

ВИЗНАЧЕННЯ ТА КОМПЕНСАЦІЯ НЕСТАЦІОНАРНИХ ЧАСОВИХ ПОХИБОК ВИМІРЮВАЛЬНИХ КАНАЛІВ

Розглянуті питання визначення нестационарних часових похибок, показана природа їх виникнення, проведений їх аналіз з використанням моделей вимірювального каналу. Отримані вирази, що можуть бути використані для визначення вказаних похибок, а також графіки похибок для різних значень параметрів каналу і сигналу. Запропоновано алгоритм компенсації таких похибок в широкосмугових вимірювальних каналах та його реалізація в апаратному та програмному вигляді.

Ключові слова: похибка, нестационарність, вимірювальний канал, компенсація, алгоритм.

V.D. RUDYK

Vinnytsa National Technical University

DETERMINATION AND COMPENSATION UNSTATIONARY TEMPORAL ERRORS MEASURING CHANNELS

Abstract – This article is dedicated to determination of unstationary temporal errors, nature of their origin is rotined, the analysis of errors by an analytical method is conducted with the use of models of the measuring channels. Mathematical correlations which can be used for determination of the indicated errors, and also graphs which evidently demonstrate the conduct of such errors at the different values of parameters of channel and signal, are resulted. The algorithm of the signal processing is considered with the purpose of indemnification of unstationary temporal error in the measuring channels wide bar and realization of this algorithm in a vehicle kind.

Keywords: error, unstationary, measuring channel, compensation, algorithm

Вступ

Проблема покращення динамічних властивостей вимірювальних каналів отримує особливе значення при вимірах параметрів короткочасних сигналів, при дослідженні нестационарних процесів, при швидкій зміні досліджуваної величини. Оцінка динамічних властивостей вимірювальних каналів може бути проведена на основі дослідження їх АЧХ, ФЧХ або перехідних характеристик при вхідній дії ступінчатого чи гармонійного сигналів, а також шляхом визначення миттєвої різниці значення вхідного сигналу, розрахованого по вихідному сигналу вимірювального каналу, значенню номінальної статичної характеристики каналу і миттєвого значення вхідного сигналу в даний момент часу. Але таке дослідження не дозволяє оцінити динамічні похибки при вимірюванні фазових зсувів, часових інтервалів або групового часу затримки, які ґрунтуються на визначенні часових зсувів характерних точок сигналу, що відповідають його нульовим, максимальним або мінімальним значенням, у подальшому НЧП - нестационарної часової похибки, і розробити, на основі такого дослідження, пристрої покращення динамічних властивостей таких вимірювальних каналів.

Метою роботи є розробка методів та засобів визначення та компенсації НЧП вимірювальних каналів з метою покращення їх динамічних властивостей.

1. Визначення нестационарної часової похибки

Визначення НЧП, може бути здійснено на підставі аналізу часового положення $t_{вих}$ характерних точок вихідного сигналу вимірювального каналу, який є реакцією на одиничне гармонійне включення [1]:

$$t_{вих} = t_{вх} + \Delta t_{см} + \Delta t_{нс}, \quad (1)$$

де $t_{вх}$ - часове положення характерних точок вхідного сигналу, наприклад максимального, мінімального або нульового його значення; $\Delta t_{см}$ - стаціонарна складова часового зсуву, яка вноситься вимірювальним каналом у стаціонарному режимі; $\Delta t_{нс}$ - абсолютна НЧП (АНЧП).

Нормована до періоду НЧП буде визначатися з виразу:

$$\gamma = \frac{\Delta t_{нс}}{T_0}, \quad (2)$$

де $T_0 = \frac{1}{f_0}$ - період сигналу гармонійного включення.

Лінійною моделлю першого порядку широкосмугового вимірювального каналу вважаємо ланку з передатною характеристикою [2]:

$$K(j\omega) = \frac{K_0}{(1 + j\omega_0\tau)}, \quad (3)$$

а моделлю n- порядку сукупність аналогічних ланок із загальною передатною характеристикою:

$$K(j\omega) = \frac{K_1 \cdot K_2 \cdot \dots \cdot K_n}{(1 + j\omega_0\tau_1)(1 + j\omega_0\tau_2) \dots (1 + j\omega_0\tau_n)}, \quad (4)$$

де K_1, K_2, \dots, K_n - коефіцієнти передачі ланок; $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n$ - сталі часу ланок.

