

Як видно з рисунка, для згаданого відношення $S_0/S_1 > 10$ відносне середньо-квадратичне відхилення похибки ε_z практично не змінює свого значення. Тому недоцільно ставити високі вимоги до шумових параметрів активних елементів, достатньо забезпечити відношення 10. Подальше покращання шумових параметрів кореляційного підсилювача не приводить до фактичного зменшення методичної похибки. Відношення $S_0/S_1 = 10$ є оптимальним з погляду вибору шумових параметрів активних елементів для забезпечення мінімальної методичної похибки.

Подальше зменшення методичної похибки можливе за рахунок збільшення часу усереднення та частотної смуги ШТ.

1. Ван-дер-Зил А. Шум.Источники, описание,измерение / Пер. с англ. - М., 1973. 2. Робинсон Р.Н.Х. Шумы и флуктуации в электронных схемах и цепях / Пер. с англ. - М., 1980. 3. Микитин І.П. Термошумовий термометр: Дис... канд. техн. наук. - Львів, 2000.

УДК 621.317.73

Є. В. Походило

Національний університет “Львівська політехніка”,
кафедра метрології, стандартизації та сертифікації

ПЕРЕТВОРЮВАЧІ ПАРАМЕТРІВ ІМІТАНСНИХ СЕНСОРІВ В НАПРУГУ

© Походило Є.В., 2001

Розглядаються варіанти побудови вимірювальних перетворювачів параметрів імітансних сенсорів в напругу, які поєднують операції порівняння та зрівноваження.

It is considering a variants of maring a measuring trandusers of impedans sensors parameters in voltage which connect a comparisonand counterbalance operations.

Завдяки досконалості мостових схем щодо універсальності, високих показників метрологічних характеристик та забезпечення інваріантності результату вимірювання до багатьох впливних величин, вони широко використовуються для вимірювання параметрів імітансних сенсорів, а одночасно і багатьох фізичних величин [1]. Це засоби з автоматизацією процесу зрівноваження, причому використання електронних керованих опорів значно скорочує сам процес вимірювання. Найбільший вплив на точність має неідеальність пристрою порівняння (керованих опорів) та неповна рівновага мостової схеми через обмежену чутливість підсилювача розбалансу. В мостових схемах операція порівняння та зрівноваження, як відомо, здійснюється по чергово. Разом з тим підсилювач розбалансу та джерело живлення мостової схеми, переважно, не мають спільної точки. Це накладає обмеження на подальше вдосконалення щодо простоти схемотехнічних рішень, підвищення завадостійкості та чутливості пристрою.

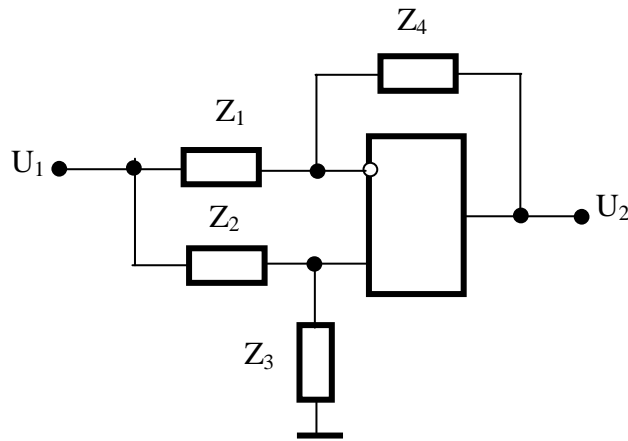


Рис.1. Узагальнена схема перетворювача

З погляду достатньої точності та функціональних можливостей в багатьох випадках вимірювання неелектричних величин отримали розвиток засоби вимірювання, які виконують одночасно функцію порівняння та зрівноваження [2, 3]. Це призводить до істотного спрощення самої схеми та підвищення її точності. В загальному випадку такий перетворювач, як відомо [4], подається схемою, зображеною на рис.1.

Функція перетворення такого перетворювача описується виразом

$$U_2 = U_1 \frac{Z_3}{Z_2 + Z_3} \left(1 + \frac{Z_4}{Z_1} \right) - U \frac{Z_4}{Z_1} \quad (1)$$

Умова рівноваги наведеної схеми з (1) при $U_2=0$

$$Z_1 Z_3 = Z_2 Z_4. \quad (2)$$

Це дає можливість здійснювати компенсацію параметрів перетворювачів, зумовлених їх конструктивним виконанням. В основному, власні параметри імітансних сенсорів (опір, ємність та індуктивність) мають фіксовані значення, які компенсують зміною одного або кількох параметрів, домагаючись виконання умови (2). Інформативними параметрами таких сенсорів, переважно, є опір, провідність або їх складові, значення яких змінюються пропорційно до вимірюваної величини. Якщо прийняти, що $Z_4 = Z_0 + \Delta Z_X$, то з (1) в загальному випадку отримаємо

$$U_2 = U_1 \frac{Z_3}{Z_2 + Z_3} \left(1 + \frac{Z_0 + \Delta Z_X}{Z_1} \right) - U_1 \frac{Z_0 + \Delta Z_X}{Z_1},$$

