

## МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ МОДУЛЯТОРА СИГНАЛІВ ПАРАМЕТРИЧНОГО ВИХРОСТРУМОВОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА

© Бучма Ігор<sup>1,2</sup>, Ферчук Костянтин<sup>1</sup>, 2007

<sup>1</sup>Національний університет „Львівська політехніка”, кафедра комп’ютеризованих систем автоматики, вул. С. Бандери, 12, 79013, Львів, Україна

<sup>2</sup>Політехніка Опольська, вул. Соснковського, 31, Ополье, Польща

*Проаналізовано сигнали параметричного вихрострумowego перетворювача при їхній модуляції. Аналіз виконано для вихрострумowego перетворювача з симетруванням параметрів обмоток та без симетрування.*

*Проанализированы сигналы параметрического вихретокового преобразователя при их модуляции. Анализ выполнен для вихретокового преобразователя с симметрированием параметров обмоток и без симметрирования.*

*Analysis of parametrical eddy-current converter signals during modulation is done. The analysis is implemented for eddy-current converters with symmetrization of windings parameters and without the symmetrization.*

**Постановка задачі.** У засобах вихрострумowego контролю завдяки простоті широко застосовуються параметричні вихроструміві перетворювачі (ПВСП) [1]. Часто вихідні сигнали ПВСП при періодичному порівнянні надходять на модулятор [2]. Для оптимізації структури засобів подальшого оброблення вихідного сигналу модулятора важливим є дослідження цього сигналу.

**Аналіз стану досліджень та публікацій на задану тему.** У [1, 3] проаналізовано параметри ПВСП та умови його симетрування.

**Формулювання цілей статті.** Необхідно проаналізувати моделі вихідного сигналу модулятора, що формується на основі сигналів ПВСП та оцінити вплив на нього операції симетрування ПВСП.

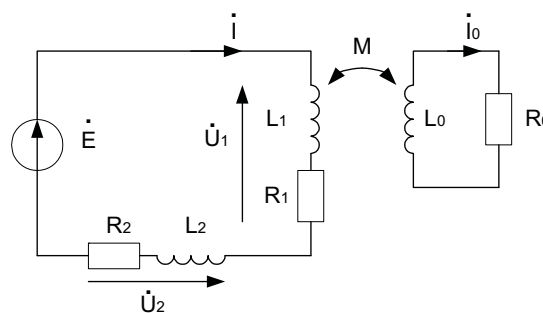
**Виклад основного матеріалу.** ПВСП складається з послідовно увімкнених опорної та вимірювальної обмоток [2, 4]. Еквівалентну схему ПВСП разом з об’єктом вимірювання можна подати, замінивши об’єкт вимірювання контуром, що складається з індуктивності  $L_0$  та опору втрат  $R_0$  [5–6] (див. рисунок), де  $\dot{E}$  – еквівалентна комплексна напруга живлення ПВСП,  $L_1, L_2$  – індуктивності вимірювальної та опорної обмоток відповідно,  $R_1, R_2$  – активні опори вимірювальної та опорної обмоток відповідно,  $\dot{U}_1, \dot{U}_2$  – комплексні напруги на вимірювальній та опорній обмотках відповідно,  $M$  –

магнітний зв’язок між вимірювальною обмоткою та об’єктом вимірювання.

Вихровий струм  $I_0$ , що створюється в об’єкті вимірювання, описується виразом:

$$I_0 = \frac{j\omega M \dot{I}}{R_0 + j\omega L_0}, \quad (1)$$

де  $\dot{I}$  – комплексний струм, що протікає через обмотки,  $\omega$  – кругова частота напруги живлення ПВСП. Тоді з урахуванням (1) напруга на вимірювальній обмотці:



Еквівалентна схема параметричного вихрострумowego перетворювача

$$\dot{U}_1 = (R_1 + j\omega L_1)\dot{I} + j\omega M \dot{I}_0 = \left( R_1 + j\omega L_1 - \frac{\omega^2 M^2}{R_0 + j\omega L_0} \right) \dot{I}, \quad (2)$$

