

УДК 621.317

О.В. Токаренко, студент гр. ВМ-51-1, к.т.н., доц. Ю.С. Шумков
КПІ ім. Ігоря Сікорського

АНАЛІЗ ПОХИБКИ ДІСТАНЦІЙНОГО ВИМІРЮВАННЯ ІМПЕДАНСУ ДАТЧИКІВ ВІД ЄМНОСТІ З'ЄДНУВАЛЬНИХ ПРОВІДІВ

Анотація. Для визначення витрат палива в рухомих об'єктах, наприклад в літаках, використовуються ємнісні датчики, які розташовані в паливних баках. Електрична схема заміщення датчика на змінному струмі являє собою паралельний R_x, C_x -двополюсник. Вимірювання, як правило, дистанційні. При цьому значний вплив на точність вимірювань надають ємності з'єднуючих проводів. Наведено аналіз похибки визначення параметрів комплексно опору ємнісного датчика із-за шунтуючого впливу ємності з'єднуючих проводів, що дозволяє мінімізувати похибку та підвищити точність під час дистанційних вимірювань.

Ключові слова: ємнісний датчик, випробувальний сигнал, дистанційні вимірювання, амплітудна, фазова похибка перетворення.

ВСТУП

Для визначення витрат палива в рухомих об'єктах, наприклад витрат палива в літаках, використовуються параметричні ємнісні датчики [1], які розташовані в паливних баках. Таки датчики виконуються у вигляді коаксіальної конструкції з двох спрофільованих відрізів труб, що враховують зміну обсягу палива від форми бака. Електрична схема заміщення датчика на змінному струмі являє собою паралельний R_x, C_x -двополюсник, де ємність C_x є інформативним параметром, за яким визначається рівень палива в баках. Активний опір R_x виступає як додатковий параметр, який впливає на результат вимірів параметру C_x .

ОГЛЯД ПОПЕРЕДНІХ РОБІТ

Вимірювання проводять на гармонічному сигналі. Ємнісний датчик включено у вхідну вимірювальну схему на операційному підсилювачі (ОП) з від'ємним зворотним зв'язком. Така схема має нульовий вхідний опір, у точці включення датчика (інвертуючий вхід ОП) підтримується віртуальна земля. Тим самим забезпечується режим заданої напруги на досліджуваному двополюснику (ємнісний датчик). Струм, який тече через двополюсник, відтворює його повний комплексний опір. Цей струм далі тече через резистор зворотного зв'язку – тим самим здійснюється перетворення імпедансу датчика в активну величину (напругу), за якою вже можна визначити параметри імпедансу, використовуючи, наприклад, метод фазочутливого перетворення [2,3]. Використання цього методу забезпечує роздільне визначення дійсної і уявної складової повного комплексного опору, за якими можливо інваріантне визначення параметрів R_x , або C_x [3]. Використання цього методу також забезпечує досить високі метрологічні характеристики.

Основною проблемою є то, що вимірювання, як правило, дистанційні. Довжина з'єднувальних проводів може досягати декілька метрів. При підключенні датчика до вимірювальної схеми виникає похибка перетворення імпедансу датчика в напругу, яка обумовлена не нульовим вхідним опором схеми перетворення «імпеданс-напруга» із-за кінцевого значення коефіцієнта

підсилення операційних підсилювачів (ОП) у діапазоні частот. При цьому порушується режим заданої напруги на досліджуваному двополюснику. При цьому значний вплив на точність перетворення імпедансу в напругу надають ємності з'єднуючих проводів.

ПОСТАНОВКА ЗАВДАННЯ

Метою статті є аналіз похибки визначення параметрів комплексно опору ємнісного датчика із-за шунтуючого впливу ємності з'єднуючих проводів, що дозволяє підвищити точність під час дистанційних вимірювань.

ТЕОРЕТИЧНІ ПОЛОЖЕННЯ

На рис. 1 наведена спрощена схема перетворення імпедансу \dot{Z}_X досліджуваного двополюсника (ємнісний датчик) в напругу \dot{U}_X .

