

Lesław TOPÓR-KAMIŃSKI

MNOŻNIKI IMPEDANCJI

Streszczenie. Przedstawiono teoretyczną koncepcję budowy trójwrotników na bazie źródeł sterowanych oraz podwójnie sterowanych, realizujących iloczyn impedancji dowolnych dwójników dołączonych do zacisków wyjściowych. Układy te nazwane mnożnikami impedancji, podzielono na trzy grupy według właściwości realizowanych przez nie dwójników. Mnożniki impedancji typu A modelują dwójniki zależne od jednej zmiennej zaciskowej, typu B - zależne od obu zmiennych zaciskowych, natomiast typu C realizują dwójniki, dla których jedna zmienna zaciskowa może przybierać wartość dowolną. Pokazano po jednym przykładzie z każdego typu praktycznej ich realizacji z zastosowaniem wzmacniaczy operacyjnych i analogowych układów mnożących. Podano teoretyczne przykłady modelowania za pomocą mnożników impedancji uziemionych i swobodnych dwójników sterowanych (np. indukcyjność sterowana napięciem), nieliniowych (np. pojemność o zadanej charakterystyce nieliniowej w układzie współrządnych napięcie-zadunek), pewnych dwójników osobliwych (np. dwójniki będącego jednocześnie zwarcie lub źródłem prądowym) oraz dwustronnych wzmacniaczy mnożących rezystancyjnych i impedancyjnych.

1. Wstęp

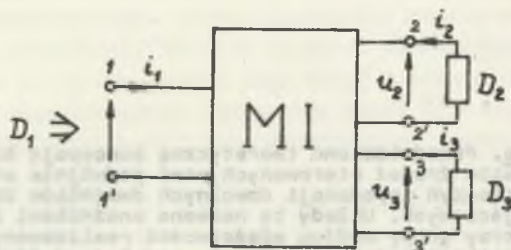
Wprowadzenie do teorii obwodów analogowego układu mnożącego pozwala budować źródła sterowane iloczynem dwu zmiennych zaciskowych. Źródła takie można nazwać źródłami podwójnie sterowanymi [2].

Na ich bazie można modelować podstawowe aktywne układy o sterowanych parametrach takie, jak: konwertor sterowany [4], inwertor sterowany [7] lub w ogólnym przypadku rezystancyjne aktywne obwody parametryczne [3], [6], [11], [12]. W układach tych poprzez wewnętrzne sprzężenia zacisków sterujących z dowolnymi innymi uzyskuje się sieci nieliniowe o zadanych parametrach [3], [8], [11], [12]. Można także wprowadzając do nich elementy reaktancyjne uzyskiwać parametryczne lub nieliniowe sieci inercyjne [10].

Dalszym rozwinięciem układów z analogowym układem mnożącym może być opisany poniżej mnożnik impedancji, zawierający wewnątrz sprzężenie zacisków sterujących źródło podwójnie sterowane z wejściem, przez co jest on układem bardziej uniwersalnym, pozwalającym modelować wszystkie wymienione bloki oraz dodatkowo inne o nowych własnościach.

2. Ogólna definicja mnożnika impedancji

Mnożnikiem impedancji (MI) będzie nazywany rezystancyjny aktywny trójwrotnik nieliniowy (rys. 1), którego zaciski 11' nazywane będą wejściowymi, natomiast zaciski 22' oraz 33' wyjściowymi.



Rys. 1

Jeżeli założy się, że zaciski wyjściowe mnożnika impedancji obciążone są dwójnikami D_2 i D_3 opisanymi ogólnie równaniami:

$$\hat{a}_2 u_2 = \hat{b}_2 i_2, \quad (1)$$

$$\hat{a}_3 u_3 = \hat{b}_3 i_3, \quad (2)$$

w których \hat{a}_2 , \hat{b}_2 , \hat{a}_3 , \hat{b}_3 mogą być w najogólniejszym przypadku dowolnymi operatorami różniczkowo-całkowymi nieliniowymi lub zależnymi od czasu, wtedy od strony zacisków wejściowych układ będzie widoczny jako dwójnik D_1 , którego zmienne zaciskowe u_1 lub i_1 będą funkcją operatorów (oraz ich odwrotności) z równań (1), (2), czyli:

$$\begin{aligned} D_1: u_1, (i_1) &= f[\hat{a}_2, (\hat{a}_2^{-1}), \hat{b}_2, (\hat{b}_2^{-1}), \hat{a}_3, (\hat{a}_3^{-1}), \hat{b}_3, (\hat{b}_3^{-1}), u_1, i_1] = \\ &= kf_2[\hat{a}_2, (\hat{a}_2^{-1}), \hat{b}_2, (\hat{b}_2^{-1}), u_1, (i_1)] \cdot \\ &\cdot f_3[\hat{a}_3, (\hat{a}_3^{-1}), \hat{b}_3, (\hat{b}_3^{-1}), u_1, (i_1)] \end{aligned}$$

Funkcja f ma zawsze postać iloczynu dwu funkcji, gdzie k jest współczynnikiem zależnym od stałych parametrów układu (np. od współczynników wzmocnienia źródeł sterowanych).

