

ЗАСОБИ ВИМІРЮВАННЯ ЕЛЕКТРИЧНИХ ТА МАГНІТНИХ ВЕЛИЧИН

УДК 621.317.73

КОМПЕНСАЦІЯ ФАЗОВИХ ЗСУВІВ У СХЕМАХ АКТИВНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ІМІТАНСУ В НАПРУГУ

© Михайло Гаврилюк, Володимир Хома, 2002

Національний університет “Львівська політехніка”, кафедра “Автоматика і телемеханіка”,
вул. С. Бандери, 12, 79013, Львів, Україна

Оцінено ступінь впливу паразитних фазових зсувів на результати вимірювання складових імпедансу та запропоновано можливі способи його зменшення.

Проведена оцінка впливу паразитних фазових сдвигів на результати измерения составляющих импеданса и предложены возможные способы его уменьшения.

The estimation of influencing of spurious phase shifts to measurement results of an impedance components is realized and it is offered possible ways of its reduction.

Інерційність елементів вимірювального каналу, насамперед операційних підсилювачів, що входять до складу активного перетворювача “імпеданс-напруга” (АПН), викликає паразитні фазові зсуви сигналу вимірювальної інформації, чим обмежує діапазон робочих частот вимірювача імпедансу. Паразитні фазові зсуви багатьох різновидностей АПН можна проаналізувати на основі вимірювальної схеми, що наведена на рис.1. Операційний підсилювач ОП₁ у першому наближенні

покликаний створити режим заданої напруги для контрольованого об'єкта, а на ОП₂, ОП₃ і ОП₄, ОП₅ зібрані відповідно різницеві підсилювачі прямого та опорного каналів. На різницеві підсилювачі покладається завдання не лише виділення спаду напруг на контрольованому об'єкті та зразковій мірі, але і узгодження рівнів сигналів АПН та перетворювача “вектор-скаляр”.

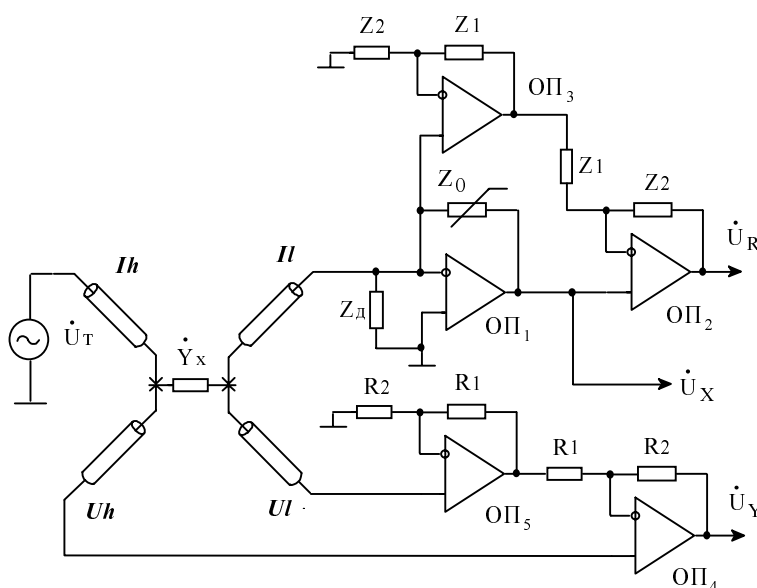


Рис. 1. Вигляд вимірювальної схеми на операційних підсилювачах для розрахунку паразитних фазових зсувів

У загальному вигляді функція перетворення вимірювальної схеми описується таким виразом [1]

$$\dot{U}_x = -\dot{U}_T Z_o \dot{Y}_x \frac{1}{1 + (1 + Z_o \dot{Y}_x + Z_o / Z_d) / A} \dot{W}_p, \quad (1)$$

де $\dot{Y}_x = Y_A + jY_P$ – провідність досліджуваного об'єкта із активною Y_A та реактивною Y_P -складовими; $Z_o = R_o / (1 + j\omega C_o R_o)$ – комплексна пасивна міра; Z_d – опір між входами ОП₁; \dot{W}_p – коефіцієнт передачі різницевого підсилювача.

