

О. М. Роїк, к. т. н., доц.; І. Р. Арсенюк, к. т. н.;

В. В. Колодний, к. т. н., доц.

## ПІДВИЩЕННЯ ТОЧНОСТІ ВНУТРИСХЕМНИХ ВИМІРЮВАЛЬНИХ ПЕРЕТВОРЕНЬ МЕТОДОМ КОРЕКЦІЇ ФАЗОВОГО ЗСУВУ

### ВСТУП

Якість і надійність електронної апаратури визначається рівнем діагностичного забезпечення на всіх стадіях її життєвого циклу, в тому числі і на етапі виробництва. Сьогодні найширше застосування знайшли системи поелементного діагностування, які засновані на внутрисхемних методах визначення параметрів елементів складних об'єктів. Ці методи базуються на інваріантних перетвореннях [1] параметрів кожного елементарного компонента об'єкта діагностування (ОД). Такі перетворення потребують штучного відокремлення досліджуваного елемента від решти схеми, і від якості його виконання залежить точність вимірювань шуканих параметрів, а отже і адекватність визначення технічного стану ОД в цілому.

Один з найпоширеніших методів виконання штучного розчленування замкнених кіл полягає в перетворенні ОД на трикутне електричне коло (одна з його гілок є досліджуваним елементом, а дві інші утворюють шунтувальні кола), і врівноваженні потенціалів на полюсах одного з його елементів. Функцію пристрою врівноваження, при цьому можуть виконувати, наприклад, вимірювальні перетворювачі на базі операційних підсилювачів (ОП), які у сталому режимі підтримують рівність потенціалів на своїх входах. Структурні схеми таких перетворювачів є замкненими структурами з від'ємним зворотним зв'язком, передатна функція яких, описується лінійною функцією

$$W_x = F(Y_x) \cdot (1 + \gamma) + \alpha, \quad (1)$$

де  $F(Y_x)$  - деяка залежність від значення параметру досліджуваного двополюсника  $Y_x$ ;  $\gamma$  і  $\alpha$  - відповідно мультиплікативна і адитивна складові похибки вимірювальних перетворень, при цьому мультиплікативна складова описується виразом

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

де  $k(\omega)$  - значення коефіцієнта підсилення операційного підсилювача на частоті сигналу тестового впливу  $\omega$ ;  $\beta$  - коефіцієнт зворотного зв'язку.

Зазначимо, що адитивна складова похибки перетворень має одне і те ж значення не залежно від знаку тестового сигналу, що надходить на вхід перетворювача. Дана властивість дозволяє лег-

ко виключити цю складову похибки, здійснюючи два перетворення при різних знаках тестового сигналу, з подальшим визначенням різниці отриманих результатів. Тому надалі будемо розглядати тільки мультиплікативну складову похибок перетворень.

З виразу (2) бачимо, що точність вимірювальних перетворень визначається співвідношенням значень коефіцієнта підсилення  $k(\omega)$  операційного підсилювача і коефіцієнта зворотного зв'язку  $\beta$ . Так, наприклад, вже на частоті сигналу тестового впливу 1 кГц, коефіцієнт підсилення багатьох ОП не перевищує третього порядку. При цьому для значення  $\beta = 10^{-3}$ , похибки вимірювальних перетворень будуть перевищувати 50%, що, очевидно, не дозволить адекватно оцінити технічний стан досліджуваного об'єкту. Таким чином, досить актуальною задачею є розробка пристроїв для забезпечення вимірювальних перетворень параметрів двополюсників у складі замкнених електричних кіл.

### ТЕОРЕТИЧНІ АСПЕКТИ МЕТОДІВ РОЗВ'ЯЗАННЯ ЗАДАЧІ ПІДВИЩЕННЯ ТОЧНОСТІ ВНУТРИСХЕМНИХ ПЕРЕТВОРЕНЬ

Ефективними методами підвищення точності внутрисхемних 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  $Y'_0$ , так і при перетвореннях значень досліджуваних параметрів  $Y_x$  [2]. Якщо дана умова виконується, то виключаючи з розгляду адитивну складову, мультиплікативну складову похибки перетворень можна скорегувати розв'язуючи систему рівнянь, яка формується за результатами проміжних перетворень:

$$\begin{cases} W_x = F(Y_x) \cdot (1 + \gamma); \\ W_0 = F(Y'_0) \cdot (1 + \gamma), \end{cases} \quad (3)$$

де  $W_x$  - передатна функція вимірювального перетворювача під час перетворення параметрів  $Y_x$ ;  $W_0$  - передатна функція вимірювального перетворювача при перетворенні параметрів  $Y'_0$ .