Вхідний сигнал це гармонійне коливання, що вмикається в момент часу $t=0$:

$$U_{ex}(t) = 0, \quad \text{при } t < 0, \\ U_{ex}(t) = U_m \cdot e^{j(\omega_0 t + \varphi_0)}, \quad \text{при } t \geq 0, \quad (5)$$

де $U_m, \omega_0 = 2\pi f, \varphi_0$ – відповідно амплітуда, частота і початкова фаза вхідного сигналу.

Зображення функції, яка описує сигнал на виході вимірювального каналу буде визначатися з виразу:

$$U_{вих}(p) = \frac{U_m \cdot K_1 \cdot K_2 \cdot \dots \cdot K_n \cdot e^{j\varphi_0}}{(p - j\omega_0)(1 + p\tau_1)(1 + p\tau_2) \dots (1 + p\tau_n)} = \frac{F}{Q(p)}. \quad (6)$$

Функція (6) має полюси в точках:

$$p_1 = j\omega_0; p_2 = -\frac{1}{\tau_1}, p_3 = -\frac{1}{\tau_2}, \dots, p_{n+1} = -\frac{1}{\tau_n}.$$

Використовуючи загальну форму теорему розкладання для випадку простих коренів знаходимо оригінал вихідного сигналу:

$$\dot{u}_{вих}(t) = U_m \cdot K_1 \cdot K_2 \dots K_n \cdot e^{j\varphi_0} \cdot \left(\frac{e^{j\omega_0 t}}{\left. \frac{d}{dp} Q(p) \right|_{p=j\omega_0}} + \frac{e^{(-t/\tau_1)}}{\left. \frac{d}{dp} Q(p) \right|_{p=-\frac{1}{\tau_1}}} + \dots + \frac{e^{(-t/\tau_n)}}{\left. \frac{d}{dp} Q(p) \right|_{p=-\frac{1}{\tau_n}}} \right). \quad (7)$$

Враховуючи, що часовий і фазовий зсуви пов'язані співвідношенням $\Delta t = \frac{\Delta \varphi}{\omega_0}$ на підставі (1)

загальний вираз для визначення абсолютної нестационарної часової похибки буде мати вигляд:

$$\Delta t_{нс} = \frac{1}{\omega_0} \left[\arctg \frac{\text{Im}\{\dot{u}_{вих}(t)\}}{\text{Re}\{\dot{u}_{вих}(t)\}} - \arctg \frac{\text{Im}\{K(j\omega)\}}{\text{Re}\{K(j\omega)\}} - \omega_0 t - \varphi_0 \right] \quad (8)$$

Для ідентичних ланок, тобто: $K_1 = K_2 = \dots = K_n = K_0$, $\tau_1 = \tau_2 = \dots = \tau_n = \tau$, вирази (4), (6) і (7) відповідно отримують вигляд:

$$K(j\omega) = \frac{K_0^n}{(1 + j\omega_0\tau)^n}, \quad (9)$$

$$U_{вих}(p) = \frac{U_m \cdot K_0^n \cdot e^{j\varphi_0}}{(p - j\omega_0)(1 + p\tau)^n}. \quad (10)$$

$$\dot{u}_{вих}(t) = U_m \cdot K_0^n \cdot e^{j\varphi_0} \left\{ \frac{e^{j\omega_0 t}}{(1 + j\omega_0\tau)^n} + e^{-\frac{t}{\tau}} \sum_{i=1}^n \frac{t^{n-i}}{(n-i)!} \left[\frac{(-1)^{i-1}}{(p - j\omega_0)^i} \right]_{p=-\frac{1}{\tau}} \right\}. \quad (11)$$

Аналіз нормованої нестационарної часової похибки $\gamma = \frac{\Delta t_{нс}}{T_0}$, проведений для моделей першого,

другого, третього та четвертого порядків, рис. 1 (відповідно а, б, в, г), показує, що в момент часу $t=0$ похибка сягає максимального значення, при зростанні часу похибка носить згасаючий коливальний характер. Абсолютне значення похибки визначається порядком каналу. Похибка сягає максимуму в точках з нульовим значенням миттєвої амплітуди сигналу, тобто точках нуль-переходів, і нульових значень в точках близьких до екстремальних значень сигналу, тобто максимумів та мінімумів. Отримані залежності дозволяють визначити часове положення точок сигналу, де нестационарна часова похибка дорівнює нулю.

