

AKADEMIA TECHNICZNO-ROLNICZA
IM. JANA I JĘDRZEJA ŚNIADECKICH
W BYDGOSZCZY

ZESZYTY NAUKOWE NR 171

ELEKTROTECHNIKA 10

G2
1436

B91

BYDGOSZCZ - 1990

AKADEMIA TECHNICZNO-ROLNICZA
IM. JANA I JĘDRZEJA ŚNIADECKICH
W BYDGOSZCZY

ZESZYTY NAUKOWE NR 171

ELEKTROTECHNIKA 10

Ca
1436

BYDGOSZCZ - 1990

PRZEWODNICZĄCY KOMITETU REDAKCYJNEGO
prof. dr hab. Ojcumiła Stefaniak

REDAKTOR NAUKOWY
dr inż. Janusz Hebenstreit

OPRACOWANIE REDAKCYJNE I TECHNICZNE
mgr Anna Zawadzka, Zbigniew Gackowski

Wydano za zgodą Rektora
Akademii Techniczno-Rolniczej
w Bydgoszczy

ISSN 0209-0570

**WYDAWNICTWO UCZELNIANE AKADEMII TECHNICZNO-ROLNICZEJ
W BYDGOSZCZY**

Wyd. I. Nakład 150 egz. Ark. wyd. 2,75. Ark. druk. 3,25. Papier kl. V 70 × 100 70 g.
Oddano do druku 18.10.1990 r. Druk ukończono w grudniu 1990 r.

MEN

Uczelniany Zakład Małej Poligrafii ATR, Bydgoszcz, ul. Olszewskiego 20
Zamówienie nr 213/90.

Nv inw. P 391/91

91 D 23/49.

Spis treści

	str.
1. S.P. Denisiuk, V.J. Żujkov, V.J. Sucik, R. Strzelecki - Syn- teza parametryczna i strukturalna przekształtników	5
2. D.S. Viertielieckij, R. Strzelecki - Optymalne kształty na- pięć wyjściowych przekształtników dla obciążeń typu R-L	21
3. A.V. Novosielcev, V.G. Zagurskij, W. Jabłoński, N. Strze- lecka - Zastosowanie statystycznego, samouczącego się al- gorytmu w zagadnieniach optymalizacji parametrycznej prze- kształtników	31
4. V.E. Tonkal, V.V. Grebienikov, A.A. Afonin, R.V. Gamaleja, J. Karpowicz - Mikroprocesorowe sterowanie liniowym silni- kiem krokowym	43



S. P. Denisiuk
V. Ja. Żujkov
V. Je. Sucik
R. Strzelecki

SYNTEZA PARAMETRYCZNA I STRUKTURALNA PRZEKSZTAŁNIKÓW

W pracy rozpatrywana jest problematyka dotycząca zautomatyzowanego projektowania - syntezy przekształtników półprzewodnikowych. Omawiane są: synteza parametryczna i synteza strukturalna - pełna. Rozwiązywanie zagadnień syntezy parametrycznej rozpatrywane jest dla przypadków ogólnych, w oparciu o metody projekcyjne. W szczególnym przypadku, dotyczącym układów o stałych parametrach i strukturze, proponuje się przeprowadzanie takiej syntezy na podstawie procesów przejściowych. Przedstawiony algorytm syntezy strukturalnej - pełnej realizowany jest na podstawie danego, pożądanego grafu zmiany stanu oraz na podstawie zadanej liczby źródeł i elementów pasywnych R, L, C.

1. WSTĘP

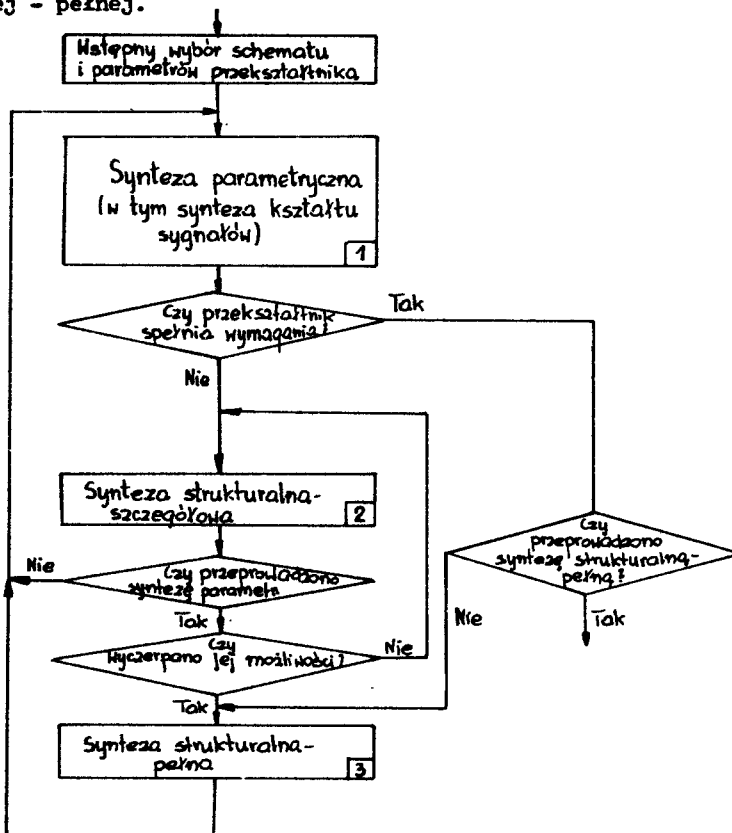
W procesie projektowania przekształtników półprzewodnikowych (PP) schemat części siłowej jest często wstępnie znany. W tych przypadkach celem syntezy może być wyłącznie określenie parametrów funkcji sterujących (zadających kształt sygnałów) oraz określenie parametrów elementów układu. Jednakże zdarzają się sytuacje, w których zarówno synteza parametryczna kształtów sygnałów, jak i synteza parametryczna elementów PP nie prowadzą w racjonalny sposób do spełnienia wymagań technicznych stawianych przed PP. Warunkuje ona konieczność zmian struktury przekształtnika (synteza strukturalna). Syntezę strukturalną można z kolei podzielić na szczególną i pełną.

