УДК 621.372.553(088.8)
© О. Вітер[1], Р. Проць[1], 2012

ПРЕЦИЗІЙНІ КВАДРАТУРНІ І РЕГУЛЬОВАНІ ФАЗОПОВЕРТАЧІ

Розглянуто способи побудови високостабільних фазоповертачів із заданим фазовим зсувом і лінійних регуляторів фазового зсуву аналогових сигналів у межах від 0^0 до 180^0.

The article deals with methods of construction of high stability phase changers with set phase shift and linear control of analogue signals phase shift in the range of 0^0 and 180^0.

1. ВСТУП

У пристроях обробки аналогових сигналів та у вимірювачах малих змін фази використовуються фазозсуваючі ланки, які призначені для отримання заданого фазового зсуву (найчастіше квадратурного), а також пристрої, які дозволяють регулювати фазовий зсув напруги у широких межах без зміни її амплітуди. Температурна і часова стабільність фазового зсуву визначається стабільністю параметрів електронних компонентів, які входять у склад фазозсуваючих ланок. На низьких та інфранизьких частотах найбільш нестабільними елементами є конденсатори, температурні коефіцієнти ємності яких є визначальними для фазової нестабільності фазоповертача.

2. МЕТА РОБОТИ

Метою роботи є побудови фазоповертачів, температурна і часова стабільність фазового зсуву яких у десятки разів менша від нестабільності використаних у них електронних компонентів.

3. СПОСІБ ДОСЯГНЕННЯ МЕТИ

Для значного зменшення нестабільності фазового зсуву у фазоповертачах пропонується застосовувати фазозсуваючі ланки, які мають яскраво виражений екстремум фазочастотної характеристики і достатньо високий коефіцієнт передачі напруги на частоті екстремуму.

Оскільки в околиці екстремуму фазовий зсув мало залежить від частоти, то слід очікувати, що нестабільність параметрів елементів фазоповертача також буде незначно впливати на значення фазового зсуву.

[1]Національний університет «Львівська політехніка»

4. ТЕОРЕТИЧНА ЧАСТИНА

Для отримання фазового зсуву напруги на низьких частотах звичайно використовуються мостові фазоповертачі [1]. Схема такого фазоповертача наведена на рис.1.

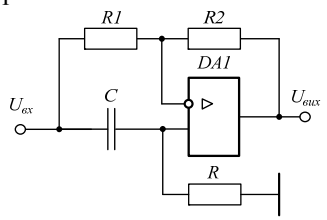

Рис. 1. Схема мостового фазоповертача

Такі фазоповертачі дозволяють одержати необхідний фазовий зсув при коефіцієнті передачі за модулем, який дорівнює одиниці незалежно від частоти чи регулювання фази за допомогою елементів *R* або *C*. При умові *R1* = *R2* вихідна напруга фазоповертача дорівнює

$$U_{вих}(j\omega) = \frac{1 - j\omega RC}{1 + j\omega RC} \cdot U_{вх}.$$

Позначивши $\omega \cdot RC = \Omega$ як узагальнену частоту, отримаємо

$$K(j\Omega) = \frac{U_{вих}(j\Omega)}{U_{вх}} = \frac{1 - j\Omega}{1 + j\Omega} = \frac{1 - \Omega^2 - 2j\Omega}{1 + \Omega^2}.$$

Модуль коефіцієнта передачі

$$|K(j\Omega)| = 1.$$

Фаза коефіцієнта передачі

$$\varphi(\Omega) = tan^{-1}\frac{-2\Omega}{1 - \Omega^2}.$$

З отриманих виразів випливає, що амплітуда вихідної напруги не залежить від частоти чи зміни параметрів *R* чи *C* (тобто Ω), що є незаперечною перевагою фазоповертача. З другої сторони, при лінійній зміні значення опору резистора *R* фаза вихідної напруги змінюється нелінійно і, оскільки максимальний опір резистора обмежений значенням R_{max}, то фазу вихідної напруги $\varphi(\Omega)$ можна змінювати від нуля (при *R* = 0) до максимального значення (при $R=R_{max}$), яке завжди менше 180^0.

