

Jerzy AUGUSTYN

PRZESUWNIK FAZY SYGNAŁU SINUSOIDALNEGO O KĄT $\pm \frac{\pi}{2}$ NIEZALEŻNY OD CZĘSTOTLIWOŚCI

Streszczenie. W artykule przeanalizowano właściwości cyfrowo sterowanej impedancji w układzie do zmiany kąta fazowego transmitancji przesuwnika fazowego. Przedstawiono układ przesuwaną fazę sygnału sinusoidalnego o kąt $\pm \frac{\pi}{2}$ niezależnie od częstotliwości sygnału.

A CIRCUIT FOR FREQUENCY-INDEPENDENT CONSTANT $\pm \frac{\pi}{2}$ PHASE SHIFT OF A SINUSOIDAL SIGNAL

Summary. The digital-controlled impedance properties have been analyzed in this paper. Application of this circuit for the phase angle of the transfer function control has been suggested. The circuit for frequency-independent shifting of sinusoidal signal of constant $\pm \frac{\pi}{2}$ phase angle has been presented.

FREQUENZUNABHÄNGIGER $\pm \frac{\pi}{2}$ -PHASENSCHIEBER FÜR SINUSFÖRMIGEN SIGNALE

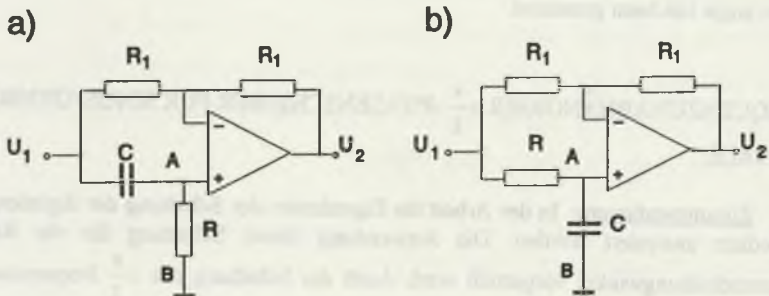
Zusammenfassung. In der Arbeit die Eigenheiten der Schaltung der digitalen gesteuerten Impedanz analysiert werden. Die Anwendung dieser Schaltung für die Regelung der Phasenschiebungswinkel vorgestellt wird. Auch die Schaltung des $\pm \frac{\pi}{2}$ frequenzunabhängigen Phasenschiebers ist eingeschlossen wird.

1. WPROWADZENIE

W wielu układach pomiarowych, zwłaszcza w komparatorach immitancji, układach do wyznaczania błędów wzorców przekładni, przemysłowych mostkach zmiennoprądowych współpracujących z czujnikami parametrycznymi, często stosowane są układy przesuwające fazę sygnału. Wykorzystywane są do generowania pary ortogonalnych sygnałów kompensujących sygnał nierównowagi wkomparatorach oraz w detektorach fazoczułych do generowania sygnałów odniesienia. W niektórych zastosowaniach istotną cechą takich układów powinna być stałość modułu i kąta fazowego transmitancji widmowej w funkcji częstotliwości. W spotykanych rozwiązaniach do budowy przesuwników spełniających podane wymagania najczęściej jest stosowany jeden z wariantów przesuwnika fazowego ze wzmacniaczem operacyjnym, przedstawiony na rys.1, o transmitancjach widmowych opisanych odpowiednio zależnościami

$$\underline{K}_a(j\omega) = \frac{U_2}{U_1} = -\frac{1 - j\omega RC}{1 + j\omega RC} = e^{i(\pi - 2\arctan \omega RC)} \quad (1)$$

$$\underline{K}_b(j\omega) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{1 - j\omega RC}{1 + j\omega RC} = e^{-j2\arctan \omega RC} \quad (2)$$



