

MARIAN PASKO

Instytut Podstawowych Problemów
Elektrotechniki i Energoelektroniki
Politechniki Śląskiej

REALIZACJA KOREKTORA FAZOWEGO II RZĘDU

Streszczenie. W artykule omówiono realizację korektora fazowego II rzędu o strukturze trójkątowej z wykorzystaniem konwertora impedancji ujemnej z inwersją prądu INIC i elementów pasywnych RC. Syntezę korektora fazowego przeprowadzono w oparciu o metodę Yanagisawy.

Korektorem fazowym nazywamy czwórnik o operatorowej transmitancji postaci

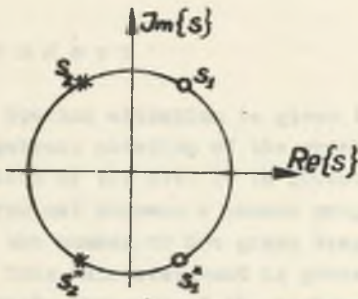
$$K(s) = \pm \frac{P(-s)}{P(s)}, \quad (1)$$

tj. funkcji o stałym na osi urojonej module i zmiennym argumentem. W wyrażeniu (1) $P(s)$ jest wielomianem Hurwitza. Transmitancja takiego czwornika charakteryzuje się kwadrantową symetrią zer i biegunów, gdyż każdemu biegunowi w punkcie s_1 odpowiada zero w punkcie $-s_1$. Funkcja taka może być zrealizowana w zbiorze elementów pasywnych RLC, niestety wyłącznie o strukturze mostkowej. Przejście do wymaganej często struktury trójkątowej wymaga wzbogacenia klasy elementów RLC o transformatory idealne, w efekcie czego synteza korektorów staje się technologicznie kłopotliwa.

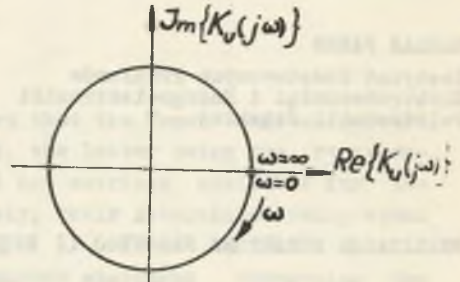
Eliminację transformatorów oraz indukcyjność można uzyskać drogą wprowadzenia elementów aktywnych. Realizację korektora fazowego przy użyciu żyrotora i elementów RC omówiono w pracy [1]. W przedstawionej pracy zostanie omówiona realizacja korektora fazowego metodą Yanagisawy przy użyciu konwertora impedancji ujemnej typu INIC i elementów RC. Transmitancja napięciowa spełniająca związek (1) będąca transmitancją korektora fazowego II rzędu ma postać

$$K_u(s) = \frac{s^2 - as + b}{s^2 + as + b} = \frac{(s - s_1)(s - s_1^*)}{(s - s_2)(s - s_2^*)} \quad (2)$$

o rozkładzie zer i biegunów przedstawionym na rys. 1.

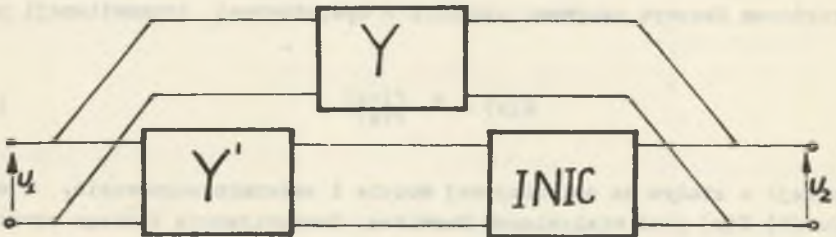


Rys. 1



Rys. 2

Charakterystyka Nyquista transmitancji $K_u(j\omega)$ ma postać pokazaną na rys. 2.



Rys. 3

Realizację transmitancji (2) oparto na metodzie Yanagisawy realizując ją w obwodzie o strukturze przedstawionej na rys. 3. Jeżeli konwertor jest idealny, tzn. ma macierz łańcuchową

$$[A] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{k} \end{bmatrix},$$

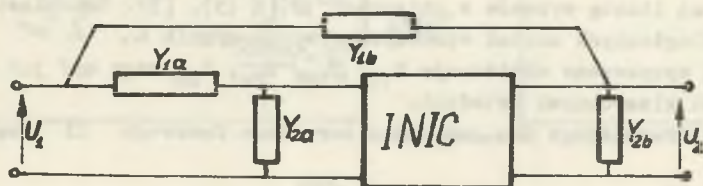
gdzie:

k jest współczynnikiem konwersji konwertora wówczas transmitancja napięciowo - napięciowa obwodu z rys. 3 ma postać

$$K_u(s) = \frac{U_2(s)}{U_1(s)} = \frac{-y_{21} + ky'_{21}}{y_{22} - ky'_{22}}, \quad (3)$$

w której y_{21} , y_{22} są admitancjami zwarciovymi czwórnik Y a y'_{21} , y'_{22} czwórnik Y' . Admitancje te mają charakter operatorowy. Z równania (3) wynika, że współczynnik konwersji wpływa zarówno na licznik jak i na mianownik transmitancji (3).