Istota syntezy strukturalnej - szczególnej zawiera się w korekcji struktury wyjściowej PP i jest realizowana przez dołączenie określonych elementów w zadane z góry miejsca w układzie [1]. Możliwości takiej syntezy, przeprowadzanej w sposób formalny przy pomocy komputerów, są jednak w znacznym stopniu ograniczone. Wynika to z faktu, że rezultat wprowadzenia w układ danego elementu zależy zarówno od miejsca jego dołączenia, jak i modelu samego elementu i najczęściej nie może być wcześniej przewidziany.

W przypadkach, jeśli zostały wyczerpane możliwości syntezy strukturalnej - szczególnej, a rezultat projektowania PP nie odpowiada całokształtowi wymagań technicznych, jest celowym przeprowadzenie tzw. syntezy

strukturalnej - pełnej. W procesie takiej syntezy są znajdowane wszystkie możliwe układy PP, w których przekształcenie energii elektrycznej jest analogiczne jak dla przypadków stosowania wstępnego wariantu PP (tj. tzw. układu przybliżenia pierwszego) oraz układów PP otrzymanych w rezultacie syntezy strukturalnej - szczególnej. Poszukiwanie układów PP w trakcie syntezy strukturalnej - pełnej należy przeprowadzać na podstawie cech wspólnych z układem przybliżenia pierwszego. Tak np. może to być prawidłowość przekształcania energii elektromagnetycznej, a także charakter procesów elektromagnetycznych. W związku z powyższym, należy opracować odpowiednią klasyfikację PP oraz stworzyć biblioteki modeli PP w każdej wydzielanej klasie. Jeśli w procesie syntezy strukturalnej - pełnej możliwości biblioteki zostaną wyczerpane, to należy przejść do opracowywania nowych układów [11].

Na rysunku 1 przedstawiono proponowany schemat blokowy procesu zautomatyzowanego projektowania przekształtników z wykorzystaniem syntezy strukturalnej - pełnej.



Rys.1. Schemat blokowy procesu zautomatyzowanego projektowania przekształtników

W kolejnych rozdziałach są omawiane: synteza parametryczna i strukturalna - pełna oraz wybrane metody ich realizacji.

2. SYNTEZA PARAMETRYCZNA

W przypadku szczególnym synteza parametryczna jest synteza kształtu sygnałów. W większości prac dotyczących tej problematyki właściwości filtrujące obciążenia (lub też filtru wyjściowego i obciążenia) są przy tym nieuwzględnione lub też są uwzględniane wyłącznie przez skończoną liczbę składowych odpowiedniego szeregu Fouriera. Prowadzi to do błędu przy minimalizacji pełnych strat energetycznych w obciążeniu, uwarunkowanych wszystkimi składowymi niepożądanymi (np. wyższymi harmonicznymi).

Chcąc uniknąć tego błędu, należy przede wszystkim stosować energetyczne wskaźniki jakości kształtowania. Do tych wskaźników zalicza się np. błąd kwadratowy [7]. Oprócz tego należy wyznaczyć ustalony okresowy przebieg wyjściowy f^u (w funkcji optymalizowanych parametrów kształtowanego sygnału Y), co w rezultacie komplikuje procedurę optymalizacyjną [4, 6]. Obliczanie przebiegu ustalonego może być jednak pominięte dla przekształtników należących do klasy układów o stałej strukturze i parametrach [4, 11]. W danym przypadku należy korzystać z następującego twierdzenia:

Optymalny błąd kwadratowy δ_{f}^p przebiegu przejściowego f^p (na wyjściu filtru liniowego - obciążenia) warunkuje optymalność w sensie $\min \delta_{f}^u$ przebiegu ustalonego - okresowego f^u , tj. $\min \delta_{f}^p \Rightarrow \delta_{f}^u = \min$, lub inaczej

$$\min \int_0^{\infty} [f_s^p(t) - f^p(t)]^2 dt \Rightarrow \int_{t_1}^{t_1+T_0} [f_s^u(t) - f^u(t)]^2 - f^u(t)^2 dt =$$

gdzie: = \min \tag{1}

f_s^p, f^p, f_s^u, f^u - przebiegi, których przykładowe kształty pokazano na rysunku 2.