для сталевих листів  $\omega L_0 \gg R_0$ , тому:

$$\dot{U}_1 = (R_1 + j\omega(L_1 + \Delta L_1))\dot{I}, \quad (3)$$

де  $\Delta L_1 = M^2 / L_0$ . Напруга на опорній обмотці:

$$\dot{U}_2 = (R_2 + j\omega L_2)\dot{I}. \quad (4)$$

Тоді рівняння електричного контуру має вигляд:

$$\dot{E} = (R_1 + R_2 + j\omega(L_1 + L_2 + \Delta L_1))\dot{I}, \quad (5)$$

звідки

$$\dot{I} = \frac{\dot{E}}{R_1 + R_2 + j\omega(L_1 + L_2 + \Delta L_1)}. \quad (6)$$

Підставивши (6) в (3), (4), отримаємо:

$$\dot{U}_1 = \dot{E} \frac{R_1 + j\omega(L_1 + \Delta L_1)}{R_1 + R_2 + j\omega(L_1 + L_2 + \Delta L_1)}, \quad (7)$$

$$\dot{U}_2 = \dot{E} \frac{R_2 + j\omega L_2}{R_1 + R_2 + j\omega(L_1 + L_2 + \Delta L_1)}, \quad (8)$$

Запишемо (7), (8) у вигляді:

$$\dot{U}_1 = u_1 \cdot e^{j\varphi_1}, \quad (9)$$

$$\dot{U}_2 = u_2 \cdot e^{j\varphi_2}, \quad (10)$$

де

$$u_1 = E \sqrt{\frac{R_1^2 + \omega^2(L_1 + \Delta L_1)^2}{(R_1 + R_2)^2 + \omega^2(L_1 + L_2 + \Delta L_1)^2}}, \quad (11)$$

$$u_2 = E \sqrt{\frac{R_2^2 + \omega^2 L_2^2}{(R_1 + R_2)^2 + \omega^2(L_1 + L_2 + \Delta L_1)^2}}, \quad (12)$$

$$\varphi_1 = \arctg \frac{\omega(L_1 + \Delta L_1)}{R_1} - \arctg \frac{\omega(L_1 + L_2 + \Delta L_1)}{R_1 + R_2}, \quad (13)$$

$$\varphi_2 = \arctg \frac{\omega L_2}{R_2} - \arctg \frac{\omega(L_1 + L_2 + \Delta L_1)}{R_1 + R_2}, \quad (14)$$

де  $E$  – модуль  $\dot{E}$ , початкова фаза  $\dot{E}$  прийнята такою, що дорівнює нулю.

На обмотках  $L_1$  та  $L_2$  згідно з (9) та (10) діють синусоїдні напруги:

$$u_1(t) = u_{m1} \sin(\omega t + \varphi_1), \quad (15)$$

$$u_2(t) = u_{m2} \sin(\omega t + \varphi_2). \quad (16)$$

На вхід диференціального підсилювача модулятора у перший півперіод комутації надходить напруга  $u_1(t)$ , у другий півперіод комутації – напруга  $u_2(t)$ . Вихідну напругу диференціального підсилювача можна подати у вигляді суми двох напруг [7]:

$$u_{ДП}(t) = k_{ДП} \left( u_{m1} \sin(\omega t + \varphi_1) \left[ \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin((2n-1)\Omega t)}{2n-1} \right] + u_{m2} \sin(\omega t + \varphi_2) \left[ \frac{1}{2} - \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin((2n-1)\Omega t)}{2n-1} \right] \right). \quad (17)$$

де  $k_{ДП}$  – коефіцієнт підсилення диференціального підсилювача,  $\Omega$  – кругова частота комутації модулятора.

