного двополюсника і під час оцінок параметрів зразкового двополюсника встановити затримку квадратурних перетворень (КП) $\tau^* = \tau_{n+1}/2$, то результати перетворень за алгоритмами (4) будуть вільні від будь-яких похибок:

$$\operatorname{Re}[\dot{Y}_x] = Y'_0 \frac{\operatorname{Re}[\dot{u}_x^x, \tau^*]}{\operatorname{Re}[\dot{u}_x^0, \tau^*]},$$

$$\operatorname{Im}[\dot{Y}_x] = Y'_0 \frac{\operatorname{Im}[\dot{u}_x^x, \tau^*]}{\operatorname{Re}[\dot{u}_x^0, \tau^*]}.$$

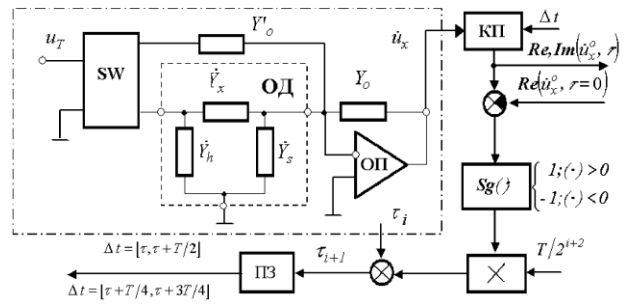


Рис.3 – Структурна схема перетворювача з алгоритмічною корекцією похибок і автоматичним визначенням часу затримки перетворень

Для оцінювання числа ітерацій при заданій похибці перетворення скористаємося тим, що для малих кутів справедливе співвідношення

$$\cos 2\pi \Delta \tau / T = 1 - 4\pi^2 (\Delta \tau / T)^2 / 2.$$

Вважаючи, що $\pi^2 \approx 10$, відносна похибка внаслідок некомпенсації часу затримки інтервалів керування визначається як $\gamma_{ts} = 10(\Delta \tau / T)^2$. Якщо задати $\gamma_\tau = 0,001$, то $\Delta \tau / T = 0,01$. Тобто одиниця молодшого розряду коду керування часом затримки, повинна відповідати інтервалу часу у сто разів менше періоду або 0,25 чверті періоду, на якій проводиться ітераційна корекція. Це означає, що кількість розрядів коду керування затримки а звідси і число ітерацій для забезпечення значення похибки $\gamma_\tau = 0,001$, буде дорівнювати семи.

Необхідно відзначити, що описаний метод корекції мультиплікативної похибки перетворень за своєю сутністю є комбінованим методом, де поєднуються метод заміщення і мультиплікативна корекція похибок, оскільки в процесі перетворень змінюється коефіцієнт передачі ланки квадратурних перетворень, що входить у прямий канал. Ітераційний зворотний зв'язок, при цьому, запобігає виникненню автоколивань.

Для реалізації роздільного перетворення параметрів складових комплексних досліджуваних двополюсників з корекцією похибок методами заміщення можна також запропонувати алгоритми, де результати проміжних перетворень, як при перетворенні параметрів

рів досліджуваних двополюсників, так і при визначенні оцінки зразкової міри, розглядаються як комплексні величини:

$$\begin{aligned} \operatorname{Re}[\dot{Y}_x] &= Y'_o \frac{\operatorname{Re}[\dot{U}_x^x] \operatorname{Re}[\dot{U}_x^o] + \operatorname{Im}[\dot{U}_x^x] \operatorname{Im}[\dot{U}_x^o]}{(\operatorname{Re}[\dot{U}_x^o])^2 + (\operatorname{Im}[\dot{U}_x^o])^2}, \\ \operatorname{Im}[\dot{Y}_x] &= Y'_o \frac{\operatorname{Im}[\dot{U}_x^x] \operatorname{Re}[\dot{U}_x^o] - \operatorname{Re}[\dot{U}_x^x] \operatorname{Im}[\dot{U}_x^o]}{(\operatorname{Re}[\dot{U}_x^o])^2 + (\operatorname{Im}[\dot{U}_x^o])^2}. \end{aligned} \quad (7)$$

Структура таких перетворювачів містить послідовно з'єднані первинний перетворювач (рис.1), блок квадратурних перетворень і аналого-цифровий перетворювач. Керування усіх ланок прямого каналу перетворень може здійснюватись, наприклад, за допомогою ЕОМ. Робота такого перетворювача при цьому здійснюється в два етапи. На одному з них визначається оцінка зразкової міри як комплексної величини, а на другому – здійснюються перетворення параметрів складових досліджуваних двополюсників. Проміжні результати перетворень обох етапів запам'ятовуються у ЕОМ, після чого нею ж здійснюються відповідно алгоритмам (7) обчислювальні операції для корекції мультиплікативної складової похибки перетворень. Очевидно, що розглянутий метод корекції похибок на відміну від попереднього характеризується більш високою швидкістю.

