

**СТРУКТУРНО-ФУНКЦІОНАЛЬНІ СХЕМИ  
ШИРОКОДІАПАЗОННИХ ФАЗООБЕРТАЧІВ  
ДИСКРЕТИЗОВАНИХ ГАРМОНІЧНИХ СИГНАЛІВ**

Structure-functional schemes of phase shifters of sampled harmonic signals have been proposed. Amplitude of output signals and phase shift between input and output signals of such schemes are independent on a frequency, a signal transformation is fulfilled linearly without amplitude and frequency distortion. Derived schemes do not need an additional filtering of output signals.

Запропоновано структурно-функціональні схеми фазообертачів дискретизованих гармонічних сигналів. Амплітуда вихідних сигналів і фазовий зсув між вхідними та вихідними сигналами таких схем не залежать від частоти, перетворення сигналів виконується лінійно, без спотворень амплітуди та частоти, тобто схеми не породжують гармонік. Отримані схеми не потребують додаткового фільтрування вихідних сигналів.

Фазообертачі гармонічних сигналів широко використовують для керування амплітудою, неперервного вимірювання пікових значень, визначення спектральних складових гармонічних сигналів та в інших застосуваннях [3, 6–10]. Існують різні методи отримання зсуву фаз між гармонічними сигналами. Однак більшість відомих методів передбачають побудову схем фазообертачів, амплітуда вихідних сигналів яких, фазовий зсув між вхідними та вихідними сигналами і частота залежать одне від одного. У [9] описано пристрій формування квадратурних сигналів, який містить керований фазообертач і послідовно з'єднані помножувач та фільтр нижніх частот. Для зменшення нестабільності амплітуди ортогонального сигналу під час функціонування пристрою у широкому діапазоні частот керований фазообертач містить фіксований фазообертач, суматор і квадратичний детектор. Пристрій потребує фільтрування вихідних сигналів і є амплітудозалежним. У [8] запропоновано амплітудозалежний керований фазообертач, який містить підсилювач-обмежувач, два інвертори, два блоки скидання інтеграторів і два канали обробки сигналів. Кожний з таких каналів містить інтегратор, компаратор, диференціатор і джерело постійної опорної напруги. Для підвищення температурної стабільності вихідного сигналу до пристрою введено додатковий інвертор і двохвходовий інтегратор. В [10] описано фазообертач, який містить синусно-косинусний давач, блоки сумування та віднімання, фільтри та джерело квадратурних напруг. Для підвищення точності та роздільної здатності фазообертача до нього введено два пристрої вибірки-зберігання. У [7] запропоновано керований фазообертач, що містить підсилювач-обмежувач, подільник частоти, інтегратор, компаратори, блоки диференціювання, джерело опорної напруги, одинвібратор і фільтр першої гармоніки. Для зменшення спотворень амплітуди вихідних сигналів до пристрою введено випрямляч, фільтр нижніх частот, інвертуючий підсилювач і ключі.

Існують схеми, які дають змогу здійснювати інтегрування вхідних сигналів у широких межах зміни їх частоти при збереженні постійного значення коефіцієнта передачі інтегратора, що необхідно у багатьох застосуваннях [1]. Однак для цього на виході інтегратора доводиться вмикати перемикаючі конденсатори, керований сигнал якими повинен мати частоту, яка дорівнює частоті найвищої гармоніки у спектрі частот вхідних сигналів. Такий сигнал формується складною схемою фазового автопідлагоджування частоти або за допомогою відповідної підпрограми мікропроцесорної системи.

Для розв'язання багатьох задач обробки сигналів необхідні такі схеми фазообертачів, які без додаткових фільтрів формували б сигнали, параметри яких є незалежними як від параметрів вхідних сигналів, так і між собою [5]. Тому актуальною є задача створення фазообертачів, амплітуда сигналів яких, фазовий зсув між вхідними та вихідними сигналами і частота не залежать одне від одного. Розглянемо розв'язання задачі побудови структурно-функціональних схем фазообертача дискретизованих гармонічних сигналів, амплітуда вихідних сигналів яких і фазовий зсув між вхідними та вихідними сигналами не залежать від частоти [4].