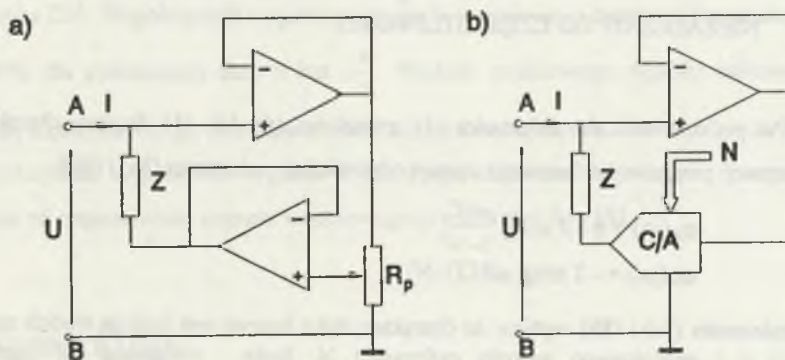
Rys. 1. Układ przesuwnika fazowego ze wzmacniaczem operacyjnym: a) z górnoprzepustowym filtrem RC, b) z dolnoprzepustowym filtrem RC
Fig. 1. Phase shifter based on operational amplifier: a) with RC high-pass filter, b) with RC low-pass filter

Argument transmitancji (1) zależy od pulsacji sygnału wejściowego ω i od wartości stałej czasowej RC filtru górno- lub dolnoprzepustowego włączonego między sygnałem wejściowym U_1 a nieodwracającym wejściem wzmacniacza operacyjnego.

Aby umożliwić kształtowanie charakterystyki fazowej przesuwnika należy zapewnić nastawę jednego z elementów filtru (R lub C) w funkcji częstotliwości. Wykorzystuje się do tego celu układy z przełączanymi pojemnościami [1,2] lub rezystancję sterowaną napięciem [3].

2. UKŁAD CYFROWO STEROWANEJ IMPEDANCJI

Jedną z możliwości uzyskania sterowanej rezystancji lub pojemności jest opisany w pracy [4] układ, przedstawiony na rys. 2a.



Rys. 2. Układ sterowanej impedancji: a) z regulacją potencjometryczną, b) z regulacją cyfrową
 Fig. 2. Circuit of controllable impedance: a) with potentiometric control b) with digital control

Układ ten można zmodyfikować zastępując potencjometryczną regulację wzmocnienia pętli ujemnego sprzężenia zwrotnego przez sterowanie cyfrowe mnożącego przetwornika cyfrowo-analogowego [5]. Zasadę działania takiego rozwiązania przedstawiono na rys. 2b. Impedancję wejściową Z_{AB} tego układu opisuje zależność:

$$\underline{Z}_{AB} = \frac{\underline{Z}}{(1-N)}, \quad (3)$$

gdzie: N jest ułamkową liczbą dodatnią zapisaną w przesuniętym kodzie dwójkowym, odpowiadającą wejściowemu sygnałowi cyfrowemu przetwornika C/A ($N \in \langle -1, 1 - 2^{-(n-1)} \rangle$, n - liczba bitów przetwornika).

$$\text{Dla } \underline{Z} = R \quad R_{AB} = \frac{R}{(1-N)}. \quad (4)$$

$$\text{Dla } \underline{Z} = \frac{1}{j\omega C} \quad C_{AB} = C(1-N). \quad (5)$$

Zastosowanie n -bitowego czteroćwiartkowego przetwornika C/A umożliwia zmianę rezystancji lub pojemności wejściowej układu w granicach:

$$R_{AB} \in \langle 2^{-1}R, 2^{(n-1)}R \rangle \quad (6)$$

$$C_{AB} \in \langle 2^{-(n-1)}C, 2C \rangle \quad (7)$$

3. UKŁAD PRZESUWAJĄCY FAZĘ SYGNAŁU SINUSOIDALNEGO O KĄT $\pm \frac{\pi}{2}$ NIEZALEŻNIE OD CZĘSTOTLIWOŚCI

Po podstawieniu do zależności (1) związków (4) lub (5) fazową charakterystykę transmitancji przesuwnika fazowego opisują odpowiednio zależności (8a) i (8b):

$$\varphi_a(j\omega) = \pi - 2 \operatorname{arctg} \frac{\omega RC}{1-N}, \quad (8a)$$

$$\varphi_b(j\omega) = -2 \operatorname{arctg} \omega RC(1-N) \quad (8b)$$

Z zależności (8a) i (8b) wynika, że charakterystyka fazowa jest funkcją dwóch zmiennych: pulsacji ω i wejściowego sygnału cyfrowego N . Stałe, niezależne od częstotliwości przesunięcie fazy sygnału o kąt $\pm \frac{\pi}{2}$ wymaga spełnienia warunku:

$$\varphi_a = f_a(\omega, N) = \pm \frac{\pi}{2} \quad (9a)$$

$$\varphi_b = f_b(\omega, N) = -\frac{\pi}{2} \quad (9b)$$

Po uwzględnieniu warunków (9a) i (9b) z wyrażeń (8a) i (8b) można wyznaczyć zależność cyfrowego sygnału wejściowego przetwornika C/A od częstotliwości:

$$N_a(\omega) = 1 - \omega RC, \quad (10a)$$

$$N_b(\omega) = 1 - \frac{1}{\omega RC} \quad (10b)$$

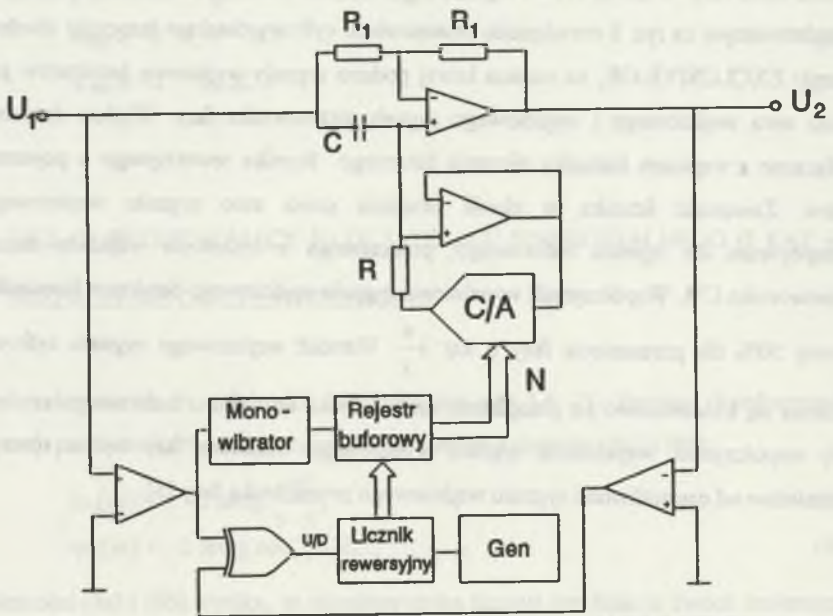
Ze wzoru (10a) wynika, że przesuwnik fazy przedstawiony na rys. 1a umożliwia korekcję przesunięcia fazowego w całym zakresie zmienności cyfrowego sygnału wejściowego N przetwornika C/A ze stałym błędem rozdzielczości. W układzie z rys. 1b zakres częstotliwości sygnału, w którym jest możliwa korekcja przesunięcia fazowego z dopuszczalnym błędem rozdzielczości, jest ograniczony ze względu na nieliniowy przebieg funkcji (10b).

Aby spełnić warunek (9) wartość cyfrowego sygnału wejściowego przetwornika C/A należy uzależnić od przesunięcia fazowego pomiędzy sygnałem wejściowym a wyjściowym przesuwnika fazy. W pracy [3] do tego celu wykorzystano kluczowany detektor fazoczuły. W przedstawianym na rys. 3 rozwiązaniu zastosowano cyfrowy detektor fazoczuły zbudowany z bramki EXCLUSIVE-OR, na wejścia której podano sygnały wyjściowe detektorów przejścia przez zero wejściowego i wyjściowego sygnału przesuwnika fazy. Wyjście detektora jest połączone z wejściem kierunku zliczania binarnego licznika rewersyjnego o pojemności 2^n bitów. Zawartość licznika w chwili przejścia przez zero sygnału wejściowego jest przepisywana do rejestru buforowego, połączonego z cyfrowym wejściem mnożącego przetwornika C/A. Współczynnik wypełnienia sygnału wyjściowego detektora fazoczułego jest równy 50% dla przesunięcia fazy o kąt $\pm \frac{\pi}{2}$. Wartość wejściowego sygnału cyfrowego N zmienia się każdorazowo po przepisaniu stanu licznika do rejestru buforowego aż do chwili, gdy współczynnik wypełnienia sygnału wyjściowego detektora fazy będzie równy 50%, niezależnie od częstotliwości sygnału wejściowego przesuwnika fazy [5].