Z faktu istnienia w funkcji f operatorów odwrotnych do \hat{a}_2 , \hat{b}_2 , \hat{a}_3 , \hat{b}_3 wynika warunek, aby operatory opisujące dwójniki D_2 i D_3 były komutujące, czyli posiadały operator impedancji:

$$\hat{z} = \hat{a}^{-1}\hat{b} \quad (4)$$

lub admitancji:

$$\hat{y} = \hat{b}^{-1}\hat{a}. \quad (5)$$

Funkcja f_2 w relacji (3) będzie zależna tylko od operatora impedancji lub admitancji dwójnika D_2 , natomiast funkcja f_3 tylko od operatora impedancji lub admitancji dwójnika D_3 . Wyraża to relacja:

$$u_1(i_1) = kf_2[\hat{z}_2, (\hat{y}_2), u_1, (i_1)]f_3[\hat{z}_3, (\hat{y}_3), u_1, (i_1)]. \quad (6)$$

Fakt ten uzasadnia nazwanie opisanego układu mnożnikiem impedancji.

3. Rodzaje mnożników impedancji

Opisany ogólnie mnożnik impedancji można zamodelować za pomocą jednego źródła podwójnie sterowanego oraz dwu źródeł sterowanych. W zależności od doboru rodzaju źródeł oraz zmiennych sterujących otrzymuje się 20 wersji MI, przy czym ze względu na ogólne własności dwójnika wejściowego można je podzielić na trzy grupy A, B, C przedstawione odpowiednio w tabelicach 1, 2 i 3.

Dwójniki D_{1A} dla grupy A opisują zależności:

$$\begin{aligned} u_1 &= kf[\hat{z}_2, (\hat{y}_2), \hat{z}_3, (\hat{y}_3), i_1] \\ i_1 &= kf[\hat{z}_2, (\hat{y}_2), \hat{z}_3, (\hat{y}_3), \hat{u}_1]. \end{aligned} \quad (7)$$

Dwójniki D_{1B} dla grupy B opisują zależności:

$$\begin{aligned} u_1 &= kf[\hat{z}_2, (\hat{y}_2), \hat{z}_3, (\hat{y}_3), u_1, i_1] \\ i_1 &= kf[\hat{z}_2, (\hat{y}_2), \hat{z}_3, (\hat{y}_3), u_1, i_1] \end{aligned} \quad (8)$$

Natomiast dwójniki D_{1C} dla grupy C opisują zależności:

$$\begin{aligned} u_1 &= kf[\hat{z}_2, (\hat{y}_2), \hat{z}_3, (\hat{y}_3), u_1] : i_1 - \text{dowolne} \\ i_1 &= kf[\hat{z}_2, (\hat{y}_2), \hat{z}_3, (\hat{y}_3), i_1] : u_1 - \text{dowolne} \end{aligned} \quad (9)$$

Tablica 1

Mnożniki impedancji typu A

l.p.	Schemat	Zależności opisujące dwójnik D_2
1.		$u_1 = \alpha (\hat{a}_2^{-1} \hat{b}_2 \beta i_1) (\hat{a}_3^{-1} \hat{b}_3 \gamma i_1)$
2.		$u_1 = \alpha (\hat{b}_2^{-1} \hat{a}_2 \beta i_1) (\hat{b}_3^{-1} \hat{a}_3 \gamma i_1)$
3.		$u_1 = \alpha (\hat{b}_2^{-1} \hat{a}_2 \beta i_1) (\hat{a}_3^{-1} \hat{b}_3 \gamma i_1)$
4.		$i_1 = \alpha (\hat{a}_2^{-1} \hat{b}_2 \beta u_1) (\hat{a}_3^{-1} \hat{b}_3 \gamma i_1)$
5.		$i_1 = \alpha (\hat{b}_2^{-1} \hat{a}_2 \beta u_1) (\hat{a}_3^{-1} \hat{b}_3 \gamma i_1)$
6.		$i_1 = \alpha (\hat{b}_2^{-1} \hat{a}_2 \beta u_1) (\hat{a}_3^{-1} \hat{b}_3 \gamma u_1)$

Tablica 2

Mnozniki impedancji typu B

Lp.	Schemat	Zależności opisujące dwójnik D_1
1.		$u_1 = \alpha (\hat{a}_2^{-1} \hat{b}_2 \beta u_1) (\hat{a}_3^{-1} \hat{b}_3 \gamma i_1)$
2.		$u_1 = \alpha (\hat{b}_2^{-1} \hat{a}_2 \beta u_1) (\hat{b}_3^{-1} \hat{a}_3 \gamma i_1)$
3.		$u_1 = \alpha (\hat{b}_2^{-1} \hat{a}_2 \beta i_1) (\hat{a}_3^{-1} \hat{b}_3 \gamma u_1)$
4.		$u_1 = \alpha (\hat{b}_2^{-1} \hat{a}_2 \beta u_1) (\hat{a}_3^{-1} \hat{b}_3 \gamma i_1)$
5.		$i_1 = \alpha (\hat{a}_2^{-1} \hat{b}_2 \beta u_1) (\hat{a}_3^{-1} \hat{b}_3 \gamma i_1)$
6.		$i_1 = \alpha (\hat{b}_2^{-1} \hat{a}_2 \beta u_1) (\hat{b}_3^{-1} \hat{a}_3 \gamma i_1)$
7.		$i_1 = \alpha (\hat{b}_2^{-1} \hat{a}_2 \beta i_1) (\hat{a}_3^{-1} \hat{b}_3 \gamma u_1)$
8.		$i_1 = \alpha (\hat{b}_2^{-1} \hat{a}_2 \beta u_1) (\hat{a}_3^{-1} \hat{b}_3 \gamma i_1)$

