

УДК 621.372

П.В. Тимощук

Національний університет “Львівська політехніка”,
кафедра радіотехнічних пристроїв

ФАЗООБЕРТАННЯ ГАРМОНІЧНИХ СИГНАЛІВ НА ОСНОВІ МАКРОМОДЕЛЮВАННЯ

© Тимощук П.В., 2001

Побудовано макромоделі амплітудо- та частотонезалежних аналогових та цифрових фазообертачів гармонічних сигналів на довільну величину фазового зсуву. На основі отриманих макромоделей для функціонування в області низьких частот реалізуються структурні схеми фазообертачів на базі диференціаторів, суматорів, помножувачів, подільників та ланок затримки за часом. В високочастотному діапазоні замість диференціаторів використовуються інтегратори.

The macromodels of amplitude- and frequency independent analogue and digital phase shifters of harmonic signals on an arbitrary value of a phase shift has been built. At the obtained macromodels base the structure circuits of phase shifters is realised for a functioning at a low frequenciregiones on a differentiators, summers, adders, multipliers, dividers, and time delay units base. There are used an integrators instead of differentiators in a high frequencies region.

Як відомо, фазообертачі гармонічних сигналів широко застосовуються для керування амплітудою у пристроях автоматики, для неперервного вимірювання пікових значень гармонічних сигналів та визначення певних спектральних складових сигналів у вимірювальній техніці та інших галузях. Існує низка методів отримання зсуву фаз між гармонічними сигналами за допомогою фазообертачів. Однак більшість наявних методів передбачають реалізацію схем фазообертачів, амплітуда сигналів яких, фазовий зсув між вхідними і вихідними сигналами та частота сигналів залежать одне від одного [1].

У праці [2] розв'язано задачу синтезу прецизійних фазообертачів гармонічних сигналів на 90° , в яких амплітуда сигналів та фазовий зсув між вхідними і вихідними сигналами не залежать від частоти. Оскільки структурні схеми таких фазообертачів реалізуються на основі спільного функціонування диференціаторів та інтеграторів, вони призначені для застосування в області середніх частот.

Розглянемо розв'язання задачі амплітудо- та частотонезалежного фазообертання гармонічних сигналів на довільний кут на основі побудови макромоделей фазообертачів на 90° . Для отримання необхідних розв'язків скористаємось методикою синтезу нелінійних електронних пристроїв з роботи [3]. Оскільки диференціатор є чутливим до завад, недостатньо точно та нестійко працює на високих частотах, для підвищення ефективності роботи схем фазообертачів в аналоговому базисі доцільно на низьких частотах обертання фази виконувати на основі диференціаторів і, навпаки, на високих частотах застосовувати інтегратори. Тому структурні схеми фазообертачів реалізуємо на основі диференціаторів для функціонування в низькочастотній області та в базисі інтеграторів для роботи в високочастотному діапазоні.

Фазообертання на 90° в диференціальному базисі. Нехай, наприклад, фазообертач повинен трансформувати множину вхідних дій $x(t)=A\sin\omega t$, де $A \in [0, 5, 6]$, $\omega \in [1,6; 3,2]$, $t \in [0 ; 2\pi/\omega]$ в множину відповідних вихідних реакцій $y(t) = K\text{Asin}(\omega t+\pi/2) = K\text{Acos}\omega t$, де $K = 1,7$. Побудуємо аналогові та дискретні макромоделі, а також відповідні функціональні схеми такого фазообертача в диференціальному базисі.

Для розв'язання поставленої задачі задамо значення A , ω , t дискретно з кроком 0,1, 0,2; $0,2\pi/\omega$ відповідно. У результаті здійснення часткових переборів приймемо, що аналогова макромодель фазообертача описується п'ятивимірним поліномом четвертого порядку, аргументами якого є $x(t)$, $x'(t)$, $x''(t)$, $x'''(t)$ та $y(t)$. Для заданих дискрет A , ω , t за допомогою аналітичного диференціювання $x(t)$ обчислимо дискрети $x'(t)$, $x''(t)$ та $x'''(t)$. Визначимо коефіцієнти аналогової макромоделі фазообертача в результаті розв'язання наступної задачі апроксимації :

$$\left\{ \sum_{k_1=0}^1 \sum_{k_2=0}^4 \sum_{k_3=0}^2 \sum_{k_4=0}^1 \sum_{k_5=0}^2 Ck_1\dots k_5 [x(t)]^{k_1} [x'(t)]^{k_2} [x''(t)]^{k_3} [x'''(t)]^{k_4} [y(t)]^{k_5} \right\}^2 \rightarrow \min_C.$$

Пронормуємо при цьому коефіцієнт поліному при $[x'(t)]^4$.