звідки при компенсації власного опору сенсора Z_0 для інформативної його зміни ΔZ_X від вимірюваної неелектричної величини маємо

$$\Delta U_2 = \frac{U_1}{Z_1} (p - 1) \Delta Z.$$

Аналогічну залежність отримаємо і для зміни провідності сенсора, прийнявши $Y_1 = Y_0 + \Delta Y_X$

$$\Delta U_2 = U_1 (p - 1) \Delta Y_1, \quad \text{де: } Y_1 = \frac{1}{Z_1},$$

ΔZ_4 та ΔY_1 – відповідно опір та провідність сенсора, а $p = \frac{Z_3}{Z_2 + Z_3}$

Якщо значення $p \approx 0$, то $\Delta U_2 = -\frac{U_1}{Z_1} \Delta Z_4$ або $\Delta U_2 = -U_1 Z_4 \Delta Y_1$, тобто отримуємо

схему інвертуючого підсилювача, елементами від'ємного зворотного зв'язку якого є вимірювальний об'єкт та зразковий елемент [5]. Компенсувати такою схемою початкові параметри вже не можна, однак при цьому підвищується її чутливість. Максимальне значення чутливості досягається при мінімальному значенні p , тобто коли опір Z_2 значно більший за Z_3 , а при $p=0,5$ ($Z_2=Z_3$) чутливість вдвічі стає меншою від максимального значення.

У таблиці наведено можливі варіанти виконання вимірювальних перетворювачів за узагальненою структурою з використанням елементів різного характеру.

Схеми перетворювачів, умова їх зрівноваження та функція перетворення

№ схеми	Схема перетворювача	Умова рівноваги	Функція перетворення
1		$R1 R3 = R2 R4$	$\Delta U_2 = \frac{U_1}{R1} (p - 1) \Delta R4$ $p = \frac{R3}{R2 + R3}$
2		$C1 C3 = C2 C4$	$\Delta U_2 = \frac{U_1}{C4} (p - 1) \Delta C1$ $p = \frac{C2}{C2 + C3}$
3		$L1 L3 = L2 L4$	$\Delta U_2 = \frac{U_1}{L1} (p - 1) \Delta L4$ $p = \frac{L3}{L2 + L3}$
4		$R2 C1 = R1 C2$	$\Delta U_2 = U_1 R_2 (p - 1) j\omega \Delta C1$ $p = \frac{j\omega C2 R1}{R1 + j\omega C2}$

Продовження таблиці

5		$R1 C1 = R2 C2$	$\Delta U_2 = \frac{U_1}{C2} (p-1) \Delta C1$ $p = \frac{R2}{R1 + R2}$
6		$R1 C1 = R2 C2$	$\Delta U_2 = \frac{U_1}{R1} (p-1) \Delta R2$ $p = \frac{C1}{C1 + C2}$
7		$R1 C1 = R2 C2$	$\Delta U_2 = \frac{U_1}{R1} (p-1) \frac{1}{j\omega \Delta C2}$ $p = \frac{j\omega C1}{1 + j\omega C1 R2}$
8		$R1 L1 = L2 R2$	$\Delta U_2 = \frac{U_1}{R1} (p-1) j\omega \Delta L2$ $p = \frac{j\omega L1}{R2 + j\omega L1}$
9		$R2 L1 = L2 R1$	$\Delta U_2 = \frac{U_1}{L1} (p-1) \Delta L2$ $p = \frac{R2}{R1 + R2}$
10		$R2 L1 = L2 R1$	$\Delta U_2 = \frac{U_1}{R1} (p-1) \Delta R2$ $p = \frac{L2}{L1 + L2}$

			Продовження таблиці
11		$R1 L1 = L2 R2$	$\Delta U_2 = U_1 R_2 (p-1) \frac{1}{j\omega \Delta L1}$ $p = \frac{R1}{R1 + j\omega L2}$
12		$L C = R1 R2$	$\Delta U_2 = U_1 R_2 (p-1) \frac{1}{j\omega \Delta L}$ $p = \frac{j\omega C}{1 + j\omega C R1}$
13		$L C = R1 R2$	$\Delta U_2 = \frac{U_1}{R1} (p-1) j\omega \Delta L.$ $p = \frac{j\omega C R2}{1 + j\omega C R2}$
14		$L C = R1 R2$	$\Delta U_2 = \frac{U_1}{R1} (p-1) \frac{1}{j\omega \Delta C}.$ $p = \frac{R2}{R2 + j\omega L}$
15		$L C = R1 R2$	$\Delta U_2 = U_1 R_2 (p-1) j\omega \Delta C$ $p = \frac{j\omega L}{R1 + j\omega L}$

