

ZASTOSOWANIE METOD SZTUCZNYCH SIECI NEURONOWYCH DO SYNTEZY OBWODÓW KOMPENSACYJNYCH I DOPASOWUJĄCYCH

Designing the Correction Networks — Application of the Artificial Neural Networks

Maciej SIWCZYŃSKI
Politechnika Krakowska

Streszczenie: W pracy przedstawiono sposób syntezy uniwersalnych obwodów kompensacyjnych w warunkach silnych zakłóceń. Odpowiednie algorytmy sformułowano z zastosowaniem tzw. sztucznych sieci neuronowych. Są to metody polegające na konstrukcji pewnego sztucznego układu równań różniczkowych, którego rozwiązanie dąży do pożądanego punktu optymalnego. Punkt optymalny spełnia z góry założone kryteria.

Rezultaty zastosowano między innymi do syntezy liniowych, bezinercyjnych, parametrycznych obwodów kompensacyjnych o strukturze czwórnika. Są to obwody, których wewnętrzny wskaźnik mocy chwilowej osiąga minimum.

Metody sztucznych sieci neuronowych okazują się szczególnie efektywne przy dużej liczbie warunków ograniczających.

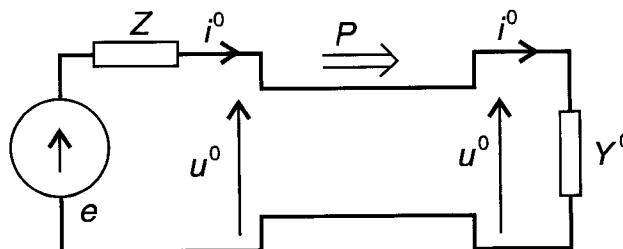
Summary: This article presents a method for the synthesis of compensatory networks belonging to the class ILS (Inertia Less System), satisfying some given optimal conditions. The article deals with the concept of a four-terminal compensatory network used in a linear class, nonstationary, with no inertia, and no losses. The synthesis of this network has been created by applying the artificial system of differential equations for solving some optimisation problem. The singular point of this differential system is equal to the minimal point of the special square functional of network elements. The system may be solved using the analogy procedure or numerical procedure. This method is characteristic for the learning process of the artificial neural network.

1. WSTĘP

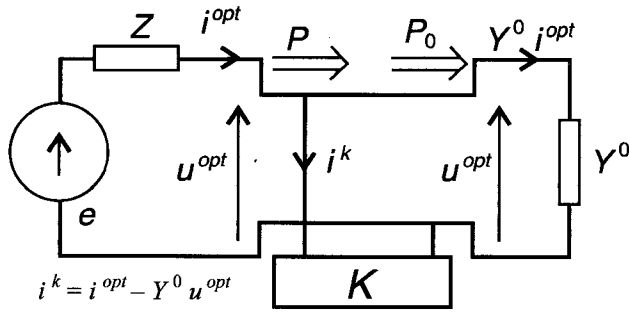
U podstaw teorii mocy, czy też energetycznej teorii obwodów, leży model obwodu zasilania w energię elektryczną, złożony ze źródła i odbiornika (rys. 1). Już tak prosty na pozór układ stwarza wiele niełatwych problemów energetycznych. Jak wynika z prac napisanych na ten temat [1, 3–8], problem polega na wytworzeniu w obwodzie pewnych warunków optymalnych. Przede wszystkim trzeba tak dobrać sygnał prądu, aby spełniony był pewien warunek minimum oraz dodatkowe kryteria równościowe, których liczba jest większa lub równa jeden. Tak otrzymany prąd będzie w tej pracy nazywany sygnałem optymalnym i^{opt} , a odpowiadające mu napięcie zaciskowe napięciem optymalnym u^{opt} .

Na ogół odbiorniki nie zapewniają optymalnych warunków w obwodzie. Powstaje sytuacja nieskompensowa-

na, zilustrowana na rysunku 1. Aby wymusić na zaciskach źródła parę sygnałów i^{opt} , u^{opt} , potrzebny jest obwód kompensacyjny, który pośredniczy między źródłem a odbiornikiem.