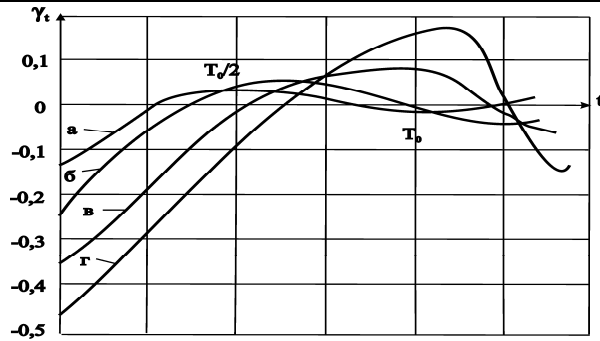


Рис. 1. Залежність нормованої нестационарної часової похибки від часу фіксації для різних вимірвальних каналів

Дослідження проведені для випадку співвідношення частот $\frac{f_{\epsilon}}{f_0} = 1$, де f_0 - частота вхідного сигналу, $f_{\epsilon} = \frac{1}{2\pi t}$ - верхня частота каналу.

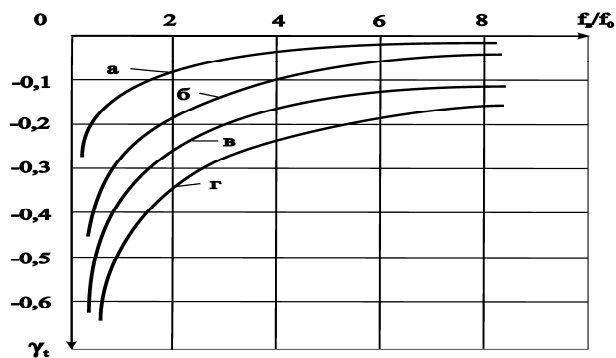


Рис. 2. Залежність нормованої нестационарної часової похибки від співвідношення f_{ϵ} / f_0 для різних вимірвальних каналів

Аналіз залежностей $\gamma_t = f(\frac{f_{\epsilon}}{f_0})$, рис. 2, отриманих для аналогічних каналів і параметрів сигналу показує, що при зростанні відношення $\frac{f_{\epsilon}}{f_0}$ нестационарна часова похибка зменшується. Вказані значення наведені для часу $t=0$.

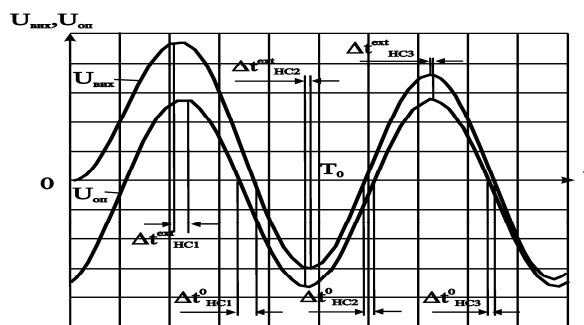


Рис. 3. Абсолютні нестационарні часові похибки в точках екстремумів та нуль-переходів сигналу

Порівняльний аналіз нормованої нестационарної часової похибки для випадку фіксації часового зсуву опорного та досліджуваного сигналів по точках нуль-переходів $|\gamma_t^0| = \left| \frac{\Delta t_{HC}^0}{T_0} \right|$ або по екстремальних значеннях сигналів $|\gamma_t^{ext}| = \left| \frac{\Delta t_{HC}^{ext}}{T_0} \right|$, рис. 3, проведений для різних вимірвальних каналів, рис. 4, показує, що фіксація по зсуву екстремальних значень сигналів дозволяє зменшити вплив похибки нестационарності.

Виграш при цьому між похибками $|\gamma_{t1}^{ext}|$ і $|\gamma_{t1}^0|$ складає 1.6; 1.8; 2.1; 3.2 раз, відповідно для моделей першого – четвертого порядків. Дослідження проведені для 1-го–3-го нуль-переходів, 1-го–2-го максимумів та 1-го мінімуму.