Розкривши дужки і здійснивши тригонометричні перетворення з (17):

$$u_{ДП}(t) = \frac{1}{2} k_{ДП} (u_{m1} \sin(\omega t + \varphi_1) + u_{m2} \sin(\omega t + \varphi_2)) + k_{ДП} \frac{u_{m1}}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin((2n-1)\Omega t - \omega t - \varphi_1 + \frac{\pi}{2}) - \sin((2n-1)\Omega t + \omega t + \varphi_1 + \frac{\pi}{2})}{2n-1} - k_{ДП} \frac{u_{m2}}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin((2n-1)\Omega t - \omega t - \varphi_2 + \frac{\pi}{2}) - \sin((2n-1)\Omega t + \omega t + \varphi_2 + \frac{\pi}{2})}{2n-1}. \quad (18)$$

або

$$u_{ДП}(t) = \frac{1}{2} k_{ДП} (u_{m1} \sin(\omega t + \varphi_1) + u_{m2} \sin(\omega t + \varphi_2)) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{u_{m0}}{\pi} \times \left( \frac{\sin((2n-1)\Omega t - \omega t + \theta)}{2n-1} + \frac{\sin((2n-1)\Omega t + \omega t - \theta)}{2n-1} \right), \quad (19)$$

де

$$u_{m0} = \sqrt{u_{m1}^2 + u_{m2}^2 - 2u_{m1}u_{m2} \cos(\varphi_1 - \varphi_2)}, \quad (20)$$

$$\theta = \arctg \frac{u_{m1} \cos \varphi_1 - u_{m2} \cos \varphi_2}{u_{m1} \sin \varphi_1 - u_{m2} \sin \varphi_2}. \quad (21)$$

Запишемо (20) з урахуванням значень амплітуд і фаз відповідних напруг з (11)–(14):

$$u_{m0} = \left( E^2 \frac{R_1^2 + \omega^2(L_1 + \Delta L_1)^2}{(R_1 + R_2)^2 + \omega^2(L_1 + L_2 + \Delta L_1)^2} + E^2 \frac{R_2^2 + \omega^2 L_2^2}{(R_1 + R_2)^2 + \omega^2(L_1 + L_2 + \Delta L_1)^2} - \frac{2\sqrt{R_1^2 + \omega^2(L_1 + \Delta L_1)^2} \sqrt{R_2^2 + \omega^2 L_2^2} \cos\left(\arctg \frac{\omega(L_1 + \Delta L_1)}{R_1} - \arctg \frac{\omega L_2}{R_2}\right)}{(R_1 + R_2)^2 + \omega^2(L_1 + L_2 + \Delta L_1)^2} \right)^{1/2}. \quad (22)$$

Здійснивши у (22) тригонометричні та алгебраїчні перетворення, врахувавши, що  $\arctg \alpha = \arcsin \frac{\alpha}{\sqrt{1+\alpha^2}}$  і, відповідно,  $\sin(\arctg \alpha) = \frac{\alpha}{\sqrt{1+\alpha^2}}$ ,

$\cos(\arctg \alpha) = \frac{1}{\sqrt{1+\alpha^2}}$ , отримаємо:

$$u_{m0} = E \sqrt{\frac{(R_1 - R_2)^2 + \omega^2(L_1 + \Delta L_1 - L_2)^2}{(R_1 + R_2)^2 + \omega^2(L_1 + L_2 + \Delta L_1)^2}}. \quad (23)$$

Якщо  $R_1 = R_2$ ,  $L_1 = L_2$ , (23) набуде вигляду:

$$u_{m0} = E \frac{\omega \Delta L_1}{\sqrt{(2R_2)^2 + \omega^2(2L_2 + \Delta L_1)^2}}. \quad (24)$$

Якщо  $2R_2 \gg \omega(2L + \Delta L_1)$ , то  $\Delta L_1$  в знаменнику можна знехтувати. Тоді амплітуда другого доданку в (19) пропорційна до зміни індуктивності вимірювальної обмотки  $\Delta L_1$ .