Istotą metody Yanagisawy, oprócz struktury podanej na rys. 3 jest realizacja czwórników Y i Y' w postaci czwórników kształtu odwróconego Γ istotnie ułatwiająca syntezę tych czwórników. Struktura Yanagisawy ma więc postać przedstawioną na rys. 4.



Rys. 4

Zakładając, że $k = 1$ otrzymujemy

$$K_u(s) = \frac{U_2(s)}{U_1(s)} = \frac{Y_{1a} - Y_{1b}}{Y_{1a} - Y_{1b} + Y_{2a} - Y_{2b}} \quad (4)$$

Oznaczmy $Y_{1a} - Y_{1b} = \frac{N(s)}{q(s)}$

oraz

$$Y_{1a} - Y_{1b} + Y_{2a} - Y_{2b} = \frac{D(s)}{q(s)} \quad (5)$$

wówczas

$$K_u(s) = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{N(s)}{N(s) + [D(s) - N(s)]} \quad (6)$$

W szczególności dla interesującego nas zagadnienia syntezy korektora fazowego $N(s) = P(-s)$; $D(s) = P(s)$ oraz

$$K_u(s) = \frac{P(-s)}{P(-s) + [P(s) - P(-s)]} \quad (7)$$

Aby przeprowadzić syntezę podukładów Y_{1a} , Y_{1b} , Y_{2a} , Y_{2b} w zbiorze elementów RC korzystamy w odniesieniu do wielomianów $P(-s)$ oraz $[P(s) - P(-s)]$ z twierdzenia o rozkładzie wielomianów z zerami sprzężonymi na różnicę wielomianów o zerach rzeczywistych ujemnych [2], [4]. Wielomian $q(s)$ wybieramy w ten sposób aby funkcje wymierne

$$\frac{P(-s)}{q(s)} = Y_{1a} - Y_{1b} \quad (8)$$

oraz

$$\frac{P(s) - P(-s)}{q(s)} = Y_{2a} - Y_{2b} \quad (9)$$

były równe różnicy realizowalnych admitancji Y_{1a} , Y_{1b} , Y_{2a} , Y_{2b} dwójników RC.

Wybór wielomianu $q(s)$ o stopniu $\text{st } q(s) = \max[\text{st } N, \text{st } D] - 1$ zapewnia najmniejszą liczbę wyrazów w związkach (8) i (9), [3]. Natomiast ze względów technologicznych został wprowadzony współczynnik λ .

Tak wyznaczone admitancje Y_{1a} , Y_{1b} , Y_{2a} , Y_{2b} mogą być już zrealizowane znanymi klasycznymi metodami.

Dla interesującego nas przypadku korektora fazowego II rzędu otrzymujemy

$$\frac{N(s)}{q(s)} = \frac{P(-s)}{q(s)} = \frac{s^2 - as + b}{\lambda(s + \vartheta)} = k_0 + k_1 s + \frac{k_2 s}{s + \vartheta}, \quad (10)$$

gdzie:

$$k_0 = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{P(-s)}{q(s)} = \frac{b}{\lambda \vartheta}; \quad k_1 = \lim_{s \rightarrow \infty} \frac{P(-s)}{sq(s)} = \frac{1}{\lambda},$$

$$k_2 = \lim_{s \rightarrow -\vartheta} (s + \vartheta) \frac{P(-s)}{sq(s)} = - \frac{\vartheta^2 + a\vartheta + b}{\lambda \vartheta},$$

stąd

$$\frac{P(-s)}{q(s)} = \frac{b}{\lambda \vartheta} + \frac{1}{\lambda} s - \frac{(\vartheta^2 + a\vartheta + b)s}{\lambda \vartheta (s + \vartheta)} = Y_{1a} - Y_{1b}, \quad (11)$$

czyli

$$\frac{b}{\lambda \vartheta} + \frac{1}{\lambda} s = Y_{1a}; \quad \frac{\vartheta^2 + a\vartheta + b}{\lambda \vartheta} \frac{s}{s + \vartheta} = Y_{1b}, \quad (12)$$

