ZESZYTY NAUKOWE POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ 1981

Seria: ELEKTRYKA z. 75 Nr kol. 681

Zygmunt GARCZARCZYK

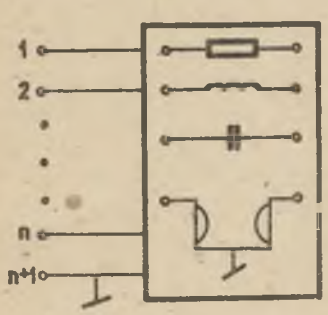
Instytut Podstawowych Problemów
Elektrotechniki i Energoelektroniki
Politechniki Śląskiej

MINIMALIZACJA WRAŻLIWOŚCI I ROZRZUTU WARTOŚCI PARAMETRÓW ELEMENTÓW OBWODU

Streszczenie. W artykule przedstawiono algorytm oparty na koncepcji układów ciągle równoważnych i na programowaniu liniowym, pozwalający minimalizować jednocześnie wskaźnik wrażliwości i wskaźnik rozrzutu parametrów elementów obwodu.

1. Wstęp

Teoria sformułowana przez Cauera [1] i Howitta [2] daje sposób generowania równoważnych obwodów RLC przez transformację macierzy węzłowej. Teorię tę można rozszerzyć na obwody pasywne, nieodwracalne o strukturze podanej na rys. 1 [3].



Rys. 1

Obwód RLC Żyrator o N węzłach niezależnych ma macierz węzłową Y_1, którą można zapisać następująco:

$$Y_1 = pC_1 + G_1 + \frac{1}{p}\Gamma_1 + g_1 \qquad (1)$$

gdzie: p jest częstotliwością zespoloną, C_1, G_1, Γ_1, g_1 są stałymi (NxN) macierzami parametrów elementów - C_1 dla pojemności, G_1 dla konduktancji, Γ_1 dla odwrotności indukcyjności i g_1 dla konduktancji żyracji żyratorów idealnych. Macierze C_1, G_1, Γ_1 są symetryczne, natomiast macierz g_1 jest skośnie symetryczna.

Zgodnie z teorią obwodów równoważnych macierz Y_1 obwodu pierwotnego może być transformowana w inną macierz Y_2 nowego obwodu - równoważnego, który ma tę samą macierz admitancyjną, odniesioną do wrót utworzonych przez węzły 1,2,...,n i węzeł odniesienia n + 1 (n < N).

Transformacja ma postać:

$$Y_2 = A^t Y_1 A, \tag{2}$$

gdzie A jest macierzą kwadratową rzeczywistą, nieosobliwą $(N \times N)$ o postaci:

$$A = \begin{bmatrix} U & 0 \\ P & R \end{bmatrix} \tag{3}$$

gdzie

U - macierz jednostkowa $(m \times m)$,

0 - macierz zerowa,

P, R - dowolne podmacierze.

Wychodząc z zależności (2) Schoeffler wykazał [4], że rozwiązanie równania różniczkowego

$$\left.\begin{aligned} \frac{dY(x)}{dx} &= B^t Y(x) + Y(x) B \\ Y(0) &= Y_1 \end{aligned}\right\} \tag{4}$$

także reprezentuje obwód równoważny.

Macierz B $(N \times N)$ w równaniu (4) ma postać:

$$B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ b_1 & b_2 & \dots & b_N \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ b_{\mu-N} & \cdot & \dots & b_\mu \end{bmatrix} \Big\} n \tag{5}$$

$$|b_i| \leqslant 1, \quad i = 1,2,\dots,\mu, \quad \mu = N(N-n)$$

Można wykazać [3], że jeśli

$$\det A > 0, \tag{6}$$

to można znaleźć macierz B taką, że transformacja (2) i rozwiązanie równania (4) reprezentują ten sam zbiór obwodów równoważnych. Jest to warunek konieczny, gdy $n = N-1$ i warunek wystarczający, gdy $n < N-1$.

