

ZYGMUNT GARCZARCZYK
MARIAN PASKO

Instytut Podstawowych Problemów
Elektrotechniki i Energoelektroniki

NIEKTÓRE WŁASNOŚCI KONWERTORA IMPEDANCJI UJEMNEJ

Streszczenie. Niniejszy artykuł jest poświęcony własnościom konwerterów impedancji ujemnej, ze szczególnym uwzględnieniem wyników badań własności częstotliwościowych pewnych nowych realizacji konwerterów impedancji ujemnej.

1. Wstęp

Przy realizacji układów aktywnych istotnym zagadnieniem jest zależność parametrów konwertora od częstotliwości. Wydaje się, że obok zależności współczynnika konwersji od częstotliwości, drugim istotnym zagadnieniem jest zależność od częstotliwości parametrów elementów kompensujących. Konkretny układ ma bowiem własności konwertora tylko wtedy, gdy jest skompensowany.

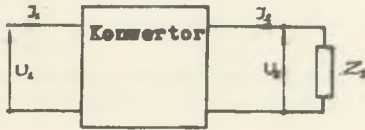
Gdy parametry niezbędnych dla kompensacji elementów, są zależne od częstotliwości, konwertor kompensowany elementami skupionymi, może być skompensowany tylko dla pewnych częstotliwości. Dla przejrzystości analizy i czytelności wyników wprowadzono szereg uproszczeń, uzyskując mimo to dość dobrą zgodność wyników teoretycznych z wynikami eksperymentalnymi.

2. Kompensacja rzeczywistych konwerterów

Idealny konwertor jest ozwrnikiem aktywnym, liniowym, przekształcającym dowolną immitancję dwójnika pasywnego przyłożoną do zacisków wyjściowych w ujemną jej wartość na zaciskach wejściowych 2.

$$Z_{we} = \frac{U_1}{I_1} = \frac{U_2}{I_2} = -Z_2. \quad (1)$$

Używając do opisu własności konwertora parametrów hybrydowych "g" spełniających równanie macierzowe



Rys. 1

$$\begin{bmatrix} J_1 \\ U_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ J_2 \end{bmatrix} \quad (2)$$

Można wykazać, że warunki konieczne i wystarczające nałożone na te parametry są dane przez następujące relacje

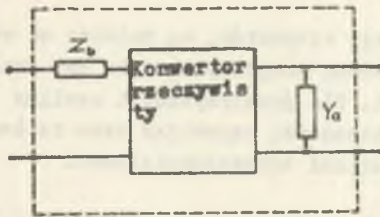
$$g_{11} = g_{22} = 0 \quad (3)$$

$$g_{12} g_{21} = 1.$$

Rzeczywiste układy konwertorów nie spełniają dokładnie zależności (3). W układach rzeczywistych pasożytnicze immitancje g_{11} i g_{22} są różne od zera i mogą być zespolone. Także iloczyn $g_{12} g_{21}$, zwany współczynnikiem konwersji, może być różny od jedności i zespolony. Wpływ pasożytniczych immitancji konwertorów może być skompensowany za pomocą pasywnych układów kompensujących.

Rys. 2 przedstawia jedną z możliwych struktur kompensujących [3], [4].

Można wykazać [2] [3], że dla pełnej kompensacji koniecznym jest aby



Rys. 2

$$Z_b = -\frac{g_{22}}{\Delta g} \quad (4)$$

$$Y_a = -\frac{g_{11}}{\Delta g} \quad (5)$$

gdzie

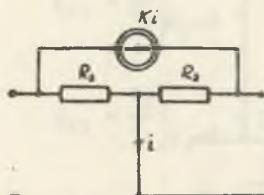
$$\Delta g = g_{11} g_{22} - g_{12} g_{21} < 0. \quad (6)$$

Ponieważ immitancje g_{11} i g_{22} mogą zmieniać się przy zmianach częstotliwości, więc impedancje elementów kompensujących są zależne od częstotliwości.

Przedstawiona tutaj metoda kompensacji nie jest jedyną. Inne metody wymagają więcej niż dwóch elementów kompensujących lub też użycia impedancji ujemnych [3], [5].

3. Tranzystorowe układy konwertorów impedancji ujemnej

Rys. 4 przedstawia tranzystorowy układ konwertora impedancji ujemnej z inwersją napięcia ($g_{12} = -1$, $g_{21} = -1$) realizującego ideę konwertora jak na rys. 3 [1].



Rys. 3

W układzie tym tranzystor T_2 spełnia rolę wzmacniacza prądowego sterowanego prądem tranzystora T_1 . Stosując układ zastępczy T dla tranzystora otrzymujemy obwód zastępczy dla niskich częstotliwości przedstawiony na rys. 5.