4. WYNIKI BADAŃ

Korzystając z przedstawionego na rys. 3 schematu ideowego wykonano model układu. Zastosowano typowe elementy cyfrowe CMOS serii MCY 74XXN, wzmacniacze operacyjne ULY 7741, komparatory napięcia LM 311 oraz 10-bitowy przetwornik C/A typu K 572. Dla $R=200 \text{ k}\Omega$, $C=1 \text{ nF}$ oraz częstotliwości impulsów taktujących $f_c = 3 \text{ kHz}$ uzyskano poprawne działanie układu dla częstotliwości sygnału w granicach od 24,5 Hz do 1460 Hz. Wykonano również porównawcze pomiary po zamianie miejscami elementów RC zgodnie z układem przedstawionym na rys 1b. Uzyskano poprawne działanie tego układu dla częstotliwości sygnału w granicach od 450 Hz do 3000 Hz. Wartość rzeczywistego przesunięcia fazy wprowadzonego przez oba układy wyznaczono metodą trzech woltomierzy na podstawie

pomiaru napięcia wejściowego U_1 , wyjściowego U_2 oraz różnicy tych napięć, zmierzonych multimetrem HP 34401 A. Obliczona na podstawie tych pomiarów wartość bezwzględnego błędu przesunięcia fazy nie przekraczała ± 10 mrad dla przesuwника przedstawionego na rys. 1a. Dla przesuwника przedstawionego na rys. 1b powyżej częstotliwości 1500 Hz błąd przesunięcia fazy wzrastał do wartości 40 mrad. Z analizy działania przedstawionych układów wynika, że wartości uzyskanych błędów można zmniejszyć poprzez zastosowanie wzmacniaczy operacyjnych i komparatorów o lepszych parametrach.



Rys. 3. Schemat ideowy niezależnego od częstotliwości przesuwника fazy sygnału sinusoidalnego o kąt $+\frac{\pi}{2}$

Fig. 3. Schematic diagram of the frequency-independent phase shifter of constant $+\frac{\pi}{2}$ sinusoidal signal phase

LITERATURA

- [1] Mittal M., Jamuar S.S.: Programmable frequency-independent switched-capacitor phase shifter of unity gain. Meas. Sci. Technol. nr 2, 1991.
- [2] Karybakas C.A., Micholitsis G.A.: A circuit for constant phase shift using a narrow pulse duty cycle all-pass filter. IEEE Trans. on Instr. and Meas. IM.39. nr 4, 1990.
- [3] Met A., Kampak M.: Przesuwnik fazowy o przesunięciu fazy niezależnym od częstotliwości. Zeszyty Naukowe Pol. Śl seria Elektryka z. 119, Gliwice 1991.
- [4] Dunn A.J.: Vary capacitance to positive or negative. Electronic Design, nr 5, 1990.
- [5] Augustyn J.: Układ przesuwający fazę sygnału sinusoidalnego o kąt $\frac{\pi}{2}$ niezależnie od częstotliwości sygnału. Projekt wynalazczy nr P-292314 z dnia 6.11.1991.

Recenzent: Prof.dr hab.inż Marian Miłek

Wpłynęło do Redakcji dnia 20 czerwca 1993 r.

Abstract

Phase shifting networks are needed in many applications in measurement systems. In the presented work a new technique of phase tuning is applied by using phase shifter based on operational amplifier and circuit of digital controllable impedance. Fig. 2. shows a circuit with digital control in a closed loop system with multiplying digital-to-analog converter (MDAC). The input impedance Z_{AB} of this circuit is given by (3). Comparing the relation (4) or (5) with the all-pass network transfer functions (1a) or (1b), the phase shift of these circuits can be written by (8a) or (8b). The phase shift is dependent on the angular frequency ω and digital input signal of the MDAC N . A constant phase shift of $\pm\frac{\pi}{2}$ can be made frequency independent by establishing the relationship between the digital input signal N and angular frequency ω as (10a) or (10b). The schematic diagram of the frequency independent phase shifter producing constant phase shift of $\pm\frac{\pi}{2}$ is shown in fig. 3. A phase detector based on EX-OR gate produces square pulses and the pulse-duty factor is proportional to the phase difference

between sinusoidal output and input signals of the phase shifter. The output of the EX-OR gate is then applied to the UP-DOWN input of reversible binary counter to obtain a digital word that controls MDAC [5]. A value of this digital word changed adaptively inside a closed loop system in order to maintain the constant phase shift of $\pm \frac{\pi}{2}$ between the input and output independent of frequency variations.