Оскільки передаточна функція АПН на ідеальному операційному підсилювачі описується виразом

$$W_i = -R_o (Y_A + jY_P), \quad (2)$$

подамо функцію перетворення (1) у вигляді

$$\dot{U}_x = \dot{U}_T \dot{W}_i |Z_o| e^{-j\varphi_{Z_o}} |\dot{K}_p| e^{-j\varphi_{K_p}} \times \frac{1}{1 + \beta_x A_1} \cdot \frac{1}{1 + \beta_k A_2}, \quad (3)$$

де \dot{K}_p – коефіцієнт передачі різницевого підсилювача, реалізованого на ідеальних операційних підсилювачах; $1/(1 + \beta_x A_1)$ і $1/(1 + \beta_k A_2)$ – похибки статизму операційних схем відповідно на ОП₁ та ОП₂.

Для зниження рівня шумів та забезпечення необхідного запасу стійкості до складу АПН вводять коректуючу ємність C_o , тому $Z_o = R_o / (1 + j\omega C_o R_o)$ і внаслідок цього виникає додатковий фазовий зсув φ_{Z_o} [2]. Як видно із виразу (3), компенсацію такого зсуву доцільно покласти на різницевого підсилювач. Для цього резистор R_1 на вході ОП₂ шунтують конденсатором C_1 , тому

$$\begin{aligned} \dot{K}_p &= 1 + \frac{Z_2}{Z_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1} (1 + j\omega C_1 R_1) = \\ &= K_o [1 + j\omega C_1 (R_1 || R_2)]. \end{aligned}$$

Умовою повної компенсації є $\varphi_{Z_o} + \varphi_{K_p} = 0$, тому необхідне значення шунтуючої ємності обчислюють за виразом

$$C_1 = C_o R_o \frac{(R_1 + R_2)}{R_1 R_2}.$$

Отже, після компенсації функція перетворення вимірювальної схеми спрощується і набуває вигляду

$$\dot{U}_x = -\dot{U}_T R_o (Y_A + jY_P) \frac{1}{1 + \beta_x A_1} \cdot \frac{1}{1 + \beta_k A_2}. \quad (4)$$

Оцінимо вплив, який має на результати вимірювання складових імітансу статизм операційних схем АПН та підсилювального каскаду. Якщо для побудови різницевого підсилювачів використані двополосні ОП із коефіцієнтом підсилення без зворотного зв'язку

$$A_2 = \frac{A_2(0)}{\left(1 + j\frac{f}{f_1}\right) \left(1 + j\frac{f}{f_2}\right)},$$

то на інтервалі частот $3 \cdot f_1 \leq f \leq f_2 / 3$ допустима апроксимація [3]

$$A_2 = \frac{A_2(0)}{jf/f_1} \approx jf/f_e.$$

Отже, коефіцієнт статизму підсилювального каскаду можна записати у вигляді

$$\begin{aligned} \dot{k}_p &= \frac{1}{1 + \beta_k A_2} = \frac{1}{1 + jK_o \cdot f/f_e} = \\ &= \frac{1}{1 + (K_o f / f_e)^2} e^{-jK_o f / f_e}. \end{aligned} \quad (5)$$

Наведений вираз свідчить, що похибка статизму підсилювального каскаду проявляє себе у зменшенні його коефіцієнта передачі та паразитному фазовому зсуві, які на фіксованій частоті можна усунути при настройці вимірювального каналу.