Розв'язання задачі апроксимації шуканої макромоделі методом найменших квадратів за допомогою програми сингулярного розкладу SVD з [4] та нехтування малими значеннями знайдених коефіцієнтів поліному привело до отримання макромоделі фазообертача у вигляді рівняння:

$$[x(t)]^4 - 0,985x(t)[x'(t)]^2 x''(t) + 0,356[x''(t)]^2 [y(t)]^2 + 0,344x'(t)x'''(t)[y(t)]^2 = 0.$$

Отриману макромодель можна подати так:

$$y(t) = x'(t) \left\{ \frac{[x'(t)]^2 - 0,985x(t)x''(t)}{0,356[x''(t)]^2 - 0,344x'(t)x'''(t)} \right\}^{1/2}, \quad \text{якщо } x'(t) \geq 0;$$

$$y(t) = -x'(t) \left\{ \frac{[x'(t)]^2 - 0,985x(t)x''(t)}{0,356[x''(t)]^2 - 0,344x'(t)x'''(t)} \right\}^{1/2}, \quad \text{якщо } x'(t) < 0.$$

шляхом дискретизації двох останніх рівнянь можна отримати вирази:

$$y(k) = \nabla x(k) \left\{ \frac{[\nabla x(k)]^2 - 0,985x(k)\nabla^2 x(k)}{0,356[\nabla^2 x(k)]^2 - 0,344\nabla x(k)\nabla^3 x(k)} \right\}^{1/2}, \quad \text{якщо } \nabla x(k) \geq 0;$$

$$y(k) = -\nabla x(k) \left\{ \frac{[\nabla x(k)]^2 - 0,985x(k)\nabla^2 x(k)}{0,356[\nabla^2 x(k)]^2 - 0,344\nabla x(k)\nabla^3 x(k)} \right\}^{1/2}, \quad \text{якщо } \nabla x(k) < 0,$$

де $\nabla x(k) = (x(k+1) - x(k-1))/2$, $\nabla^2 x(k) = x(k+1) - 2x(k) + x(k-1)$, $\nabla^3 x(k) = (x(k+2) - 2x(k+1) + 2x(k-1) - x(k-2))/2$ – скінченні різниці першого, другого та третього порядку відповідно. Максимальна відносна та середньоквадратична похибки отриманих аналогової та дискретної макромоделей фазообертача для кроку дискретизації за часом $\Delta t = 0,02\pi/\omega$ відповідно дорівнюють: $\varepsilon = 7,593 \cdot 10^{-3}$, $\delta = 3,119 \cdot 10^{-3}$ та $\varepsilon^* = 7,896 \cdot 10^{-3}$, $\sigma^* = 1,612 \cdot 10^{-3}$.

Як впливає з отриманих макромоделей, функціональні схеми аналогового та цифрового фазообертачів гармонічних сигналів реалізуються на базі диференціаторів, суматорів, помножувачів, подільників, функціональних перетворювачів та ланок затримки за часом.

Фазообертання на 90° в інтегральному базисі. Вважаємо, що аналогова макро модель фазообертача описується п'ятивимірним поліномом четвертого порядку, аргументами якого є:

$$x(t), \int_0^t x(\tau) d\tau, \int_0^t \int_0^t x(\tau) d\tau^2, \int_0^t \int_0^t \int_0^t x(\tau) d\tau^3 \text{ та } y(t).$$

Обчисливши аналогічно для заданих в попередньому прикладі дискрет А, ω, t сигналу x(t) відповідні дискрети необхідних інтегралів від x(t), знайдемо аналогову макро модель фазообертача, визначивши коефіцієнти поліному в результаті розв'язання такої апроксимаційної задачі :

$$\left\{ \sum_{k_1=0}^1 \sum_{k_2=0}^4 \sum_{k_3=0}^2 \sum_{k_4=0}^1 \sum_{k_5=0}^2 Ck_1 \dots k_5 [x(t)]^{k_1} \left[\int_0^t x(\tau) d\tau \right]^{k_2} \times \right. \\ \left. \times \left[\int_0^t \int_0^t x(\tau) d\tau^2 \right]^{k_3} \left[\int_0^t \int_0^t \int_0^t x(\tau) d\tau^3 \right]^{k_4} [y(t)]^{k_5} \right\}^2 \rightarrow \min_C.$$

Пронормуємо коефіцієнт полінома при $\left[\int_0^t x(\tau) d\tau \right]^4$.