Залежність нестабільності фазового зсуву від зміни Ω визначається через похідну від $\varphi(\Omega)$

$$\Delta\varphi = \frac{d[\varphi(\Omega)]}{d\Omega}\Delta\Omega = \frac{-2}{1+\Omega^2}\Delta\Omega = \frac{-2\Omega}{1+\Omega^2}\delta\Omega,$$

де $\Delta\varphi$ і $\Delta\Omega$ – абсолютні нестабільності фази і узагальненої частоти; $\delta_\Omega = \Delta\Omega / \Omega$ – відносна нестабільність узагальненої частоти.

Якщо перейти до відносної зміни частоти ω чи елементів *R* або *C*, то отримаємо вираз

$$\Delta\varphi = \frac{2\omega \cdot RC}{1+\omega^2 R^2 C^2}\sqrt{\delta_\omega^2 + \delta_R^2 + \delta_C^2} = \frac{2\Omega}{1+\Omega^2}\sqrt{\delta_\omega^2 + \delta_R^2 + \delta_C^2}. \quad (1)$$

Визначимо нестабільності кутів зсуву для фазоповертачів, які найчастіше застосовуються в техніці

Для кута φ = 90^0 $\omega RC = \Omega = 1$

$$\Delta\varphi = \sqrt{\delta_\omega^2 + \delta_R^2 + \delta_C^2}. \quad (2)$$

Для кута φ = 45^0 $\omega RC = \Omega = 0{,}414$

$$\Delta\varphi = `0{,}706 \cdot \sqrt{\delta_\omega^2 + \delta_R^2 + \delta_C^2}. \quad (3)$$

Таким чином, нестабільності фазових зсувів для двох кутів близькі і прямо пропорційні відносній зміні частоти ω чи елементів *R* або *C*.

Розглянемо схеми фазоповертачів, фазочастотні характеристики яких на певній частоті мають екстремум. Такі схеми наведені на рис.2. Вони відрізняються тим, що вихідна напруга для схеми а) знімається з частини резистора *R*, яка дорівнює *αR*, і конденсатора *C*, а для схеми б) ця напруга подається на інвертуючий вхід операційного підсилювача, а вихідна напруга знімається з його виходу.

Для схеми а) вихідна напруга дорівнює

$$U_{вих}(j\omega) = \frac{1+\alpha(\omega \cdot RC)^2 - j(1-\alpha)\omega \cdot RC}{1+\alpha(\omega \cdot RC)^2} \cdot U_{вх}.$$

Позначивши $\omega \cdot RC = \Omega$, отримаємо

$$K(j\Omega) = \frac{1+\alpha\Omega^2 - j(1-\alpha)\Omega}{1+\alpha\Omega^2}.$$

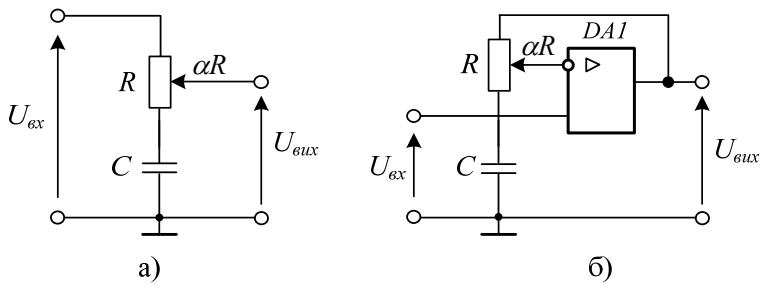

Рис. 2. Фазоповертач з екстремумом фази

Модуль коефіцієнта передачі залежить від Ω (ω, *R* або *C*) і змінюється від 1 до α при зростанні Ω від нуля до нескінченості. На рис. 3 показана залежність коефіцієнта передачі від узагальненої частоти для $\alpha = 0{,}17$.

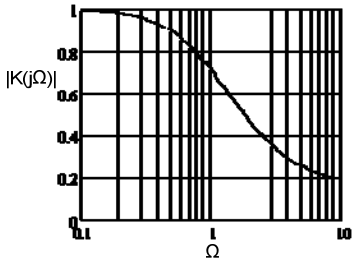

Рис. 3. Амплітудно-частотна характеристика фазоповертача

Фаза напруги на виході ланки дорівнює

$$\varphi(\Omega) = tan^{-1}\frac{-(1-\alpha)\Omega}{1+\alpha\Omega^2} = -tan^{-1}\frac{(1-\alpha)\Omega}{1+\alpha\Omega^2}. \qquad (4)$$

Із збільшенням узагальненої частоти Ω фаза вихідної напруги зростає від 0^0 , досягає максимуму і з подальшим збільшенням частоти знову повертається до нуля. Такі залежності для ряду значень α показані на рис.4.