Коефіцієнт статизму АПН має складніший вигляд, оскільки залежить від контрольованої провідності \dot{Y}_x і диференціального вхідного опору Z_d між входами ОП₁ (1)

$$\begin{aligned} \dot{k}_x &= \frac{1}{1 + \beta_x A} = \\ &= \frac{1}{1 + j\frac{f}{f_T} \left[1 + \frac{R_o (Y_A + jY_P)}{1 + j\omega C_o R_o} + \frac{R_o / Z_d}{1 + j\omega C_o R_o} \right]}. \end{aligned} \quad (6)$$

Розглянемо два випадки, коли опiр Z_d набуває iстотно рiзних значень:

– у схемах АПiН iз незаземленим екраном проводiв вхiдного кабелю Z_d визначається синфазними вхiдним опором $R_{cф}$ та ємнiстю $C_{cф}$, якi для операцiйних пiдсилювачiв iз диференцiальним каскадом на польових транзисторах мають порядок $R_{cф} = 100 \text{ МОм}$, $C_{cф} = 2 \text{ пФ}$

$$\frac{1}{Z_d} = \frac{1}{R_{cф}} + j\omega C_{cф} \approx 10^{-8} + jf / 10^{11}; \quad (7)$$

– у схемах АПiН iз заземленим екраном проводiв вхiдного кабелю вхiдний опiр Z_d визначається ємнiстю “провiд-екран” вхiдного кабелю, яка для довжини в 1 метр має ємнiсть близько 150 пФ, тому

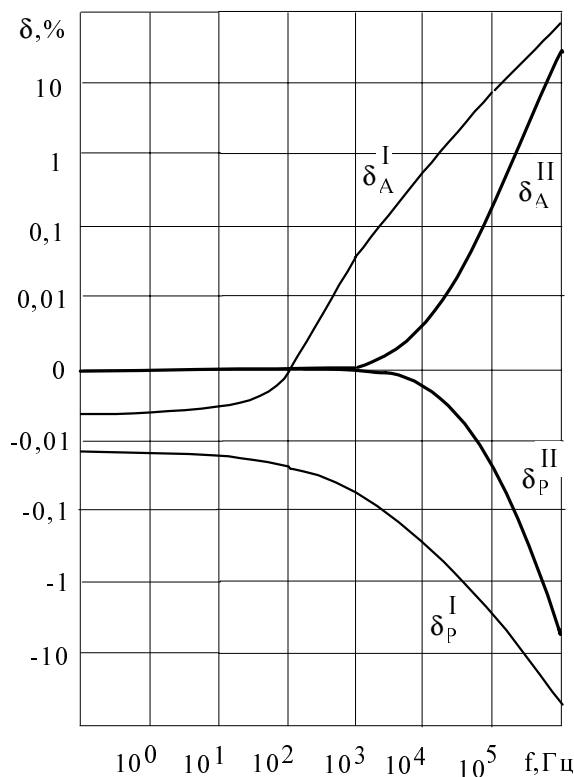
$$\frac{1}{Z_d} = j\omega C_k \approx jf / 10^9. \quad (8)$$

На рис.2, а подано результати моделювання впливу статизму операцiйних схем ОП₁ i ОП₂ на результати вимiрювання складових iмiтансу при таких параметрах вимiрювальної схеми: $f_T = 10^7 \text{ Гц}$, $R_o = 100 \text{ кОм}$, $C_o = 10 \text{ пФ}$, $Y_A R_o \approx 1$ i $Y_P R_o \approx 1$, $f_e = 5 \cdot 10^8 \text{ Гц}$, $K_o = 100$. Наведенi кривi