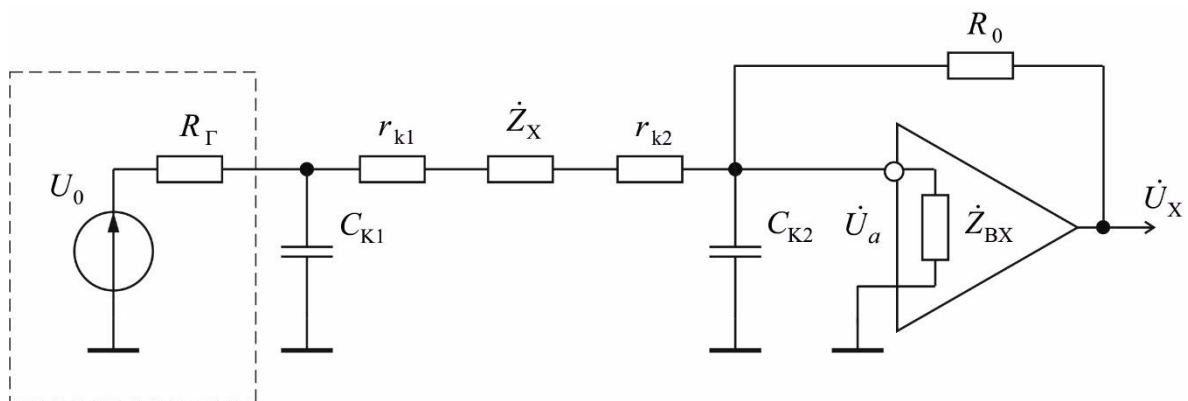


Рисунок 1. Спрощена схема перетворення імпедансу \dot{Z}_X в напругу \dot{U}_X

На рисунку пунктиром виділено джерело синусоїдальної напруги \dot{U}_0 (джерело випробувального сигналу) з внутрішнім опором R_Γ ; $C_{k1,k2}$ – еквівалентні зосереджені ємності відрізків з'єднувальних проводів; r_{k1}, r_{k2} – активні опори з'єднувальних проводів; \dot{Z}_{BX} – внутрішній вхідний опір ОП; R_0 – опір у зворотному зв'язку ОП. В якості з'єднувальних ліній використовують коаксіальний кабель типу РК, що має параметри: $r_0 = 5,2 \cdot 10^{-3}$ Ом/м – погонний опір при постійному струмі; $C_0 = 1 \cdot 10^{-10}$ Ф/м – погонна ємність. Довжина проводів може складати до $l = 10$ м. При цьому еквівалентні ємності з'єднань можуть складати $C_{k1,k2} = C_0 \cdot l = 1 \cdot 10^{-9}$ Ф. Активні опори кожного з двох відрізків з'єднувальних проводів будуть $r_k = r_0 \cdot l = 5,2 \cdot 10^{-2}$ Ом.

Слід відмітити, що при дистанційних вимірюваннях модуль опору об'єкта вимірювання $|\dot{Z}_X|$, як правило, значно перебільшує опір проводів, що підводять до схеми вимірювання імпедансу. Лише в цьому випадку можливо отримання прийнятної точності вимірювань без використання спеціальних і при цьому складних пристроїв компенсації. Тобто вважаємо, що виконується умова $|\dot{Z}_X| \gg r_k$.

Ємність C_{k1} практично не впливає, так як підключена безпосередньо до виходу джерела напруги \dot{U}_0 з малим внутрішнім опором $R_r = 0,1 \div 0,2$ Ом. Вплив ємності C_{k2} зменшено за рахунок підключення до віртуальної землі на інвертуючому вході ОП. Але це відбувається на низьких частотах, де коефіцієнт підсилення ОП за значенням ще досить великий.

Вихідна напруга \dot{U}_x схеми перетворення (рис. 1) знаходиться з виразу

$$\frac{1}{\dot{Z}_x}(\dot{U}_0 - \dot{U}_a) + \frac{1}{R_0}(\dot{U}_x - \dot{U}_a) - \frac{\dot{U}_a}{\dot{Z}_{BX}} - \dot{U}_a j\omega C_K = 0, \quad (1)$$

де \dot{U}_a – напруга на інвертуючому вході ОП, яку знаходимо з виразу

$\dot{U}_a = -\frac{\dot{U}_x}{\dot{K}(j\omega)}$. Коефіцієнт підсилення ОП $\dot{K}(j\omega)$ має комплексний характер.

