

зручнішим для дослідження способів покращання точності конвеєрних ЧФП зі зворотними зв'язками, оскільки передбачає можливість доступу до окремих розрядів вхідних, проміжних та вихідних кодів моделі.

1. Дудикевич В.Б. Число-імпульсні функціональні перетворювачі: Автореф. дис. д-ра техн. наук. – Львів, 1991. 2. Горпенюк А.Я. Реверсивні число-імпульсні функціональні перетворювачі: Автореф. дис. к-та техн. наук. – Львів, 1998. 3. Дудикевич В.Б., Максимович В.М. Оцінка сумісності число-імпульсних функціональних перетворювачів з пристроєм для квантування // Вісник ДУ “Львівська політехніка”. – № 283. – 1994. – С. 30–34.

УДК 621. 317

І.М. Бучма, Р.М. Щудлак
Національний університет “Львівська політехніка”,
кафедра автоматики та телемеханіки

МЕТОДИ ЛІНЕАРИЗАЦІЇ ХАРАКТЕРИСТИК ВИМІРЮВАЛЬНИХ НЕЗРІВНОВАЖЕНИХ МОСТОВИХ І НАПІВМОСТОВИХ СХЕМ

© Бучма І.М., Щудлак Р.М., 2005

Здійснено огляд методів лінеаризації характеристик вимірювальних мостових та напівмостових схем, призначених для перетворення параметрів пасивних елементів у напругу.

Review of methods for linearization characteristic of measuring Winston's and semiWinston's network means for processing parameters of passive elements to voltage are examined.

1. Постановка задачі

Для вимірювання фізичних величин або їх зміни часто як первинні перетворювачі використовують пасивні датчики (резистори, тензорезистори, терморезистори, котушки індуктивності, ємності) [1–3]. Змінам фізичних величин відповідають пропорційні зміни параметрів пасивних датчиків (на постійному струмі таким параметром завжди є опір, а на змінному – може бути опір, індуктивність, ємність). Щоб перетворити приріст параметра пасивного датчика в напругу, його вмикають в схему чотириплечого моста або у напівмостову схему (ділянку напруги). Мостова схема з ввімкненим у неї резистивним датчиком та під'єднаним до її вихідної діагоналі диференціальним підсилювачем називається мостовим перетворювачем опорів в напругу (ПОН) [4]. Як відомо, недоліком згаданих схем є нелінійна залежність вихідної напруги від змін параметрів датчика. Тому цю залежність намагаються лінеаризувати [5–8].

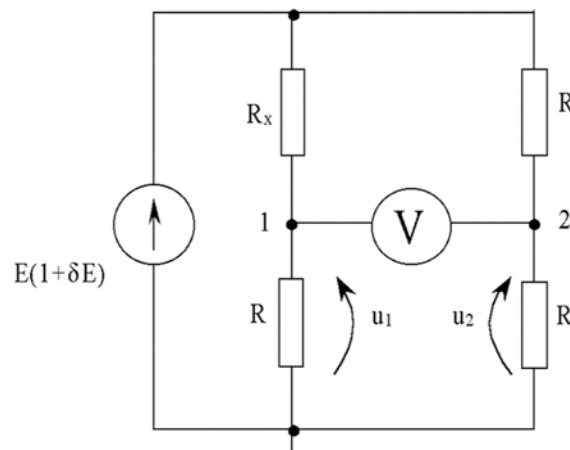


Рис. 1. Схема увімкнення резистивного датчика в мостову схему

2. Формулювання цілей статті

Стаття стосується огляду та аналізу методів лінеаризації характеристики вимірювального чотириплечого моста та дільника напруги.

3. Виклад основного матеріалу

На рис. 1 подана схема чотириплечого резистивного моста, що живиться від джерела напруги $E(1+\delta E)$, де δE – відносна нестабільність джерела напруги. Як R_x позначено опір резистивного давача.