У цьому випадку в результаті розв'язання задачі апроксимації отримується макро модель фазообертача у вигляді рівняння :

$$\left[\int_0^t x(\tau) d\tau \right]^4 - 0,992x(t) \left[\int_0^t x(\tau) d\tau \right]^2 \int_0^t \int_0^t x(\tau) d\tau^2 - 0,352 \left[\int_0^t x(\tau) d\tau \right]^2 \times \\ \times [y(t)]^2 + 0,345 \int_0^t x(\tau) d\tau \int_0^t \int_0^t \int_0^t x(\tau) d\tau^3 [y(t)]^2 = 0.$$

Отримана макро модель в явній формі :

$$y(t) = \int_0^t x(\tau) d\tau \left\{ \frac{\left[\int_0^t x(\tau) d\tau \right]^2 - 0,992x(t) \int_0^t \int_0^t x(\tau) d\tau^2}{0,352 \left[\int_0^t \int_0^t x(\tau) d\tau^2 \right]^2 - 0,345 \int_0^t x(\tau) \int_0^t \int_0^t x(\tau) d\tau^3} \right\}^{1/2}, \text{ якщо } \int_0^t x(\tau) d\tau \leq 0;$$

$$y(t) = \int_0^t x(\tau) d\tau \left\{ \frac{\left[\int_0^t x(\tau) d\tau \right]^2 - 0,992x(t) \int_0^t \int_0^t x(\tau) d\tau^2}{0,352 \left[\int_0^t \int_0^t x(\tau) d\tau^2 \right]^2 - 0,345 \int_0^t x(\tau) d\tau \int_0^t \int_0^t \int_0^t x(\tau) d\tau^3} \right\}^{1/2}, \text{ якщо } \int_0^t x(\tau) d\tau > 0,$$

$$\text{де при } t = 0 \quad x(t) = 0, \quad \int_0^t x(\tau) d\tau = -KA/\omega, \quad \int_0^t \int_0^t x(\tau) d\tau^2 = 0, \quad \int_0^t \int_0^t \int_0^t x(\tau) d\tau^3 = KA/\omega^2.$$

Дискретизація останніх двох співвідношень приводить до виразів :

$$y(k) = Ix(k) \left\{ \frac{\{ [Ix(k)]^2 - 0,992x(k)I^2x(k) \}}{0,352[I^2x(k)]^2 - 0,345Ix(k)I^3x(k)} \right\}^{1/2}, \text{ якщо } Ix(k) \leq 0;$$

$$y(k) = -Ix(k) \left\{ \frac{\{ [Ix(k)]^2 - 0,992x(k)I^2x(k) \}}{0,352[I^2x(k)]^2 - 0,345Ix(k)I^3x(k)} \right\}^{1/2}, \text{ якщо } Ix(k) > 0,$$

$$\begin{aligned} \text{де } Ix(k+1) &= Ix(1) + \sum_{i=1}^k (x(i) + (i+1))/2; \quad I^2x(k+1) = I^2x(1) + \sum_{i=1}^k (Ix(i) + Ix(i+1))/2; \quad I^3x(k+1) = \\ &= I^3x(1) + \sum_{i=1}^k (I^2x(i) + I^2(i+1))/2; \quad Ix(1) = -KA/(\omega\Delta t); \quad I^2x(1) = 0; \quad I^3x(1) = KA/(\omega^2\Delta t). \end{aligned}$$

Похибки знайдених у цьому випадку аналогової та дискретної макромоделей фазообертача такі: $\varepsilon = 4,326 \cdot 10^{-3}$, $\sigma = 8,835 \cdot 10^{-4}$ та $\varepsilon^* = 4,826 \cdot 10^{-3}$, $\sigma^* = 9,137 \cdot 10^{-4}$.