Очевидно, що розв'язок наведеної системи рівнянь стосовно значення параметрів досліджуваної величини

$$Y_x = Y'_0 \cdot \left( \frac{W_x}{W_0} \right) \quad (4)$$

буде вільний від мультиплікативної складової похибки перетворень.

На рис. 1 наведена структурна схема перетворювача параметрів елементів у складі замкнених електричних кіл, яка забезпечує умову незмінності параметрів каналу перетворень як під час вимірювальних перетворень зразкової міри, так і під час перетворень досліджуваного двополюс-

ника [3]. Основною відмінністю такої структури від, так званої, базової структури є наявність елемента заміщення – комутатора  $SW$ , за допомогою якого під час перетворення параметрів досліджуваного двополюсника  $Y_x$  зразковий двополюсник  $Y'_0$  підключається до шини нульового рівня, і навпаки, під час перетворення параметрів зразкового двополюсника  $Y'_0$  до шини нульового рівня підключається досліджуваний двополюсник  $Y_x$ . За таких умов для обох перетворень забезпечується однакове шунтування входу операційного підсилювача, чим і забезпечується незмінність мультиплікативної похибки перетворень, яка визначається рівнянням

$$1 + \gamma = \left[ 1 + \frac{1}{k(\omega)} \cdot \left( 1 + \frac{Y_x + Y_s + Y'_0}{Y_0} \right) \right]^{-1},$$

де  $Y_s$  - провідність, що шунтує вхід ОП перетворювача.

Результат корекції похибки перетворень (4), при цьому, запишеться як

$$Y_x = Y'_0 \frac{U_x^x}{U_x^0}, \quad (5)$$

де  $U_x^x$ ,  $U_x^0$  - вихідні сигнали перетворювача на етапах проміжних перетворень параметрів  $Y_x$  та  $Y'_0$  відповідно.

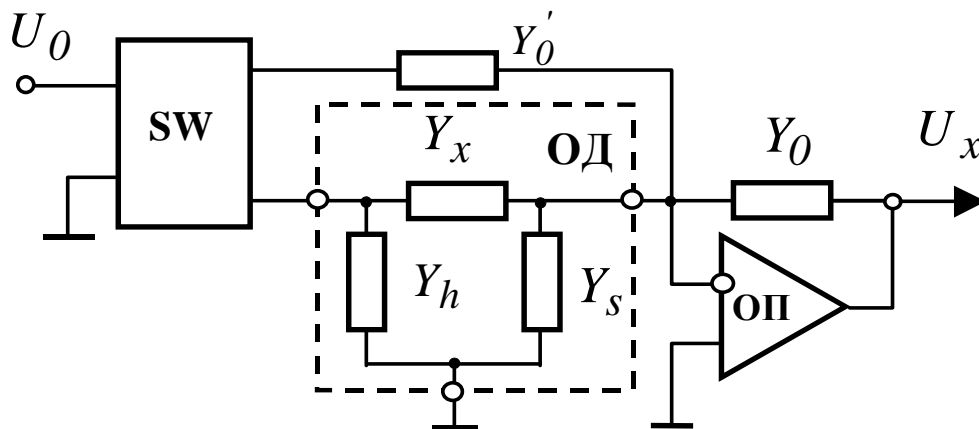


Рис.1. Структурна схема вимірювального перетворювача з елементом заміщення

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  $U_x^x$ ,  $U_x^0$  і перетворюють їх в постійні сигнали. Враховуючи це, роздільне перетворення активної та реактивної складових досліджуваних двополюсників з корек-

цією похибок методами заміщення можна описати, відповідно, такими виразами:

$$\operatorname{Re}[Y_x] \approx Y_0' \frac{\operatorname{Re}[U_x^x]}{\operatorname{Re}[U_x^0]}; \quad \operatorname{Im}[Y_x] \approx Y_0' \frac{\operatorname{Im}[U_x^x]}{\operatorname{Re}[U_x^0]}. \quad (6)$$

При цьому операцію визначення відношення постійних значень можна, здійснювати автоматично, наприклад, в процесі аналого-цифрового перетворення, коли оцінку зразкової міри використовувати як опорну напругу АЦП, на аналоговий вхід якого надходять сигнали результатів перетворень складових досліджуваних двополюсників [4, 5].