Otrzymano następujące parametry hybrydowe konwertora

$$\varepsilon_{11} = \left. \frac{J_1}{U_1} \right|_{J_2=0} = \frac{(1-\alpha_1)(1-\alpha_2)}{R_1[(1-\alpha_1)(1-\alpha_2)+\alpha_1]+(1-\alpha_2)[r_{e1}+r_{b1}(1-\alpha_1)]} = 0 \quad (7)$$

$$\varepsilon_{12} = \left. \frac{J_1}{J_2} \right|_{U_1=0} = \frac{-\alpha_1 R_1 + (1-\alpha_2)[r_{e1}+r_{b1}(1-\alpha_1)]}{R_1[(1-\alpha_1)(1-\alpha_2)+\alpha_1]+(1-\alpha_2)[r_{e1}+r_{b1}(1-\alpha_1)]} \approx -1 \quad (8)$$

$$\varepsilon_{21} = \left. \frac{U_2}{U_1} \right|_{J_2=0} = \frac{-\alpha_1 \alpha_2 R_2 + (1-\alpha_2)[r_{e1}+r_{b1}(1-\alpha_1)]}{R_1[(1-\alpha_1)(1-\alpha_2)+\alpha_1]+(1-\alpha_2)[r_{e1}+r_{b1}(1-\alpha_1)]} \approx -1 \quad (9)$$

$$\varepsilon_{22} = \left. \frac{U_2}{J_2} \right|_{U_1=0} = R_2 - r_{b1}(1-\alpha_1) \quad (10)$$

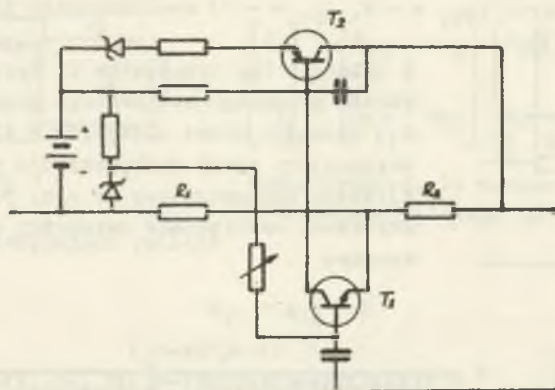
dla $R_1 = R_2$

$$\varepsilon_{12} \varepsilon_{21} \approx \frac{\alpha_1^2 \alpha_2}{[\alpha_1 + (1-\alpha_1)(1-\alpha_2)]} \quad (11)$$

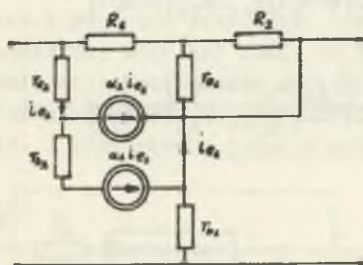
Przybliżony obwód zastępczy dla wysokich częstotliwości przedstawiono na rys. 6. Przyjęto, że rezystancje bazy i emitera są równe zero, co pozwoliło uprościć nieco analizę. Otrzymano następujące wyrażenia na współczynnik konwersji

$$\varepsilon_{12} \varepsilon_{21} \approx \frac{R_2}{R_1} \frac{\alpha_2 + sC_{K2}R_2}{\alpha_1 + sC_{K2}R_2(1-\alpha_2)} \quad (12)$$

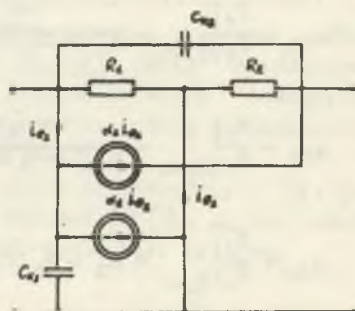
Z relacji (12) wynika, że ze wzrostem częstotliwości przesunięcie fazowe i moduł współczynnika konwersji wzrastają.



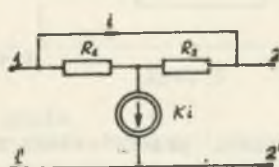
Rys. 4



Rys. 5



Rys. 6



Rys. 7

Na rys. 7 przedstawiona jest idea konwertora z inwersją prądu ($g_{12} = 1$; $g_{21} = 1$) [1]. Układ praktyczny przedstawiony jest na rys. 8. Tranzytor T_2 spełnia rolę wzmacniacza prądowego sterowanego prądem kolektora tranzystora T_1 . Gałąź 1-2 w schemacie ideowym jest reprezentowana przez małą rezystancję emiter-baza tranzystora T_1 .