Якщо прийняти, що $R_x = R + \Delta R_x$, то різницю напруг між точками 1, 2 можна подати виразом

$$u_{12} = u_2 - u_1 = \frac{E(1+\delta E)R}{2R} - \frac{E(1+\delta E)R}{2R + \Delta R_x} = \frac{E(1+\delta E)\Delta R_x}{2(2R + \Delta R_x)}. \quad (1)$$

Як бачимо, функція $u_{12}=f(\Delta R_x)$ є нелінійною. Ця нелінійність спричинена членом ΔR_x у знаменнику виразу (1).

Щоб виділити окремі складові, тобто лінійну і нелінійну частини, помножимо чисельник і знаменник виразу (1) на вираз $(1 + \frac{\Delta R_x}{2R} - \frac{\Delta R_x}{2R})$. Від цього він не зміниться. Тоді одержимо:

$$\begin{aligned} \frac{E(1+\delta E)\Delta R_x}{2(2R + \Delta R_x)} &= \frac{E(1+\delta E)\Delta R_x \left(1 + \frac{\Delta R_x}{2R} - \frac{\Delta R_x}{2R}\right)}{2(2R + \Delta R_x)} = \frac{E(1+\delta E)\Delta R_x (2R + \Delta R_x - \Delta R_x)}{4R(2R + \Delta R_x)} = \\ &= \frac{E(1+\delta E)\Delta R_x}{4R} - \frac{E(1+\delta E)(\Delta R_x)^2}{4R(2R + \Delta R_x)} = \frac{E\Delta R_x}{4R} + \frac{E\delta E\Delta R_x}{4R} - \frac{E(1+\delta E)(\Delta R_x)^2}{4R(2R + \Delta R_x)}. \end{aligned} \quad (2)$$

У виразі (2) перший член описує ідеальну характеристику перетворення, другий член, пропорційний до вимірюваної величини ΔR_x , це – мультиплікативна складова абсолютної похибки, а третій – пропорційний до квадрата вимірюваної величини $(\Delta R_x)^2$, це – абсолютна похибка нелінійності.

Відносна похибка вимірювання буде оцінюватися виразом

$$\delta_{\Delta R_x} = \left(\delta E - \frac{(1+\delta E)\Delta R_x}{2R + \Delta R_x} \right) \cdot 100\% \approx \left(\delta E - \frac{\Delta R_x}{2R} \right) \cdot 100\%. \quad (3)$$

де $\delta E \cdot 100\%$ – відносна мультиплікативна складова похибки; $\delta_n = -\frac{\Delta R_x}{2R} \cdot 100\%$ – відносна похибка нелінійності.