Z zależności (1) wynika, że równanie (4) słuszne jest dla każdego typu elementu obwodu. Określając wektor $E(x) = [e_1 e_2 \dots e_\nu]^t$ dla każdego rodzaju elementu obwodu, można uprościć zależności (4). Wektory: $E_G(x)$ dla konduktancji, $E_C(x)$ dla pojemności oraz $E_\Gamma(x)$ dla indukcyjności mają

wymiar $\vartheta = \frac{1}{2} N(N+1)$. Wektor $\overset{\circ}{E}_g(x)$ dla konduktancji żyracji ma wymiar $\eta = \frac{1}{2} N(N-1)$.
Można wtedy napisać równanie:

$$\left.\begin{aligned} \frac{dE(x)}{dx} &= ME(x) \\ E(0) &= E_1 \end{aligned}\right\} \tag{7}$$

gdzie E_1 jest odpowiednim wektorem parametrów (G, Γ, C) obwodu pierwotnego. Macierz M jest rzeczywista $(\vartheta \times \vartheta)$, a jej elementy są liniowo zależne od elementów macierzy B, tj.

$$m_{ij} = \sum_{k=1}^{\mu} \alpha_k b_k. \tag{8}$$

W przypadku wektora $E_g(x)$ w równaniu (7) występuje inna macierz $K(\eta \times \eta)$ o tej samej własności.
Równanie (7) reprezentuje obwód zwany ciągle równoważnym [4].
Dokładne rozwiązanie równania (7) ma postać

$$E(x) = \exp(Mx)E_1 = \left[U + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k!} (Mx)^k\right] E_1. \tag{9}$$

W praktyce rozwiązanie uzyskuje się, uwzględniając tylko pewną liczbę wyrazów szeregu (9).

Zaletą tej metody jest także to, że pozwala ona obliczać prosto wrażliwości dowolnej funkcji $H(p)$ (transmitancji, immitancji) generowanego obwodu.

Dla rozważanych obwodów spełnione jest bowiem równanie:

$$\left.\begin{aligned} \frac{dQ(x)}{dx} &= -M^t\, Q(x) \\ Q(0) &= Q_1 \end{aligned}\right\} \tag{10}$$

gdzie $Q(x) = [q_1, q_2 \ldots q_\vartheta]^t$ oznacza wektor wrażliwości półwzględnych funkcji H względem parametrów elementów określonego typu

$$q_i = \frac{1}{H} \cdot \frac{\partial H}{\partial e_i}. \tag{11}$$

Q_1 jest odpowiednim wektorem wrażliwości obwodu pierwotnego.

Rozwiązanie równania (7) pozwala poprzez odpowiedni dobór macierzy M, na kształtowanie własności obwodów równoważnych według przyjętych kryteriów jakości. Kryteriami tymi mogą być: minimalna wrażliwość funkcji H obwodu na zmiany wielu parametrów oraz minimalny rozrzut wartości parametrów elementów.

2. Wskaźniki jakości

Jako wskaźnik wieloparametrowej wrażliwości funkcji obwodu H(p), przy określonej częstotliwości, przyjmuje się wielkość

$$\Phi = \frac{1}{2}\sum_{i=1}^{\nu} k_i |S_i|^2, \tag{12}$$

gdzie k_i oznacza współczynnik wagowy, natomiast

$$S_i = \frac{e_i}{H} \cdot \frac{\partial H}{\partial e_i} = e_i q_i \tag{13}$$

względną wrażliwość funkcji H na zmiany parametru e_i. Tak określony wskaźnik stanowi miarę rozrzutu modułu względnych zmian funkcji H, powodowanych przypadkowymi zmianami wartości nominalnych parametrów elementu obwodu [5], a w przypadku obwodów rezystancyjnych określa także poziom szumów cieplnych [6].

Chcąc minimalizować różnice między wartościami parametrów elementów pewnej grupy elementów obwodu, przyjmujemy jako wskaźnik wielkość

$$\Theta = \frac{1}{2}\sum_{i=1}^{\nu} (e_i - e_o)^2, \tag{14}$$

gdzie e_o oznacza średnią arytmetyczną wartości parametrów wybranej grupy elementów lub zadaną wartość, wokół której winny się one skupiać.