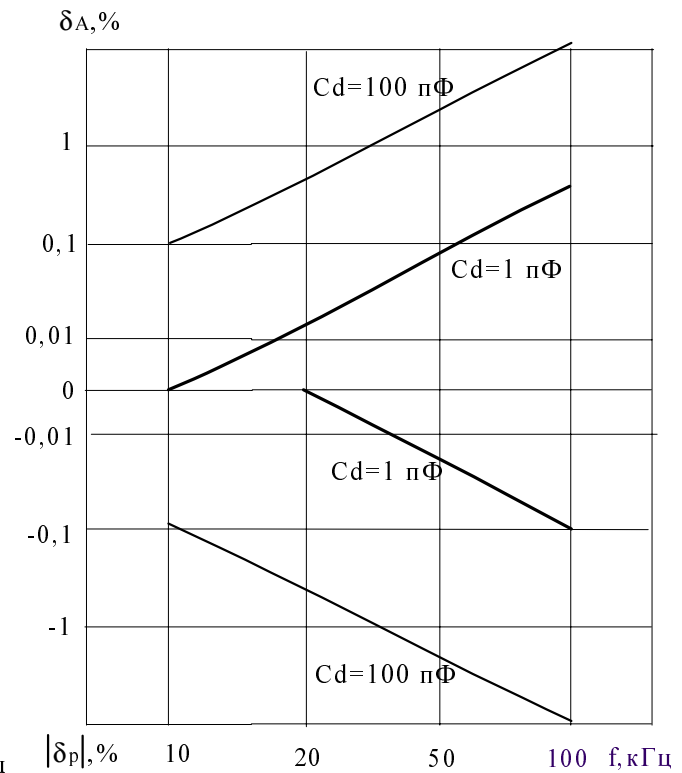
$$\delta_A^I = \frac{\text{Re}\{U_x\}}{Y_A R_o |U_T|} - 1$$

$$i \quad \delta_P^I = \frac{\text{Im}\{U_x\}}{Y_P R_o |U_T|} - 1 \quad (9)$$

показують, що при роботi на частотах понад $f = 10 \text{ кГц}$ через iнерцiйностi операцiйних пiдсилювачiв виникають недопустимо великi похибки. Iстотно ослабити їх вплив корекцiєю нуля чи калiбрування не вдається, бо домiнуючими за характером є похибки нелiнiйностi (взаємного впливу складових) [4].



а



б

Рис. 2. Вплив iнерцiйностi ОП на результати вимiрювання складових iмiтансу

Зменшити вплив паразитних фазових зсувів і внаслідок цього розширити смугу робочих частот можна, якщо сигнал вимірювальної інформації формувати на основі відношення падіння напруги на зразковому резисторі \dot{U}_R

$$\dot{U}_R = (\dot{U}_x - \Delta\dot{U}) \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_e} K_o} =$$

$$= -\dot{U}_T \frac{R_o(Y_A + jY_P)}{1 + j \frac{f}{f_T} \cdot \frac{R_o}{(1 + j\omega C_o R_o)} \left(Y_A + jY_P + \frac{1}{Z_d} \right) \left(1 + j \frac{f}{f_T} \right)} \cdot \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_e} K_o}$$

до напруги \dot{U}_Y , прикладеної до контрольованого об'єкта

$$\dot{U}_Y = (\dot{U}_T - \Delta\dot{U}) \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_e} K_o} =$$

$$= \dot{U}_T \frac{1 + j \frac{f}{f_T} \left(1 + \frac{Z_o}{Z_{\text{ЛБ}}} \right)}{1 + j \frac{f}{f_T} \left(1 + Y_x Z_o + \frac{Z_o}{Z_d} \right)} \cdot \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_e} K_o}$$

На рис. 2, а пара кривих

$$\delta_A^{\text{II}} = \frac{\text{Re}\{\dot{U}_R / \dot{U}_Y\} - 1}{Y_A R_o} - 1$$

$$i \quad \delta_P^{\text{II}} = \frac{\text{Im}\{\dot{U}_R / \dot{U}_Y\} - 1}{Y_P R_o} - 1$$

відображає можливість розширення діапазону робочих частот до 100 кГц описаним способом. Однак реалізація відношення $\frac{\dot{U}_x}{\dot{U}_Y}$ передбачає двоканальну

логометричну структуру прямого вимірювального каналу або ж додаткові вимоги до побудови зворотного каналу у автокомпенсаційних структурах [5].