Mnożniki impedancji typu C

l.p.	Schemat	Zależności opisujące dwójnik D_i
1.		$u_i = \alpha (\hat{b}_2^{-1} \hat{a}_2 \beta u_1) (\hat{b}_3^{-1} \hat{a}_3 \gamma u_1)$ $i_i - \text{dowolne}$
2.		$u_i = \alpha (\hat{a}_2^{-1} \hat{b}_2 \beta u_1) (\hat{a}_3^{-1} \hat{b}_3 \gamma u_1)$ $i_i - \text{dowolne}$
3.		$u_i = \alpha (\hat{b}_2^{-1} \hat{a}_2 \beta u_1) (\hat{a}_3^{-1} \hat{b}_3 \gamma u_1)$ $i_i - \text{dowolne}$
4.		$i_i = \alpha (\hat{a}_2^{-1} \hat{b}_2 \beta i_1) (\hat{a}_3^{-1} \hat{b}_3 \gamma i_1)$ $u_i - \text{dowolne}$
5.		$i_i = \alpha (\hat{b}_2^{-1} \hat{a}_2 \beta i_1) (\hat{b}_3^{-1} \hat{a}_3 \gamma i_1)$ $u_i - \text{dowolne}$
6.		$i_i = \alpha (\hat{a}_2^{-1} \hat{b}_2 \beta i_1) (\hat{a}_3^{-1} \hat{b}_3 \gamma i_1)$ $u_i - \text{dowolne}$

4. Przykłady realizacji MI

Praktyczne układy modelujące swoim działaniem mnożniki impedancji można zbudować z jednego analogowego układu mnożącego oraz w zależności od potrzeby - z kilku wzmacniaczy operacyjnych.

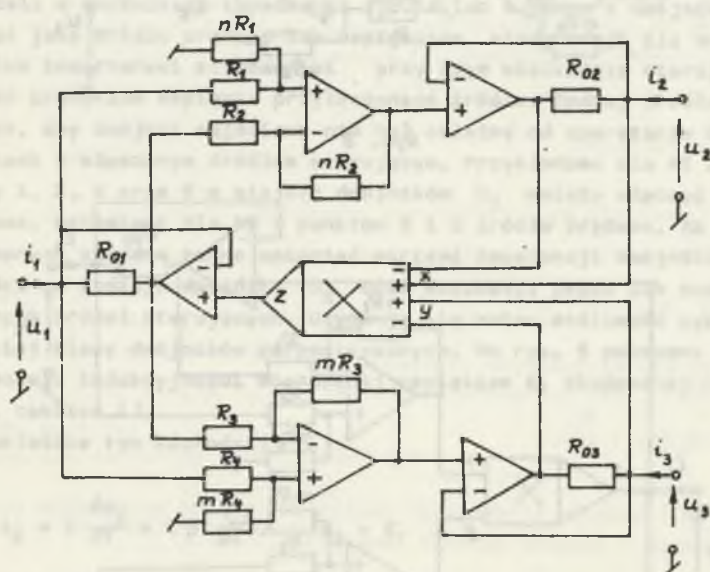
Na rys. 2 przedstawiona jest praktyczna realizacja MI typu A (p. 2, tabela 1). W realizacji tej układ mnożący posiada dwa napięciowe wejścia różnicowe i opisuje się relacją $U_z = kU_x U_y$, natomiast współczynniki α , β i γ

$$\alpha = kR_{02}R_{03}$$

$$\beta = nR_{01}$$

$$\gamma = mR_{02}$$

(9)



Rys. 2

Na rys. 3 przedstawiona jest praktyczna realizacja MI typu B (p. 1, tabela 2).

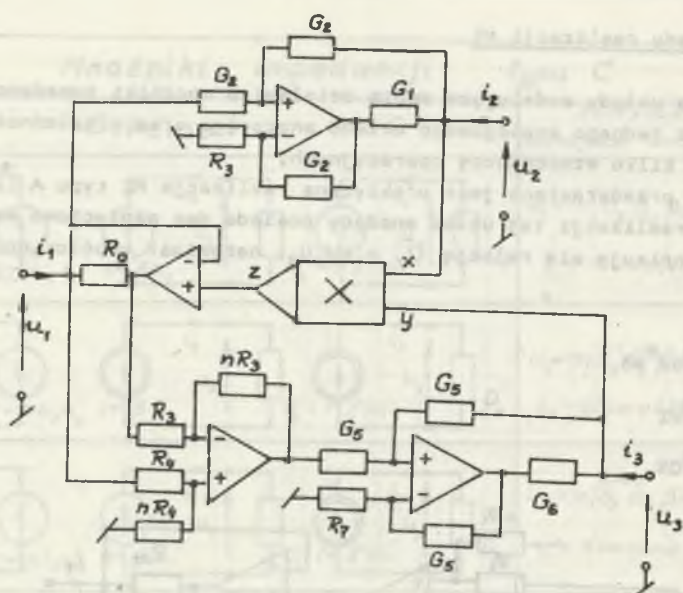
W realizacji tej współczynniki α , β i γ wynoszą:

$$\alpha = k$$

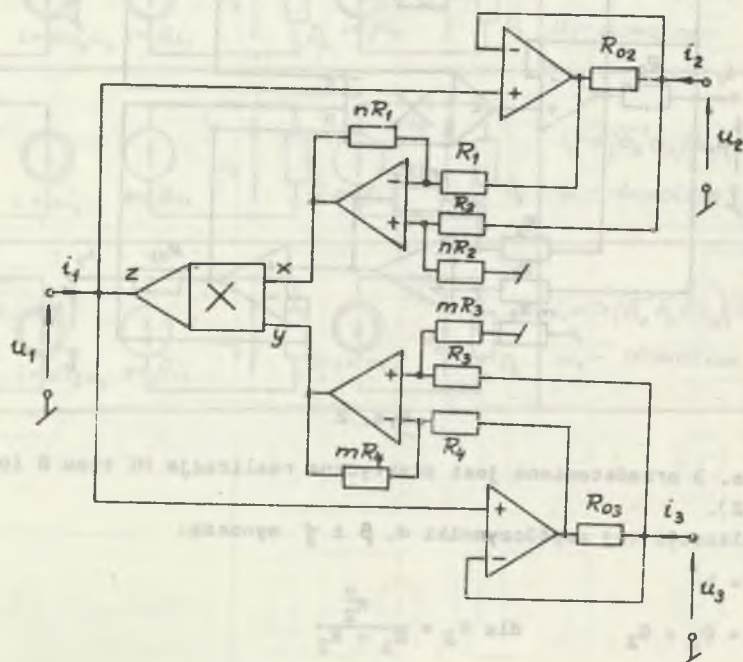
$$\beta = G_1 + G_2 \quad \text{dla } R_3 = \frac{R_2^2}{R_1 + R_2}$$

(10)

$$\gamma = nR_0(G_5 + G_6) \quad \text{dla } R_7 = \frac{R_5^2}{R_5 + R_6}$$



Rys. 3



Rys. 4

Na rys. 4 przedstawiona jest natomiast realizacja praktyczna MI typu C (p. 1, tablica 3).

W realizacji tej współczynniki α , β i γ wynoszą:

$$\alpha = knmR_{02}R_{03}$$

$$\beta = 1 \quad (11)$$

$$\gamma = 1.$$

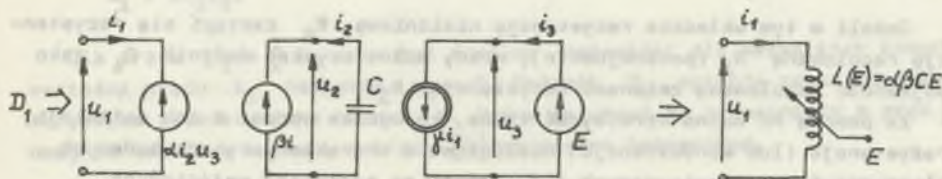
W podobny sposób modelując odpowiednio źródła podwójnie sterowane za pomocą układu mnożącego oraz napięciowe i prądowe źródła sterowane można zrealizować wszystkie układy MI przedstawione w tablicach 1, 2 i 3.

5. Przykłady zastosowań MI

Jeżeli w mnożnikach impedancji typu A lub B jeden z dwójników D_2 , D_3 przyjęć jako źródło prądowe lub napięciowe, wtedy stają się one konwertorami lub inwertorami sterowanymi przy czym wielkością sterującą jest wartość prądu lub napięcia przyłączonego źródła. Rodzaj źródła dobiera się tak, aby dwójnik wejściowy nie był zależny od operatorów dwójnika na zaciskach z włączonym źródłem sterującym. Przykładowo dla MI z tablicy 1 punkty 1, 2, 4 oraz 6 w miejsce dwójników D_3 należy włączyć źródło napięciowe, natomiast dla MI z punktów 2 i 5 źródła prądowe. Za pomocą tak zbudowanych układów można zmieniać wartość impedancji dwójnika D_1 w zależności od rodzaju dwójnika D_2 oraz wielkości prądu lub napięcia przyłączonych źródeł sterujących. Uzyskuje się zatem możliwość symulacji szerokiej klasy dwójników parametrycznych. Na rys. 5 pokazany jest przykład modelu indukcyjności sterowanej napięciem E , zbudowanej na MI typu A (p. 3, tablica 1).