Z poprzednich uwag wynika, że odpowiedni wybór zmiennej x i współrzędnych wektora

$$b = [b_1 b_2 \ldots b_\nu] \tag{15}$$

winien zapewnić, że rozwiązanie równania (7) reprezentuje obwód fizycznie realizowalny o minimalnych wskaźnikach Φ i Θ. Uwzględniając jedynie część liniową rozwinięcia w szereg Taylora w punkcie x = 0 dla para-

metrów elementów $e_i(x,b)$ oraz wskaźników $\Phi(x,b)$ i $\Theta(x,b)$ obwodu równoważnego, otrzymamy [3]:

$$
\begin{aligned}
e_i(x,b) &= e_i(0) + \dot{e}_i(b)x, \\
\Phi(x,b) &= \dot{\Phi}(0) + \dot{\Phi}(b)x, \\
\Theta(x,b) &= \Theta(0) + \dot{\Theta}(b)x,
\end{aligned}
\tag{16}
$$

gdzie $e_i(0)$, $\Phi(0)$, $\Theta(0)$ odnoszą się do obwodu pierwotnego, natomiast $(\dot{\ })$ oznacza pochodną względem x. Z równania (7) wynika, że

$$
\dot{e}_i(b) = \sum_{j=1}^{\nu} m_{ij} e_i(0) = \sum_{j=1}^{\mu} f_{ij}(E_i) b_j, \tag{17}
$$

$i = 1,2,\ldots,\nu(\eta)$,
gdzie $f_{ij}(E_i)$ - kombinacje liniowe parametrów elementów obwodu pierwotnego.
Zauważmy również, iż

$$
\dot{\Theta}(b) = \sum_{j=1}^{\nu} \left[e_j(0) - e_o\right]\left[\dot{e}_j(b) - \dot{e}_o\right] = \sum_{j=1}^{\mu} \vartheta_j(E_i) b_j, \tag{18}
$$

gdzie $\vartheta_j(E_i)$ - funkcje parametrów elementów obwodu pierwotnego. Na podstawie równań (7) i (10) można wykazać [4], że:

$$
\dot{\Phi}(b) = \sum_{j=1}^{\nu} \left(e_j \dot{e}_j |q_j|^2 + e_j^2(\dot{q}_j q_j^* + q_j \dot{q}_j^*)\right) = \sum_{j=1}^{\mu} \varphi_j(E_i, Q_i) b_j, \tag{19}
$$

gdzie $\varphi_j(E_i, Q_i)$ - funkcje parametrów elementów i wrażliwości półwzględnych obwodu pierwotnego.
Jak widać, pochodne rozważanych wskaźników i parametrów wszystkich elementów obwodu są formami liniowymi współrzędnych wektora b. Na przykład, dla czwórnika (n=3, N=3) pokazanego na rys. 2, otrzymujemy:

a) $$\Theta(b) = \vartheta_1 b_1 + \vartheta_2 b_2 + \vartheta_3 b_3,$$

gdzie:

$$\vartheta_1(E_i) = (e_3 - e_5)(e_1 + e_3 + e_5 - e_o) + e_6(e_3 + e_4 - e_2 - e_5),$$

$$\vartheta_2(E_i) = (e_3 - e_6)(e_2 + e_3 + e_6 - e_o) + e_5(e_3 + e_4 - e_1 - e_6),$$

$$\vartheta_3(E_1) = (e_3-e_o)(2e_3+e_5+e_6) + e_5(e_5-e_1) + e_6(e_6-e_2),$$

$$e_i = G_i \quad \text{lub} \quad e_i = C_i \quad \text{lub} \quad e_i = \Gamma_i$$

lub dla żyratorów

$$\vartheta_1(E_1) = -(g_1-g_o)g_3,$$

$$\vartheta_2(E_1) = (g_1-g_o)g_2,$$

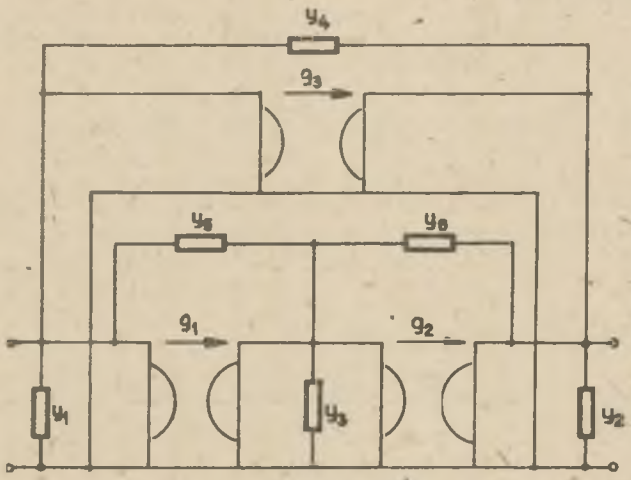
$$\vartheta_3(E_1) = (g_2-g_o)g_2 + (g_3-g_o)g_3.$$