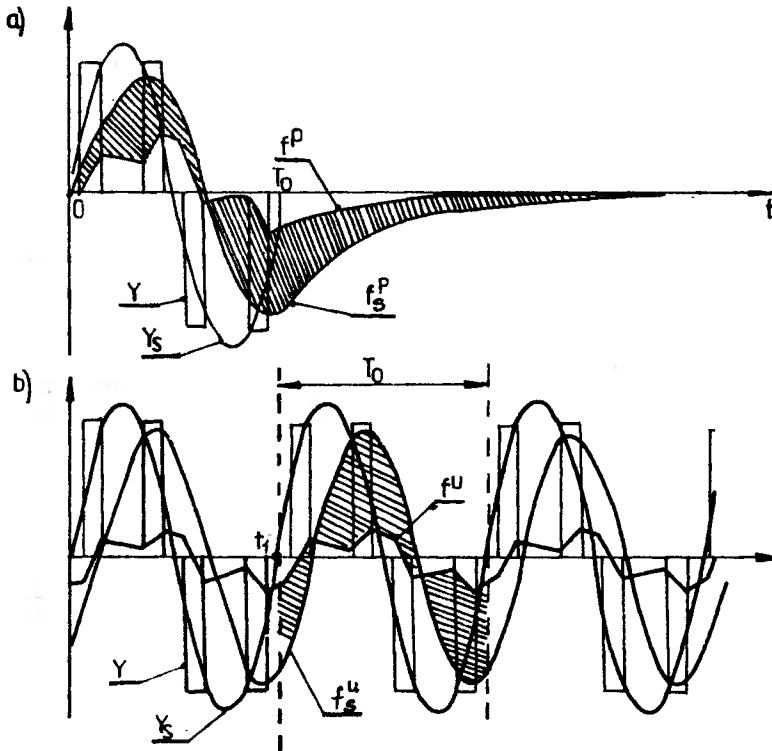
Dowód danego twierdzenia, dla R-L obciążenia, przedstawiono w pracy [8]. Dowód taki w przypadku ogólnym (tj. dla dowolnego liniowego filtru - obciążenia), może być przeprowadzony analogicznie.

Dla ilustracji zastosowania powyższego twierdzenia rozpatrzmy optymalizację wielopoziomowego napięcia wyjściowego falownika napięcia. Początkowo pożądaný przebieg wyjściowy $f_s^u(t)$ aproksymujemy funkcją schodkową $f^x(t)$ [8] tak, aby dokładność przybliżenia odpowiadała wymaganej jakości przebiegu odfiltrowanego. Następnie określamy transformatę Laplace'a

$$F(s) = \sum_{m=0}^M b_m (e^{-s t_m} - e^{-s t_{m+1}}) = \int_0^{T_0} f^x(t) e^{-s t} dt$$

gdzie:

- T_0 - okres,
- b_m - wartości schodków przebiegu $f^x(t)$ w przedziałach (t_m, t_{m+1}) ,
- $t_0 = 0$,
- $T_0 = T_{M+1}$.



Rys.2. Odfiltrowane przebiegi wyjściowe przekształtnika:
 a) przejściowy f^p , b) okresowy, ustalony f^u .
 Y, Y_s - nieodfiltrowane przebiegi wyjściowe przekształtnika, rzeczywisty i pożądany,
 f_s^p, f_s^u - odfiltrowane przebiegi wyjściowe, przejściowy i okresowy

Uwzględniając, że filtr wyjściowy oraz falownik są połączone szeregowo, możemy zapisać

$$F(s) = W(s) \cdot Y(s) \approx F^*(s) \quad (2)$$

gdzie:

- $Y(s)$ - transformata nieodfiltrowanego przebiegu wyjściowego falownika,
- $W(s)$ - transmitancja filtru.

Dla falowników przebieg $Y(s)$ jest również sumą funkcji wykładniczych zespolonych

$$Y(s) = \sum_{n=0}^N Y_n^* \left(e^{-st_n^1} - e^{-st_{n+1}^1} \right) \quad (3)$$

gdzie:

- Y_n^* - wartość schodków przebiegu $Y(t)$ w przedziałach (t_n^1, t_{n+1}^1) ,
- $t_0^1 = 0$,
- $t_{N+1}^1 = T_0$

Tym samym filtr powinien mieć transmitancję

$$W^*(s) \approx \frac{\sum_{m=0}^M b_m^u (e^{-st_m} - e^{-st_{m+1}})}{\sum_{n=0}^N Y_n^* (e^{-st_n^1} - e^{-st_{n+1}^1})} = L_s^*(s)$$

Na uwagę zasługuje przy tym problem rozdziału funkcji kształtowania pomiędzy falownikiem a filtrem, sprowadzający się do określenia zakładanej liczby N , określającej ilość przydziałów przebiegu schodkowego przebiegu $Y(t)$. Problem ten (wybór układu przybliżenia pierwszego) rozwiązuje się na podstawie rachunku wariacyjnego, z uwzględnieniem wymagań technicznych co do struktury falownika.

Transmitancja $W(s)$ jest charakterystyczna dla filtrów cyfrowych. Przejście do filtru analogowego przeprowadza się najczęściej poprzez podstawienie $s = j\omega$. Następnie transmitancję $W^*(j\omega)$ aproksymuje się według Czebyszewa, Butterwortha, Zolotariowa itp., co umożliwiłoby praktyczną realizację filtru $W(j\omega) \approx W^*(j\omega)$. W rezultacie zostają wyznaczone wstępnie: algorytm modulacji impulsowej wielopoziomowej (jednoznacznie określany poprzez wyrażenie (3)) oraz filtr o wymaganej transmitancji $W(j\omega)$ lub $W(s)$. Następnie optymalizujemy parametry algorytmu modulacji wielopoziomowej. Korzystamy przy tym bezpośrednio z twierdzenia opisanego wzorem (1). Dlatego też minimalizujemy błąd $\delta_{\{r\}}^p$. Uwzględniając wyrażenia (1), (2) i (3), błąd ten możemy zapisać w postaci

$$\delta_{\{r\}}^p{}^2 = \int_0^{\infty} \left\{ r_s^p(t) - \sum_{n=0}^N Y_n^* \left[h(t-t_n^1) - h(t-t_{n+1}^1) \right] \right\}^2 dt$$

gdzie:

$h(t)$ - odpowiedź filtru na skok jednostkowy; $h(t) = k(\tau) d\tau$,
 $k(t)$ - odpowiedź impulsowa filtru;

$$k(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} W(j\omega) e^{j\omega t} dt$$

$h(t-t_n^1)$ - funkcja $h(t)$ opóźniona o czas t_n^1 ,

$$r_s^p(t) = \int_0^t Y_s(\tau) \cdot k(t-\tau) d\tau$$

$Y_s(t)$ - pożądany, nieodfiltrowany przebieg wyjściowy falownika ($Y_s(\tau) = 0$ dla $\tau > T_0$) taki, że w stanie ustalonym na wyjściu filtru jest przebieg $r_s^u(t)$.

Następnie wyznaczamy pochodne $\partial(\delta_{\{r\}}^p{}^2)/\partial Y_i^*$ i $\partial(\delta_{\{r\}}^p{}^2)/\partial(t_i^1)$. Tym samym warunki konieczne wyboru optymalnych wartości Y_i^* i t_i^1 , $i = 0, \dots, N$ otrzymujemy w postaci

$$Y_1^N = \frac{\int_0^{\infty} \left\{ r_s^D(v) - \sum_{n=1, n \neq i}^N Y_n^N \left[h(t-t_n^1) - h(t-t_{n+1}^1) \right] \right\} \left[h(t-t_1^1) - h(t-t_{i+1}^1) \right] dt}{\int_0^{\infty} \left[h(t-t_1^1) - h(t-t_{i+1}^1) \right]^2 dt} \quad (4a)$$

$$\left. \begin{aligned} \int_0^{\infty} r_s^D(t) k(t-t_1^1) dt - \sum_{n=0}^{N+1} \left[(Y_n^N - Y_{n-1}^N) \int_0^{\infty} h(t-t_{n+1}^1) k(t-t_1^1) dt \right] \\ \text{lub} \\ Y_1^N - Y_{i-1}^N = 0 \end{aligned} \right\} \quad (4b)$$

gdzie:

$$\begin{aligned} Y_{N+1}^N &= 0, \\ Y_{-1}^N &= 0. \end{aligned}$$

Należy przy tym zaznaczyć, że warunki optymalności przebiegów schodkowych bez uwzględnienia filtracji są szczególnym przypadkiem warunków (4) i mogą być otrzymane w wyniku podstawienia $h(t-t_n^1) = 1(t-t_n^1)$ i $k(t-t_1^1) = \delta_D(t-t_1^1)$, gdzie $1(t)$ - funkcja jednostkowa, $\delta_D(t)$ - funkcja Diraca. Optymalizację parametrów Y_n^N i t_n^1 , w związku z nieliniowością wyrażenia (4b), należy przeprowadzać numerycznie. Jednakże w wielu przypadkach momenty t_n^1 zmian schodków Y_n^N są z góry zadane przez układ sterujący. W tych przypadkach rozwiązanie wymaga wyłącznie układu N równań liniowych o postaci (4a). Zamiast rozwiązywania tego układu można korzystać z właściwości funkcji ortogonalnych. W tym celu należy utworzyć zbiór funkcji typu $\{h(t-t_1^1) - h(t-t_{i+1}^1)\}_{i=0}^N$. Następnie zbiór ten poddaje się procedurze ortogonalizacji [5]. W rezultacie poziomy schodkowej funkcji komutacyjnej Y_1^N oblicza się na podstawie współczynników szeregu ortogonalnego przybliżającego funkcję $r_s^D(t)$.

Optymalizacja kształtów sygnałów wyjściowych prowadzi zazwyczaj do zwiększenia ich jakości. Jeżeli jakość ta jest wyższa od wymaganej, to jest możliwa zmiana i optymalizacja parametrów elementów PP. Zmieniający się przy tym sygnał wyjściowy nie może mieć jednak jakości gorszej od wymaganej, co uwzględnia się poprzez warunki ograniczające parametry optymalizowane [6]. Z kolei, dla nowych „optymalnych” parametrów jest celowym przeprowadzać ponowną optymalizację kształtu sygnałów. Proces taki odzwierciedla oddziaływanie bilateralne pomiędzy syntezą parametryczną sygnałów i parametrów elementów i może być powtarzany do momentu, w którym zmiany parametrów są pomijalne, a jakość odfiltrowanego przebiegu jest równa wymaganej. Oddziaływanie to w przypadku przekształtników odnoszących się do układów o strukturze stałej (stałych i zmiennych parametrach elementów) może być uwzględnione bezpośrednio w wyniku zastosowania tzw. zasady wejścia pakietowego.

Poniżej rozpatrzemy odmianę tej zasady omówioną w pracy [2] i odnoszącą się do wszystkich klas układów PP.