Для зростаючих значень α від 0,1 по 0,7 частота екстремуму зменшується і прямує до значення Ω = 1.

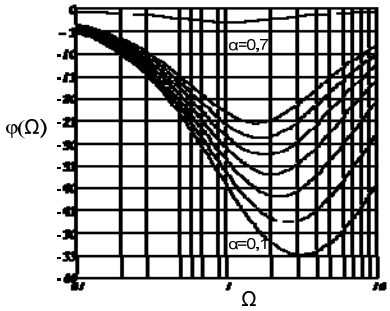

Рис. 4. Фазочастотні характеристики для різних значень α

Залежність швидкості зміни фази від узагальненої частоти Ω визначається виразом

$$\frac{d\varphi(\Omega)}{d\Omega} = \frac{-(1-\alpha)\cdot\left(1-\alpha\Omega^2\right)}{\alpha^2\Omega^2\left(1+\Omega^2\right)+1+\Omega^2} = \frac{-(1-\alpha)\cdot\left(1-\alpha\Omega^2\right)}{\left(\alpha^2\Omega^2+1\right)\cdot\left(1+\Omega^2\right)}.$$

Така залежність для $\alpha = 0{,}17$ показана на рис.5, з якого видно, що приблизно на частоті Ω =2,4 швидкість зміни фази дорівнює нулю.

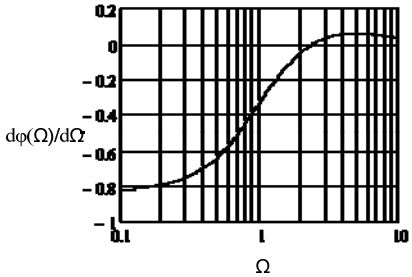

Рис. 5. Швидкість зміни фази при α=0,17

Нестабільність фазового зсуву від відносної зміни частоти ω чи елементів *R* або *C* визначається наступним виразом:

$$\Delta\varphi = \frac{-(1-\alpha)\cdot\left(1-\alpha\Omega^2\right)}{\left(\alpha^2\Omega^2+1\right)\cdot\left(1+\Omega^2\right)}\cdot\sqrt{\delta_\omega^2+\delta_R^2+\delta_C^2}. \qquad (5)$$

На відміну від (1), отриманий вираз дорівнює нулю при . $\alpha\Omega^2 = 1$, що є умовою досягнення екстремуму виразу (4). Таким чином, в області екстремуму нестабільність фазового зсуву значно менша від відносних нестабільностей елементів фазозсуваючої ланки.

Оскільки фазовий зсув (4) залежить від двох параметрів: α і Ω, то для визначення оптимального значення Ω_{ext} при якому $\Delta\varphi$ досягає екстремуму, використаємо умову екстремуму $\alpha\Omega^2 = 1$, яку підставимо у (4):

$$\varphi(\Omega_{ext}) = tan^{-1}\frac{-\left(\Omega_{ext}^2 - 1\right)\Omega_{ext}}{2\Omega_{ext}}\ (рад),$$

$$\varphi(\Omega_{ext}) = 57{,}3 \cdot tan^{-1}\frac{-\left(\Omega_{ext}^2 - 1\right)\Omega_{ext}}{2\Omega_{ext}}\ (рад). \qquad (6)$$

Графік залежності (6) наведено на рис.6.

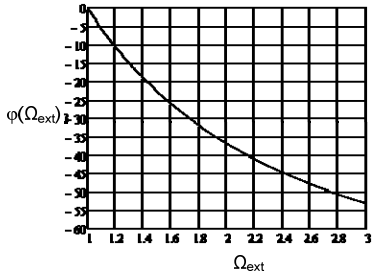

Рис. 6. Залежність значення екстремуму фазового зсуву від частоти

Наприклад, для кута $\varphi = 45^0$ значення $\Omega_{ext} = 2{,}41$, $\varphi_{45^0} = 1/\Omega_{ext}^2 = 1/2{,}41^2 = 0{,}172$.

Оскільки $\Omega_{ext} = \omega \cdot RC = 2\pi \cdot f \cdot RC = 2{,}41$ то, виходячи з конструктивних і електричних параметрів для заданої частоти ω або f і фазі $\varphi = 45^0$ можна вибрати оптимальне значення ємності і тип конденсатора і розрахувати значення резисторів.