b) $$\dot{\Phi}(b) = \varphi_1 b_1 + \varphi_2 b_2 + \varphi_3 b_3,$$

gdzie:

$$\begin{aligned}\varphi_1(E_1,Q_1) = {} & e_1|q_1|^2(e_3-e_5) - e_2|q_2|^2 e_6 + e_3|q_3|^2(e_3+e_5+e_6) + \\ & + e_3^2(\mathrm{Re}\{q_5-q_1-q_3\}\mathrm{Re}\{q_3\} + \mathrm{Im}\{q_5-q_1-q_3\}\mathrm{Im}\{q_3\}) + \\ & + e_4|q_4|^2 e_6 - e_5|q_5|^2(e_3+e_5+e_6) + e_5^2(\mathrm{Re}\{q_1+q_5-q_3\}\mathrm{Re}\{q_5\} + \\ & + \mathrm{Im}\{q_1+q_5-q_3\}\mathrm{Im}\{q_5\}) + e_6^2(\mathrm{Re}\{q_2+q_5-q_3-q_4\}\mathrm{Re}\{q_6\} + \\ & + \mathrm{Im}\{q_2+q_5-q_3-q_4\}\mathrm{Im}\{q_6\}) - g_1 g_3|q_{g_1}|^2 + \\ & + g_3^2(\mathrm{Re}\{q_{g_1}\}\mathrm{Re}\{q_{g_3}\} + \mathrm{Im}\{q_{g_1}\}\mathrm{Im}\{q_{g_3}\}),\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\varphi_2(E_1,Q_1) = {} & -e_1|q_1|^2 e_5 + e_2|q_2|^2(e_3-e_6) + e_3|q_3|^2(e_3+e_5+e_6) + \\ & + e_3^2(\mathrm{Re}\{q_6-q_2-q_3\}\mathrm{Re}\{q_3\} + \mathrm{Im}\{q_6-q_2-q_3\}\mathrm{Im}\{q_3\}) + \\ & + e_4|q_4|^2 e_5 + e_5^2(\mathrm{Re}\{q_1+q_6-q_3-q_4\}\mathrm{Re}\{q_5\} + \\ & + \mathrm{Im}\{q_1+q_6-q_3-q_4\}\mathrm{Im}\{q_5\}) - e_6|q_6|^2(e_3+e_5) + \\ & + e_6^2(\mathrm{Re}\{q_2+q_6-q_3\}\mathrm{Re}\{q_6\} + \mathrm{Im}\{q_2+q_6-q_3\}\mathrm{Im}\{q_6\}) + \\ & + g_1 g_2|q_{g_1}|^2 - g_2^2(\mathrm{Re}\{q_{g_1}\}\mathrm{Re}\{q_{g_2}\} + \mathrm{Im}\{q_{g_1}\}\mathrm{Im}\{q_{g_2}\}),\end{aligned}$$



$$y_i = G_i + pC_i + \frac{1}{p}\Gamma_i$$

Rys. 2

$$\varphi_3(E_1, Q_1) = -e_1|q_1|^2 e_5 - e_2|q_2|^2 e_6 + e_3|q_3|^2(e_5+e_6-e_3) +$$
$$+ e_5^2|q_5|^2 + e_5^2(\mathrm{Re}\{q_1-q_3-q_5\}\,\mathrm{Re}\{q_5\} + \mathrm{Im}\{q_1-q_3-q_5\}\,\mathrm{Im}\{q_5\}) +$$
$$+ e_6^2|q_6|^2(\mathrm{Re}\{q_2-q_3-q_6\}\,\mathrm{Re}\{q_6\} + \mathrm{Im}\{q_2-q_3-q_6\}\,\mathrm{Im}\{q_6\}) +$$
$$+ g_2 g_3(|q_{g_2}|^2 + |q_{g_3}|^2) - g_2^2|q_{g_2}|^2 - g_3^2|q_{g_3}|^2,$$

$$e_i \in \{G_i, C_i, \Gamma_i\} \qquad i = 1,2,\ldots,6.$$
$$q_i \in \{q_{G_i}, q_{C_i}, q_{\Gamma_i}\}$$