Його залежність від частоти виявляється практично з низьких частот і може бути описана (для частотно-скоригованих ОП) інерційною ланкою першого

порядку – $\dot{K}(\omega) = \frac{K_0}{1 + j\omega\tau_{OP}}$, де K_0 – коефіцієнт підсилення ОП на постійному

струмі, $\omega = 2\pi f$ – частота випробувального сигналу, τ_{OP} – еквівалентна постійна часу ОП. Постійну часу приблизно можна оцінити за формулою

$\tau_{OP} \approx \frac{K_0}{2\pi f_1}$, де f_1 – частота одиничного підсилення [5]. Розв'язавши (1),

отримаємо:

$$\dot{U}_x = -U_0 R_0 \dot{Y}_x \frac{1}{1 + j \frac{\omega}{\omega_1} [1 + \frac{R_0}{\dot{Z}_x} + \frac{R_0}{\dot{Z}_{BX}} + j\omega C_K R_0]}, \quad (2)$$

де $\dot{Y}_x = 1/\dot{Z}_x$ – провідність паралельного R_x, C_x -кола, $\omega_1 = 2\pi f_1$. Відносну похибку перетворення у вигляді комплексного числа знаходимо з виразу:

$$1 + \delta \cong 1 - j \frac{\omega}{\omega_1} [1 + R_0 \dot{Y}_x + \frac{R_0}{\dot{Z}_{BX}} + j\omega C_K R_0]$$

Представимо \dot{Y}_x у більш зручному вигляді $\dot{Y}_x = A_x + jB_x$, де $A_x = 1/R_x$; $B_x = \omega C_x$. Тоді, за умовою $R_0/|\dot{Z}_{BX}| \rightarrow 0$, отримаємо:

$$\begin{aligned} [1 + \delta] &= 1 - j \frac{\omega}{\omega_1} [1 + (A_x + jB_x)R_0 + j\omega C_K R_0] = \\ &= 1 + \frac{\omega}{\omega_1} [B_x R_0 + \omega C_K R_0] - j \frac{\omega}{\omega_1} [1 + A_x R_0] = 1 + x - j \cdot y, \end{aligned}$$

де $x = \frac{\omega}{\omega_1} [B_x R_0 + \omega C_K R_0]$; $y = \frac{\omega}{\omega_1} [1 + A_x R_0]$. Використовуючи розклади

функцій у степеневі ряди, за умовою, що $|x| \ll 1, |y| \ll 1$, а також знехтувавши членами ряду, що мають степінь 2 і вище, отримаємо:

$$[1+\delta] = \sqrt{(1+x)^2 + y^2} \cdot e^{-j \arctg \frac{y}{1+x}} \cong [1+x+0,5(x^2+y^2)] \cdot e^{-j \frac{y}{1+x}} = [1+\gamma_k(\omega)] \cdot e^{j\Theta(\omega)}, \quad (3)$$

де $\gamma_k(\omega)$ – амплітудна, $\Theta(\omega)$ – фазова похибки перетворення $\dot{Y}_X \rightarrow \dot{U}_X$. Отже,

$$\gamma_k(\omega) = x + 0,5(x^2 + y^2) = \frac{\omega}{\omega_1} [B_X R_0 + \omega C_K R_0] + 0,5 \left(\frac{\omega}{\omega_1} \right)^2 \left\{ B_X^2 R_0^2 + [1 + A_X R_0]^2 + 2\omega C_K R_0^2 B_X + \omega^2 [C_K R_0]^2 \right\}; \quad (4)$$

$$\Theta(\omega) = \frac{-y}{1+x} \cong -y(1-x) = -\frac{\omega}{\omega_1} \left\{ 1 + A_X R_0 - \frac{\omega}{\omega_1} B_X R_0 [1 + A_X R_0] - \frac{\omega^2}{\omega_1} C_K R_0 [1 + A_X R_0] \right\}. \quad (5)$$

Знайдемо оцінки амплітудної $\gamma_k(\omega)$ (рис. 2) та фазової $\Theta(\omega)$ (рис. 3) похибок перетворення $\dot{Y}_X \rightarrow \dot{U}_X$. Ці похибки обумовлені не нульовим вхідним опором схеми перетворювання «імпеданс-напруга» із-за кінцевого за значенням коефіцієнта підсилення ОП в смузі частот. Похибки, в свою чергу, залежать від частоти випробувального сигналу, від співвідношення значень вимірюваних параметрів R_X, C_X і резистору R_0 (R_0 задається піддіапазоном вимірювання), а також від величини $C_K R_0$, де C_K – ємність з'єднань.