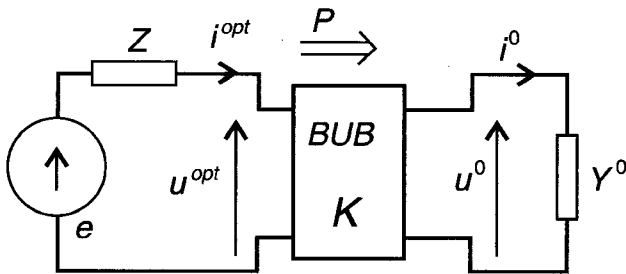
Rys. 1. Obwód nieskompensowany



Rys. 2. Obwód równoległej kompensacji dwójnikowej

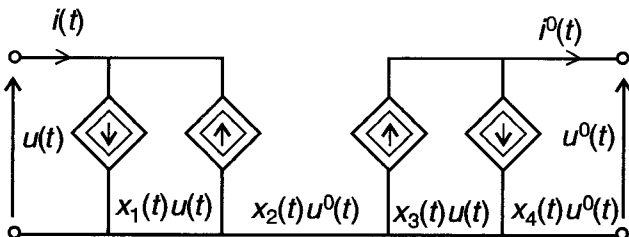
Na rysunku 2 pokazano obwód równoległej kompensacji dwójnikowej. Jego zaletą jest prostota, ale układ ten nie zapewnia właściwego bilansu mocy. Przy zadanej mocy P odbiornik nie otrzymuje określonej mocy P_0 [1]. Narzucając moc P_0 otrzymujemy wartość P przypadkową. Przyjmując wreszcie bezstratny obwód kompensacyjny uzyskuje się co prawda równość $P_0 = P$, ale nad wartością tej mocy nie ma kontroli.

Ideałem byłby czwórnikowy obwód kompensacyjny zapewniający odbiornikowi stan przed kompensacją, a źródłu — stan optymalny (rys. 3). Naturalnie taki czwórnik musi być bezstratny.



Rys. 3. Czwórnikowy bezinercyjny układ bezstratny (BUB) jako obwód kompensacji

Jedną z najprostszych struktur czwórnikowych jest obwód pokazany na rysunku 4, złożony z czterech źródeł sterowanych. Dwa z nich można traktować jak parametryczne rezystancje (rys. 5).



Rys. 4. Struktura czwórnika kompensacyjnego z czterema źródłami sterowanymi

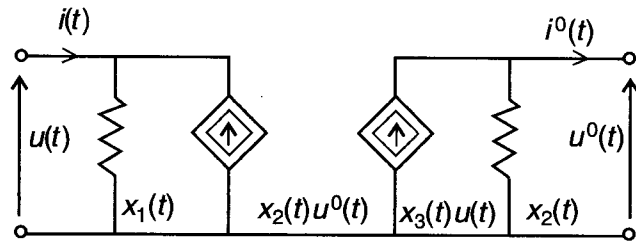
Czwórnik kompensacyjny opisany jest równaniami admitancyjnymi bez inercji:

$$\begin{aligned} i(t) &= x_1(t)u(t) - x_2(t)u^0(t) \\ i^0(t) &= x_3(t)u(t) - x_4(t)u^0(t) \end{aligned} \quad (1)$$

gdzie:

- $i^0(t), u^0(t)$ — zadane sygnały prądu i napięcia odbiornika;
- $i(t) = i^{opt}(t)$ — prąd optymalny źródła;
- $u(t) = u^{opt}(t)$ — napięcie optymalne źródła;
- $x_1(t), x_2(t), x_3(t), x_4(t)$ — szukane sygnały pomocnicze.

Sygnały optymalne $i^{opt}(t), u^{opt}(t)$ otrzymywane są za pomocą osobnych procedur. Sygnały szukane mają sens parametrycznych konduktancji czwórnika. Zgodnie ze schematem z rysunku 5 $x_1(t), x_4(t)$ są parametrycznymi konduktancjami dwójników, natomiast $x_2(t), x_3(t)$ oznaczają współczynniki czasowo zależnych bezinercyjnych źródeł sterowanych.



Rys. 5. Równoważna struktura z dwiema konduktancjami parametrycznymi

W stanach ustalonych wszystkie sygnały są okresowe, o wspólnym okresie.

Celem tego artykułu jest znalezienie pewnego optymalnego rozkładu sygnałów $[x_1(t), x_2(t), x_3(t), x_4(t)]$.

2. ALGORYTM OPTYMALNEGO ROZKŁADU PARAMETRÓW CZWÓRNIKA KOMPENSACYJNEGO

W kilku poprzednich pracach podano oryginalny algorytm poszukiwania optymalnego rozkładu źródeł sterowanych czwórnika kompensacyjnego [1, 2, 3-6]. Został on nazwany *GLADKIM PERIODYCZNYM PRZEGANIANIEM*. Teraz będzie udoskonalony z zastosowaniem metody sztucznych sieci neuronowych.