3. Zadanie programowania liniowego

Z zależności (17), (18), (19) wynika, że minimalizację rozważanych wskaźników jakości można sprowadzić do rozwiązania zadania programowania liniowego (ZPL). Jeśli chcemy, aby zachodziło

$$\Phi(x,b) \leq \Phi(0) \quad \text{lub} \quad \Theta(x,b) \leq \Theta(0), \tag{20}$$

należy rozwiązać następujące ZPL:

a) przy ograniczeniach:

$$|b_j| \leqslant 1 \quad j=1,2,\ldots,\mu \tag{21a}$$

$$\dot{e}_i(b) \geqslant 0 \quad \text{jeśli} \quad e_i(x,b) \geqslant e_i(0) \quad i=1,2,\ldots,p, \tag{21b}$$

$$\dot{e}_i(b) = 0 \quad \text{jeśli} \quad e_i(x,b) = e_i(0) \quad i=1,2,\ldots,r, \tag{21c}$$

$$\dot{e}_i(b) \leqslant 0 \quad \text{jeśli} \quad e_i(x,b) \leqslant e_i(0) \quad i=1,2,\ldots,s, \tag{21d}$$

b) znaleźć niezerowy wektor b_o taki, że:

$$z_1 = \dot{\Phi}(b_o) = \min\{\dot{\Phi}(b) \leqslant 0\} \tag{21e}$$

lub

$$z_2 = \dot{\Theta}(b_o) = \min\{\dot{\Theta}(b) \leqslant 0\}.$$

Łatwo zauważyć, że jeśli chcemy, eby

$$\Phi(x,b) \leqslant \Phi(0) \quad \text{i} \quad \Theta(x,b) \leqslant \Theta(o) \tag{22}$$

wystarczy zbiór ograniczeń (21) rozszerzyć o jeden z warunków

$$\dot{\Phi}(b) \leqslant 0 \tag{23a}$$

$$\Theta(b) \leqslant 0 \tag{23b}$$

w zależności od przyjętej funkcji celu ZPL.
Tak sformułowane ZPL pozwala na jednoczesną minimalizację obydwu wskaźników.
Aby zadanie (21) sprowadzić do postaci kanonicznej ZPL [7], konieczne jest wprowadzenie nowych zmiennych:

$$x_i = b_i + 1 \quad i=1,2,\ldots,\mu. \tag{24}$$

Ograniczenia postaci (21b) i (21d) sprowadza się do równości przez odjęcie i dodanie tzw. zmiennych dopełniających x_s. W ograniczeniach $\geqslant 1$ = wprowadza się przez dodanie tzw. zmienne sztuczne x_a po to, by w macierzy współczynników f_{ij} wystąpiła macierz jednostkowa. Pozwala to zastosować metodę sympleksów do rozwiązania ZPL. Zadanie (21) przyjmuje wtedy postać [3]:

a) ograniczenia:

$$x_j + x_{aj} = 2 \quad j=1,2,\ldots,\mu \tag{25a}$$

$$\sum_{j=1}^{\mu} f_{ij}x_j - x_{si} + x_{ai} = d_i \qquad i=1,2,\ldots,p, \tag{25b}$$

$$\sum_{j=1}^{\mu} f_{ij}x_j + x_{ai} = d_i \qquad i=1,2,\ldots,r, \tag{25c}$$

$$\sum_{j=1}^{\mu} f_{ij}x_j + x_{si} = d_i \qquad i=1,2,\ldots,s, \tag{25d}$$

gdzie:

$$d_i = \sum_{j=1}^{\mu} f_{ij} \geqslant 0,$$

$$x_j \geqslant 0,$$

b) funkcja celu:

$$z = \sum_{j=1}^{\mu} h_j x_j + \sum_{j=1}^{p} x_{sj} + \sum_{j=1}^{s} x_{sj} + \sum_{j=1}^{p+r} x_{aj}, \tag{25e}$$

gdzie:

$h_j = \vartheta_j$ jeśli minimalizujemy wskaźnik Θ ,

$h_j = \varphi_j$ dla wskaźnika Φ .