Нехай $f = 1000\ Гц$. Прийнявши $C = 20$ нФ визначаємо

$$R = \frac{\Omega_{ext}}{2\pi \cdot f \cdot C} = \frac{2{,}41}{2 \cdot 3{,}14 \cdot 1000 \cdot 20 \cdot 10^{-9}} \cong 19178\ Ом,$$

$$\alpha_{45^0} \cdot R = 0{,}172 \cdot 19178 \cong 3300\ Ом.$$

Модуль коефіцієнта передачі буде дорівнювати $\left|K\left(j\Omega_{ext}\right)\right| = 0{,}415$.

На рис.7 показана фазочастотна характеристика розрахованого фазоповертача.

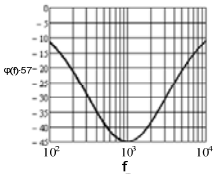

Рис. 7. Фазочастотна характеристика фазоповертача

Якщо для цього випадку підібрати номінальні значення елементів так, щоби узагальнена частота відрізнялася не більше, як на 2% від Ω_{ext}, тобто прийняти $\Omega = 1{,}02 \cdot \Omega_{ext}$, то вираз (5) буде дорівнювати

$$\Delta\varphi = 4 \cdot 10^{-3} \cdot \sqrt{\delta_\omega^2 + \delta_R^2 + \delta_C^2}. \qquad (7)$$

Якщо (7) порівняти з виразом (3), то вплив нестабільності елементів на нестабільність фази зменшується у 176 разів, а зсув фази буде дорівнювати 45,8°. Якщо підібрати номінальні значення елементів з точністю 1%, то ці результати відповідно будуть дорівнюють 350 і 45,4°.

На рис.8 наведена схема реалізації фазоповертача на -90^0, який складається з двох фазоповертачів на -45^0. Операційні підсилювачі забезпечують компенсацію амплітудних втрат в ланках фазоповертача, тому загальний коефіцієнт передачі дорівнює одиниці.

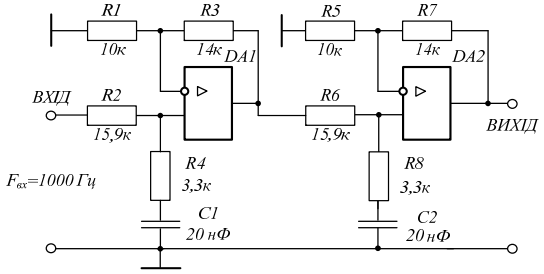

Рис. 8. Схема квадратурного фазоповертача

Для реалізації фазоповертача з додатним кутом зсуву слід застосувати схему, яка зображена на рис.2,б). У цій схемі фазозсуваюча ланка увімкнена в коло зворотного зв'язку операційного підсилювача. Для наведеної на рис.9 схеми фазовий зсув на частоті 1000 Гц складає +45° при коефіцієнті передачі 1.

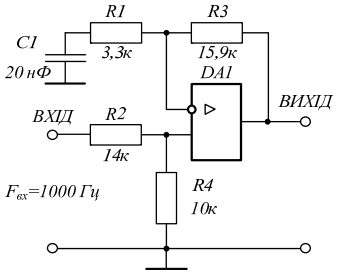

Рис. 9. Схема фазоповертача з додатним фазовим зсувом

Фазовий зсув і модуль коефіцієнта передачі для неінвертуючого ввімкнення операційного підсилювача визначаються виразами:

$$\varphi(\Omega) = tan^{-1}\frac{(1-\alpha)\Omega}{1+\alpha\Omega^2}, \qquad |K(j\Omega)| = \sqrt{\frac{1+\alpha\cdot\Omega^2}{1+\alpha^2\cdot\Omega^2}},$$

де $\alpha = R1/(R1+R3)$.

Усі висновки стосовно нестабільності фазового зсуву збігаються з попередніми. На рис.10 зображена фазочастотна характеристика фазоповертача, схема якого наведена на рис.9.

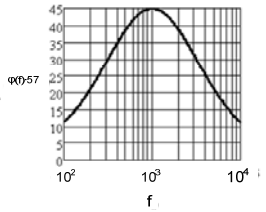

Рис. 10. Фазочастотна характеристика фазоповертача з додатним фазовим зсувом

Для отримання фазового зсуву +90° можна використати послідовне ввімкнення двох таких каскадів.