Nowy algorytm formułowany jest w czasie dyskretnym dla sygnałów o wspólnym okresie — oznacza to, że liczba próbek wszystkich sygnałów jest skończona: $n = 0, 1, \dots, N-1$.

Szukany jest M -wymiarowy (w przypadku czwórnika $M=4$) wektor — funkcja czasu dyskretnego

$$\{x_n\}_{n=0,1,\dots,N-1}^T$$

$$x_n = [x_n^1, x_n^2, \dots, x_n^M]^T; T — \text{symbol transpozycji}$$

tak aby spełnione było trójwarunkowe zadanie optymalizacyjne:

$$(\Delta x_n, \Delta x_n) \rightarrow \min \quad (2)$$

$$(\mathbf{a}_n, \mathbf{x}_n) = s_n \quad (3)$$

$$(\mathbf{b}_n, \mathbf{x}_n) = \sigma_n \quad (4)$$

$$(\mathbf{Q}_n \mathbf{x}_n, \mathbf{x}_n) = q_n \quad (5)$$

dla $n \in \{0, 1, \dots, N-1\}$,

gdzie:

$\mathbf{a}_n, \mathbf{b}_n$ — zadane M-wymiarowe wektory — funkcje dyskretnego argumentu $n \in \{0, 1, \dots, N-1\}$;

\mathbf{Q}_n — dodatnio określona macierzowo-wartościowa funkcja $n \in \{0, 1, \dots, N-1\}$;

s_n, σ_n, q_n — zadane sygnały;

(\bullet, \bullet) — iloczyn skalarny w przestrzeni \mathbf{R}^M ;

$\Delta \mathbf{x}_n = \mathbf{x}_n - \mathbf{x}_{n-1}$

Funkcjonał Lagrange'a zagadnienia (2) – (3) – (4) – (5) ma postać:

$$f(\mathbf{x}_n, \lambda_n, v_n, \mu_n) = (\Delta \mathbf{x}_n, \Delta \mathbf{x}_n) - 2\lambda_n (\mathbf{a}_n, \mathbf{x}_n) - 2v_n (\mathbf{b}_n, \mathbf{x}_n) + \mu_n (\mathbf{Q}_n \mathbf{x}_n, \mathbf{x}_n)$$

a jego zmiana:

$$\begin{aligned} \delta f(\mathbf{x}_n, \lambda_n, v_n, \mu_n) &= f(\mathbf{x}_n + \delta \mathbf{x}_n, \lambda_n, v_n, \mu_n) - f(\mathbf{x}_n, \lambda_n, v_n, \mu_n) = \\ &= (2\Delta \mathbf{x}_n + 2\mu_n \mathbf{Q}_n \mathbf{x}_n - 2\lambda_n \mathbf{a}_n - 2v_n \mathbf{b}_n, \delta \mathbf{x}_n) + \\ &+ ((1 + \mu_n \mathbf{Q}_n) \delta \mathbf{x}_n, \delta \mathbf{x}_n) \end{aligned}$$

Stąd, gdy macierz $1 + \mu_n \mathbf{Q}_n$ jest dodatnio określona dla $n \in \{0, 1, \dots, N-1\}$, warunek minimum funkcjonału ma postać równania liniowego:

$$(1 + \mu_n \mathbf{Q}_n) \mathbf{x}_n = \mathbf{x}_{n-1} + \lambda_n \mathbf{a}_n + v_n \mathbf{b}_n \quad (6)$$

Pochodne funkcjonalne wektora \mathbf{x}_n , podług parametrów μ_n, λ_n, v_n , spełniają odpowiednie równania liniowe:

$$(1 + \mu_n \mathbf{Q}_n) \mathbf{x}_n^\mu = -\mathbf{Q}_n \mathbf{x}_n \quad (7)$$

$$(1 + \mu_n \mathbf{Q}_n) \mathbf{x}_n^\lambda = \mathbf{a}_n \quad (8)$$

$$(1 + \mu_n \mathbf{Q}_n) \mathbf{x}_n^v = \mathbf{b}_n \quad (9)$$

Równania różniczkowe sztucznej sieci neuronowej do rozwiązania zadania optymalizacyjnego mają zatem postać:

$$\begin{aligned} \frac{d\mu_n}{dt} &= (\mathbf{Q}_n \mathbf{x}_n, \mathbf{x}_n) - q_n \\ \frac{d\lambda_n}{dt} &= s_n - (\mathbf{a}_n, \mathbf{x}_n) \\ \frac{dv_n}{dt} &= \sigma_n - (\mathbf{b}_n, \mathbf{x}_n) \end{aligned} \quad (10)$$