W układzie tym zachodzi:

$$i_2 = C \frac{du_2}{dt} = C\beta \frac{di_1}{dt}, \quad u_3 = E, \quad (12)$$

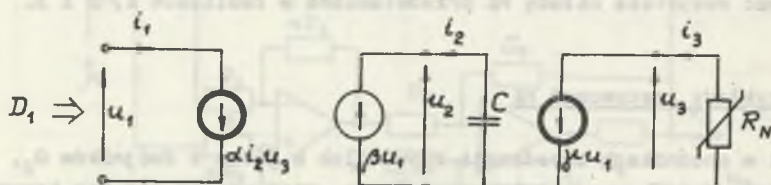


Rys. 5

stąd dla zacisków wejściowych zachodzi:

$$u_1 = \alpha i_2 u_3 = \alpha \beta C E \frac{di_1}{dt}. \quad (13)$$

Mnożniki impedancji umożliwiają także modelowanie nieliniowej impedancji typu reaktancyjnego za pomocą rezystancji nieliniowej. Na rys. 6 przedstawiony jest przykładowo układ zbudowany w oparciu o MI typu A (p. 6, tablica 1), którego dwójnik wejściowy D_1 jest pojemnością nieliniową zależną od funkcji nieliniowej opisującej rezystancję R_{N3} .



Rys. 6

W układzie tym zachodzi:

$$i_2 = C \frac{du_2}{dt} = \beta \frac{du_1}{dt}. \quad (14)$$

$$u_3 = R_N(i_3) = R_N(\gamma u_1). \quad (15)$$

Zatem dla zacisków wejściowych otrzymuje się:

$$i_1 = \alpha C R_N(\gamma u_1) \frac{du_1}{dt}. \quad (16)$$

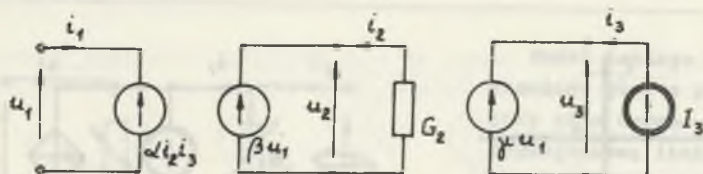
Równanie (16) opisuje kondensator nieliniowy, który w układzie współrzędnych napięcie - ładunek opisuje funkcją:

$$q(u) = \alpha C \int R_N(\gamma u) du. \quad (17)$$

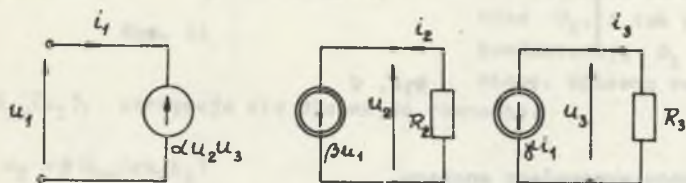
Jeżeli w tym układzie rezystancję nieliniową R_N zastąpi się rezystancją regulowaną R_3 (potencjometr), wtedy można uzyskać dwójnik D_1 jako pojemność regulowaną zmianami rezystancji R_3 .

Za pomocą MI można otrzymywać także, co wynika wprost z ich definicji, rezystancje (lub konduktancje) nieliniowe o charakterystykach będących iloczynem funkcji opisujących rezystancje na zaciskach wyjściowych.

MI typu B i C przy pewnych rodzajach dwójników wyjściowych D_2 i D_3 i odpowiednim doborze parametrów α , β , γ mogą zachowywać się jak układy osobliwe. Ilustrują to przykłady z rys. 7 i 8.



Rys. 7



Rys. 8

Na rys. 7 MI typu C (p. 1, tablica 3) obciążony jest na wyjściach konduktancją G_2 oraz źródłem prądowym I_3 . Napięcie wejściowe u_1 opisuje równanie

$$u_1 = \alpha\beta G_2 I_3 u_1 = k(I_3)u_1. \quad (18)$$

Mogą zatem zachodzić dwa przypadki w zależności od wartości prądu I_3 :

- dla $k(I_3) \neq 1$ $u_1 = 0$, stąd przy i_1 dowolnym układ widziany jest od wejścia jako zwarcie,
- dla $k(I_3) = 1$ u_1 może być dowolne, co oznacza, że przy i_1 dowolnym układ symuluje norator.

Na rys. 8 MI typu B (p. 1, tablica 2) obciążony jest rezystancjami liniowymi R_2 i R_3 .

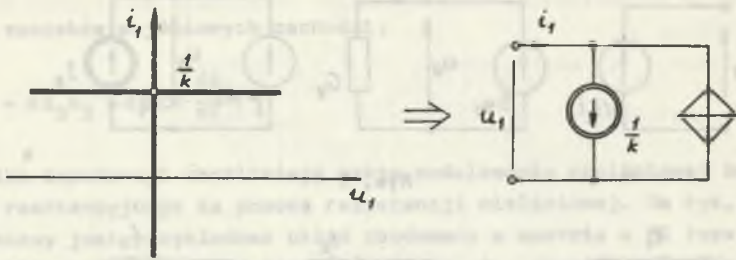
Napięcie wejściowe opisuje równanie:

$$u_1 = \alpha\beta\gamma R_2 R_3 u_1 i_1, \quad (19)$$

co można zapisać jako:

$$u_1 = k u_1 i_1. \quad (20)$$

Dla prądu $i_1 = \frac{1}{k} u_1$ może być dowolne, natomiast dla wszystkich innych wartości prądu i_1 napięcie $u_1 = 0$. Dwójnik D_1 opisuje zatem charakterystyka przedstawiona na rys. 9. Można go uznać za przesunięty o prąd $\frac{1}{k}$ dwójnik osobliwy nazwany w pracy [9] noratorem bezmocowym.