Як відомо, диференціюючі схеми точніше формують вихідні сигнали на високих частотах, а інтегруючі схеми, навпаки, точніше функціонують на нижніх частотах. Для підвищення ефективності функціонування схем фазообертачів може бути доцільним на низьких частотах обертання фази виконувати за допомогою інтеграторів. І навпаки, на високих частотах для цього застосовувати диференціатори. Схеми фазообертачів на інтеграторах можуть мати переваги за наявності у сигналах шумів для їх згладжування, а схеми фазообертачів на диференціаторах можуть давати можливість уникати накопичування локальних похибок інтеграторів. Тому розглянемо побудову структурно-функціональних схем фазообертачів дискретизованих гармонічних сигналів на основі диференціаторів (без інтеграторів) і на базі інтеграторів (без диференціаторів).

**Моделі фазообертачів дискретизованих гармонічних сигналів.** Нехай необхідно побудувати структурно-функціональну схему фазообертача дискретизованих гармонічних сигналів, який трансформує множину вхідних дій  $x(k) = A \sin(\omega t(k))$  у множину відповідних вихідних реакцій  $y(k) = K A \sin(\omega t(k) + \pi/2) = K A \cos(\omega t(k))$ , де  $A$  – амплітуда;  $\omega$  – частота;  $t(k) = k \Delta t$ ;  $\Delta t$  – крок дискретизації по часу;  $k$  – номер дискрети;  $K$  – коефіцієнт підсилення, з максимальною абсолютною і середньоквадратичною похибками, які не перевищують заданих значень  $\varepsilon$  і  $\delta$  відповідно. Нехай значення  $K=1,7$ ;  $\varepsilon = 7,896 \cdot 10^{-3}$ ;  $\delta = 1,612 \cdot 10^{-3}$ , а  $A \in [0,6 \text{ В}; 6 \text{ В}]$  і  $\omega \in [1,6 \text{ рад/с}; 3,2 \text{ рад/с}]$  задані дискретно з кроками  $\Delta A = 0,2 \text{ В}$  і  $\Delta \omega = 0,1 \text{ рад/с}$  відповідно при  $\Delta t = 0,02 \pi/\omega \text{ с}$ ,  $k = 0,1,2,\dots,101$ . Тоді на першому етапі розв'язання поставленої задачі може бути визначена модель фазообертача дискретизованих гармонічних сигналів у результаті розв'язання задачі мінімізації вигляду [4]:

$$\left\{ \sum_{k_1=0}^1 \sum_{k_2=0}^4 \sum_{k_3=0}^2 \sum_{k_4=0}^1 \sum_{k_5=0}^2 C_{k_1 \dots k_5} [x(k)]^{k_1} [\nabla x(k)]^{k_2} [\nabla^2 x(k)]^{k_3} [\nabla^3 x(k)]^{k_4} [y(k)]^{k_5} \right\}^2 \rightarrow \min_C \quad (1)$$

де  $\nabla x(k) = \frac{(x(k+1) - x(k-1)))}{2}$ ;  $\nabla^2 x(k) = x(k+1) - 2x(k) + x(k-1)$ ;  $\nabla^3 x(k) = \frac{(x(k+2) - 2x(k+1) + 2x(k-1) - x(k-2))}{2}$  – скінченні різниці першого, другого і третього порядку відповідно,  $C_{04000} = 1$ . Така модель може бути знайдена у формі різницевого рівняння вигляду:

$$y(k) = \nabla x(k) \sqrt{\frac{[\nabla x(k)]^2 - x(k) \nabla^2 x(k)}{0,346[\nabla^2 x(k)]^2 - 0,346 \nabla x(k) \nabla^3 x(k)}} \quad (2)$$

Похибки моделі (2) не перевищують значень  $\varepsilon$  і  $\delta$  не тільки для заданих діапазонів зміни  $A$ ,  $\omega$ ,  $t$ , але й для будь-яких величин  $0 < A < \infty$ ,  $0 < \omega < \infty$ ,  $0 \leq t < \infty$ .