Розглянемо найгірший випадок, коли співвідношення значень вимірюваних параметрів R_X, C_X і резистору R_0 вибирається таким, щоб завжди виконувалась умова $B_X R_0 = 1$ чи $A_X R_0 = 1$. Тобто параметр R_X вимірюється на початку кожного з піддіапазонів по R_X , а параметр C_X – наприкінці кожного з піддіапазонів по C_X . Розглянемо випадок, коли використовуються прецизійні ОП на польових транзисторах з високим вхідним опором, наприклад, типу AD845 з частотою одиничного підсилення $f_1 = 16 \cdot 10^6$ Гц і типу HA5160, у якого частота одиничного підсилення $f_1 = 100 \cdot 10^6$ Гц.

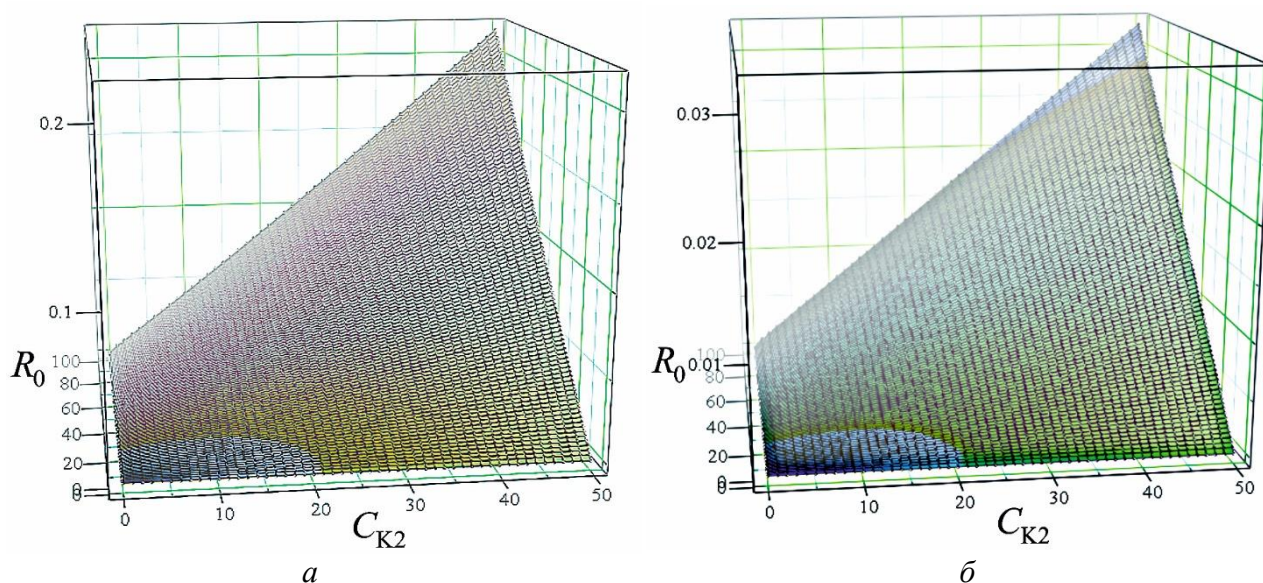


Рисунок 2. Амплітудна похибка $\gamma_k(\omega)$ перетворення $\dot{Y}_X \rightarrow \dot{U}_X$ на частоті $f = 10$ кГц: а – ОП типу AD845; б – ОП типу HA5160