У схемах АПН із заземленим екраном вхідного кабелю різко зростають паразитні фазові зсуви. На рис. 2,б показано, як у межах частотної декади від 10 кГц до 100 кГц ємність кабелю спричиняє збільшення частотних похибок вимірювання складових імітансу. Отже, звуження смуги робочих частот є істотним недоліком шунтуючого впливу ємності "екран-жила" вхідного кабелю. Крім того, такий вплив позначається на резонансному збагаченні шумів і зменшенні запасу стійкості АПН.

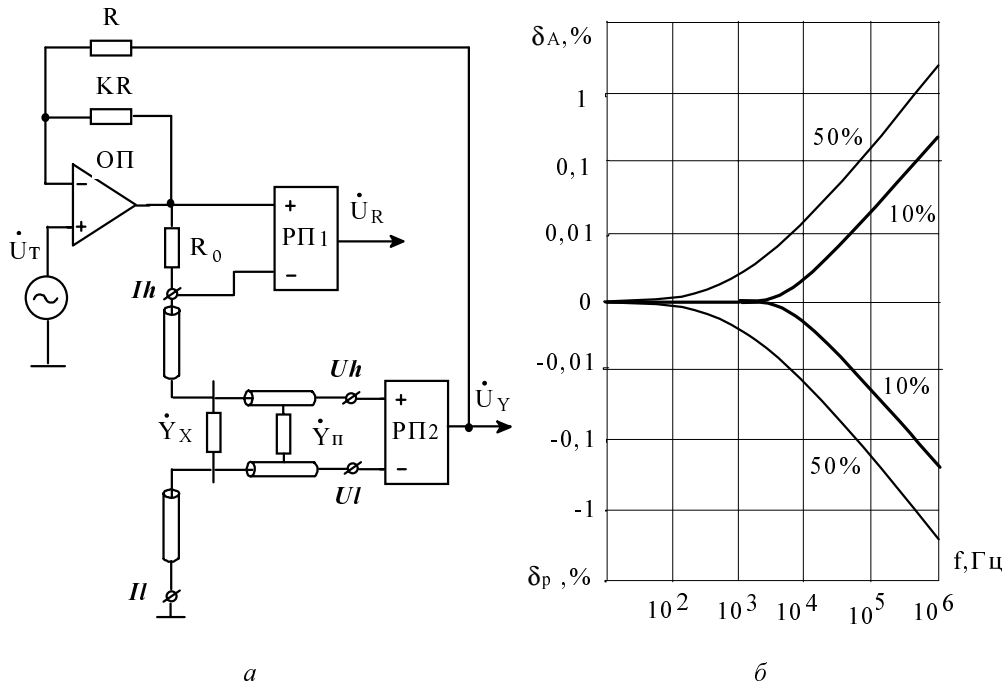


Рис. 3. Схема широкосмугового АПН (а) та вплив характеристик різницевих підсилювачів на результати вимірювання (б)

Для застосування у широкосмугових вимірювачах імітансу прямої дії придатнішим є активний перетворювач [6], схема якого подана на рис. 3. Використання стабілізуючого підсилювача на ОП₁ із великим коефіцієнтом підсилення K_u забезпечує для контрольованого об'єкта режим заданої напруги при вимірюванні складових комплексної провідності \dot{Y}_x або заданого струму при вимірюванні складових комплексного опору Z_x . Зображена на рис. 3 схема відповідає вимірюванню \dot{Y}_x , а для вимірювання опору Z_x досліджуваній об'єкт і зразковий резистор міняють місцями [6].

У одноканальній структурі вимірювача сигнал вимірювальної інформації формується різницеvim підсилювачем, що зібраний на ОП₂ і ОП₃, на основі падіння напруги на зразковому резисторі R_o . Щоб усунути вплив опору під'єднувальних проводів, використовується чотирипровідна схема підключення. Контролюють значення напруги на досліджуваному об'єкті різницеvim підсилювачем на операційних підсилювачах ОП₄ і ОП₅.