Модель фазообертача дискретизованих гармонічних сигналів також може бути знайдена в результаті розв'язання мінімізаційної задачі такого вигляду [4]:

$$\left\{ \sum_{k_1=0}^1 \sum_{k_2=0}^3 \sum_{k_3=0}^2 \sum_{k_4=0}^1 \sum_{k_5=0}^1 C_{k_1 \dots k_5} [x(k)]^{k_1} [Ix(k)]^{k_2} [I^2 x(k)]^{k_3} [I^3 x(k)]^{k_4} y[(k)]^{k_5} \right\}^2 \rightarrow (3)$$

$\rightarrow \min_C$  ,

де  $Ix(k+1) = Ix(1) + \sum_{i=1}^k \frac{x(i) + x(i+1)}{2}$ ,  $I^2 x(k+1) = I^2 x(1) + \sum_{i=1}^k \frac{Ix(i) + Ix(i+1)}{2}$ ,

$$I^3 x(k+1) = I^3 x(1) + \sum_{i=1}^k \frac{Ix(i) + Ix(i+1)}{2}$$

– значення однократного, дво- і трикратного числових інтегралів від вхідної змінної  $x(k)$  в  $(k+1)$ -й дискретній точці,  $Ix(1) = -\frac{KA}{\omega \Delta t}$ ,  $I^2 x(1) = 0$ ,  $I^3 x(1) = \frac{KA}{\omega^2 \Delta t}$  – початкові умови,  $C_{04000} = 1$ . Така модель може бути отримана у формі

$$y(k) = Ix(k) \sqrt{\frac{[Ix(k)]^2 - x(k)I^2 x(k)}{0,346[I^2 x(k)]^2 - 0,346Ix(k)I^3 x(k)}}. \quad (4)$$

Похибки моделі фазообертача дискретизованих гармонічних сигналів (4) також не перевищують заданих величин  $\varepsilon$  і  $\delta$  не лише для заданих діапазонів зміни  $A$ ,  $\omega$  і  $t$ , але й для довільних значень  $0 < A < \infty$ ,  $0 < \omega < \infty$ ,  $0 \leq t < \infty$ .

Аналогічно можуть бути отримані й інші моделі фазообертачів дискретизованих гармонічних сигналів на  $90^\circ$ , які дають змогу знижувати порядок скінченних різниць та числових інтегралів від  $x(k)$ , які до них входять [4]. Наприклад, при  $K = 1$  може бути отримана модель фазообертача дискретизованих гармонічних сигналів на  $90^\circ$  вигляду:

$$y(k) = \nabla x(k) \sqrt{\frac{[x(k)]^2 - \nabla x(k)Ix(k)}{[\nabla x(k)]^2 - x(k)\nabla^2 x(k)}} \quad (5)$$

або модель фазообертача дискретизованих гармонічних сигналів на  $90^\circ$  у формі

$$y(k) = -Ix(k) \sqrt{\frac{[x(k)]^2 - \nabla x(k)Ix(k)}{[Ix(k)]^2 - x(k)I^2 x(k)}}. \quad (6)$$

На основі моделей фазообертачів дискретизованих гармонічних сигналів на  $90^\circ$  можна будувати моделі фазообертачів, які дають можливість довільно змінювати величину фазового зсуву між їх вхідними і вихідними сигналами. Фазовий зсув не залежатиме ні від модуля коефіцієнта передачі, ні від частоти. Для отримання моделі фазообертача дискретизованих гармонічних сигналів на довільний кут можна скористатись таким співвідношенням [4]:

$$\sin[k\omega\Delta t + \alpha] = \sin(k\omega\Delta t)\cos\alpha + \cos(k\omega\Delta t)\sin\alpha, \quad (7)$$

де функції  $\sin\alpha$  та  $\cos\alpha$  можуть реалізуватись за допомогою відповідних існуючих схем [5].

**Структурно-функціональні схеми фазообертачів дискретизованих гармонічних сигналів.** На другому етапі розв'язання сформульованої задачі на основі моделей фазообертачів дискретизованих гармонічних сигналів можна будувати відповідні структурно-функціональні схеми. Зокрема, структурно-функціональна схема фазообертача дискретизованих гармонічних сигналів на  $90^\circ$ , отримана на основі моделі (2) на базі ланок затримки ( $T$ ), цифрових суматорів, перемножувачів, подільника, блока видобування квадратного кореня і джерел постійних сигналів, показана на рис. 1.