Dogodną metodą rozwiązania tak zmodyfikowanego ZPL jest metoda dwufazowa Dantziga-Ordena. Polega ona na zastosowaniu metody sympleksów w dwóch fazach.

Faza I

Minimalizuje się funkcję celu

$$z' = \sum_{j=1}^{p+r} x_{aj}. \tag{26}$$

Jeżeli $\min z' > 0$, to zbiór ograniczeń jest sprzeczny, jeśli natomiast $\min z' = 0$, to uzyskane rozwiązanie jest początkowym rozwiązaniem bazowym zadania (25).

Faza II

Jeżeli faza I zostanie zakończona pomyślnym rezultatem, tj. $\min z' = 0$, to poszukuje się minimum funkcji celu

$$z' = \sum_{j=1}^{\mu} h_j x_j + \sum_{j=1}^{p} x_{aj} + \sum_{j=1}^{s} x_{aj}. \tag{27}$$

Jeżeli liczba ograniczeń typu = jest równa

$$r < \mu - 1 = N(N-n) - 1, \tag{28}$$

to zbiór ograniczeń ZPL nie jest sprzeczny i istnieje możliwość uzyskania jako rozwiązania niezerowego wektora b_o. Uzyskany w wyniku rozwiązania ZPL obwód równoważny stanowi obwód pierwotny dla drugiego kroku następującej procedury:

a) obliczyć wybrany wskaźnik $w(0)$ obwodu pierwotnego,
b) rozwiązać ZPL,
c) w oparciu o równanie (7) znaleźć obwód równoważny,
d) obliczyć wskaźnik $w(x,b)$ obwodu równoważnego,
e) jeśli uzyskany spadek wartości wskaźnika jest większy od żądanej dokładności poszukiwań powraca się do punktu a), jeśli nie, poszukiwanie obwodu równoważnego zostaje zakończone.

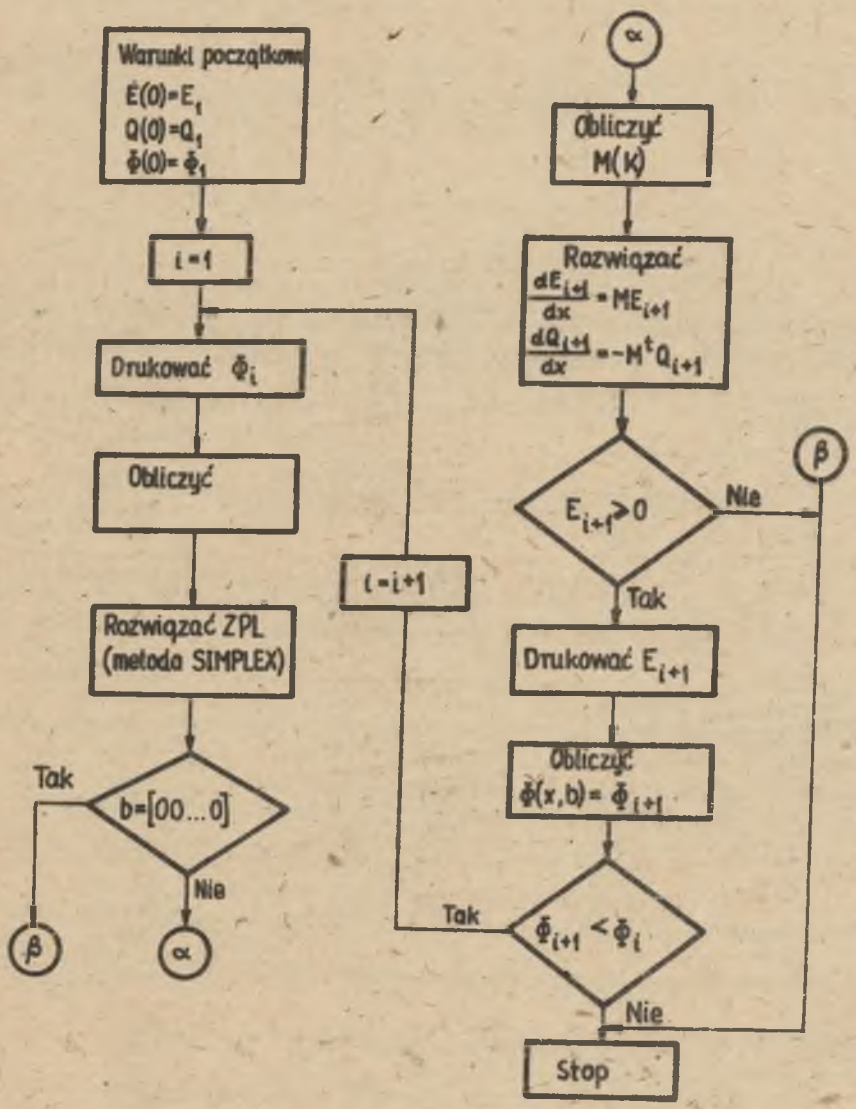
Na rys. 3 przedstawiono uproszczony schemat blokowy maszynowej realizacji tego algorytmu napisanej w języku FORTRAN dla maszyny cyfrowej ODRA 1305 w celu minimalizacji wskaźnika Φ. Zależnie od liczby węzłów obwodu i ograniczeń dotyczących obwodu równoważnego występują różne bloki: formułowania ZPL i obliczania macierzy $M(K)$. Blok rozwiązywania ZPL oparto na metodzie M (Big M Method) [8], w której funkcja celu ma postać