ВИСНОВКИ

Запропоновані методи алгоритмічної корекції похибок під час роздільного перетворення параметрів складових комплексних двополюсників у складі замкнених кіл забезпечують високі метрологічні характе-

ристики відповідних перетворювачів. Застосування таких перетворювачів для задач розпізнавання, наприклад, в системах технічної або медичної (електропунктурної, електроакупунктурної) діагностики дозволить з високою точністю здійснювати інваріантні вимірювання (параметрів діагностування), що характеризують стан об'єктів дослідження. При цьому, як відомо, забезпечується підвищення вірогідності систем діагностики в цілому.

ЛІТЕРАТУРА

1. Туз Ю.М. Структурные методы повышения точности измерительных устройств. - Киев.: Вища школа. - 1976.- 256с.
2. Байда Н.П., Месюра В.И., Роик А.М. Самообучающиеся анализаторы производственных дефектов. - М.: Радио и связь. 1991.- 256с.
3. Арсенюк І. Р., Месюра В. І., Роїк О. М. Включення мультиплікативної складової похибки перетворення в системах поелементного діагностування пристроїв РЕА // Розвідка і розробка нафтових і газових родовищ.- 1999.- Т8, № 36.- с. 114 –120.
4. Реклейтис Г., Рейвидран А., Рэгсдел К. Оптимизация в технике: В 2-х кн., Кн.1. Пер. с англ. М.: Мир, 1986. –350 с.
5. Роик А.М. Исследование методов и разработка средств преобразования параметров сложных электрических цепей в системах поэлементного диагностирования // Автореферат дис. канд. техн. наук. - Винница. - 1990г. - 24 с.

Рукопис надійшов 26.04.2001 р.

УДК 316.318.5.001.3

МАГНИТОУПРАВЛЯЕМЫЕ КОНТАКТЫ С ФЕРРОМАГНИТНОЙ ЖИДКОСТЬЮ

Соколов В.П., к.т.н., доцент, Коробков Ю.С., к.т.н., доцент
Московский энергетический институт (технический университет)

Рассматриваются вопросы расчета и проектирования магнитоуправляемых контактов с использованием электропроводной ферромагнитной жидкости.

Розглянуто питання розрахунку та проектування магнітокерованих контактів з використанням електропровідної ферромагнітної рідини.

MAGNETOCONTROLLED CONTACTS WITH FERROMAGNETICAL LIQUID

P. Sokolov, U.S. Korobkov

The calculation and design of the contacts with electrical conduction ferromagnetical liquid are given.

Многообразие функциональных задач, выполняемых магнитоуправляемыми контактами, определяет требования к повышению их надежности, увеличению коммутационной способности (токов коммутации), повышению чувствительности при срабатывании и отпуске, повышению помехозащищенности от воздействия внешних магнитных полей.

В известных конструкциях магнитоуправляемых контактов наличие внешних магнитопроводов способствует повышению чувствительности при срабатывании и, особенно, при отпуске и помехозащищенности от воздействия внешних магнитных полей [1,2]. Однако, из-за необходимости гальванической развязки между основными контактными сердечниками внешний магнитопровод либо изолируется от контактных сердечников посредством диэлектрических зазоров, либо выполняется из нескольких составных частей с диэлектрическими зазорами между ними. Такие конструкции внешних магнитопроводов не способствуют увеличению коммутационной способности магнитоуправляемых контактов. Надежная работоспособность и высокая коммутационная способность магнитоуправляемых контактов в основном определяются малым по значению и стабильным в процессе работы контактным переходным сопротивлением в зоне контактирования основных контактных сердечников.

В наибольшей степени отвечает всем требованиям поставленных задач конструктивное исполнение