Rys. 9

6. Dwustronny wzmacniacz mnożący

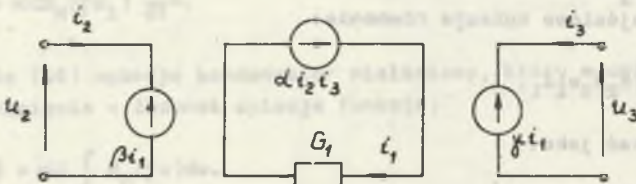
Jeżeli w układach MI przyjęc zaciski 11' jako wyjściowe, do których przyłącza się pewien dwójnik D_1 , a zaciski 22' i 33' przyjęc jako wejścia układu, otrzyma się czwórnik parametryczny posiadający pewne specyficzne własności, ze względu na które można go nazwać dwustronnym wzmacniaczem mnożącym. Na rys. 10 przedstawiono układ zbudowany na bazie MI typu A (p. 2, tablica 1), do którego zacisków 11' dołączono konduktancję G_1 .

Dla układu tego zachodzi:

$$i_1 = G_1 u_1 = G_1 \alpha_{12} i_3, \quad (21)$$

stąd zmienne na zaciskach wejściowych opisują zależności:

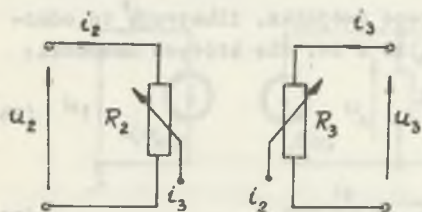
$$\begin{aligned} u_2 &= \beta \alpha G_1 i_2 i_3 \\ u_3 &= \gamma \alpha G_1 i_2 i_3 \end{aligned} \quad (22)$$



Rys. 10

Na ich podstawie można narysować schemat zastępczy układu z rys. 10, który jest przedstawiony na rys. 11.

W układzie tym występują w obu równaniach opisujących wejścia iloczynowy prądów wejściowych, co uzasadnia przyjęcie dla niego nazwy "dwustronny wzmacniacz mnożący".



Rys. 11

Model takiego układu przedstawiony jest w pracy [8], przy czym nazwany jest on tam dwuwęziową liniową konduktancją sterowaną. Układ z rys. 10 może zmieniać swoje własności w zależności od rodzaju dwójnika D_1 . I tak przyjmując konduktancję G_1 jako nieliniową, opisaną zależnością

$i_1 = G_{1N}(u_1)$, otrzymuje się dla wejść równania:

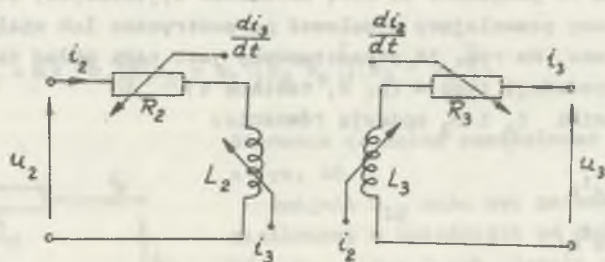
$$\begin{aligned} u_2 &= \beta G_{1N}(\alpha i_2 i_3) \\ u_3 &= \gamma G_{1N}(\alpha i_2 i_3), \end{aligned} \quad (23)$$

z których wynika, że rezystancje R_2 i R_3 są jednocześnie nieliniowe i parametryczne.

Natomiast zakładając D_1 jako kondensator opisany zależnością $i_1 = C du_1/dt$ otrzymuje się równania:

$$\begin{aligned} u_2 &= \alpha \beta C (i_3 \frac{di_2}{dt} + i_2 \frac{di_3}{dt}), \\ u_3 &= \alpha \gamma C (i_2 \frac{di_3}{dt} + i_3 \frac{di_2}{dt}). \end{aligned} \quad (24)$$

Modeluje je układ przedstawiony na rys. 12, złożony z rezystancji i indukcyjności sterowanych, można go zatem nazwać inercyjnym dwustronnym wzmacniaczem mnożącym.



Rys. 12

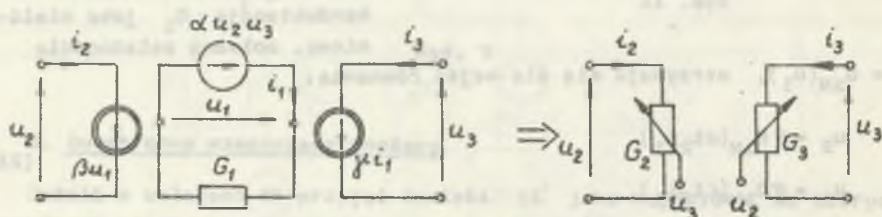
Dwustronne wzmacniacze mnożące budowane na bazie MI typu B mają tylko jedno z wejść zależne od impedancji dwójnika D_1 , a w budowanych na bazie