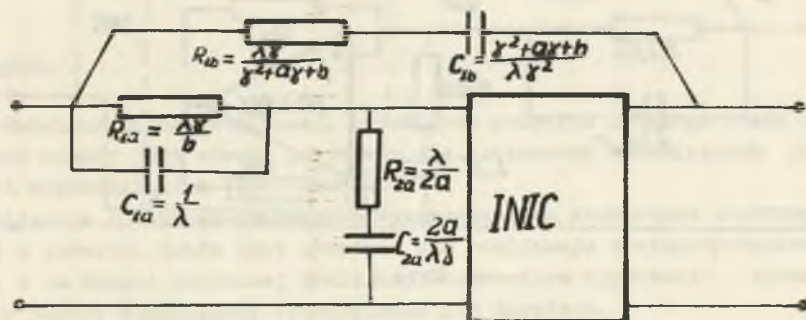
natomiast

$$\frac{P(s) - P(-s)}{q(s)} = \frac{2as}{\lambda(s + \vartheta)}, \quad (13)$$

wtedy

$$Y_{2a} = \frac{2as}{\lambda(s + \vartheta)}; \quad Y_{2b} = 0, \quad (14)$$

Realizacja transmitancji (2) przy użyciu modelu Yanagisawy przedstawiona jest na rys. 5.



Rys. 5

Przykład realizacji praktycznej

Przykładem takiego właśnie postępowania jest praktyczna realizacja korektora fazowego II rzędu. Korektora, który dawałby przesunięcia $\varphi = 30^\circ$ dla $f = 25$ Hz oraz $\varphi = 90^\circ$ dla $f = 80$ Hz co prowadzi do funkcji o postaci

$$K_u(s) = \frac{s^2 - 2440s + 1,47 \cdot 10^6}{s^2 + 2440s + 1,47 \cdot 10^6}, \quad (15)$$

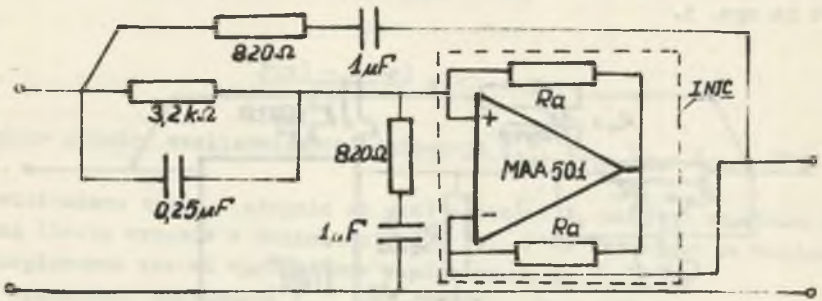
gdzie a i b wyliczono dla żądanych przesunięć i częstotliwości ze związku

$$K_u(j\omega) = \frac{U_2(j\omega)}{U_1(j\omega)} = \frac{b - \omega^2 - ja\omega}{b - \omega^2 + ja\omega} = 1e^{-j2\arctg \frac{a\omega}{b - \omega^2}} \quad (16)$$