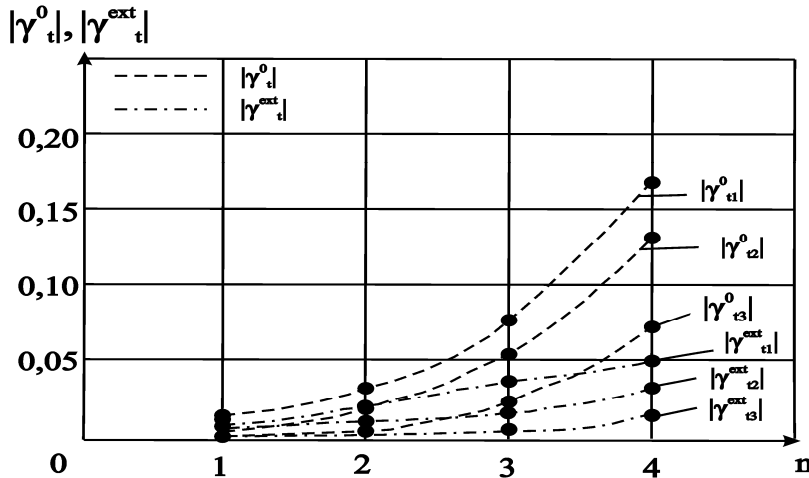


Рис. 4. Залежність нормованої нестационарної часової похибки від порядку моделі вимірювального каналу

2. Компенсатори нестационарної часової похибки

Обробка сигналів шляхом застосування однократного перетворення Гільберта дає можливість зменшити вплив нестационарної часової похибки при фіксації по точках нуль-переходів. Точкам нуль-переходів сигналів, в результаті такого перетворення, будуть відповідати точки екстремальних значень сигналів $U_{вух}$ і $U_{он}$, рис.5 а.

Нормована нестационарна часова похибка в цьому випадку буде визначатися з виразу:

$$\gamma_G = \frac{1}{2\pi} \left[\arctg \left\{ \frac{\hat{u}_{вух.диф}(t)}{d\{u_{вух}(t)\}} \right\} - \arctg \left\{ \frac{\hat{u}_{он.диф}(t)}{d\{u_{он}(t)\}} \right\} \right], \quad (12)$$

де $\frac{d\{u_{вух}(t)\}}{dt} = N \cdot ((E/\tau) \cdot \sin(M) + \omega_0 \cdot \cos(L)) = u_{вух.диф}(t)$ - досліджуваний сигнал,

$\frac{d\{u_{он}(t)\}}{dt} = N \cdot \omega_0 \cdot \cos(L) = u_{он.диф}(t)$ - опорний сигнал,

$\hat{u}_{вух.диф}(t) = N \cdot ((E/\tau) \cdot \cos(M) + \omega_0 \cdot \sin(L))$ - сигнал, спряжений по Гільберту з досліджуваним сигналом,

$\hat{u}_{он.диф}(t) = N \cdot \omega_0 \cdot \sin(L)$ - сигнал, спряжений по Гільберту з опорним сигналом,

де N, E, M, L - коефіцієнти, що дорівнюють:

$$N = \sqrt{(\omega_0 \tau)^2 + 1}; E = e^{-\frac{t}{\tau}}; M = \varphi_0 - \arctg(\omega_0 \tau); L = \omega_0 t + M.$$

Аналіз нормованої нестационарної часової похибки при обробці сигналів методом однократного перетворення Гільберта сигналів (12) показує, що значення похибок при фіксації сигналів по екстремумах γ_{t1}^{ext} , γ_{t2}^{ext} в такому випадку, відповідають нестационарним часовим похибкам фіксації характерних точок по нуль-переходах сигналів, рис.5 (б). Моменти часу t_1, t_2, t_3 відповідають нульовим значенням похибки при фіксації по мінімальним і максимальним значенням сигналів.

Застосування подвійного перетворення Гільберта сигналів дозволяє здійснювати фіксацію точок t_1, t_2, t_3 , в яких нестационарна часова похибка дорівнює нулю, по моментах нуль-переходів, що простіше апаратно реалізувати.