У порівнянні з базовою структурою, перетворювачі, що реалізують алгоритми корекції похибок (6), мають значно кращі метрологічні характеристики. Однак їх ефективність знижується при значних шунтуваннях досліджуваних двополюсників реактивностями. Це пов'язане з тим, що похибки перетворень  $\gamma$  (залежать від характеристик як досліджуваних компонент і їх оточення, так і ОП), в загальному випадку носять комплексний характер і для даних випадків вагомою стають їх реактивні складові. Тобто, з урахуванням того, що

$$\begin{aligned} U_x^x &= -U_0 \cdot \left\{ \left( \operatorname{Re} \left[ \frac{Y_x}{Y_0} \right] + j \operatorname{Im} \left[ \frac{Y_x}{Y_0} \right] \right) \cdot (\operatorname{Re}[1 + \gamma] + j \operatorname{Im}[1 + \gamma]) \right\} = \\ &= -U_0 \cdot \frac{1}{Y_0} \cdot (\operatorname{Re}[Y_x] + j \operatorname{Im}[Y_x]) \cdot (\operatorname{Re}[1 + \gamma] + j \operatorname{Im}[1 + \gamma]); \\ U_x^0 &= -U_0 \cdot \left\{ \left( \operatorname{Re} \left[ \frac{Y_0'}{Y_0} \right] + j \operatorname{Im} \left[ \frac{Y_0'}{Y_0} \right] \right) \cdot (\operatorname{Re}[1 + \gamma] + j \operatorname{Im}[1 + \gamma]) \right\} = \\ &= -U_0 \cdot \frac{Y_0'}{Y_0} \cdot (\operatorname{Re}[1 + \gamma] + j \operatorname{Im}[1 + \gamma]), \end{aligned}$$

алгоритми корекції (6) можна описати такими рівняннями:

$$\operatorname{Re}[Y_x] = Y_0' \cdot \frac{\operatorname{Re}[U_x^\Sigma]}{\operatorname{Re}[U_0^\Sigma]} \cdot \chi_{re}; \quad \operatorname{Im}[Y_x] = Y_0' \cdot \frac{\operatorname{Im}[U_x^\Sigma]}{\operatorname{Re}[U_0^\Sigma]} \cdot \chi_{im}; \quad (7)$$

$$\chi_{re} = \frac{1}{1 - \frac{\operatorname{Im}(1 + \gamma_i)}{\operatorname{Re}(1 + \gamma_i)} \cdot \frac{\operatorname{Im}(Y_x)}{\operatorname{Re}(Y_x)}}; \quad \chi_{im} = \frac{\frac{\operatorname{Im}(Y_x)}{\operatorname{Re}(Y_x)}}{\frac{\operatorname{Im}(1 + \gamma_i)}{\operatorname{Re}(1 + \gamma_i)} + \frac{\operatorname{Im}(Y_x)}{\operatorname{Re}(Y_x)}}$$

Співмножники  $\chi_{re}$  і  $\chi_{im}$  в правих частинах рівнянь (7) визначають похибки перетворень, які обумовлені тим, що для даних алгоритмів не береться до уваги фазовий зсув вихідного сигналу перетворювачів, який описується рівнянням

$$-\varphi = \operatorname{arctg}\left(-\frac{\operatorname{Im}(1+\gamma_i)}{\operatorname{Re}(1+\gamma_i)}\right). \quad (8)$$

Щоб виключити складову похибки, яка обумовлена фазовим зсувом, пропонується під час вимірювальних 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  $\tau$  будемо виходити з того, що оцінка зразкової міри, як функція від часу затримки, наприклад, при синусоїдальному тестовому впливі визначається виразом

$$\operatorname{Re}[U_x^0] = \cos(\omega \tau - \varphi).$$

Отже, для визначення  $\tau$ , пропонується виконати 2 перетворення зразкової міри з нульовою затримкою ( $\tau_0 = 0$ ) і з деякою затримкою часу  $\tau_0 < \tau_1 < \pi / \omega$ , тобто:

$$\begin{cases} U_{x(\tau_0)}^0 = -U_0 \cdot \cos(\omega \tau_0 - \varphi) = -U_0 \cdot \cos(\varphi); \\ U_{x(\tau_1)}^0 = -U_0 \cdot \cos(\omega \tau_1 - \varphi) = -U_0 \cdot [\cos(\omega \tau_1) \cdot \cos(\varphi) + \sin(\omega \tau_1) \cdot \sin(\varphi)]. \end{cases}$$

Розв'язуючи дану систему стосовно  $\varphi$ , знаходимо шукане значення часу затримки:

$$\tau = \frac{T}{2\pi} \cdot \operatorname{arctg}\left[\frac{U_{x(\tau_1)}^0 / U_{x(\tau_0)}^0}{\sin(\omega \tau_1)} - \operatorname{ctg}(\omega \tau_1)\right], \quad (9)$$

де  $T$  – період тестового сигналу  $U_0$ .