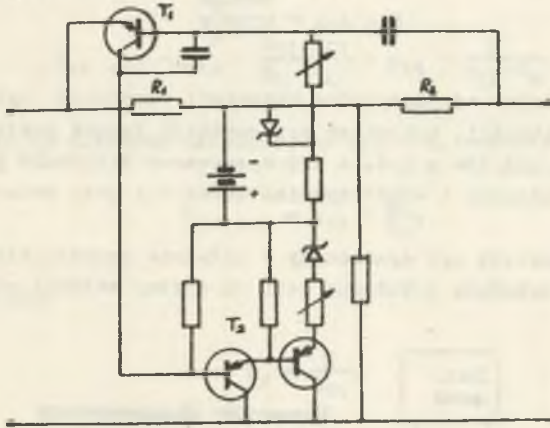
Parametry "g" tego konwertora wyliczone w oparciu o obwód zastępczy przedstawiony na rys. 9 są następujące.

$$g_{11} = \left. \frac{J_1}{U_1} \right|_{J_2=0} = 0 \quad (13)$$

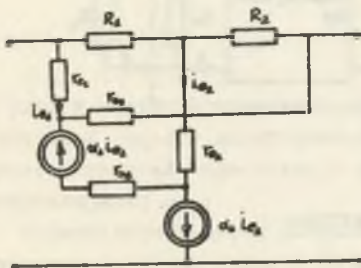
$$S_{12} = \frac{J_1}{J_2} \Big|_{U_1=0} = \frac{\alpha_1 \alpha_2 R_2 - (R_2 + x_{b1})(1 - \alpha_1)(1 - \alpha_2) - (x_{e1} + R_1)(1 - \alpha_2)}{\alpha_1 \alpha_2 R_1 + (R_2 + x_{b1})(1 - \alpha_1)(1 - \alpha_2) + (x_{e1} + R_1)(1 - \alpha_2)} \approx 1 \quad (14)$$

$$S_{21} = \frac{U_2}{U_1} \Big|_{J_2=0} = 1 \quad (15)$$

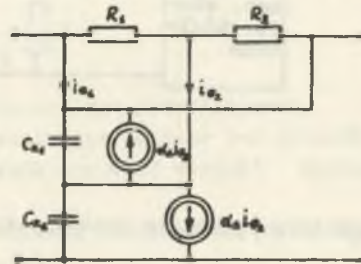
$$S_{12} = \frac{U_2}{J_2} \Big|_{U_1=0} = \frac{x_{e1}(R_1 + R_2)(1 - \alpha_2)}{\alpha_1 \alpha_2 R_1 + (1 - \alpha_2)(R_1 + x_{e1})} \approx 0. \quad (16)$$



Rys. 8



Rys. 9



Rys. 10

Analiza przybliżonego schematu zastępczego dla wyższych częstotliwości (rys. 10) pozwala określić zależność współczynnika konwersji od częstotliwości.

Otrzymano wyrażenie

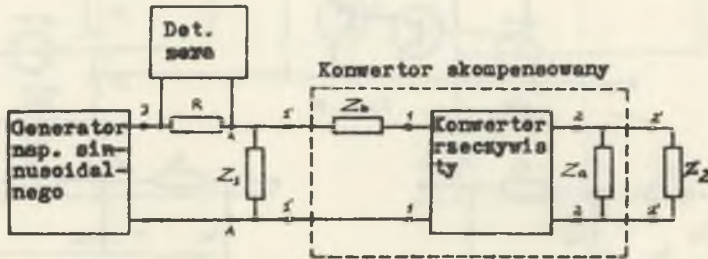
$$\varepsilon_{12} \varepsilon_{21} = \frac{(1 - \alpha_1 - \alpha_2 + sC_{K1}R_2) \left(1 + \frac{\alpha_2}{1 - \alpha_2}\right) + sC_{K2}R_2 + \frac{R_2}{R_1}}{(1 - \alpha_1 + \alpha_1\alpha_2 + sC_{K1}R_1) \left(1 + \frac{\alpha_2}{1 - \alpha_2}\right) + \frac{R_1}{R_2} (1 - \alpha_1)(1 + sC_{K2}R_2)} \quad (17)$$

Zakładając $R_1 = R_2 = R$; oraz $C_{K1} = C_{K2} = C_K$ oraz $\alpha_1 = \alpha_2 = 1$ (układ Darlingtona) otrzymujemy

$$\varepsilon_{12} \varepsilon_{21} = \frac{1 - sC_K R}{1 + sC_K R}$$

widać zatem, że moduł współczynnika konwersji powinien być stały przy zmianach częstotliwości, natomiast przesunięcie fazowe powinno rosnąć. Dla praktycznych układów z rys. 4 i 8 wyznaczono zależność parametrów elementów kompensujących i współczynnika konwersji przy zmianach częstotliwości.