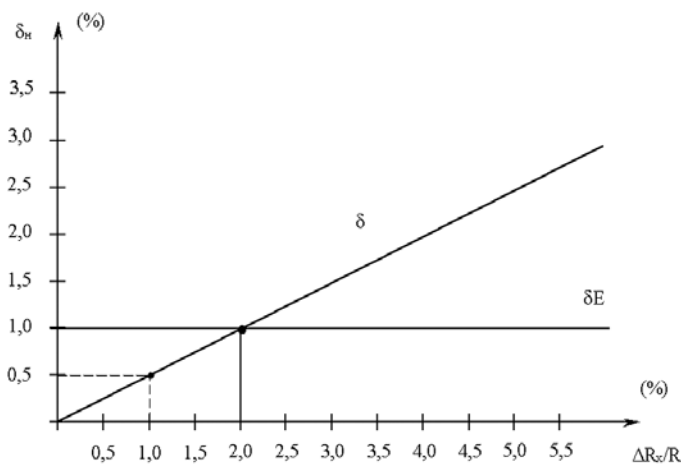


Рис. 2. Залежність складових похибки від відносної зміни опору

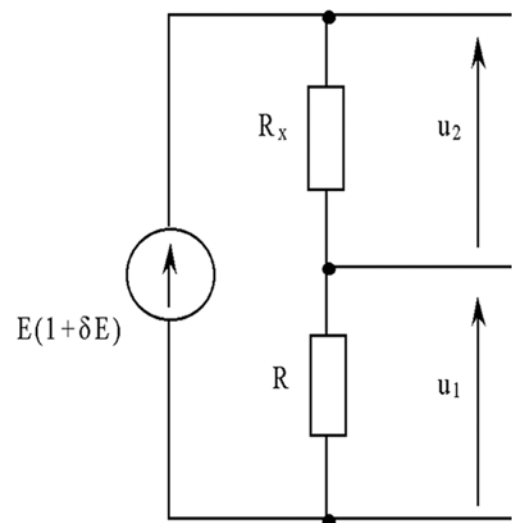


Рис. 3. Ввімкнення давача у схему дільника напруги

Графік відносних складових похибки подано на рис. 2 для $\delta E=0,1\%$.

У разі використання напівмостової схеми (дільника напруги) ввімкнення резистивного давача R_x подано на рис. 3.

У такому разі різницю напруг u_2-u_1 можна подати у вигляді

$$u_2 - u_1 = \frac{E(1 + \delta E)(R + \Delta R_x)}{2R + \Delta R_x} - \frac{E(1 + \delta E)R}{2R + \Delta R_x} = \frac{E(1 + \delta E)\Delta R_x}{2R + \Delta R_x} \quad (4)$$

Аналогічно, як і в попередньому випадку, помножимо чисельник і знаменник виразу (4) на $1 + \frac{\Delta R_x}{2R} - \frac{\Delta R_x}{2R}$. Від цього він не зміниться, і ми одержимо

$$\begin{aligned} u_2 - u_1 &= \frac{E(1 + \delta E)\Delta R_x \left(1 + \frac{\Delta R_x}{2R} - \frac{\Delta R_x}{2R}\right)}{2R + \Delta R_x} = \frac{E(1 + \delta E)\Delta R_x}{2R} - \frac{E(1 + \delta E)(\Delta R_x)^2}{2R(2R + \Delta R_x)} = \\ &= \frac{E\Delta R_x}{2R} + \frac{E\delta E\Delta R_x}{2R} - \frac{E(1 + \delta E)(\Delta R_x)^2}{2R(2R + \Delta R_x)} \end{aligned} \quad (5)$$

У виразі (5), подібно, як і у виразі (2), перший член описує ідеальну характеристику перетворення, другий член, пропорційний до вимірюваної величини ΔR_x , це – мультиплікативна складова абсолютної похибки, а третій – пропорційний до квадрата вимірюваної величини $(\Delta R_x)^2$, це – абсолютна похибка нелінійності.

У такому разі відносна похибка вимірювання буде:

$$\delta_{\Delta R_x} = \left(\delta E - \frac{(1 + \delta E)\Delta R_x}{2R + \Delta R_x} \right) \cdot 100\% = \left(\delta E - \frac{\Delta R_x}{2R} \right) \cdot 100\% \quad (6)$$

Як бачимо, що відносна похибка мостової (3) і напівмостової (6) схем однакові. Порівнюючи між собою перші члени виразів (2) і (5), можна сказати, що чутливість мостової схеми S_m , яка визначається як відношення вихідної величини u_2-u_1 до вхідної ΔR_x , дорівнює

$$S_m = \frac{u_2 - u_1}{\Delta R_x} = \frac{E}{4R},$$

і є вдвічі меншою, ніж чутливість дільника напруги S_d , що дорівнює:

$$S_d = \frac{u_2 - u_1}{\Delta R_x} = \frac{E}{2R} \quad (7)$$

З цього погляду напівмостова схема (дільник напруги) має перевагу. Але у такому разі складнішою є реалізація вторинного перетворювача [8].