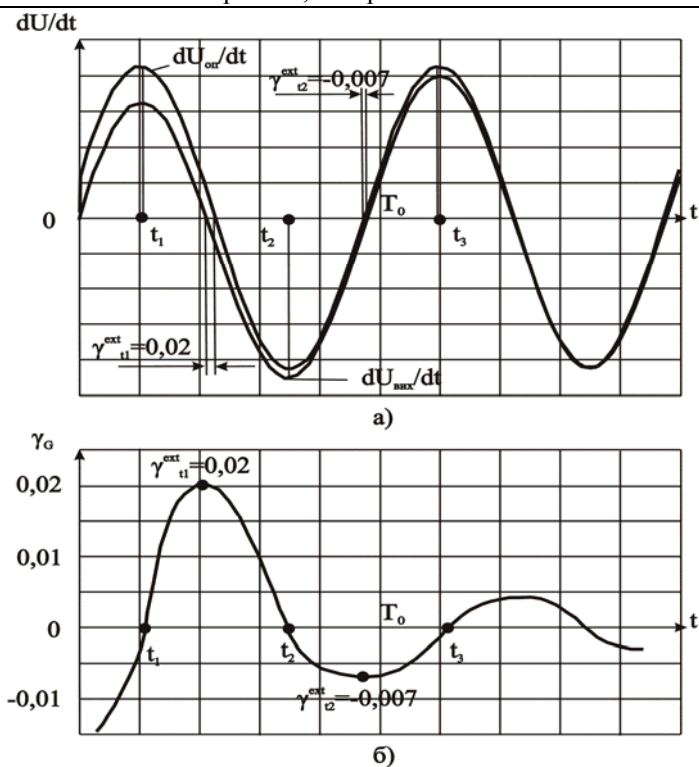


Рис. 5. Форма сигналів (а), та нормована нестационарна часова похибка (б) при обробці сигналів методом однократного перетворення Гільберта

Алгоритм обробки сигналів у широкосмуговому вимірювальному каналі на основі подвійного перетворення Гільберта наведений на рис.6.

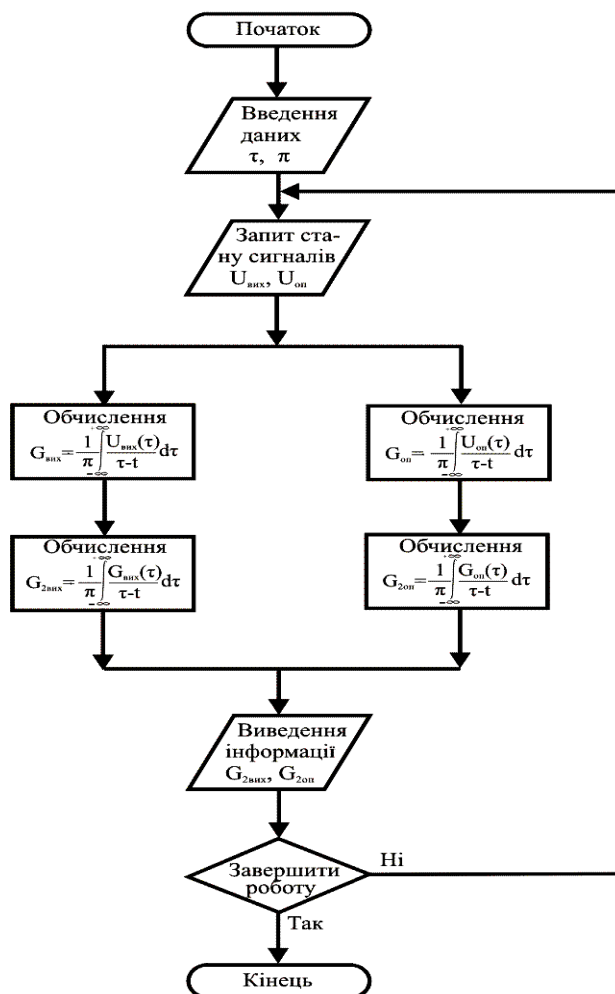


Рис.6. Алгоритм роботи компенсатора НЧП широкосмугового вимірювального каналу

Нормована нестационарна часова похибка в цьому випадку буде визначатися з виразу:

$$\gamma_{G2} = \frac{1}{2\pi} \left[\arctg \left\{ \frac{\hat{u}_{\hat{a}\hat{e}\hat{o}.2\hat{a}\hat{e}\hat{o}}(t)}{\frac{d^2\{u_{\hat{a}\hat{e}\hat{o}}(t)\}}{dt^2}} \right\} - \arctg \left\{ \frac{\hat{u}_{\hat{i}\hat{i}.2\hat{a}\hat{e}\hat{o}}(t)}{\frac{d^2\{u_{\hat{i}\hat{i}}(t)\}}{dt^2}} \right\} \right], \quad (13)$$

де $\frac{d^2\{u_{\text{вих}}(t)\}}{dt^2} = N \cdot \left(-(E/\tau^2) \cdot \sin(M) - \omega_0^2 \cdot \sin(L) \right) = u_{\text{вих}.2\text{диф}}(t)$ - досліджуваний сигнал,