$$z' = \sum_{j=1}^{\mu} h_j x_j + M \sum_{j=1}^{p+r} x_{aj}, \tag{29}$$

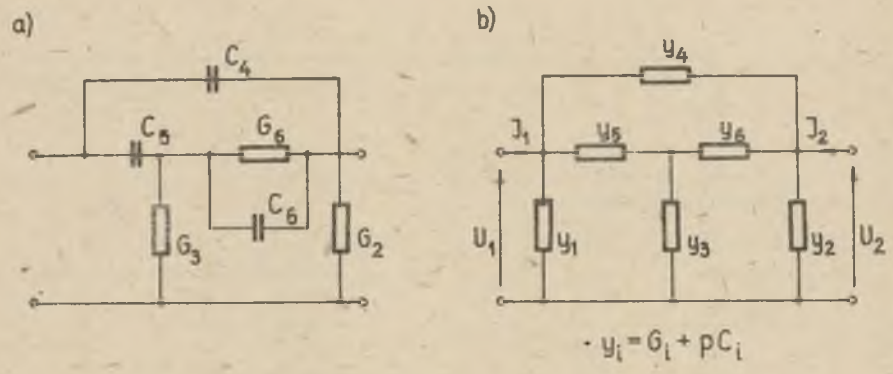
gdzie M jest liczbą rzeczywistą dostatecznie dużą, by zapewnić, że wartości zmiennych x_{aj} są równe zero w punkcie optymalnym. Metoda ta stanowiąca kombinację faz I i II metody dwufazowej zapewnia w wielu przypadkach krótszy czas rozwiązywania ZPL aniżeli metoda dwufazowa [9].

4. Przykład

Należy znaleźć czwórnik (rys. 4b) o transmitancji U_2/U_1, gdy $I_2 = 0$, równej transmitancji danego czwórnika RC (rys. 4a), tak aby wartości kon-


Warunki początkowe
E(0)=E1
Q(0)=Q1
Φ(0)=Φ1
i=1
Drukować Φi
Obliczyć
Rozwiązać ZPL (metoda SIMPLEX)
b=[00...0]
Tak
Nie
β
α
i=i+1
α
Obliczyć M(K)
Rozwiązać
dEi+1/dx = MEi+1
dQi+1/dx = -MtQi+1
Ei+1>0
Nie
Tak
β
Drukować Ei+1
Obliczyć Φ(x,b)=Φi+1
Φi+1<Φi
Tak
Nie
Stop

Rys. 3



Rys. 4

duktancji oporników układu równoważnego były równe lub zbliżone. Czwórnik równoważny nie powinien zawierać dodatkowych pojemności, a pojemność kondensatora C_6 należy zmniejszyć.