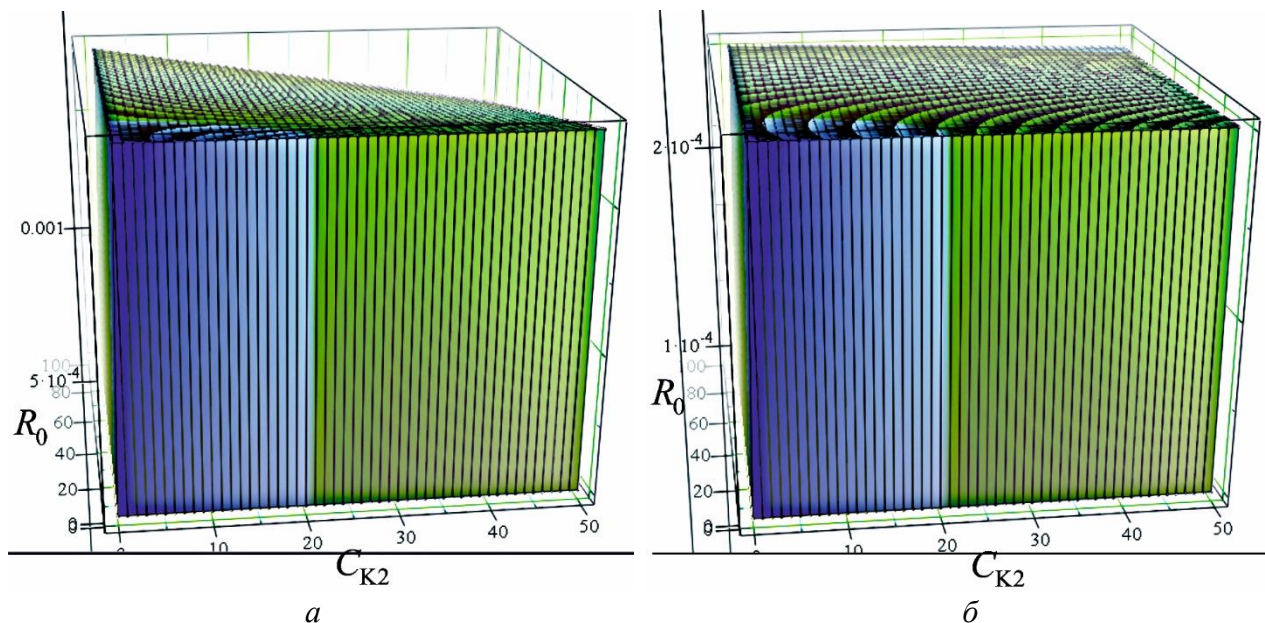


Рисунок 3. Фазова похибка $\Theta(\omega)$ перетворення $\dot{Y}_X \rightarrow \dot{U}_X$ на частоті $f = 10$ кГц: *a* – ОП типу AD845; *б* – ОП типу HA5160

Розрахунок амплітудної $\gamma_k(\omega)$ та фазової $\Theta(\omega)$ похибок виконано на частоті випробувального сигналу $f = 10$ кГц. Ємність C_K змінюється у діапазоні $0,1 \div 5$ нФ, резистор R_0 зворотного зв'язку у діапазоні $10 \div 1000$ кОм. Отже, похибки набувають максимального значення, коли в коло від'ємного зворотного зв'язку ОП включений великий за значенням резистор R_0 – $R_0 = 1$ МОм (відчутний у значній мірі вплив ємності з'єднань). Вибір більш швидкодіючого підсилювача дозволяє зменшити похибку перетворення. Похибки значно зменшуються при вимірах на менших частотах, наприклад на частотах $f = 100$ Гц і $f = 1000$ Гц.

Отримаємо рівняння фазочутливого перетворення параметрів R_X і C_X :

$$U_{R_X} = \operatorname{Re} \left\{ U_0 \left(\frac{R_0}{R_X} + j\omega C_X R_0 \right) (1 + \gamma_k(\omega)) e^{j\Theta(\omega)} \right\},$$

$$U_{C_X} = \operatorname{Im} \left\{ U_0 \left(\frac{R_0}{R_X} + j\omega C_X R_0 \right) (1 + \gamma_k(\omega)) e^{j\Theta(\omega)} \right\}.$$