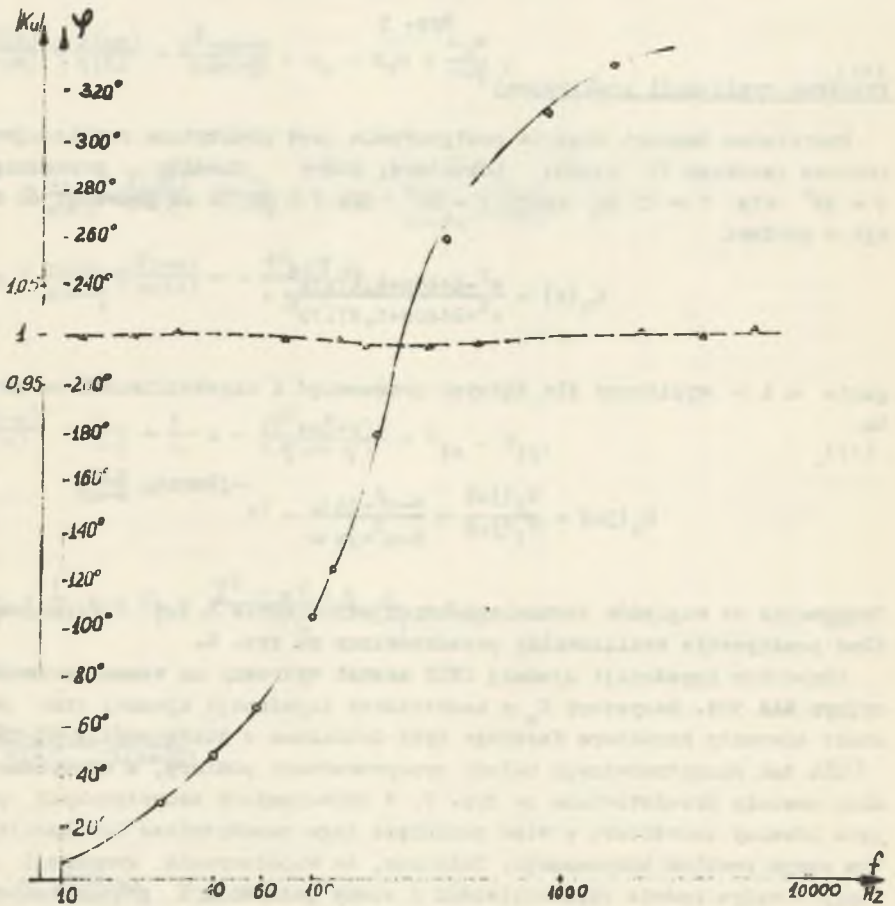
Przyjmując ze względów technologicznych odpowiednie λ i η otrzymujemy układ praktycznie realizowalny przedstawiony na rys. 6.

Konwertyer impedancji ujemnej INIC został wykonany na wzmacniaczu operacyjnym MAA 501. Rezystory R_a w konwerterze impedancji ujemnej oraz pozostałe elementy korektora fazowego były dobierane z dokładnością do 1%.

Dla tak skonstruowanego układu przeprowadzono pomiary, a otrzymane wyniki zostały przedstawione na rys. 7. W rozważaniach teoretycznych przyjęto idealny konwertyer, a więc pominięto jego pasywność i immitancje, a tym samym problem kompensacji. Założono, że współczynnik konwersji jest stały w całym paśmie częstotliwości i równy jedności. Z przeprowadzonych pomiarów i obliczeń teoretycznych przy tych uproszczeniach i przy użyciu



Rys. 6



Rys. 7

konwertora nieskompensowanego otrzymano różnice w przesunięciach fazowych między U_1 a U_2 nie przekraczające 6° dla żadnej z badanych częstotliwości. Uzyskano stałość modułu $K_u(j\omega)$ z dokładnością $\pm 2\%$.

Wnioski

Omówiona metoda realizacji korektorów fazowych drugiego rzędu oraz wyższych rzędów jest równie przydatna dla zastosowań technicznych jak metoda z wykorzystaniem żyratora [1].

Realizacja korektora fazowego z wykorzystaniem konwertora impedancji ujemnej z inwersją prądu jest prostsza niż realizacja z wykorzystaniem żyratora, a to dzięki prostszej realizacji konwertora impedancji ujemnej np. przy pomocy wzmacniaczy operacyjnych niż żyratora.

LITERATURA

1. Garczarczyk Z., Pasko M.: Realizacje korektorów fazowych przy zastosowaniu żyratora. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej Elektryka z. 46, Gliwice 1974.
2. Huelsman L.P.: Theory and Design of Active RC Circuits. McGraw-Hill. New York 1968.
3. Białko M.: Elementy syntezy liniowych układów scalonych. WKŁ, Warszawa 1973.
4. Kendall L.Su: Teoria układów aktywnych. WNT, Warszawa 1969.
5. Chazanov G.: K Voprosu stabilnosti czastotnykh charakteristik aktivnykh RC - filtrov. Elektrosviaz nr 7, 1968.
6. S.K.Mitra: "Analiza i synteza układów aktywnych liniowych" WNT - Warszawa 1974, (tłumaczenie z angielskiego).

Przyjęto do druku we wrześniu 1974 r.

РЕАЛИЗАЦИЯ ФАЗОВОГО КОРРЕКТОРА II ПОРЯДКА

Резюме

В статье изложен метод синтеза фазового корректора II порядка на основе конвертора отрицательного сопротивления по току КОСТ и пассивных RC элементов. Синтез фазового корректора проведен на основе метода Янагисави в классе RC - КОСТ.

A REALISATION OF THE PHASE EQUALIZER OF SECOND ORDER

Summary

This article presents the T-connection realisation of the phase equalizer of second order. Negative impedance converter with current inversion and passive elements RC are applied. Synthesis of phase equalizer was done on the base of Yanagisaw's method.

Faint, illegible text, likely bleed-through from the reverse side of the page.