- obwód pierwotny

$G_2 = 2{,}0$ S $\quad C_4 = 1{,}0$ F

$G_3 = 3{,}0$ S $\quad C_5 = 2{,}0$ F

$G_6 = 5{,}0$ S $\quad C_6 = 5{,}0$ F

$$H(p) = \frac{U_2(p)}{U_1(p)} = \frac{p^2 + 1{,}06\,p}{p^2 + 2{,}76p + 1{,}82}$$

$$\Theta(0) = \sum_{i=1}^{6} (G_i - G_o) = 4{,}666; \qquad G_o = \frac{1}{6}\sum_{i=1}^{6} G_i, \qquad G_i \neq 0$$

- warunki sformułowane dla obwodu równoważnego prowadzą do następującego zadania (21)

$$|b_j| \leqslant 1 \rightarrow \begin{aligned} x_1 + x_{s_1} &= 2 \\ x_2 + x_{s_2} &= 2 \\ x_3 + x_{s_3} &= 2 \end{aligned}$$

$$\dot{C}_1 = \dot{C}_2 = \dot{C}_3 = 0 \rightarrow x_1 + x_2 + x_3 + x_{s1} = 3$$

$$\dot{C}_6 \leqslant 0 \rightarrow (C_5 + C_6)x_2 - C_6 x_3 - x_{s_4} + x_{s_2} = C_5$$

$$\dot{G}_4 > 0 \rightarrow G_6 x_1 + G_5 x_2 - x_{s_5} + x_{s_3} = G_5 + G_6$$

$$\dot{G}_5 > 0 \quad (G_3 + G_5 + G_6)x_1 - G_5 x_2 + x_{s6} = G_3 + G_6$$

$$z = \vartheta_1 x_1 + \vartheta_2 x_2 + \vartheta_3 x_3 + \sum_{i=1}^{6} x_{a_i} + \sum_{i=1}^{3} x_{s_i},$$

gdzie:

$$\vartheta_1 = \vartheta_1(E_1); \quad \vartheta_2 = \vartheta_2(E_1); \quad \vartheta_3 = \vartheta_3(E_1)$$

- w wyniku zastosowania przedstawionej procedury minimalizacji otrzymano dowód równoważny o tej samej strukturze co pierwotny. W tabeli zestawiono wartości parametrów elementów oraz wskaźnik.

Liczba iteracji	C_4	C_5	C_6	G_2	G_3	G_6	Θ_{min}
18	1,329	1,670	3,213	2,494	2,505	3,075	0,221
29	1,503	1,496	2,422	2,755	2,244	2,234	0,177

Obliczenia trwały ok. 3 min (przy poziomie śledzenia programu wynikowego określonym instrukcją TRACE 2).

LITERATURA

[1] CAUER W.: Vierpole, Elek. Nachr. Tech., July 1929.

[2] HOWITT N.: Group theory and the electric circuit, Phys. Rev., vol.37, 1931.

[3] GARCZARCZYK Z.: Optymalizacja statyczna wybranych parametrów równoważnych m-wrotników RLCŻ. Praca doktorska, Politechnika Śląska, 1978.

[4] SCHOEFFLER J.D.: The synthesis of minimum sensitivity networks, IEEE Trans. on Circuit Theory, June 1964.

[5] GARCZARCZYK Z.: Minimalizacja zmian modułu funkcji obwodu. VIII Sympozjum Metody Matematyczne w Elektrotechnice. Pokrzywna, 1979.

[6] HOLT A.G., LEE M.R.: A relationship between sensitivity and noise, Int. J. Electronics, no 6, 1969.

[7] GASS S.I.: Programowanie liniowe. PWN, Warszawa 1976.

[8] KUO S.S.: Computer applications of numerical methods, Addison-Wesley, Reading, Mass, 1972.

[9] GARVIN W.W.: Introduction to linear programming, Mc. Graw-Hill, New York 1960.

Wpłynęło do Redakcji w maju 1980 r.

Recenzent:
Doc. dr Stanisław Bolkowski

МИНИМИЗАЦИЯ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ И РАЗБРОСА ЗНАЧЕНИЙ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕМЕНТОВ ЦЕПЕЙ

Р е з ю м е

В статье представлен алгоритм, исходя из концепции непрерывной эквивалентной схемы и линейного программирования, позволяющий одновременно минимизирует коэффициент чувствительности и разброса значений параметров элементов цепи.

MINIMIZATION OF SENSITIVITY AND CIRCUIT ELEMENTS SPREADING

S u m m a r y

An algorithm based on the theory of continuously equivalent circuits and linear programming is presented in this paper. The algorithm allows for simultanous minimization of sensitivity and circuit elements spreading indices.