Враховуючи $e^{j\Theta(\omega)} = \cos\Theta(\omega) + j\sin\Theta(\omega)$, також $\Theta(\omega) \ll 1$, отримаємо $e^{j\Theta(\omega)} \approx 1 + j\Theta(\omega)$. Тоді для паралельного R_X, C_X -двополюсника маємо:

$$\begin{aligned} \left[\frac{R_0}{R_X} + j\omega C_X R_0 \right] \cdot [1 + j\Theta(\omega)] &= \left[\frac{R_0}{R_X} - \Theta(\omega)\omega C_X R_0 \right] + j \left[\omega C_X R_0 + \Theta(\omega) \frac{R_0}{R_X} \right] = \\ &= \frac{R_0}{R_X} \left[1 - \frac{\Theta(\omega)}{tg\delta_X} \right] + j\omega C_X R_0 [1 + \Theta(\omega)tg\delta_X], \text{ де } tg\delta_X = \frac{1}{\omega C_X R_X} \end{aligned}$$

Тобто, фазова похибка $\Theta(\omega)$ дає додаткову дійсну активну (синфазну) $\gamma_{\phi.сф} = -\Theta(\omega)/tg\delta_X$ і уявну реактивну (квадратурну) $\gamma_{\phi.кв.} = \Theta(\omega)tg\delta_X$ складові. Звідки остаточно отримаємо:

$$U_{R_X} = U_0 \frac{R_0}{R_X} \{ [1 - \Theta(\omega)/tg\delta_X] [1 + \gamma_k(\omega)] \} = U_0 \frac{R_0}{R_X} \{ 1 - \Theta(\omega)/tg\delta_X + \gamma_k(\omega) + Q_1 \}; \quad (6)$$

$$\begin{aligned} U_{C_X} &= U_0 \omega C_X R_0 U_0 \{ [1 + \Theta(\omega)tg\delta_X] [1 + \gamma_k(\omega)] \} = \\ &= U_0 \omega C_X R_0 U_0 \{ 1 + \Theta(\omega)tg\delta_X + \gamma_k(\omega) + Q_2 \} \end{aligned} \quad (7)$$

де Q_1, Q_2 – величини другого порядку малості (складаються з добутку відносних похибок), якими можна знехтувати.

ВИСНОВКИ

Наведений аналіз дозволив одержати аналітичні вирази амплітудної та фазової складових похибки перетворення «імпеданс-напруга» з урахуванням ємності з'єднувальних проводів, зручні для подальшого використання. Отримано числові оцінки цих похибок в залежності від частоти випробувального сигналу, співвідношення значень вимірюваних параметрів і резистору у колі зворотного зв'язку підсилювача у вхідній схемі перетворювача «імпеданс-напруга», а також від ємності з'єднувальних проводів. Показано, що вибір широкосмугових операційних підсилювачів дозволяє зменшити похибку перетворення. Сформульовані вимоги до вибору цих підсилювачів за частотою одиничного підсилення. Одержані результати дають змогу врахувати складові похибки перетворення та реалізувати відомі алгоритми корекції впливу похибок на результат дистанційних вимірювань імпедансу. Доцільними є подальші дослідження у частині розробки методів корекції похибок під час дистанційних вимірювань.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Аш Ж. Датчики измерительных систем: в 2-х книгах / Ж. Аш, П. Андре, Ж. Бофон и др. – М.: Мир, 1992. – Кн. 1 – 480 с.
2. Кнеллер В.Ю. Определение параметров многоэлементных двухполюсников / В.Ю. Кнеллер – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 144 с.
3. Мартяшин А.И. Основы инвариантного преобразования параметров электрических цепей / А.И. Мартяшин, К.Л. Куликовский, С.К. Куроедов, Л.В. Орлова. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 216 с.
4. Байда Н.П. Микропроцессорные системы поэлементного диагностирования РЭА / Н.П. Байда, И.В. Кузьмин, В.Т. Шпилевой. – М.: Радио и Связь, 1987. – 256 с.
5. Туз Ю.М. Автоматизація аналізу вимірювальних пристроїв: монографія / Ю.М. Туз, Ю.С. Шумков, О.В. Козир // За заг. ред. Ю.М. Туза. – К.: "Корнійчук", 2014. – 172 с.

Наук. керівник – к.т.н., доц. Шумков Ю.С.