Вони забезпечують перетворення інформативних параметрів резистивних, ємнісних та індуктивних первинних перетворювачів (сенсорів) в напругу, причому схеми (1-3) містять однохарактерні елементи, схеми (4 - 7) - RC -елементи, схеми (8 -11) – LR –елементи, а схеми (12 –15) – CLR -елементи. Кожна із наведених схем може успішно використовуватися в практиці вимірювань неелектричних величин. Аналіз наведених в таблиці схем показує, що функція перетворення перетворювача для певного параметра сенсора є лінійною за умови незмінності значення p після проведеної операції компенсації початкового параметра. Так, схеми за №1, 6, 10 забезпечують лінійне перетворення опору резистивних сенсорів в напругу, схеми за № 2, 5 – ємності ємнісних сенсорів, а схеми за №3, 9 – індуктивності індуктивних сенсорів. Якщо інформативним параметром сенсора є реактивний опір, то для

ємнісних сенсорів необхідно використовувати схеми за №7, 14, а для індуктивних – схеми за №8, 13. Якщо інформативним параметром є реактивна провідність, то для ємнісних сенсорів необхідно використовувати схеми за №4, 15, а для індуктивних – схеми за №11, 12. Основним недоліком таких перетворювачів є залежність результату перетворення від напруги U_1 джерела сигналу, що приводить до збільшення значення похибок вимірювання. Зменшити вплив напруги джерела сигналу можна стабілізацією її амплітуди або проведенням періодичного калібрування засобу вимірювання за зразковим параметром [5]. Однак при застосуванні вимірювального засобу в умовах, де діапазон зміни впливних величин досить широкий, такий шлях зменшення впливу неефективний. Усувається така залежність завдяки використанню принципу двоканальності [6] в процесі вимірювання напруги вимірювального перетворювача. Структурна схема засобу такого вимірювання наведена на рис.2.

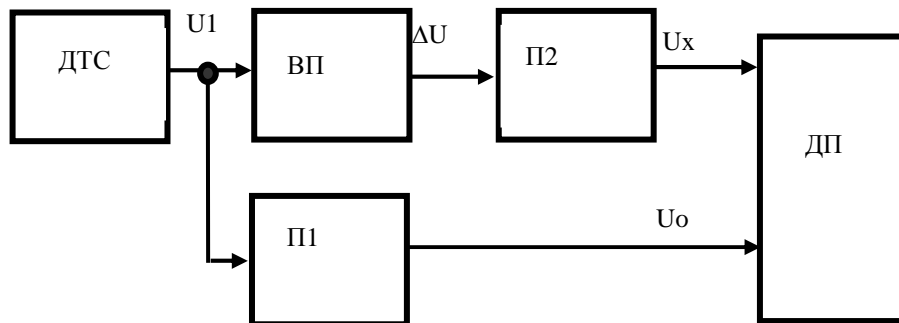


Рис.2. Структурна схема вимірювання напруги перетворювача

Вона містить джерело тестового сигналу ДТС, вимірювальний перетворювач ВП параметрів імпедансу в напругу ΔU , перетворювачі напруги змінного струму П1, П2 в напругу постійного струму та ділильний пристрій ДП. В результаті ділення інформативної U_x та опорної U_0 напруг, які однаково залежать від напруги ДТС, забезпечується інваріантність результату до її нестабільності. До проведення цієї операції компенсуються початкові параметри первинного перетворювача зазначеним способом, чим усувається зміщення функції перетворення вимірювального перетворювача. Використання аналого-цифрового перетворювача з двотактним інтегруванням як ділильного пристрою в такому засобі вимірювання збільшує також його завадостійкість.

1. Туричин А.М., *Электрические измерения неэлектрических величин.* – М., 1966. 2. Gutnikov V. S., Lenk A., Mende U. *Sensorelektronik. Primarelektronik von Meswertaufnehmern.* – Berlin. 3. Щербаков В.И., Грездов Г.И. *Электронные схемы на операционных усилителях: Справочник.* – К., 1983. 4. Тетенькин Ю.Г. *Измерительные преобразователи емкости и сопротивления в унифицированные сигналы для параметрических датчиков.* Автореферат канд. дис. 1987. 5. Гаврилюк М.А., Соголовский Е.П. *Электронные измерители CLR.* Львов, 1979. 6. Масюренко Ю.А. *Логометрические преобразователи с автоматической коррекцией погрешности.* – М., 1983.