W odmianie zasady wejścia pakietowego informację ogólną o PP przedstawiamy w postaci zbiorów: $\{Y\}$ - parametrów elementów układu (R, L, C); $\{E_{WE}^M\}$ - parametrów sygnałów wejściowych (źródeł); $\{E_{WY}^M\}$ - parametrów sygnałów wyjściowych; $\{t^M\}$ - momentów czasu i okresów przełączania zaworów w PP. W związku z tym zagadnienie syntezy parametrycznej jest formułowane następująco: dla podzbiorów $\{Y'\}$, $\{E_{WE}^{M'}\}$, $\{t^{M'}\}$, zbiorów $\{Y\}$, $\{E_{WE}^M\}$, $\{t^M\}$ i zbioru $\{E_{WY}^M\}$ należy wyznaczyć takie podzbiory

$$\{\bar{Y}\} = \frac{\{Y\}}{\{Y'\}}, \quad \{\bar{E}_{WE}^M\} = \frac{\{E_{WE}^M\}}{\{E_{WE}^{M'}\}}, \quad \{\bar{t}^M\} = \frac{\{t^M\}}{\{t^{M'}\}}$$

które w rezultacie przekształcenia F^M określanego przez strukturę PP pozwalają otrzymać wymaganą wartość elementów zbioru $\{E_{WY}^M\}$, tj.

$$F^M (\{\bar{Y}\}, \{\bar{t}^M\}, \{\bar{E}_{WE}^M\}) \rightarrow \{E_{WY}^M\}$$

Dla określenia wartości elementów podzbiorów $\{\bar{Y}\}$, $\{\bar{t}^M\}$, $\{\bar{E}_{WE}^M\}$, których ogólna liczba jest równa $N_\Sigma = N_{\bar{Y}} + N_{\bar{E}_{WE}^M} + N_{\bar{t}^M}$, gdzie: $N_{\bar{Y}}$, $N_{\bar{E}_{WE}^M}$, $N_{\bar{t}^M}$ to liczba elementów poszczególnych podzbiorów - należy ułożyć układ równań niezależnych rzędu N_Σ . W celu ułożenia takiego układu konstruujemy na podstawie przekształcenia F^M wyrażenie symboliczne F typu

$$F (\langle \bar{Y} \rangle, \langle \bar{t}^M \rangle, \langle \bar{E}_{WE}^M \rangle) = F_{WY} (\langle E_{WY}^M \rangle) \quad (5)$$

gdzie:

symbol $\langle A \rangle$ - element zbioru $\{A\}$,
 F_{WY} - sygnał wyjściowy.

Wyrażenie (5) łączy elementy zbiorów $\{\bar{Y}\}$, $\{\bar{t}^M\}$, $\{\bar{E}_{WE}^M\}$ i $\{E_{WY}^M\}$, a sam układ równań niezależnych jest układany na podstawie rozwinięcia F i F_{WY} we wstępnie określonym, bazowym zbiorze ortogonalnym $\{f_1, f_2, \dots, f_\varphi, \dots\}$. Oznaczając przez F^{φ} i F_{WY}^{φ} φ -ty element rozwinięcia F i F_{WY} w danym zbiorze ortogonalnym wyrażenie (5) sprowadzamy do postaci

$$F^{\varphi} = F_{WY}^{\varphi}, \quad \varphi = 0, \overline{N_\Sigma - 1} \quad (6a)$$

$$F^{\varphi} = F_{WY}^{\varphi}, \quad \varphi = N_\Sigma, \dots \quad (6b)$$

W ten sposób otrzymujemy układ równań niezależnych (6a), na podstawie którego wyznaczamy pożądane elementy podzbiorów $\{\bar{Y}\}$, $\{\bar{t}^M\}$ i $\{\bar{E}_{WE}^M\}$, co odpowiada sformułowanemu powyżej zagadnieniu syntezy parametrycznej na podstawie odmiany zasady wejścia pakietowego [3].

W niektórych przypadkach rozwiązanie układu równań (6a) nie pozwala określić jednoznacznie wszystkich poszukiwanych parametrów. Ma to miejsce np. wtedy, kiedy w procesie obliczeń są wydzielane tzw. zbiorcze wartości parametrów, np. L/R, RC, $1/\sqrt{LC}$ itp. W tym przypadku zakładając, że układ równań (6a) zawiera n_1 kombinacji nieznanych parametrów, których liczba wynosi n_2 , należy rozpatrywać wyłącznie $N'_\Sigma = N_\Sigma + n_1 - n_2$ równań. Nie

wpływa to jednak na wybór bazy ortogonalnej, która z zasady może być dowolna. Jednakże tradycyjnie korzysta się na ogół z ortogonalnej bazy funkcji Fouriera. Jej zaletą jest głównie fakt, że wymagany przeważnie w zagadnieniach projektowych sinusoidalny sygnał F_{wy} nie wymaga rozwinięcia. Wykorzystując bazę funkcji Fouriera można również uwzględnić dostatecznie prosto wymagania dodatkowe, tradycyjnie dotyczące składu spektralnego i wartości całkowych - funkcjonalnych wskaźników jakości sygnału wyjściowego (np. współczynnika zawartości harmonicznych K_h , błędu kwadratowego δ współczynnika zniekształcenia K_s itp.). W celu ilustracji wpływu wymagań dodatkowych na układ równań (6a) poniżej przedstawiono ich postacie (wykorzystuje się bazę Fouriera) dla przypadków:

- 1) sygnał wyjściowy jest zadawany przez składową stałą U_d i graniczne wartości względnej zawartości wyższych harmonicznych $K_n = U_n/U_d$, gdzie U_n - wartość skuteczna n-tej harmonicznej

$$\left\{ \begin{array}{l} F^{f_0} = U_d \\ (F^{f_{2n-1}})^2 + (F^{f_{2n}})^2 = K_n^2 \cdot U_d^2 \end{array} \right. \quad (7)$$