Współczynnik konwersji był wyznaczany w układzie przedstawionym na rys.11. Konwerter w tym układzie pobudzany jest od strony wejścia stabilnego zwarcia.



Rys. 11

Impedancja wejściowa skompensowanego konwertera

$$Z_{1,-1} = -\frac{Z_2}{\varepsilon_{12} \varepsilon_{21}} \quad (18)$$

Impedancja widziana z zacisków A-A

$$Z_{A-A} = \frac{Z_{1,-1} Z_1}{Z_{1,-1} + Z_1} = \frac{Z_1 (-Z_2)}{Z_1 \varepsilon_{12} \varepsilon_{21} - Z_2} \quad (19)$$

Dobierając wartości Z_1 i Z_2 , tak aby Z_{A-A} dążyło do nieskończoności, co kontroluje się detektorem zera, uzyskuje się na podstawie zależności (19)

$$g_{12} g_{21} = \frac{Z_2}{Z_1} \quad (20)$$

Układ ten był także wykorzystany do wyznaczenia wartości impedancji Z_a kompensującej admitancję pasożytniczą g_{11} . Admitancja wejściowa konwertora

$$Y_{we \ 1-1} = g_{11} - \frac{g_{12} g_{21}}{g_{22} + Z_a} = g_{11} - \frac{K}{g_{22} + Z_a} \quad (21)$$

Dla uproszczenia rozważań założono, że $g_{22} = 0$, wówczas

$$Y_{we \ 1-1} = g_{11} - \frac{K}{Z_a}, \quad (22)$$

a jeśli zachodzi

$$Z_a = \frac{K}{g_{11}}, \quad (23)$$

to wówczas

$$Y_{we \ 1-1} = 0 \quad (24)$$

i prąd w obwodzie przestaje płynąć, co kontroluje detektor zera.

Taki stan oznacza skompensowanie g_{11} . Pobudzając wejście 2-2 konwertora z generatora prądowego można w podobny sposób określić wartość impedancji kompensującej g_{22} .

Przedstawiono tutaj jedynie metodę pomiaru, dokładne wartości Z_a , Z_b wyrażone są przez relacje (4), (5); [2] [3].

Na podstawie pomiarów stwierdzono, że układ z rys. 8 wymaga regulacji impedancji Z_a w dość szerokich granicach. Przy wzroście częstotliwości moduł impedancji Z_a maleje, a kąt fazowy rośnie. Współczynnik konwersji jest także zespolony, przy czym kąt fazowy rośnie wraz ze wzrostem częstotliwości, natomiast moduł jest prawie stały. Najmniejsze zmiany impedancji kompensującej i współczynnika konwersji uzyskano w paśmie częstotliwości 500 ÷ 1000 Hz i przy impedancji obciążenia 30 ÷ 50 kΩ. Układ z rys. 4 nie wymaga regulacji impedancji Z_a , którą stanowił opornik 70 kΩ w paśmie 100 ÷ 20000 Hz. Impedancję Z_b stanowił tak jak i w poprzednim przypadku kondensator 4 μF. Współczynnik konwersji jest stały w paśmie 500 ÷ 2000 Hz.

Powyższe układy pracowały w zakresie liniowym przy wartości napięcia pobudzającego 0,2 - 0,5 V. Zmiany punktów pracy tranzystorów o około 10% powodują utratę przez układy ich własności, a także ograniczenie zmian wartości sygnału pobudzającego.

LITERATURA

1. KENDALL L.Su.: Teoria układów aktywnych. WNT, 1969.
2. LARKY A.I.: Negative - Impedance Converters. IRZ Trans. on Circuit Theory, September 1957.
3. KU O. Ch.K., KENDALL L.Su.: On Compensation of the Nonideal NIC.Proc. IEEE, January 1968.
4. BALABANIAN N.: Compensating Negative Converters. Prosedings of the IEEE. April 1968.
5. KU O. Ch.K., KENDALL L.Su.: Some New Four - Terminal NIC.Circuits IEEE Transactions on Circuit Theory, August 1969.

Przyjęto do druku w styczniu 1972 r.

НЕКОТОРЫЕ СВОЙСТВА КОНВЕРТОРА ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ИМПЕДАНЦИИ

Р е з ю м е

В статье представлены свойства конверторов отрицательной импеданции с особым учетом результатов исследований частотных свойств некоторых новых решений конверторов.

SOME PROPERTIES OF NEGATIVE-IMPEDANCE CONVERTER

S u m m a r y

This article deals with properties of negative-impedance Converters. In particular, experimental results of investigation of frequency properties of some new designs of the converter were discussed.