$\frac{d^2\{u_{\text{оп}}(t)\}}{dt^2} = -N \cdot \omega_0^2 \cdot \sin(L) = u_{\text{оп}.2\text{диф}}(t)$ - опорний сигнал,

$\hat{u}_{\hat{a}\hat{e}\hat{o}.2\hat{a}\hat{e}\hat{o}}(t) = N \cdot \left(-(E/\tau^2) \cdot \cos(M) - \omega_0^2 \cdot \cos(L) \right)$ - сигнал, спряжений по Гільберту з досліджуваним сигналом,

$\hat{u}_{\hat{i}\hat{i}.2\hat{a}\hat{e}\hat{o}}(t) = -N \cdot \omega_0^2 \cdot \cos(L)$ - сигнал, спряжений по Гільберту з опорним сигналом,

де N, E, M, L - коефіцієнти, що дорівнюють:

$$N = \sqrt{(\omega_0\tau)^2 + 1}; E = e^{-\frac{t}{\tau}}; M = \varphi_0 - \arctg(\omega_0\tau); L = \omega_0 t + M.$$

У випадку ідеальних сигналів та ідеальних перетворюючих пристроїв застосування методу подвійного перетворення Гільберта дозволяє виключити вплив нестационарної часової похибки, рис.7.

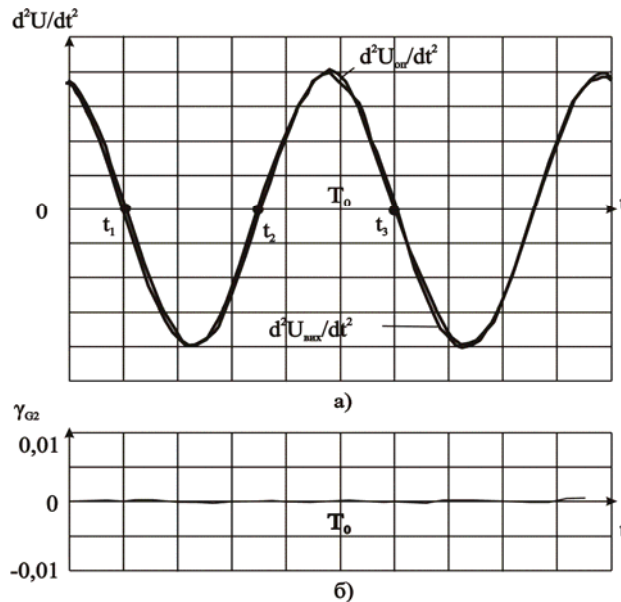


Рис. 7. Форма сигналів (а), та нормована нестационарна часова похибка (б) при обробці сигналів методом подвійного перетворення Гільберта

Для реалізації розглянутого алгоритму обробки сигналів на основі подвійного перетворення Гільберта в апаратному вигляді застосовується пристрій вимірювання різниці фаз короточасних сигналів, або сигналів у вимірювальних каналах з великою сталою часу, що дозволяє компенсувати нестационарну часову похибку, рис.8 [5].

Сигнали $U_{\text{вих}}(t)$ і $U_{\text{оп}}(t)$ вимірювального і опорного каналів поступають на входи пристроїв, які виконують операцію перетворення Гільберта, відповідно Gilb1 і Gilb2. З виходів Gilb1 і Gilb2 сигнали надходять на входи Gilb3 і Gilb4, аналогічних Gilb1 і Gilb2. З виходів Gilb3 і Gilb4 сигнали поступають на входи вимірювача різниці фаз.

Такий компенсатор може використовувати аналогову або цифрову обробку сигналів.