Структурно-функціональна схема фазообертача дискретизованих гармонічних сигналів на  $90^\circ$ , сконструйована за моделлю (4) на базі цифрових інтеграторів (ЦІ), суматорів, перемножувачів, подільника, блока видобування квадратного кореня і джерел постійних сигналів, зображена на рис. 2.

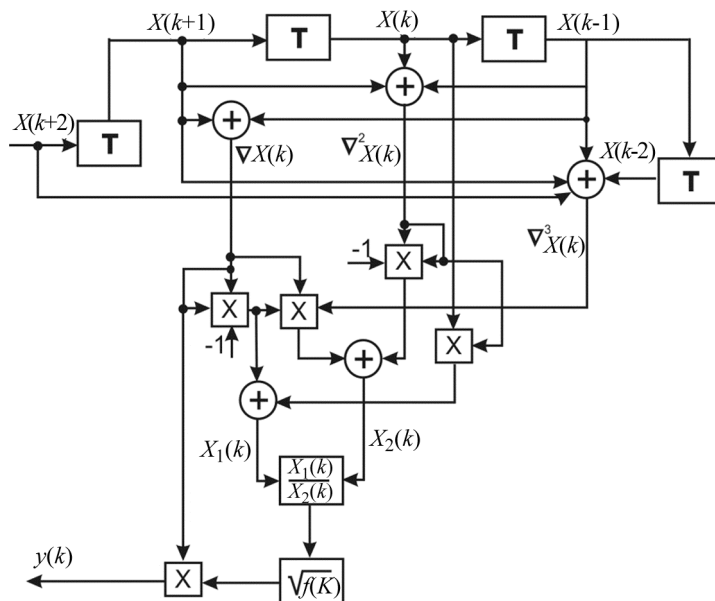


Рис. 1. Структурно-функціональна схема фазообертача дискретизованих гармонічних сигналів, отримана за моделлю (2).

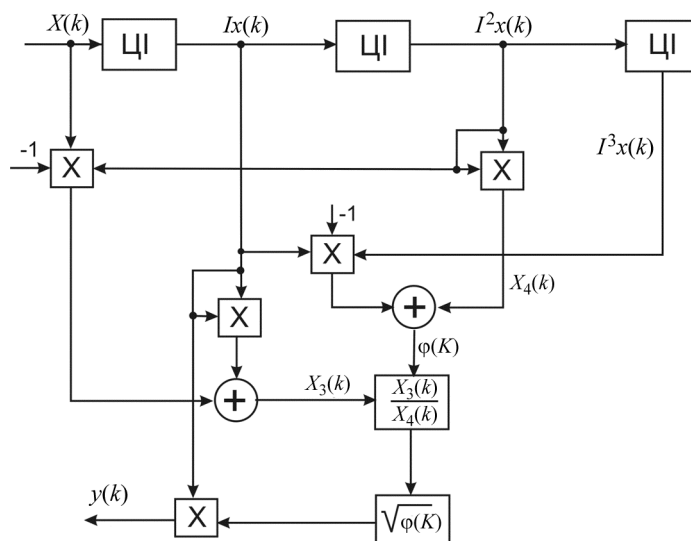


Рис. 2. Структурно-функціональна схема фазообертача дискретизованих гармонічних сигналів, побудована за моделлю (4).

На основі моделей (5) і (6) відповідні структурно-функціональні схеми будуть аналогічно. Як можна побачити, схема (рис. 2) містить дещо іншу елементну базу, ніж схема, показана на рис. 1. Схеми можуть конструюватись на основі ланок затримки без цифрових інтеграторів або на основі цифрових інтеграторів (без ланок затримки), тобто в іншій елементній базі. Отже, схемотехнічна реалізація фазообертачів дискретизованих гармонічних сигналів може здійснюватись у різній елементній базі, виходячи з необхідних амплітудного і частотного діапа-

зонів зміни сигналів, виду елементної бази та інших критеріїв. Схеми фазообертачів дискретизованих гармонічних сигналів на  $90^\circ \cdot n$  можна будувати за допомогою послідовного з'єднання  $n$  фазообертачів на  $90^\circ$ .