O stabilności punktu osobliwego układu równań (10) decyduje układ równań w wariacjach:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mu_n' \\ \lambda_n' \\ v_n' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2(\mathbf{Q}_n \mathbf{x}_n, \mathbf{x}_n^\mu) & 2(\mathbf{Q}_n \mathbf{x}_n, \mathbf{x}_n^\lambda) & 2(\mathbf{Q}_n \mathbf{x}_n, \mathbf{x}_n^v) \\ -(\mathbf{a}_n, \mathbf{x}_n^\mu) & -(\mathbf{a}_n, \mathbf{x}_n^\lambda) & -(\mathbf{a}_n, \mathbf{x}_n^v) \\ -(\mathbf{b}_n, \mathbf{x}_n^\mu) & -(\mathbf{b}_n, \mathbf{x}_n^\lambda) & -(\mathbf{b}_n, \mathbf{x}_n^v) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mu_n' \\ \lambda_n' \\ v_n' \end{bmatrix}$$

który po uwzględnieniu równań (7), (8), (9) przyjmuje postać:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mu_n' \\ \lambda_n' \\ v_n' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2(\mathbf{U}_n \mathbf{x}_n^\mu, \mathbf{x}_n^\mu) & 2(\mathbf{U}_n \mathbf{x}_n^\mu, \mathbf{x}_n^\lambda) & 2(\mathbf{U}_n \mathbf{x}_n^\mu, \mathbf{x}_n^v) \\ (\mathbf{U}_n \mathbf{x}_n^\lambda, \mathbf{x}_n^\mu) & (\mathbf{U}_n \mathbf{x}_n^\lambda, \mathbf{x}_n^\lambda) & (\mathbf{U}_n \mathbf{x}_n^\lambda, \mathbf{x}_n^v) \\ (\mathbf{U}_n \mathbf{x}_n^v, \mathbf{x}_n^\mu) & (\mathbf{U}_n \mathbf{x}_n^v, \mathbf{x}_n^\lambda) & (\mathbf{U}_n \mathbf{x}_n^v, \mathbf{x}_n^v) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mu_n' \\ \lambda_n' \\ v_n' \end{bmatrix}$$

gdzie $\mathbf{U}_n = 1 + \mu_n \mathbf{Q}_n$ — macierz dodatnio określona w punkcie minimum.

Macierz układu równań różniczkowych w wariacjach jest macierzą Grama, zatem punkt równowagi układu równań różniczkowych (10) jest lokalnie stabilny.

Rozwiązanie układu równań różniczkowych (10) wraz z równaniem optymalizacyjnym (6) może się odbywać za pomocą następującej procedury numerycznej przebiegającej według schematu Eulera:

START $\mathbf{x}_0 \rightarrow$

$$(1 + \mu^{(k)} \mathbf{Q}_1) \mathbf{x}_1^{(k)} = \mathbf{x}_0 + \lambda^{(k)} \mathbf{a}_1 + v^{(k)} \mathbf{b}_1 \rightarrow \mathbf{x}_1^{(k)}$$

$$\mu^{(k+1)} = \mu^{(k)} + \tau \left[(\mathbf{Q}_1 \mathbf{x}_1^{(k)}, \mathbf{x}_1^{(k)}) - q_1 \right]$$

$$\lambda^{(k+1)} = \lambda^{(k)} + \tau \left[s_1 - (\mathbf{a}_1, \mathbf{x}_1^{(k)}) \right]$$

$$v^{(k+1)} = v^{(k)} + \tau \left[\sigma_1 - \left(b_1, x_1^{(k)} \right) \right]$$

$$\left\{ x_1^{(k)} \right\}_{k=1,2,\dots} \rightarrow x_1$$

$$\left(1 + \mu^{(k)} Q_2 \right) x_2^{(k)} = x_1 + \lambda^{(k)} a_2 + v^{(k)} b_2$$

$$\mu^{(k+1)} = \mu^{(k)} + \tau \left[\left(Q_2 x_2^{(k)}, x_2^{(k)} \right) - q_2 \right]$$

$$\lambda^{(k+1)} = \lambda^{(k)} + \tau \left[s_2 - \left(a_2, x_2^{(k)} \right) \right]$$