Робота пристрою описується такими рівняннями

$$\dot{U}_1 = \frac{1 + K_u}{1 + j(1 + K_u)f/f_e} \dot{U}_o - \frac{K_u}{1 + j(1 + K_u)f/f_e} \dot{U}_Y;$$

$$\dot{U}_R = \frac{K_1}{1 + (\dot{Y}_x + \dot{Y}_d)(R_o + 2r)} \dot{U}_1 R_o (\dot{Y}_x + \dot{Y}_d);$$

$$\dot{U}_Y = \frac{K_2}{1 + (\dot{Y}_x + \dot{Y}_d)(R_o + 2r)} \dot{U}_1,$$

де K_1 і K_2 – комплексні коефіцієнти передачі першого і другого різницеvim підсилювачів; \dot{Y}_d і r – відповідно опір проводу та шунтуюча провідність вхідного кабелю.

Розв'язок наведених рівнянь відносно \dot{U}_R за умови ідентичності коефіцієнтів K_1 і K_2 та значень, близьких до 1, дає такий вираз функції перетворення АПН в одноканальному варіанті застосування

$$\begin{aligned} \dot{U}_x &= K \dot{U}_R \approx \\ &\approx \frac{1}{1 + (\dot{Y}_x + \dot{Y}_d)(R_o + 2r)/K_u + j(1 + K_u)f/f_e} \times \end{aligned}$$

$$\times \dot{U}_o \dot{K} R_o \left(1 + \frac{\dot{Y}_d}{\dot{Y}_x} \right) \dot{Y}_x,$$

де \dot{K} – коефіцієнт підсилення вихідного каскаду АПН, вибором якого задають необхідний рівень чутливості.

Очевидно, шунтуючий ефект провідності \dot{Y}_d викликає адитивну похибку, яку усувають при корекції нуля вимірювального каналу. Отже, рівень похибок визначатиметься, в основному, параметрами K_u і f_e стабілізуючого підсилювача, а також \dot{K} вихідного підсилювача, що є недоліком одноканальної структури.

Якщо сигнал вимірювальної інформації формувати на основі відношення напруг \dot{U}_R/\dot{U}_Y , то забезпечується інваріантність не лише до \dot{K} , K_u і f_e , але і до напруги \dot{U}_o джерела тестового сигналу

$$\frac{\dot{U}_R}{\dot{U}_Y} = \frac{(1 + jf/f_{e1})}{(1 + jf/f_{e2})} \left(1 + \frac{\dot{Y}_d}{\dot{Y}_x} \right) R_o \dot{Y}_x.$$

На рис. 3, б наведено результати досліджень, які ілюструють високий рівень стійкості запропонованої схеми АПН до паразитних фазових зсувів і вплив неідентичності характеристик різницеvim підсилювачів на смугу робочих частот.

1. Хома В.В. Створення та дослідження математичної моделі вимірювальних перетворювачів "імітанс-напруга" // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 1999. – №3. – С.75-79.
2. Гаврилюк М.О., Хома В.В. Підвищення запасу стійкості активних перетворювачів імітанс-напруга // Вісник ДУ "Львівська політехніка". – 1993. – №275. – С.15 – 18.
3. Соклоф С. Аналоговые интегральные схемы. М., 1988.
4. Хома В.В. Улучшение характеристик измерителей составляющих иммитанса для средств параметрического контроля полупроводниковых структур: Автореф. дис... канд. техн. наук: 05.11.05 / ЛПИ. - Львов: 1989. – 17 с.
5. Гаврилюк М.О., Походило С.В., Соголовський Є.П., Хома В.В. Вимірювачі імітансу з прямим перетворенням // Вимірювальна техніка та метрологія. – 1996. – Вип.52. – С.27-29.
6. Перетворювач комплексних опорів і провідності в напругу: Пат. 18438 Україна, МКИ G 01 R 27/26 / Хома В.В. (Україна). №4946825/SU; Заявлено 21.06.91; Опубл. 25.12.97, Бюл. №6. – 3 с.