Оскільки

$$u_{m1} = I_m \sqrt{R_1^2 + (\omega(L_1 + \Delta L_1))^2},$$

Тоді (25) згідно з (13), (14):

$$\theta = \arctg \frac{R_1 \sqrt{1 + \xi_1^2} \cos \left( \arctg \xi_1 - \arctg \frac{R_1 \xi_1 + R_2 \xi_2}{R_1 + R_2} \right) - R_2 \sqrt{1 + \xi_2^2} \cos \left( \arctg \xi_2 - \arctg \frac{R_1 \xi_1 + R_2 \xi_2}{R_1 + R_2} \right)}{R_1 \sqrt{1 + \xi_1^2} \sin \left( \arctg \xi_1 - \arctg \frac{R_1 \xi_1 + R_2 \xi_2}{R_1 + R_2} \right) - R_2 \sqrt{1 + \xi_2^2} \sin \left( \arctg \xi_2 - \arctg \frac{R_1 \xi_1 + R_2 \xi_2}{R_1 + R_2} \right)}. \quad (27)$$

Здійснивши перетворення, отримаємо:

$$\theta = \arctg \frac{R_1^2 (1 + \xi_1^2) - R_2^2 (1 + \xi_2^2)}{2R_1 R_2 (\xi_1 - \xi_2)}. \quad (28)$$

Якщо  $R_1 = R_2$ , (28) набуде вигляду:

$$\theta = \arctg \frac{\xi_1 + \xi_2}{2}. \quad (29)$$

Якщо

$$\xi_1 \ll 1, \quad \xi_2 \ll 1, \quad (30)$$

що характерно для ПВСП [1], фази частотних складових  $(2n - 1)\Omega t - \omega t$ ,  $(2n - 1)\Omega t + \omega t$  вихідної напруги диференціального підсилювача (19) близькі до нуля.

Умови  $R_1 = R_2$ ,  $L_1 = L_2$  на практиці забезпечити складно, тому паралельно до обмоток ПВСП вмикають змінні симетрувальні резистори, змінюючи опори яких, можна досягти рівності напруг на обмотках за відсутності об'єкта вимірювання [3]. Позначимо опір резистора, паралельного до вимірювальної обмотки,  $R_1'$ , а опір резистора, паралельного до опорної обмотки,  $-R_2'$ . Тоді комплексні опори плечей ПВСП з вимірювальною та опорною обмоткою становлять відповідно:

$$\begin{aligned} \underline{z}_1 &= \frac{(R_1 + j\omega(L_1 + \Delta L_1))R_1'}{R_1' + R_1 + j\omega(L_1 + \Delta L_1)} = \\ &= R_1' \frac{R_1(R_1' + R_1) + \omega^2(L_1 + \Delta L_1)^2}{(R_1' + R_1)^2 + \omega^2(L_1 + \Delta L_1)^2} + \\ &+ jR_1' \frac{\omega(L_1 + \Delta L_1)R_1'}{(R_1' + R_1)^2 + \omega^2(L_1 + \Delta L_1)^2}, \quad (31) \end{aligned}$$

$$u_{m2} = I_m \sqrt{R_2^2 + (\omega L_2)^2},$$

вираз (21) набуде вигляду:

$$\theta = \arctg \frac{\sqrt{R_1^2 + (\omega(L_1 + \Delta L_1))^2} \cos \phi_1 - \sqrt{R_2^2 + (\omega L_2)^2} \cos \phi_2}{\sqrt{R_1^2 + (\omega(L_1 + \Delta L_1))^2} \sin \phi_1 - \sqrt{R_2^2 + (\omega L_2)^2} \sin \phi_2}. \quad (25)$$

Введемо позначення:

$$\xi_1 = \frac{\omega(L_1 + \Delta L_1)}{R_1}, \quad \xi_2 = \frac{\omega L_2}{R_2}, \quad (26)$$

$$\underline{z}_2 = \frac{(R_2 + j\omega L_2)R_2'}{R_2' + R_2 + j\omega L_2} =$$

$$= R_2' \frac{R_2(R_2' + R_2) + \omega^2 L_2^2}{(R_2' + R_2)^2 + \omega^2 L_2^2} + jR_2' \frac{\omega L_2 R_2'}{(R_2' + R_2)^2 + \omega^2 L_2^2}. \quad (32)$$