$$v^{(k+1)} = v^{(k)} + \tau \left[\sigma_2 - \left(b_2, x_2^{(k)} \right) \right]$$

$$\left\{ x_2^{(k)} \right\}_{k=1,2,\dots} \rightarrow x_2$$

$$x_{n-1} \rightarrow$$

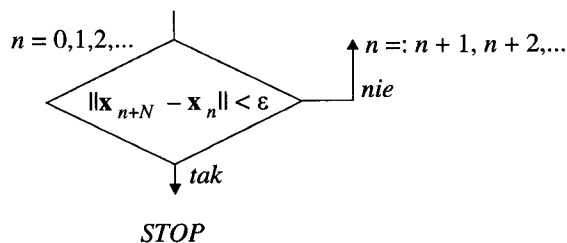
$$\left(1 + \mu^{(k)} Q_n \right) x^{(k)} = x_{n-1} + \lambda^{(k)} a_n + v^{(k)} b_n \rightarrow x^{(k)}$$

$$\mu^{(k+1)} = \mu^{(k)} + \tau \left[\left(Q_n x^{(k)}, x^{(k)} \right) - q_n \right]$$

$$\lambda^{(k+1)} = \lambda^{(k)} + \tau \left[s_n - \left(a_n, x^{(k)} \right) \right]$$

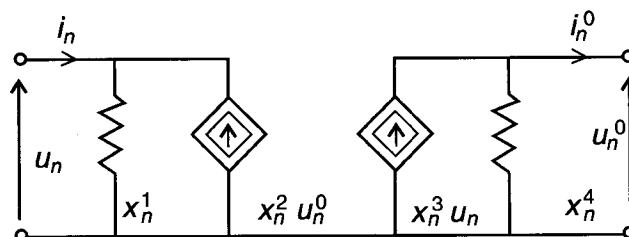
$$v^{(k+1)} = v^{(k)} + \tau \left[\sigma_n - \left(b_n, x^{(k)} \right) \right]$$

$$\left\{ x^{(k)} \right\} \rightarrow x_n \quad \dots$$

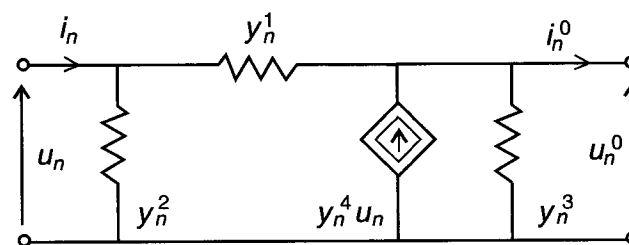


Proces przebiega aż do uzyskania okresowości względem wskaźnika czasu dyskretnego n , dlatego algorytmowi proponuje się nadać nazwę: **OPTYMALNE PERIODYCZNE ASYMPTOTYCZNE PRZEGANIANIE** (por. [1,5,7]).

Na rysunku 6 pokazano schemat struktury kanonicznej czwórnika parametrycznego w czasie dyskretnym, na rysunku 7 — strukturę pochodną.



Rys. 6. Struktura kanoniczna



Rys. 7. Transformacja struktury

Równania typu admitancyjnego czwórnika kompensacyjnego dla próbek czasowych prądów i napięć mają postać:

$$i_n = x_n^1 u_n - x_n^2 u_n^0 \quad (11)$$

$$i_n^0 = x_n^3 u_n - x_n^4 u_n^0$$

Struktura kanoniczna nie jest jedyną. Po transformacji do jednej ze struktur pochodnych (rys. 7) otrzymuje się:

$$\begin{aligned} y_n^1 &= x_n^2 & y_n^1 &= y_n^1 + y_n^2 \\ y_n^2 &= x_n^1 - x_n^2 & y_n^2 &= y_n^1 \\ y_n^3 &= x_n^4 - x_n^2 & y_n^3 &= y_n^1 + y_n^4 \\ y_n^4 &= x_n^3 - x_n^2 & y_n^4 &= y_n^1 + y_n^3 \end{aligned} \rightarrow$$

Transformację tę charakteryzuje macierz **K**:

$$x_n = K y_n$$

$$\begin{bmatrix} x^1 \\ x^2 \\ x^3 \\ x^4 \end{bmatrix}_n = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y^1 \\ y^2 \\ y^3 \\ y^4 \end{bmatrix}_n$$

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad \mathbf{K}^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 1 & 0 \end{bmatrix}$$