MI typu C żadne z wejść nie zależy od tego dwójnika. Ilustrują to odpowiednio przykłady przedstawione na rys. 13 i 14, dla których zachodzi:

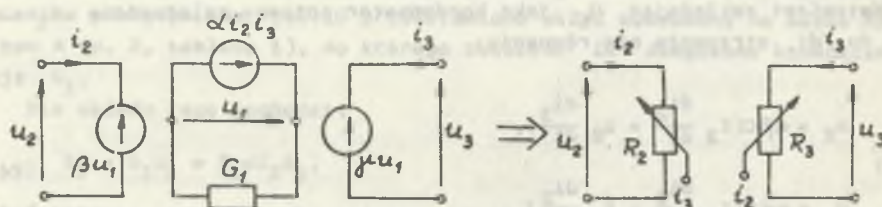
$$G_2 = \alpha\beta u_3, \quad G_3 = \alpha\gamma G_1 u_2 \quad (25)$$

oraz

$$R_2 = \alpha\beta i_3, \quad R_3 = \alpha\gamma i_2. \quad (26)$$



Rys. 13



Rys. 14

7. Modelowanie dwójników nieziemionych

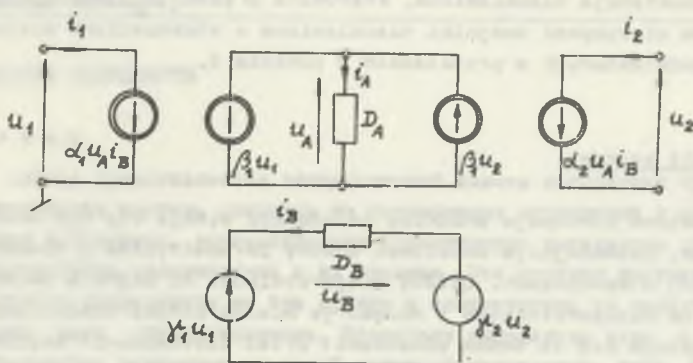
Stosując dwa MI połączone ze sobą zaciskami wyjściowymi, otrzymuje się układ czwórnikowy pozwalający symulować parametryczne lub nieliniowe dwójniki nieziemione. Na rys. 15 przedstawiony jest taki układ zbudowany z mnożników impedancji typu A (p. 6, tablica 1).

Jeżeli dwójniki D_A i D_B opisują równania:

$$\begin{aligned} \hat{a}_A u_A &= \hat{b}_A i_A \\ \hat{a}_B u_B &= \hat{b}_B i_B, \end{aligned} \quad (27)$$

to z układu wynika, że:

$$\begin{aligned} i_A &= \beta_2 u_2 - \beta_1 u_1 \\ u_B &= \gamma_2 u_2 - \gamma_1 u_1 \end{aligned} \quad (28)$$



Rys. 15

co po uwzględnieniu zależności (27) daje:

$$u_A = \hat{a}_A^{-1} \hat{b}_A (\beta_2 u_2 - \beta_1 u_1) \quad (29)$$

$$i_B = \hat{b}_B^{-1} \hat{a}_B (\gamma_2 u_2 - \gamma_1 u_1)$$

Stąd dla prądów wejściowych otrzymuje się równania:

$$i_1 = \alpha_1 \hat{a}_A^{-1} \hat{b}_A (\beta_2 u_2 - \beta_1 u_1) \hat{b}_B^{-1} \hat{a}_B (\gamma_2 u_2 - \gamma_1 u_1) \quad (30)$$

$$i_2 = \alpha_2 \hat{a}_A^{-1} \hat{b}_A (\beta_2 u_2 - \beta_1 u_1) \hat{b}_B^{-1} \hat{a}_B (\gamma_2 u_2 - \gamma_1 u_1).$$

Jeżeli założy się identyczność obu MI, czyli:

$$\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha, \quad \beta_1 = \beta_2 = \beta, \quad \gamma_1 = \gamma_2 = \gamma,$$

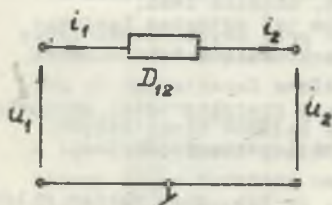
wtedy:

$$i_1 = i_2 = \alpha \hat{a}_B^{-1} \hat{b}_A [\beta (u_2 - u_1)] \hat{b}_B^{-1} \hat{a}_B [\gamma (u_2 - u_1)]. \quad (31)$$

Równania te można zamodelować układem z rys. 16.

Dwójnik D_{12} może być parametryczny lub nieliniowy w zależności od doboru dwójników D_A i D_B . I tak, jeżeli przyjąć D_A jako rezystancję R_A , a D_B jako źródło prądowe o wydajności prądowej I_B , to dwójnik D_{12} opisują równania:

$$i_1 = i_2 = \alpha \beta R_A I_B (u_2 - u_1). \quad (32)$$



Rys. 16

Jest to konduktancja nieziemiona, sterowana prądem I_B . Postępując podobnie można otrzymywać dwójniki nieziemione o własnościach analogicznych do przedstawionych w przykładach w punkcie 5.