Введемо позначення:

$$A = R_1' (R_1(R_1' + R_1) + \omega^2(L_1 + \Delta L_1)^2),$$

$$B = (R_1' + R_1)^2 + \omega^2(L_1 + \Delta L_1)^2,$$

$$C = R_1' (\omega(L_1 + \Delta L_1)R_1'),$$

$$D = R_2' (R_2(R_2' + R_2) + \omega^2 L_2^2), \quad (33)$$

$$F = (R_2' + R_2)^2 + \omega^2 L_2^2,$$

$$G = R_2' (\omega L_2 R_2').$$

Тоді напруги на обмотках:

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= \dot{E} \frac{\underline{z}_1}{\underline{z}_1 + \underline{z}_2} = \dot{E} \frac{\sqrt{A^2 + C^2} \cdot F}{\sqrt{(AF + BD)^2 + (CF + BG)^2}} \cdot \\ &\cdot e^{j \left( \arctg \frac{C}{A} - \arctg \frac{CF + BG}{AF + BD} \right)}, \quad (34) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \dot{U}_2 &= \dot{E} \frac{\underline{z}_2}{\underline{z}_1 + \underline{z}_2} = \dot{E} \frac{\sqrt{D^2 + G^2} \cdot B}{\sqrt{(AF + BD)^2 + (CF + BG)^2}} \cdot \\ &\cdot e^{j \left( \arctg \frac{G}{D} - \arctg \frac{CF + BG}{AF + BD} \right)}, \quad (35) \end{aligned}$$

Вирази (34), (35) можна записати у вигляді (9), (10) відповідно, де

$$u_1 = E \frac{\sqrt{A^2 + C^2} \cdot F}{\sqrt{(AF + BD)^2 + (CF + BG)^2}}, \quad (36)$$

$$\varphi_1 = \arctg \frac{C}{A} - \arctg \frac{CF + BG}{AF + BD}, \quad (38)$$

$$u_2 = E \frac{\sqrt{D^2 + G^2} \cdot B}{\sqrt{(AF + BD)^2 + (CF + BG)^2}}, \quad (37)$$

$$\varphi_2 = \arctg \frac{G}{D} - \arctg \frac{CF + BG}{AF + BD}. \quad (39)$$

Напруга на виході диференціального підсилювача описується виразом (19). Запишемо (20), (21) з урахуванням (36)–(39):

$$u_{m0} = \left( E \frac{(A^2 + C^2)F^2}{(AF + BD)^2 + (CF + BG)^2} + E \frac{(D^2 + G^2)B^2}{(AF + BD)^2 + (CF + BG)^2} - E \frac{2\sqrt{A^2 + C^2}\sqrt{D^2 + G^2}BF \cos\left(\arctg \frac{C}{A} - \arctg \frac{G}{D}\right)}{(AF + BD)^2 + (CF + BG)^2} \right)^{1/2}. \quad (40)$$

$$\theta = \arctg \frac{F\sqrt{A^2 + C^2} \cos\left(\arctg \frac{C}{A} - \arctg \frac{CF + BG}{AF + BD}\right) - B\sqrt{D^2 + G^2} \cos\left(\arctg \frac{G}{D} - \arctg \frac{CF + BG}{AF + BD}\right)}{F\sqrt{A^2 + C^2} \sin\left(\arctg \frac{C}{A} - \arctg \frac{CF + BG}{AF + BD}\right) - B\sqrt{D^2 + G^2} \sin\left(\arctg \frac{G}{D} - \arctg \frac{CF + BG}{AF + BD}\right)}, \quad (41)$$

Здійснивши перетворення над (40), (41), отримаємо:

$$u_{m0} = E \sqrt{\frac{(AF - BD)^2 + (CF - BG)^2}{(AF + BD)^2 + (CF + BG)^2}}, \quad (42)$$

звідки:

$$R_1' = \frac{R_1 R_2 R_2'}{R_1 R_2 + R_2' (R_1 - R_2)}. \quad (45)$$

$$\theta = \arctg \frac{F^2 (A^2 + C^2) - B^2 (D^2 + G^2)}{2BF(CD - AG)}. \quad (43)$$