Через нелінійну залежність вихідних напруг незрівноваженого моста і дільника напруги від ΔR_x застосовувати їх є сенс тільки за малих відносних змін $\Delta R_x/R$. В іншому разі намагаються лінеаризувати характеристику дільника напруги чи незрівноваженого моста.

Широко використовують метод використання додатного зворотного зв'язку. Суть його полягає в тому, що напругу живлення моста роблять залежною від ΔR_x відповідно до такого виразу [4–6]

$$E = E_0 \left(2 + \frac{\Delta R_x}{R} \right) = \frac{E_0}{R} (2R + \Delta R_x) \quad (8)$$

Тоді, якщо напруга, наприклад, на виході моста визначається виразом $u_{12} = \frac{E\Delta R_x}{2(2R + \Delta R_x)}$,

то, підставивши сюди замість $E = \frac{E_0}{R} (2R + \Delta R_x)$, одержимо, що

$$u_{12} = \frac{E_0(2R + \Delta R_x)\Delta R_x}{2R(2R + \Delta R_x)} = \frac{E_0\Delta R_x}{2R}, \quad (9)$$

тобто залежність стає лінійною. Цей метод реалізують за допомогою схем на операційних підсилювачах [4]. Недоліки таких схем описано в [4–5].

У цифрових незрівноважених мостах [7] фактично вимірюють відношення напруги в точці 1 моста (рис.1) до напруги у точці 2. Для коду аналого-цифрового перетворювача (АЦП) можна записати:

$$N = K_{\Pi} \frac{u_2}{u_1},$$

де u_1 – напруга вершини 1; u_2 – напруга вершини 2; K_{Π} – коефіцієнт перетворення АЦП.

Напруги у вершинах 1 і 2 відповідно будуть:

$$u_1 = E \frac{R}{R_x + R}, \quad u_2 = E/2.$$

Тоді

$$N_1 = \frac{K_{\Pi} E}{2} / E \frac{R}{R_x + R} = K_{\Pi} \frac{R_x + R}{2R}.$$

Якщо $K_{\Pi}=2$, $N_1 = \frac{R + R_x}{R} = 1 + \frac{R_x}{R}$. Тепер вихідний код одержують, віднімаючи одиницю від коду N_1 .

Отже, вихідний код пов'язаний лінійною залежністю з вимірюваною величиною – опором вимірюваного резистора

Прямим методом лінеаризації характеристики дільника напруги чи чотириплечого моста є вимірювання не абсолютної, а відносної різниці амплітуд [8].

У такому разі для мостової схеми (рис.1) можна записати

$$\frac{u_1 - u_2}{u_1} = \frac{\frac{E(1 + \delta E)R}{2R} - \frac{E(1 + \delta E)R}{2R + \Delta R_x}}{\frac{E(1 + \delta E)R}{2R + \Delta R_x}} = \frac{ER(1 + \delta E)(2R + \Delta R_x - 2R)}{E(1 + \delta E)R(2R + \Delta R_x)} = \frac{\Delta R_x}{2R} = \frac{1}{2} \delta_R. \quad (10)$$

З (10) видно, що при вимірюванні відносної різниці амплітуд в діагоналі моста його характеристика є лінійною.

Аналогічний результат одержимо і для дільника напруги. Так, як зрозуміло з рис. 2 для відносної різниці амплітуд і спадів напруг на резисторах дільника запишемо

$$\frac{u_1 - u_2}{u_1} = \frac{\frac{E(1 + \delta E)(R + \Delta R_x)}{2R + \Delta R_x} - \frac{E(1 + \delta E)R}{2R + \Delta R_x}}{\frac{E(1 + \delta E)R}{2R + \Delta R_x}} = \frac{E(1 + \delta E)(R + \Delta R_x - R)}{E(1 + \delta E)R(2R + \Delta R_x)} = \frac{\Delta R_x}{R} = \delta_R.$$

Бачимо, що при вимірюванні відносної різниці напруг усуваються обидві складові похибки: похибка нелінійності та мультиплікативна похибка, що зумовлена нестабільністю джерела живлення мостової схеми.