Функціональні схеми відповідних аналогового та цифрового фазообертачів гармонічних сигналів реалізуються на базі інтеграторів, суматорів, помножувачів, подільників, функціональних перетворювачів та ланок затримки.

Як видно з отриманих результатів, для діапазонів зміни величин A , ω та t , відмінних від заданих, значення параметрів знайдених макромоделей фазообертачів можуть дещо відрізнятись від отриманих вище. Однак і в цих випадках отримуються макромоделі, які мають достатньо високу для практичних застосувань точність.

Зазначимо, що алгоритми функціонування фазообертачів гармонічних сигналів на 90° : n , де n – ціле число, можна конструювати за допомогою повторення описаних процедур n разів.

Фазообертання на довільний кут. Покажемо, як на основі описаної методики синтезу фазообертачів гармонічних сигналів на 90° конструюються схеми, які дозволяють довільно змінювати величину фазового зсуву між його вхідними та вихідними сигналами. При цьому фазовий зсув не залежить ні від коефіцієнта передачі, ні від частоти, а коефіцієнт передачі не залежить від частоти.

Для отримання аналогових макромоделей таких фазообертачів можна використати, наприклад, таке співвідношення:

$$K \sin(\omega t + \alpha) = K (\sin \omega t \cos \alpha + \cos \omega t \sin \alpha),$$

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

Дискретні макромоделі фазообертачів знаходяться за допомогою представлення останнього рівняння в дискретній формі:

$$K \sin(\omega t(k) + \alpha) = K (\sin \omega t(k) \cos \alpha + \cos \omega t(k) \sin \alpha).$$

Зазначимо, що для коректного застосування двох останніх рівнянь амплітуда функцій $\sin \alpha$ та $\cos \alpha$ повинна мати одиничне значення.

Функціональні схеми аналогового та цифрового фазообертачів гармонічних сигналів на довільний кут α реалізуються на основі відповідного елементного базису.

Висновки. Розв'язано задачу прецизійного амплітудо – та частотонезалежного фазообертання гармонічних сигналів як на 90° , так і на довільну величину фазового зсуву. Для цього побудовано макромоделі фазообертачів у формі інтегро-диференціальних та відповідних ім різницевих рівнянь. Наведено рекомендації щодо реалізації структурних схем фазообертачів в аналоговому та цифровому елементних базисах для функціонування в низькочастотному та високочастотному діапазонах зміни сигналів.

1. Мандзій Б.А., Желяк Р.І. *Основи аналогової мікросхемотехніки.* – Львів, 1998. – 186 с. 2. Тимошук П.В. Побудова алгоритмів функціонування фазообертача гармонічних сигналів // *Електроніка.* – 1999. – № 382. – С. 33–37. 3. Tymoshchuk P.V. and Shapovalov Y.I. *Synthesis of electronic devices on the determination and digitization of implicit algebra-differential equations base* // *Radioelectronics and Communications System.* – April 1998. – Vol. 41. – P. 41–43. 4. Форсайт Дж., Малькольм М., Моулер К. *Машинные методы математических вычислений.* – М., 1980. – 280 с. 5. Титце У., Шенк К. *Полупроводниковая схемотехника: Пер. с нем.* – М., 1982. – 512 с.

УДК 681.3

М.О. Хомуляк

Національний університет “Львівська політехніка”,
кафедра ЕОМ

ДЕЯКІ ОСОБЛИВОСТІ СТВОРЕННЯ БІБЛІОТЕЧНИХ КОМПОНЕНТІВ В СИСТЕМІ ПРОЕКТУВАННЯ ДРУКОВАНИХ ПЛАТ ACCEL EDA

© Хомуляк М.О., 2001

Запропоновано вдосконалений порядок створення бібліотечних компонентів в системі проектування друкованих плат ACCEL EDA.

Improved order of creating library components for design system of printed circuit board ACCEL EDA is proposed.

Дедалі впевненіше впроваджуються методи автоматизації проектування з використанням персональних комп'ютерів на всіх етапах наукових досліджень та інженерних розробок. Вони дозволяють не лише різко скоротити терміни виконання робіт, але й