Тепер, якщо під час перетворення параметрів складових досліджуваного двополюсника  $Y_x$  і під час оцінки параметрів зразкового двополюсника  $Y_0'$  встановити затримку квадратурних перетворень  $\tau$ , то результати перетворень за алгоритмами (7) будуть вільні від будь-яких похибок:

$$\operatorname{Re}[Y_x] = Y_0' \cdot \frac{\operatorname{Re}[U_x^x, \tau]}{\operatorname{Re}[U_x^0, \tau]}; \quad \operatorname{Im}[Y_x] = Y_0' \cdot \frac{\operatorname{Im}[U_x^x, \tau]}{\operatorname{Re}[U_x^0, \tau]}$$

Зазначимо, що запропонований метод корекції мультиплікативної похибки перетворень є комбінованим і поєднує метод заміщення та мультиплікативну корекцію похибок, оскільки в процесі перетворень змінюється коефіцієнт передачі ланки квадратурних перетворень, що входить у склад прямого каналу. Перевагою даного методу є також і те, що він (на відміну від методів корекції

кції фазового зсуву методами поліноміальної апроксимації, а також розділення інтервалів навпіл і золотого перерізу [6, 7], які потребують виконання б...9 вимірювальних перетворень) характеризується більш високою швидкодією, оскільки передбачає виконання лише чотирьох вимірювальних перетворень (два – для визначення часу затримки, шляхом оцінки зразкової міри, і два – для вимірювальних перетворень активної та реактивної складової досліджуваного двополюсника), оскільки значення  $Y'_0$ , з урахуванням  $\tau$ , можна отримати без додаткового вимірювання, а шляхом відповідних обчислень.

### Висновки

Запропоновані методи алгоритмічної корекції похибок під час роздільного перетворення параметрів складових комплексних двополюсників у складі замкнених електричних кіл забезпечують високі швидкодію та точність вимірювальних перетворювачів, шляхом корекції похибки, що зумовлена шунтуванням входу перетворювача та фазовим зсувом його вихідного сигналу. Застосування таких перетворювачів в системах технічної а також медичної діагностики дозволить з високою точністю здійснювати інваріантні вимірювання, що дадуть можливість адекватно оцінити стан досліджуваних об'єктів, а отже підвищити вірогідність систем діагностування в цілому.

### ЛІТЕРАТУРА

1. Мартяшин А. И., Куликовский К. Л., Куроедов С. К., Орлова Л. В. Основы инвариантного преобразования параметров электрических цепей / Под ред. Мартяшина А. И. – М.: Энергоатомиздат. – 1990. – 216 с.
2. Туз Ю. М. Структурные методы повышения точности измерительных устройств. – Киев: Вища школа. – 1976. – 256 с.
3. Байда Н. П., Месюра В. И., Роик А. М. Самообучающиеся анализаторы производственных дефектов. – М.: Радио и связь. 1991. – 256 с.
4. Арсенюк І. Р., Месюра В. І., Роїк О. М. Виключення мультиплікативної складової похибки перетворення в системах поелементного діагностування пристроїв РЕА // Серія: методи та засоби технічної діагностики. – 1999. – Т8, № 36. – С. 114–120.
5. Арсенюк І. Р. Розробка структурних методів та засобів підвищення точності вимірювальних перетворювачів для систем поелементного діагностування: Автореф. дис. ... канд. техн. наук: 05.11.16. – Вінниця. – 2000. – 158 с.
6. Реклейтис Г., Рейвидран А., Рэгсдел К. Оптимизация в технике: В 2-х кн., Пер. с англ. М.: Мир. – 1986.
7. Роик А. М. Исследование методов и разработка средств преобразования параметров сложных электрических цепей в системах поэлементного диагностирования // Автореферат дис. ... канд. техн. наук. – Винница. – 1990. – 24 с.