- 2) sygnał wyjściowy jest zadawany przez składową stałą oraz - współczynnik zniekształceń $K_s = \sqrt{U_1^2 + U_2^2 + \dots} / U_d$

$$\left\{ \begin{array}{l} F^{f_0} = U_d; \quad K^2 \cdot U^2 = \sum_{n=1}^{[N_s/2]} U_n^2 \\ (F^{f_{2n-1}})^2 + (F^{f_{2n}})^2 = U_n^2 \end{array} \right. \quad (8a)$$

- błąd kwadratowy $\delta^2 = U_1^2 + U_2^2 + \dots$

$$\left\{ \begin{array}{l} F^{f_0} = U_d; \quad \delta^2 = \sum_{n=1}^{[N_s/2]} U_n^2 \\ (F^{f_{2n-1}})^2 + (F^{f_{2n}})^2 = U_n^2 \end{array} \right. \quad (8b)$$

- 3) sygnał wyjściowy nie zawierający składowej stałej jest zadawany przez pierwszą harmoniczną oraz

- współczynnik harmonicznych $K_h = \sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots} / U_1$

$$\left\{ \begin{array}{l} (F^{f_{2n-1}})^2 + (F^{f_{2n}})^2 = U_n^2 \\ K_h^2 \cdot U_1^2 = \sum_{n=2}^{[(N_h+1)/2]} U_n^2 \end{array} \right. \quad (9a)$$

- błąd kwadratowy $\delta^2 = U_2^2 + U_3^2 + \dots$

$$\left. \begin{aligned} & (F^{f2n-1})^2 + (F^{f2n})^2 = U_n^2 \\ & \delta^2 = \sum_{n=2}^{[(N_E+1)/2]} U_n^2 \end{aligned} \right\} \quad (9b)$$

gdzie:

- w równaniach (8a) i (8b) $n=1, \lceil N_E/2 \rceil$;
- w równaniach (9a) i (9b) $n=1, \lceil (N_E+1)/2 \rceil$;
- [...] - oznacza część całkowitą.

Rozpatrując równania (7), (8) i (9) należy zaznaczyć, że dwa ostatnie mogą być rozwiązywane wyłącznie metodami optymalizacyjnymi (co jest związane z niejednorodnością rozwiązań).

Przy uwzględnieniu wymagań dodatkowych w postaci całkowo-funkcjonalnych wskaźników jakości, istotny wpływ ma nieskończoność rozwinięcia F i F_{wy} w określonym zbiorze ortogonalnym. Wada ta jest charakterystyczną dla wszystkich metod syntezy parametrycznej opierających się na zasadzie wejścia pakietowego. Dlatego też, dla PP należących do klasy układów o stałej strukturze i parametrach (uwzględniając powiązanie pomiędzy współczynnikiem zawartości harmonicznych lub współczynnikiem zniekształceń i błędem kwadratowym [7, 8]), należy wykorzystywać możliwości syntezy, wynikające z przedstawionego na początku niniejszego rozdziału twierdzenia (1).

3. SYNTEZA STRUKTURALNA - PEŁNA

Synteza strukturalna - pełna PP może być realizowana między innymi na podstawie tzw. grafu zmiany stanu (GZS) [4]. Graf ten, stosowany początkowo w celu analizy procesów elektromagnetycznych w PP, pozwala ująć w sposób formalny zarówno zagadnienie klasyfikacji PP, jak i syntezy strukturalnej [9, 11].

W procesie klasyfikacji PP (przeprowadzanej na podstawie GZS), do wspólnej klasy są zaliczane przekształtniki o zbieżnych charakterach zachodzących w nich procesów elektromagnetycznych [9]. W związku z powyższym w procesie syntezy strukturalnej (przeprowadzanej na podstawie GZS) są wydzielane również układy PP o zadanym wstępnie charakterze procesów elektromagnetycznych [3].

W procesie syntezy strukturalnej, pobieżnie rozpatrzonej w pracy [2], uwzględniane są następujące określenia i właściwości:

- a) liczba elementów pojemnościowych indukcyjnych i rezystancyjnych oraz źródeł sygnałów wejściowych syntezowanego PP wynosi odpowiednio n_C, n_L, n_R oraz n_E , przy czym wszystkie możliwe gałęzie danego PP zapisujemy w postaci zbioru

$$\{Y_G\} = \{y_1, \dots, y_{n_R}, y_{n_R+1}, \dots, y_{n_R+n_x}, y_{n_R+n_x+1}, \dots, y_{n_R+n_x+n_E}\}$$

gdzie:

$n_x = n_L + n_C$; y_1, \dots, y_n - elementy rezystancyjne (obciążenia),
 $y_{n_R+1}, \dots, y_{n_R+n_x}$ - elementy reaktancyjne,
 $y_{n_R+n_x+1}, \dots, y_{n_R+n_x+n_E}$ - źródła sygnałów wejściowych,

b) okres T , dla układu PP o zmiennej strukturze, składa się z „ m ” przedziałów, w których struktura PP jest stała. Początek i -tego przedziału jest opóźniony w stosunku do początku okresu o wartość względną $\bar{Y}_{i-1} = (t_{i-1} - n \cdot T)/T$, gdzie: n - numer okresu, $\bar{Y}_0 = 0$, $\bar{Y}_m = 1$ - początek i koniec okresu,