Узагальнена структурно-функціональна схема фазообертача дискретизованих гармонічних сигналів на довільний кут  $\alpha$ , побудована на основі співвідношення (7), показана на рис. 3.

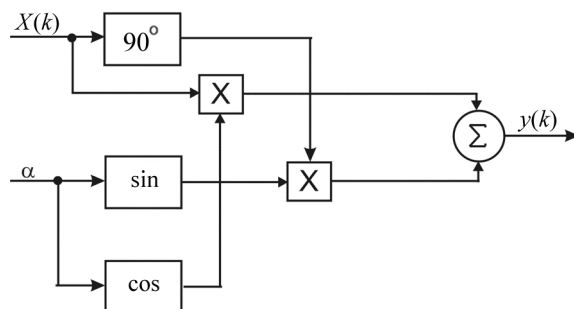


Рис. 3. Узагальнена структурно-функціональна схема фазообертача дискретизованих гармонічних сигналів, отримана на основі співвідношення (7).

## ВИСНОВКИ

Як можна побачити, запропоновані структурно-функціональні схеми фазообертачів дискретизованих гармонічних сигналів призначені для функціонування у широких межах зміни амплітуд і частот входних сигналів без зміни параметрів схем. Амплітуда вихідних сигналів і фазовий зсув між входними та вихідними сигналами таких схем не залежать від частоти, перетворення сигналів виконується лінійно, без спотворень амплітуди і частоти, тобто схеми не породжують гармонік. Отримані схеми не потребують додаткового фільтрування вихідних сигналів і дають змогу відносно просто здійснювати перетворення сигналів. Будучи реалізовані в сучасній інтегральній схемній елементній базі, такі схеми можуть знайти різноманітне застосування. Реалізація отриманих схем у цифровій елементній базі та їх застосування визначають напрями подальших наших досліджень.

1. Алексенко А. Г., Коломбет Е. А., Стародуб Г. М. Применение прецизионных аналоговых микросхем. – М.: Радио и связь, 1985. – 256 с.
2. Калахан Д. Современный синтез цепей. – М.: Энергия, 1966. – 192 с.
3. Мандзій Б. А., Желяк Р. І. Основи аналогової мікросхемотехніки. – Львів: ННК “Тезаурус”, ТОО “Форвард”, 1998. – 186 с.
4. Тимошук П. Побудова алгоритмів функціонування фазообертача гармонічних сигналів // Електроніка. – 1999. – № 382. – С. 33–37.
5. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: Справ. руководство. – М.: Мир, 1982. – 512 с.
6. X-Band RF MEMS Phase Shifters for Phased Array Applications / A. Malczewski, S. Eshelman, B. Pillans, J. Ehmke, C. Goldsmith // IEEE Microwave and Guide Wave Lett. – 1999. – 9. – P. 517–519.
7. А. с. 1282311 СССР, МКИ 4H03H11/20. Управляемый фазовращатель / Г. Е. Максимов, Ю. В. Леонов, А. Л. Круглов (СССР). – № 3880179/24-09; Заявлено 01.04.85; Опубл. 7.01.87, Бюл. № 1. – 2 с.
8. А. с. 1529415 СССР, МКИ 4H03H11/20. Управляемый фазовращатель / М. И. Кукушкин (СССР). – № 3926948/24-63; Заявлено 03.06.85; Опубл. 15.12.89, Бюл. № 46. – 3 с.
9. А. с. 1737730 СССР, МКИ 5H03L7/18. Устройство формирования квадратурных сигналов / Н. Г. Пархоменко, Б. М. Боташов, Е. С. Шеляпин (СССР). – № 4747486/09; Заявлено 06.10.89; Опубл. 30.05.92, Бюл. № 20. – 2 с.
10. А. с. 1594698 СССР, МКИ 5H03M1/64. Фазовращатель / А. К. Леонтьев (СССР). – № 4456738/24–24; Заявлено 08.07.88; Опубл. 23.09.90, Бюл. № 35. – 2 с.