Введемо позначення:

$$k = R_1 / R_2, \quad (46)$$

тоді (45) набуде вигляду:

$$R_1' = \frac{k R_2 R_2'}{k R_2 + R_2' (k - 1)}. \quad (47)$$

Оскільки індуктивний опір обмоток набагато менший від активного (30), то для спрощення знехтуємо ним, знаходячи симетрувальні опори. Тоді, враховуючи паралельне під'єднання обмоток і симетрувальних опорів, знайдемо, що:

Позначимо:

$$\frac{R_1 R_1'}{R_1 + R_1'} = \frac{R_2 R_2'}{R_2 + R_2'}, \quad (44)$$

$$\eta_1 = \frac{\omega(L_1 + \Delta L_1)}{R_1 + R_1'}, \quad \eta_2 = \frac{\omega L_2}{R_2 + R_2'}. \quad (48)$$

Підставивши значення змінних з (46), (47), (48) в (42) в (43), отримаємо:

$$u_{m0} = E \times \sqrt{\left[ \left( R_2 + \frac{k R_2 (R_2 + R_2') \eta_1^2}{k R_2 + R_2' (k - 1)} \right) (1 + \eta_2^2) - \left( R_2 + (R_2 + R_2') \eta_2^2 \right) (1 + \eta_1^2) \right]^2 + (R_2')^2 \left[ \frac{R_2 \eta_1 (1 + \eta_2^2)}{k R_2 + R_2' (k - 1)} - \eta_2 (1 + \eta_1^2) \right]^2} / \sqrt{\left[ \left( R_2 + \frac{k R_2 (R_2 + R_2') \eta_1^2}{k R_2 + R_2' (k - 1)} \right) (1 + \eta_2^2) + \left( R_2 + (R_2 + R_2') \eta_2^2 \right) (1 + \eta_1^2) \right]^2 + (R_2')^2 \left[ \frac{R_2 \eta_1 (1 + \eta_2^2)}{k R_2 + R_2' (k - 1)} + \eta_2 (1 + \eta_1^2) \right]^2}, \quad (49)$$

$$\theta = \arctg \frac{(1 + \eta_2^2)^2 \left( R_2^2 + \frac{2kR_2^2(R_2 + R_2')}{kR_2 + R_2'(k-1)} \eta_1^2 + \frac{k^2R_2^2(R_2 + R_2')^2}{(kR_2 + R_2'(k-1))^2} \eta_1^4 + \frac{R_2^2(R_2')^2}{(kR_2 + R_2'(k-1))^2} \eta_1^2 \right) - 2(1 + \eta_1^2)(1 + \eta_2^2)R_2R_2' \times \rightarrow \frac{- (1 + \eta_1^2)^2 \left( R_2^2 + 2R_2(R_2 + R_2')\eta_2^2 + (R_2 + R_2')^2\eta_2^4 + (R_2')\eta_2^2 \right)}{\times \left( \frac{R_2}{kR_2 + R_2'(k-1)} \eta_1 + \frac{(R_2 + R_2')}{kR_2 + R_2'(k-1)} \eta_1\eta_2^2 - \eta_2 - \frac{k(R_2 + R_2')}{kR_2 + R_2'(k-1)} \eta_1^2\eta_2 \right)} \quad (50)$$

При  $k = 1$ , що є ідеальним варіантом, (49), (50) набудуть вигляду:

$$u_{m0} = E \frac{\sqrt{2(\eta_1^2 - \eta_2^2)^2(R_2')^2 + (R_2')^2(\eta_1(1 + \eta_2^2) - \eta_2(1 + \eta_1^2))^2}}{\sqrt{(2(R_2 + (R_2 + R_2')\eta_1^2\eta_2^2) + (\eta_1^2 + \eta_2^2)(2R_2 + R_2'))^2 + (R_2')^2(\eta_1(1 + \eta_2^2) + \eta_2(1 + \eta_1^2))^2}} \quad (51)$$

$$\theta = \arctg \frac{(\eta_1 + \eta_2)(2R_2 + R_2')(1 + \eta_1^2 + \eta_2^2 + \eta_1^2\eta_2^2)}{2(1 + \eta_1^2)(1 + \eta_2^2)(R_2 - \eta_1\eta_2(R_2 + R_2'))} \quad (52)$$