c) węzły GZS (opisujące procesy elektromagnetyczne w układzie PP, zgodnego z określeniem a i b), odpowiadają wartościom zmiennych stanu $X_y(n)$, $X_y(n+\bar{\delta}_1)$, ..., $X_y(n+\bar{Y}_{m-1})$; ($\bar{\delta} = \overline{1, n_x}$), przy czym zmienne te odpowiadają z kolei prądom w indukcyjnościach: $i_{L_j}(n)$, $i_{L_j}(n+\bar{\delta}_1)$, ..., $i_{L_j}(n+\bar{Y}_{m-1})$; ($j = \overline{1, n_L}$) i napięciom na pojemnościach: $U_{C_k}(n)$, $U_{C_k}(n+\bar{\delta}_1)$, ..., $U_{C_k}(n+\bar{Y}_{m-1})$; ($k = \overline{1, n_C}$) oraz wartościom parametrów źródeł sygnału wejściowego f_1 ; ($l = \overline{1, n_E}$) branych w momenty czasu $\bar{\delta}_0, \bar{\delta}_1, \dots, \bar{\delta}_{m-1}$. Tym samym zbiór węzłów GZS ma postać

$$\{X_A\} = \{i_{L_j}(n+\bar{Y}_{i-1}), U_{C_k}(n+\bar{\delta}_{i-1}), f_1\}$$

gdzie:

$$i = \overline{1, m}; \quad j = \overline{1, n_L}; \quad k = \overline{1, n_C}; \quad l = \overline{1, n_E}.$$

Gałęzie GZS pokazują związek pomiędzy zmiennymi stanu w różnych przedziałach pojedynczego okresu o długości T ,

d) przedziałowy GZS [4] opisuje procesy w układzie, zachodzące w przedziale pierwszego przedziału czasowego, w którym struktura PP nie ulega zmianie. Zawiera on wyłącznie gałęzie wychodzące z węzłów odpowiadających czasowi \bar{Y}_{i-1} oraz węzły incydentne.

W związku z powyższym istota proponowanego algorytmu syntezy strukturalnej - pełnej jest następująca.

Przedziałowe GZS, opisujące podział zbioru elementów PP na klasy ekwiwalentne, charakteryzują równocześnie podział układu PP (uwarunkowanego stosowanymi modelami zaworów - idealnymi kluczami) na szereg wstępnie nieznanymi podukładów. Znaczącym jest przy tym fakt zamykania się w podukładzie wszystkich prądów elementów pasywnych. W procesie syntezy podział taki jest przeprowadzany poprzez wprowadzenie w układ o stałej strukturze (w każdym przedziale $(\bar{Y}_{i-1}, \bar{Y}_i)$, $i = \overline{1, m}$) gałęzi zwartych i rozwartych. Następnie wszystkie podukłady są łączone we wspólnych węzłach, przy czym zamiast połączonych równolegle gałęzi zwartych i rozwartych zostają wprowadzone idealne klucze [9, 10].

Istotnym elementem syntezy strukturalnej jest procedura wprowadzania tzw. gałęzi fikcyjnych. W tym celu każdemu v -mu węzłowi układu o stałej strukturze zostaje przyporządkowany zbiór numerów gałęzi O_v , incydentnych do danego węzła. Tym samym podział zbioru elementów $\{Y_G\}$ na klasy ekwiwalentne $Y_{G,k}^i$ (dla każdego i -go przedziału na podstawie GZS) prowadzi rów-

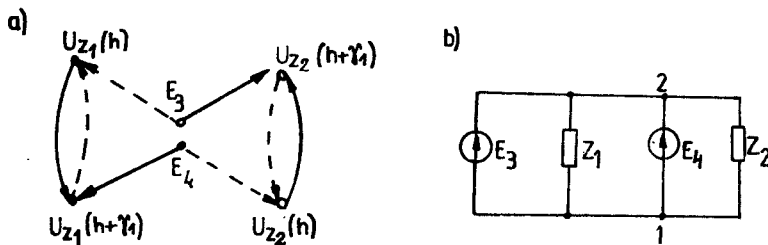
niez do podziału zbiorów Q_V na podzbiory $Q_{V,i}^k$, gdzie k - numer klasy ekwiwalentnej. Jeśli przy takim podziale $Q_{V,i_1}^k \neq Q_{V,i_2}^k$ (dla dwóch dowolnych i różnych przedziałów „ i_1 ” i „ i_2 ”), to wprowadzając klucze idealne postępujemy następująco.

Przed wszystkim podział zbioru Q_V dla pierwszego przedziału prowadzimy na podstawie zależności

$$Q_{V,1} = \bigcup_k Q_{V,1}^k$$

tj. gałęzie rozwarłe dla v -go węzła wprowadzamy tak, aby zbiory $Q_{V,1}^k$ odzielić jeden od drugiego. Gałęzie takie nazywamy fikcyjnymi, ponieważ w kolejnych przedziałach są one rozpatrywane zarówno jako rozwarłe jak i zwarte. Prowadzi to do tego, że w kolejnych przedziałach zmianie podlega istotnie układ o strukturze stałej, co należy uwzględnić w trakcie kolejnych przekształceń. Analogicznie są wprowadzane i rozpatrywane gałęzie fikcyjne w pozostałych przedziałach, przy czym liczba wprowadzonych gałęzi fikcyjnych w ostatnim przedziale odpowiada liczbie kluczy idealnych wprowadzanych do układu. Powyższą procedurę ilustruje następujący przykład.

Przyjmijmy, że informacją wstępną dla syntezy jest GZS i układ o strukturze stałej - odpowiednio rysunek 3a i rysunek 3b, przy czym $\{Y_G\} = \{Z_1, Z_2, Z_3, Z_4\}$, a zbiór połączeń Z_1, Z_2, Z_3 i Z_4 jest określony jako $\Omega = \{(1,2), (1,2), (1,2), (1,2)\}$.