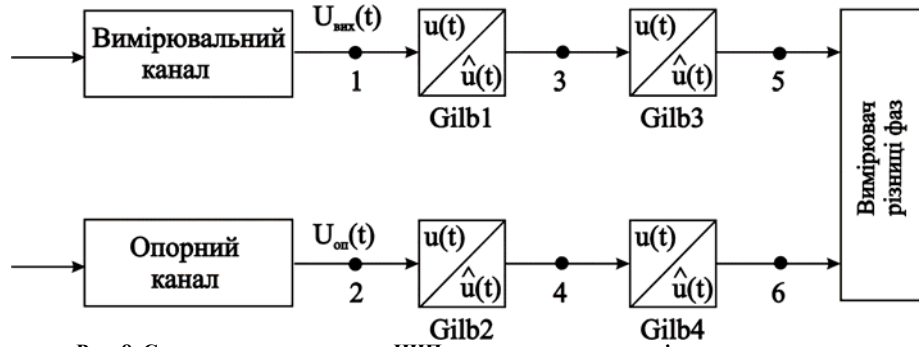


Рис. 8. Структура компенсатора НЧП ширококутового вимірювального каналу

Для реалізації алгоритмів роботи компенсаторів НЧП в програмному вигляді застосовується цифровий фільтр, який реалізує сплайн-інтерполяцію дискретних значень сигналу $U_{вх}(t)$ на виході вимірювального каналу. При цьому на кожному з інтервалів $(t_{i-1} - t_i)$, при $i = 1, \dots, N$, інтерпольована функція представляється у вигляді

$$U_{вх}(t) = U_i(t); t_{i-1} \leq t \leq t_i; i = 1, 2, \dots, N, \quad (14)$$

де $U_i(t)$ - поліноми третьої степені:

$$U_i(t) = a_i + b_i(t - t_{i-1}) + c_i(t - t_{i-1})^2 + d_i(t - t_{i-1})^3, \quad (15)$$

де c_i - коефіцієнти, які при часових вибірках $t = 0, 0.3 \text{ мкс}, \dots, 6 \text{ мкс}$ визначаються із системи рівнянь

$$\begin{cases} 0,1 \cdot c_{i-1} + 0,4 \cdot c_i + 0,1 \cdot c_{i+1} = 30 \cdot (U_i - 2 \cdot U_{i-1} + U_{i-2}); i = 2, \dots, 20 \\ c_1 = 0; \\ c_{21} = 0, \end{cases}$$

де U_i, U_{i-1}, U_{i-2} - значення напруги на виході вимірювального каналу в моменти часу, що відповідають часовим вибіркам $t = 0, 0.3 \text{ мкс}, \dots, 6 \text{ мкс}$.

Розв'язуючи дану систему рівнянь методом прогонки, знаходимо коефіцієнт c_{20} з виразу

$$c_{20} = \frac{0,1 \cdot Q_{20} - g_{20}}{0,37}, \quad (16)$$

де g_i, Q_i - коефіцієнти, які при часових вибірках $t = 0, 0.3 \text{ мкс}, \dots, 6 \text{ мкс}$ визначаються із співвідношень

$$g_i = 30 \cdot (U_i - 2 \cdot U_{i-1} + U_{i-2}), \quad i = 1, \dots, 20 \quad (17)$$

$$Q_2 = -2,5 \cdot g_1; Q_{i+1} = \frac{0,1 \cdot Q_i - g_i}{0,37}; \quad i = 1, \dots, 20. \quad (18)$$

Розрахувавши c_{20} з виразу (3.5), визначаються по черзі всі c_i з меншими номерами

$$c_{i-1} = 0,267 \cdot c_i + Q_i, \quad i = 2, 3, \dots, 20. \quad (19)$$

Знаючи значення коефіцієнтів c_i , можна розрахувати коефіцієнти a_i, b_i, d_i , які при часових вибірках $t = 0, 0.3 \text{ мкс}, \dots, 6 \text{ мкс}$ визначаються з виразів:

$$\left. \begin{aligned} a_i &= U_{i-1}; \quad i = 1, 2, \dots, 20 \\ b_i &= 10 \cdot (U_i - U_{i-1}) - \frac{1}{30} \cdot (c_{i+1} + 2c_i); \quad i = 1, \dots, 19 \\ d_i &= \frac{10 \cdot (c_{i+1} - c_i)}{3}; \quad i = 1, \dots, 19 \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

Підставивши в алгоритм, рис.7, вираз для $U_i(t)$ (15) із значеннями коефіцієнтів (16), (19), (20), отримаємо вираз для скоригованого поточного значення сигналу $U(t)$ на виході відповідного вимірювального каналу.

Результати експериментальних досліджень показують, що застосування компенсатора з подвійним перетворенням Гільберта дозволяє зменшити нестационарну часову похибку. Виграш при цьому між

похибками $\left| \gamma_{t1}^{ext} \right|$ і $\left| \gamma_{t1}^0 \right|$ складає 14.8; 16.5; 22.3; 31.2 раз відповідно для широкосмугових однокаскадного, двокаскадного, трикаскадного, чотирьохкаскадного вимірювальних каналів. Дослідження проведені для 1-го–3-го нуль-переходів, 1-го–2-го максимумів та 1-го мінімуму.