Якщо є можливість, то для отримання квадратурного зсуву доцільно використати в сигнальному каналі фазоповертач на +45°, а в опорному – на – 45°.

Незалежність квадратурного фазового зсуву від частоти і параметрів елементів ланок дозволяє використати запропоновані схеми фазоповертачів для побудови прецизійних фазоповертачів з плавним регулюванням фазового зсуву у межах від 0^0 до 180^0. Для цього у схему фазоповертача слід ввести інвертор напруги і конвертор від'ємного опору на операційних підсилювачах [2,4]. Схема такого фазоповертача зображена на рис.11.

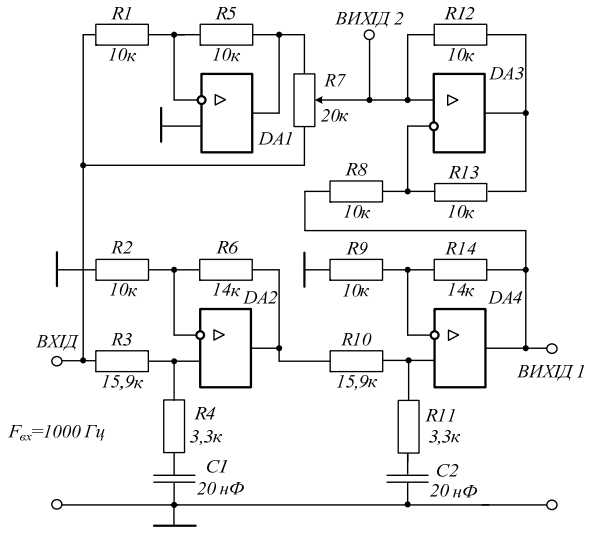

Рис. 11. Фазоповертач з регулюванням фази вихідної напруги

На виході 1 формується квадратурна напруга, а на виході 2 фаза напруги залежить від положення повзунка потенціометра *R11*. При переміщені повзунка від нижнього до верхнього положення амплітуда вихідної напруги залишається сталою, а фаза вихідної напруги змінюється від 0^0 до 180^0. Якщо застосувати потенціометр з лінійною залежністю опору від положення повзунка, то, як це показано в [3], нелінійність фази вихідної напруги не перевищує $\pm 9^0$.

5. ВИСНОВКИ

1. Для побудови прецизійних фазоповертачів рекомендуєтся застосування ланок, фазочастотна характеристика яких має екстремум на частоті заданого фазового зсуву.

2. Наявність екстремуму спрощує процедуру налаштування фазоповертача завдяки незначній зміні фази в області екстремуму.

3. Вплив температурних нестабільностей *RC*-елементів фазоповертача на фазовий зсув залежить від точності підбору номіналів елементів і при застосуванні прецизійних елементів з допуском ±1% нестабільність фазового зсуву може бути зменшена у сотні разів у порівнянні з нестабільністю фазового зсуву мостових фазоповертачів. Ця властивість фазоповертача дозволяє на низьких частотах використовувати в його схемі конденсатори з низькою температурною стабільністю.

4. Оскільки, побудувати фазозсуваючу ланку з екстремумом фазочастотної характеристики для кута зсуву близького або більшого від 90^0 достатньо складно, то для реалізації таких схем рекомендується послідовне ввімкнення двох фазоповертачів з меншим кутом зсуву.

5. Застосування прецизійного квадратурного фазоповертача на основі конвертора від'ємного опору дозволяє реалізувати високостабільний регулятор фазового зсуву у межах від 0^0 до 180^0.

1. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: Справочное пособие. − М.: Мир, 1982. − 512 с. 2. Вітер О., Проць Р. Конвертори від'ємного опору в активних смугових фільтрах на основі гіраторів.// Комп'ютерні технології друкарства. Зб. наук. праць. – Львів, 2009. – №.21. – С.118-125. 3. Проць Р.В., Семенистий К.С. Широкодіапазонний регулятор фазового зсуву.- Вісник ЛПІ «Теорія та проектування радіоелектронних пристроїв і систем». Вид. при Львів. Держ. Ун-ті, 1992, вип. 264. 4. Проць Р.В., Семенистый К.С. Фозовращатель. А.С. СССР №1578804.