B. Wnioski końcowe

Przedstawiona koncepcja mnożnika impedancji wydaje się być układem uniwersalnym, pozwalającym modelować obwody parametryczne i nieliniowe o nietypowych własnościach. Układy trójwrotnikowe MI można w łatwy sposób rozszerzyć na wielowrotnikowe i nazwać je wielokrotnymi mnożnikami impedancji. Uzupełnia się to dwoma sposobami: przez zastosowanie wielowejściowego układu mnożącego możliwego do uzyskania przez złożenie dwujęściowych układów mnożących oraz przez łańcuchowe łączenie odpowiednich trójwrotnikowych MI.

LITERATURA

- [1] Levenstein H.: Theory of Networks of Linearly Variable Resistances. Procc. IEEE, February 1958.
- [2] Topór-Kamiński L.: Analogowy układ mnożący jako element teorii obwodów. ZN Pol. Śl., s. Elektryka, z. 54, Gliwice 1976.
- [3] Malik M.R., Jackson G.L., Yong Sookim: Theory and Applications of Resistor, Linear Controlled Resistor, Linear Controlled Conductor Networks. IEEE Trans. on CTS, April 1976.
- [4] Topór-Kamiński L.: Konwertyer impedancyjny sterowany. ZN Pol. Śl., s. Elektryka, z. 60, Gliwice 1978.
- [5] Topór-Kamiński L.: Uogólniony rotator sterowany. ZN Pol. Śl., s. Elektryka, z. 62, Gliwice 1979.
- [6] Topór-Kamiński L.: Elementy składowe rezystancyjnych aktywnych obwodów parametrycznych. ZN Pol. Śl., s. Elektryka, z. 68, Gliwice 1980.
- [7] Topór-Kamiński L.: Inwertor impedancyjny sterowany. ZN Pol. Śl., s. Automatyka, z. 50, Gliwice 1980.
- [8] Huertas J.L., Acha J., Gago A.: Design of General Voltage - or Current - Controlled Resistive Elements and Their Applications to the Synthesis of Nonlinear Networks. IEEE Trans. on CTS, no 2, 1980.
- [9] Topór-Kamiński L.: Diodowe elementy osobliwe. ZN Pol. Śl., s. Elektryka, z. 88, Gliwice 1984.
- [10] Frycz S., Topór-Kamiński L.: Przełącznikowo-kondensatorowy układ mnożący. ZN Pol. Śl., s. Elektryka, z. 95, Gliwice 1985.
- [11] Cichoński A.: Synteza układów nieliniowych przy użyciu wzmacniaczy operacyjnych i elementów sterowanych. Prace Naukowe Politechniki Warszawskiej, z. 67, Warszawa 1982.
- [12] Cichoński A.: Metody realizacji nieliniowych charakterystyk bezinercyjnych i ich zastosowanie do modelowania układów dynamicznych. VI Krajowa Konferencja Teoria Obwodów i Układy Elektroniczne, Gliwice 1983.

Recenzent: doc. dr hab. inż. Marian Miłek

Wpłynęło do redakcji dnia 25 października 1987 r.

МНОЖИТЕЛИ ИМПЕДАНСОВ

Р е з ю м е

В статье представляется теоретический замысел построения трехходовых электрических систем, опираясь на управляемых источниках и вдвойне управляемых источниках, осуществляемых произведение импедансов произвольных двухполюсников подключенных к их выходам. Эти системы названные множителями импедансов разделяются на три группы в соответствии со свойствами осуществляемых ними двухполюсниками. Множители импедансов типа А моделируют двухполюсники зависящие от одной зажимной переменной, типа В - зависящие от двух зажимных переменных а типа С - осуществляют двухполюсники, для которых одна из зажимных переменных может быть произвольной. Представлены по одному примеру из каждого типа практического осуществления о применении операционных усилителей и аналоговых множительных систем. Представляются теоретические примеры моделирования с применением множителей импедансов заземленных и свобонных управляемых двухполюсников (например, индуктивность управляемая напряжением), нелинейных (например, емкость имеющая нелинейность в системе координат напряжение - заряд), некоторых аномальных двухполюсников (например, двухполюсник, являющийся одновременно коротким замыканием или источником тока), а также двухсторонних множительных резистивных и импедансных усилителей.

IMPEDANCE MULTIPLIERS

S u m m a r y

Theoretical conception of the construction of 3-port networks based on controlled and double controlled sources realizing the product of impedances of arbitrary two-terminal networks connected to their output terminals has been described. These networks called impedance multipliers have been divided into three groups A, B, C according to their properties. The impedance multipliers of type A are used for modelling the two-terminal dependent on one terminal variable, those of type B - dependent on both terminal variables, while the multipliers of type C realize the two-terminal networks for which one terminal variable may be of arbitrary value. The examples of each type of their practical realization with the use of operational amplifiers and analog multipliers have been given. Theoretical examples of modelling grounded and ungrounded controlled two-terminal networks (for example voltage controlled inductance), non-linear two-terminal networks (for example, capacitance with prescribed non-linear voltage-charge characteristic), some singular networks (for example, two-terminal network which is a short-circuit and a current source simultaneously) and bilateral resistance and impedance multiplier amplifiers by means of impedance multipliers have been given.