Висновки

1. Для визначення нестационарної часової похибки вимірювального каналу необхідно проводити дослідження його відгуку на гармонійне включення, що дозволяє дослідити структуру вказаної похибки, її залежність від параметрів сигналів та каналів.

2. Нестационарна часова похибка є функцією часу, залежить від структури вимірювального каналу і параметрів сигналу. Показано, що НЧП сягає максимальних значень в точках з нульовим значенням миттєвої амплітуди сигналу, тобто точках нуль-переходів, і нульових значень – в точках, близьких до екстремальних значень сигналу, тобто мінімумів та максимумів.

3. Запропоновано алгоритм роботи компенсатора для зменшення нестационарної часової похибки у широкосмугових вимірювальних каналах на основі подвійного перетворення Гільберта.

4. Запропоновано апаратний та програмний методи реалізації алгоритму роботи компенсатора НЧП у широкосмугових вимірювальних каналах.

5. Застосування компенсатора з подвійним перетворенням Гільберта дозволяє зменшити нестационарну часову похибку. Виграш при цьому між похибками $\left| \gamma_{t1}^{ext} \right|$ і $\left| \gamma_{t1}^0 \right|$ складає 14.8; 16.5; 22.3; 31.2 раз, відповідно для широкосмугових вимірювальних каналів, що можуть бути подані у вигляді лінійних моделей від першого до четвертого порядку. Дослідження проведені для 1-го–3-го нуль-переходів, 1-го–2-го максимумів та 1-го мінімуму.

Література

1. Рудик В.Д. Визначення похибки усталення вимірювачів миттєвих значень короткочасних процесів// Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 1995. – №1. – С. 52-55
2. Рудик В.Д. Похибки перетворення фазовий зсув – часовий інтервал сигналів обмеженої тривалості// Вимірювання та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2000. – №1. – С.65-69
3. Рудик В.Д., Гончар С.Ф. Нестационарні часові похибки в лінійних вимірювальних каналах // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. 2005. – № 1. – С. 64–67.
4. Рудик В.Д., Гончар С.Ф. Нестационарні похибки вимірювачів часових зсувів. // Вісник ВПІ. 2005. № 5. С. 143-148.
5. Пат. № 12038 Україна, МПК G 01 R 25/00. Фазометр / Рудик В.Д., Гончар С.Ф.; заявник і патентовласник Вінницький національний технічний університет; опубл. 13.01.2006. Бюл. № 1.
6. Рудик В.Д. Методи компенсації динамічних похибок вимірювальних каналів: монографія/ В.М. Кичак, В.Д.Рудик, С.Ф. Гончар. – Вінниця: ВНТУ, 2009. – С.125

References

1. Rudyk V.D. Vyznachennja pohybky ustalennja vymirjuvachiv myttjevyh znachen' korotkocha-snyh procesiv// Visnyk Vinnyck'kogo politehnicznego instytutu. – 1995. – №1. – S. 52-55
2. Rudyk V.D. Pohybky peretvorennja fazovij zsuв – chasovij interval sygnaliv obmezhenoji tryvalosti// Vymirjuvannja ta obchysljuval'na tehnika v tehnologichnyh procesah. – 2000. – №1. – С.65-69
3. Rudyk V.D., Gonchar S.F. Nestacionarni chasovi pohybky v linijnyh vymirjuval'nyh kanalah // Vymirjuval'na ta obchysljuval'na tehnika v tehnologichnyh procesah. 2005. – № 1. – S. 64–67.
4. Rudyk V.D., Gonchar S.F. Nestacionarni pohybky vymirjuvachiv chasovyh zsuвiv. // Vis-nyk VPI. 2005. № 5. S. 143-148.
5. Pat. № 12038 Ukraїna, MPK G 01 R 25/00. Fazometr / Rudyk V.D., Gonchar S.F.; zjav-nyk i patentovlasnyk Vinnyck'kyj nacional'nyj tehnicnyj univertsytet; opubl. 13.01.2006. Bjul. № 1.
6. Rudyk V.D. Metody kompensaciji dynamichnyh pohybok vymirjuval'nyh kanalik: monog-rafija/ V.M. Kychak, V.D.Rudyk, S.F. Gonchar. – Vinnycja: VNTU, 2009. – S.125

Рецензія/Peer review : 11.1.2015 р. Надрукована/Printed :23.1.2015 р.
Стаття рецензована редакційною колегією