У разі виконання (30) забезпечуються умови:

$$\eta_1 \ll 1, \quad \eta_2 \ll 1. \quad (53)$$

Тоді (51), (52) набувають вигляду:

$$u_{m0} = E \frac{(\eta_1 - \eta_2)R_2'}{\sqrt{2}R_2} = E \frac{\omega(L_1 - L_2 + \Delta L_1)R_2'}{(R_2 + R_2')\sqrt{2}R_2} \quad (54)$$

$$\theta = \arctg \left( (\eta_1 + \eta_2)(1 + R_2' / (2R_2)) \right), \quad (55)$$

Згідно з виразом (54) значення амплітуд частотних складових  $(2n - 1)\Omega t - \omega t$ ,  $(2n - 1)\Omega t + \omega t$  у виразі (19) лінійно залежать від зміни індуктивності вимірювальної обмотки  $\Delta L_1$ .

Згідно з виразом (55) можна перекоонатися, що за будь-яких співвідношень опорів  $R_2$  та  $R_2'$  фази частотних складових  $(2n - 1)\Omega t - \omega t$ ,  $(2n - 1)\Omega t + \omega t$  вихідної напруги диференціального підсилювача (19) близькі до нуля. Обчислимо кут  $\theta$  при  $k \neq 1$ . Для даних  $R_1 = 230,2$  Ом,  $R_2 = 219,7$  Ом,  $L_1 = 0,07824$  Гн,  $L_2 = 0,06946$  Гн,  $\Delta L_1 = 0$ ,  $k = 1,04779$  [1] кут  $\theta$  за формулою (50) становить  $0,34^\circ$ . Отже, при симетруванні фази частотних складових  $(2n - 1)\Omega t - \omega t$ ,  $(2n - 1)\Omega t + \omega t$  вихідної напруги диференціального підсилювача (19) близькі до нуля.

**Висновки.** Вихідний сигнал модулятора, сформований на основі вихідних сигналів ПВСП, містить в собі частотні складові  $(2n - 1)\Omega t - \omega t$ ,

$(2n - 1)\Omega t + \omega t$ , амплітуди яких лінійно залежать від зміни індуктивності вимірювальної обмотки, а їхні початкові фази близькі до нуля при нульовій початковій фазі напруги, що живить ПВСП, незалежно від того, чи використовується симетрування.

1. Бучма І.М. Визначення умов симетрування параметричного вихрострумowego перетворювача // Автоматика, вимірювання та керування. – 1998. – № 324. – С. 97–100. 2. Бучма І.М., Бучма О.І., Столярчук П.Г. Про можливості вимірювання товщин ферромагнітних матеріалів методом вихрових струмів // Автоматика, вимірювання та керування. – 1994. – № 283. – С. 21–24. 3. Бучма І.М., Бучма О.М., Столярчук П.Г. Аналіз можливостей симетрування інфранизькочастотного параметричного вихрострумowego перетворювача // Автоматика, вимірювання та керування. – 1996. – №305. – С. 69–74. 4. Бучма І.М., Бучма О.І. Похибки модуляції сигналів параметричного вихрострумowego перетворювача // Автоматика, вимірювання та керування. – 1998. – № 324. – С. 92–97. 5. Мизюк Л.Я. О состоянии и некоторых перспективах развития информационно-измерительных систем для наземных методов индуктивной электроразведки // Отбор и передача информации. – 1970. – Вып. 26. – С. 49–58. 6. Бучма І.М. Метод аероелектророзвідки провідних магнітних руд // Інформаційні технології і системи. – 2001. – Т.4. – № 1–2. – С.115–122. 7. Скрипник Ю.А. Измерительные устройства с коммутационно-модуляционными преобразователями. – К.: Вища школа, 1975. – 256 с.