4. Висновки

Через нелінійну залежність вихідної напруги моста та різниці напруг на плечах напівмоста (дільника напруги) від змін опору плеча ΔR_x їх використання має сенс тільки при малих відносних змінах $\Delta R_x/R$. В іншому ж разі застосовують методи лінеаризації.

З поширенням операційних підсилювачів застосування набув метод використання додатного зворотного зв'язку, за якого напругу живлення моста роблять залежною від ΔR_x .

У цифрових мостах з цією метою використовують АЦП з двотактним інтегруванням та коефіцієнтом перетворення, що дорівнює 2. На виході такого АЦП одержують код відношення напруг в точках вимірювальної діагоналі у вигляді $1 \pm \frac{\Delta R_x}{R}$. У цьому виразі код дробової частини пропорційний до відносної зміни опору ΔR_x .

Прямим методом лінеаризації характеристик мостових схем є вимірювання відносної різниці напруг. Реалізація методу також вимагає аналого-цифрового перетворення. Метод придатний для реалізації цифрових мостів.

1. Левишина Е.С., Новицкий П.В. *Электрические измерения физических величин. Измерительные преобразователи.* – Л., 1983. 2. Полицук Е.С. *Измерительные преобразователи.* – К., 1981. 3. Бриндли К. *Измерительные преобразователи. Справочное пособие.* – М., 1991. 4. Гутников В.С. *Интегральная электроника в измерительных устройствах.* – Л., 1980. 5. Гутников В.С. *Применение операционных усилителей в измерительной технике.* – Л., 1975. 6. Грибок М.І., Расін Ю.В., Суркова Т.С. *Оптимізація параметрів схеми лінеаризації з позитивним та від'ємним зворотним зв'язком. Технічні засоби автоматизації вимірів та керування науковими дослідженням.* – №257. – 1991. – С.31–37. 7. *Цифровой неуравновешенный мост.* А.С. 983551 СССР, МКИ G01R 17/10 /Беззубцев В.В., №2818389/18-21; Заявл.20.09.79; Опубл. 23.12.82, Бюл. №43. – 3с. 8. Бучма І.М. *Індуктивна електророзвідка та вихрострумова діагностика: єдність, відмінності та перспективи. Вимірювальна техніка та метрологія.* – №53. – 1998. – С.97–104. 9. Бучма І.М., Бучма О.І. *Похибки модуляції сигналів параметричного вихрострумовеого перетворювача // Автоматика, вимірювання та керування.* – 1998. – №324. – С.92–97.

УДК 621.317

І.М. Бучма, К.В. Ферчук

Національний університет “Львівська політехніка”,
кафедра автоматики та телемеханіки

МОДЕЛЮВАННЯ ДЖЕРЕЛА ФЛІКЕР-ШУМУ В СИСТЕМАХ КОМП'ЮТЕРНОЇ МАТЕМАТИКИ

© Бучма І.М., Ферчук К.В., 2005

Описані методи моделювання флікер-шуму на основі джерел білого шуму в системах комп'ютерного моделювання.

Ways of simulation of flicker noise on white noise sources basis in computer simulation systems are circumscribed.

1. Постановка задачі

Під час моделювання високочутливих вимірювальних електронних систем, що працюють на низьких частотах, необхідно враховувати вплив флікер-шуму, оскільки ним визначається поріг чутливості. Зокрема, це стосується засобів, що працюють за методом періодичного порівняння. Однак готові джерела флікер-шуму відсутні у стандартних бібліотеках навіть потужних програмних засобів, зокрема MATLAB/Simulink.

2. Аналіз стану досліджень та публікацій на задану тему

Існують різні математичні моделі подання флікер-шуму. Одна з найвживаніших – подання через спектральну густину потужності [1]:

$$S(\omega) = S_0 \frac{\omega_0}{\omega}, \quad (1)$$