Kwadratowy wskaźnik jakości (5) można przyjąć jako całkowitą moc chwilową wnętrza czwórnika kanonicznego (dokładnie jest to suma kwadratów mocy chwilowych elementów składowych):

$$(u_n)^4 (x_n^1)^2 + (u_n u_n^0)^2 (x_n^2)^2 + (u_n^0 u_n)^2 (x_n^3)^2 + (u_n^0)^4 (x_n^4)^2$$

Jednak wygodniej będzie używać innego wskaźnika, ze stałą w czasie macierzą \mathbf{Q}_n :

$$\begin{bmatrix} x_n^1 & x_n^2 & x_n^3 & x_n^4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} w & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sqrt{w_0 w} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{w w_0} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & w_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_n^1 \\ x_n^2 \\ x_n^3 \\ x_n^4 \end{bmatrix} = \\ = \mathbf{x}_n^T \mathbf{Q} \mathbf{x}_n = q_n$$

Wagi, elementy macierzy \mathbf{Q} , najlepiej wybrać jako pewne unormowane wartości sygnałów napięciowych:

$$0 < w, \quad w_0 \leq 1$$

$$w = 1; \quad w_0 = \frac{\|u^0\|^4}{\|u\|^4}$$

albo

$$w_0 = 1; \quad w = \frac{\|u\|^4}{\|u^0\|^4}$$

Warunki (3) i (4) pokrywają się z równaniami sygnałowymi czwórnika (11):

$$\begin{bmatrix} u_n & -u_n^0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_n^1 \\ x_n^2 \\ x_n^3 \\ x_n^4 \end{bmatrix} = i_n \quad \rightarrow \quad \mathbf{a}_n^T \mathbf{x}_n = i_n$$

$$\begin{bmatrix} 0 & 0 & u_n & -u_n^0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_n^1 \\ x_n^2 \\ x_n^3 \\ x_n^4 \end{bmatrix} = i_n^0 \quad \rightarrow \quad \mathbf{b}_n^T \mathbf{x}_n = i_n^0$$

Warunki optimum (2), (3), (4), (5) po transformacji macierzy \mathbf{K} przyjmują postać:

$$\Delta \mathbf{y}_n^T \Delta \mathbf{y}_n \rightarrow \min \quad (12)$$

$$(\mathbf{a}_n^T \mathbf{K}) \mathbf{y}_n = i_n \quad (13)$$

$$(\mathbf{b}_n^T \mathbf{K}) \mathbf{y}_n = i_n^0 \quad (14)$$

$$\mathbf{y}_n^T (\mathbf{K}^T \mathbf{Q} \mathbf{K}) \mathbf{y}_n = q_n \quad (15)$$

Warunek (12) oznacza najlepszą gładkość zmian parametrów czwórnika [1], warunek (15) daje ograniczenie chwilowej mocy wewnętrznej, warunki (13) i (14) to równania sygnałowe.

Przyjmując macierz \mathbf{K} dokonuje się wyboru odpowiedniej struktury. Na przykład dla schematu pokazanego na rysunku 7 otrzymuje się:

$$\mathbf{K}^T \mathbf{Q} \mathbf{K} \rightarrow \mathbf{Q} = \begin{bmatrix} (\sqrt{w} + \sqrt{w_0})^2 & w & w_0 & \sqrt{w_0 w} \\ w & w & 0 & 0 \\ w_0 & 0 & w_0 & 0 \\ \sqrt{w_0 w} & 0 & 0 & \sqrt{w_0 w} \end{bmatrix}$$

$$(\mathbf{K}^T \mathbf{Q} \mathbf{K})^{-1} \rightarrow \mathbf{Q}^{-1} = \frac{1}{\sqrt{w_0 w}} \begin{bmatrix} 1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 1 + \sqrt{\frac{w_0}{w}} & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 + \sqrt{\frac{w}{w_0}} & 1 \\ -1 & 1 & 1 & 2 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{a}_n^T \mathbf{K} = [u_n - u_n^0, \quad u_n, \quad 0, \quad 0]$$

$$\mathbf{b}_n^T \mathbf{K} = [u_n - u_n^0, \quad 0, \quad -u_n^0, \quad u_n]$$

3. UPROSZCZONE KRYTERIA SYNTEZY CZWÓRNIKÓW KOMPENSACYJNYCH

Zadanie optymalizacyjne (2), (3), (4), (5) prowadzić może — przynajmniej z punktu widzenia niektórych użytkowników — do zbyt skomplikowanych procedur numerycznych. Można je uprościć rezygnując z warunku (2). Otrzymuje się wówczas nowe zagadnienie czwórnika z minimalnym wskaźnikiem wewnętrznej mocy chwilowej:

$$(\mathbf{Q}_n \mathbf{x}_n, \mathbf{x}_n) \rightarrow \min$$

$$(\mathbf{a}_n, \mathbf{x}_n) = s_n$$

$$(\mathbf{b}_n, \mathbf{x}_n) = \sigma_n$$

Równanie optymalizacyjne przyjmuje teraz postać:

$$\mathbf{Q}_n \mathbf{x}_n = \lambda_n \mathbf{a}_n + \nu_n \mathbf{b}_n$$

a po rozwiązaniu:

$$\mathbf{x}_n = \lambda_n \mathbf{Q}_n^{-1} \mathbf{a}_n + \nu_n \mathbf{Q}_n^{-1} \mathbf{b}_n$$

Dla nieoznaczonych czynników Lagrangea można utworzyć sztuczne równania różniczkowe tworzące układ liniowy:

$$\frac{d\lambda_n}{dt} = s_n - (\mathbf{a}_n, \mathbf{x}_n)$$

$$\frac{d\nu_n}{dt} = \sigma_n - (\mathbf{b}_n, \mathbf{x}_n)$$

albo:

$$\frac{d\lambda_n}{dt} = s_n - (\mathbf{Q}_n^{-1} \mathbf{a}_n, \mathbf{a}_n) \lambda_n - (\mathbf{Q}_n^{-1} \mathbf{a}_n, \mathbf{b}_n) \nu_n$$

$$\frac{d\nu_n}{dt} = \sigma_n - (\mathbf{Q}_n^{-1} \mathbf{a}_n, \mathbf{b}_n) \lambda_n - (\mathbf{Q}_n^{-1} \mathbf{b}_n, \mathbf{b}_n) \nu_n$$

a w zapisie macierzowym:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_n \\ \nu_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_n \\ \sigma_n \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \mathbf{a}_n^T \mathbf{Q}_n^{-1} \mathbf{a}_n & \mathbf{b}_n^T \mathbf{Q}_n^{-1} \mathbf{a}_n \\ \mathbf{b}_n^T \mathbf{Q}_n^{-1} \mathbf{a}_n & \mathbf{b}_n^T \mathbf{Q}_n^{-1} \mathbf{b}_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_n \\ \nu_n \end{bmatrix}$$

Układ ten ma stabilny punkt osobliwy, który można otrzymać z rozwiązania układu równań liniowych:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{a}_n^T \mathbf{Q}_n^{-1} \mathbf{a}_n & \mathbf{b}_n^T \mathbf{Q}_n^{-1} \mathbf{a}_n \\ \mathbf{b}_n^T \mathbf{Q}_n^{-1} \mathbf{a}_n & \mathbf{b}_n^T \mathbf{Q}_n^{-1} \mathbf{b}_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_n \\ \nu_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_n \\ \sigma_n \end{bmatrix} \quad (16)$$

Stąd:

$$\mathbf{x}_n = \lambda_n \mathbf{Q}_n^{-1} \mathbf{a}_n + \nu_n \mathbf{Q}_n^{-1} \mathbf{b}_n \quad (17)$$

Dla czwórnik kanonicznego o strukturze pokazanej w rysunku 6 rozwiązanie to przebiega bardzo prosto:

$$\mathbf{x}_n^T \mathbf{Q} \mathbf{x}_n \rightarrow \min$$

$$\mathbf{a}_n^T \mathbf{x}_n = i_n$$

$$\mathbf{b}_n^T \mathbf{x}_n = i_n^0$$

Ponieważ:

$$\mathbf{b}_n^T \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{a}_n = 0$$

$$\mathbf{a}_n^T \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{a}_n = \frac{(u_n)^2}{w} + \frac{(u_n^0)^2}{\sqrt{w_0 w}}$$

$$\mathbf{b}_n^T \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{b}_n = \frac{(u_n)^2}{\sqrt{w_0 w}} + \frac{(u_n^0)^2}{w_0}$$

układ równań (16) przyjmuje formę diagonalną, a stąd:

$$\lambda_n = \frac{i_n}{\frac{(u_n)^2}{w} + \frac{(u_n^0)^2}{\sqrt{w w_0}}}$$

$$\nu_n = \frac{i_n^0}{\frac{(u_n)^2}{\sqrt{w w_0}} + \frac{(u_n^0)^2}{w_0}}$$

Podstawiając zaproponowane wcześniej wagi, ze wzoru (17) otrzymuje się przebiegi sygnałów konduktancji okresowych czwórnik kompensacyjnego:

$$x_n^1 = \frac{u_n i_n}{(u_n)^2 + (k u_n^0)^2}$$

$$x_n^2 = -k^2 \frac{u_n^0 i_n}{(u_n)^2 + (k u_n^0)^2}$$

$$x_n^3 = \frac{u_n i_n^0}{(u_n)^2 + (k u_n^0)^2}$$

$$x_n^4 = -k^2 \frac{u_n^0 i_n^0}{(u_n)^2 + (k u_n^0)^2}$$

gdzie:

$$k = \frac{\|u\|}{\|u^0\|}$$

4. ZAKOŃCZENIE

Jak dotąd, nie ma ustalonych skutecznych i uniwersalnych metod syntezy obwodów kompensacyjnych w warunkach silnych zakłóceń. Ta praca jest jedną z tych, które próbują wypełnić tę lukę. Dużą skuteczność wykazują

liniowe, bezinercyjne czwórnikowe obwody kompensacyjne z okresowo zmiennymi parametrami. Ich syntezę przeprowadza się za pomocą specjalnych procedur analityczno-numerycznych [5]. W tym artykule ulepszono algorytm syntezy stosując sztuczne sieci neuronowe.

W rozdziale 2 sformułowano nowy algorytm syntezy czwórnika złożonego z czterech źródeł sterowanych. Algorytm sztucznej sieci neuronowej dobiera optymalny rozkład tych źródeł. Czwórnik ten można również zrealizować używając rezystancji kluczowanych i źródeł sterowanych.

W rozdziale 3 podano algorytm uproszczony. Szczególnie ważny jest wynik syntezy czwórnika o minimalnym wskaźniku wewnętrznej mocy chwilowej. Wskaźnik ten obliczany jest jako przybliżona wartość sumy kwadratów mocy chwilowych poszczególnych elementów składowych czwórnika. Algorytmy te mogą służyć do syntezy całej rodziny czwórników „minimalno-energetycznych”.

Metody sztucznych sieci neuronowych dostarczą nowych algorytmów syntezy obwodów kompensacyjnych zwłaszcza przy dużej liczbie warunków ograniczających. Dotyczy to układów wielowrotowych.

LITERATURA

1. Siwczyński M.: *Metody syntezy optymalnych obwodów kompensacyjnych*. III EPN, Zielona Góra 1997, 225-238.

2. Siwczyński M.: *Synteza kanonicznych układów kompensacyjnych o strukturze wielowrotnika*. XIX-SPETO, Gliwice, 1996, 359-363.
3. Siwczyński M., Kłosiński R.: *Current and voltage wave-form optimisation and synthesis of correction network for non-linear circuits*. Int. Journ. Theoretical Electrotechnics, Thessaloniki, Greece, 1996, 184-191.
4. Siwczyński M., Kłosiński R.: *Current and voltage wave-form optimisation with non-linear deformations for real voltage sources*. COMPEL 1997, 16, 2, 71-83, MCB University Press.
5. Siwczyński M., Kłosiński R.: *Połączony dwukryterialny algorytm syntezy obwodów kompensacyjnych*. III EPN, Zielona Góra, 1997, 239-246.
6. Siwczyński M., Kłosiński R.: *Synthesis of linear inertialess periodically time varying circuits for optimal compensation of non-linear distortions*. ISTET'97, Palermo, Italy, 560-563.
7. Siwczyński M., Swat K., Wróbel R.: *Synteza wielowrotnikowych obwodów kompensacyjnych w układach liniowych z okresowo zmiennymi parametrami*. JUEE, 1998, 4, 1.
8. Siwczyński M., Swat K., Wróbel R.: *Synthesis of the four-terminal compensatory networks in linear systems with periodically variable parameters*. EPQU'97, Cracow, 117-123.



Dr hab. inż. Maciej Siwczyński

Urodził się w 1946 roku. Studia ukończył w 1969 na Wydziale Elektrycznym Politechniki Śląskiej w Gliwicach. Doktoryzował się w 1974, a habilitował w 1983 w Politechnice Śląskiej. Od 1991 jest profesorem nadzwyczajnym w Politechnice Krakowskiej. Zajmuje się analizą funkcjonalną i energetyczną teorią obwodów, a także zagadnieniami probabilistycznymi w dynamice. Jest autorem czterech monografii oraz około stu publikacji naukowych w tych dziedzinach.