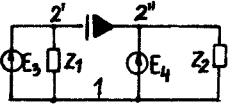
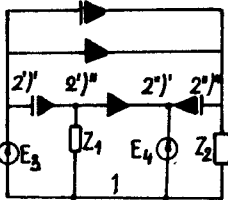
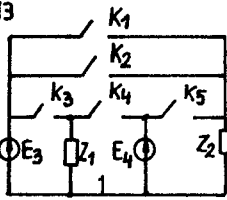
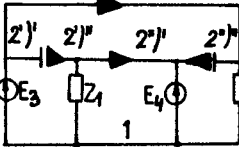
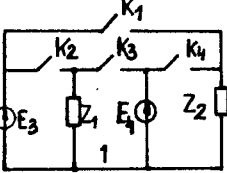


Rys. 3. Przekształtnik o dwóch przedziałach niezmienności struktury: a) graf zmiany stanu, b) schemat zastępczy

Dla przedstawionego GZS wyróżnia się dwa przedziały czasowe, w których struktura PP nie ulega zmianie. W przedziale pierwszym źródło E_3 jest podłączone do obciążenia Z_1 , a źródło E_4 do obciążenia Z_2 , zaś w przedziale drugim do obciążenia Z_1 jest podłączone źródło E_4 , a do obciążenia Z_2 źródło E_3 . Węzeł 1 układu o strukturze stałej (rys. 3b) przyjmujemy jako bazowy, tj. wspólny dla PP w obu przedziałach czasowych. W związku z powyższym, ze zbioru gałęzi $\Theta = \{1, 2, 3, 4\}$ są wydzielane podzbiory $\Theta_{2,1} = \{1,2\} \cup \{3,4\}$ oraz $\Theta_{2,2} = \{1,4\} \cup \{2,3\}$, przy czym $\Theta_{2,1}^1 \neq \Theta_{2,2}^1$ oraz $\Theta_{2,1}^2 \neq \Theta_{2,2}^2$. Następnie, w przedziale pierwszym węzeł 2 jest rozdzielany przez gałąź rozwartą ($2'$, $2''$) - przedstawia to układ nr 11 w poniższej tabeli. Gałąź ta, przyjęta jako fikcyjna, może być w przedziale drugim za-

równy gałęzią rozwartą (co prowadzi do układu nr 12 - tabela) jak i zwartą (układ nr 22 w tabeli). W rezultacie przeprowadzając zamianę gałęzi fikcyjnych kluczami idealnymi (w danym przypadku jest to bardzo proste) otrzymujemy ostatecznie układy PP nr 13 i nr 23 - patrz tabela. Układ nr 23 odpowiada bezpośrednio dwufazowemu przekształtnikowi częstotliwości.

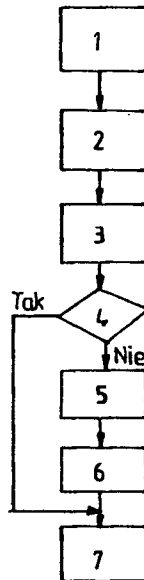
Tabela

Stan gałęzi fikcyjnej	Numer przedziału		Schemat ostateczny
	1	2	
Otwarta	11 	12 	13 
Zamknięta	—	22 	23 

Scharakteryzowanemu powyżej procesowi syntezy strukturalnej - pełnej [2] odpowiada algorytm, w którego schemacie blokowym, przedstawionym na rysunku 4, można wydzielić następujące etapy:

- etap pierwszy - określenie liczby przedziałów (\bar{v}_{1-1}, \bar{v}_1), $i = \overline{1, m}$ oraz liczby elementów tj. n_x , n_R i n_E dla układu przybliżenia pierwszego i dla układów otrzymanych w procesie syntezy strukturalnej - szczególnej;
- etap drugi - wyznaczenie GZS dla układu przybliżenia początkowego oraz dla układów otrzymanych w procesie syntezy strukturalnej - szczególnej;
- etap trzeci - poszukiwanie rozwiązań zagadnienia syntezy ze zbioru rozwiązań bibliotecznych;
- etap czwarty - decyzyjny, kończący syntezy strukturalną - pełną; w przypadku, jeśli w zbiorze bibliotecznym znaleziono układy PP odpowiadające założonemu GZS, następuje przejście na etap siódmy i dalsze projektowanie PP na podstawie algorytmu przedstawionego na rysunku 1;

- etap piąty - wyszczególnienie wszystkich układów o stałej strukturze, zawierających n_x elementów reaktancyjnych, n_R elementów rezystancyjnych i n_E źródeł;
- etap szósty - przeprowadzenie syntezy strukturalnej układów PP z kluczami idealnymi (na podstawie metodyki scharakteryzowanej powyżej i szczegółowo omówionej w pracy [9]).



Rys.4. Schemat blokowy algorytmu syntezy strukturalnej - pełnej

4. PODSUMOWANIE

1. Główną zaletą kompleksowego zautomatyzowanego projektowania - syntezy przekształtników, oprócz oczywistego przyspieszenia procesu projektowania, jest pominięcie subiektywnych czynników oddziałujących na konstruktora (np. zakresu opanowanych przez niego wiadomości). W procesie projektowania, przeprowadzonego na podstawie algorytmu przedstawionego na rysunku 1, można znaleźć wszystkie układy PP należące do wybranej klasy i spełniające stawiane wymagania.

2. Synteza parametryczna PP, należących do klasy układów o strukturze stałej i zmiennej, jest przeprowadzana na ogół (i w ogólnym przypadku) na podstawie metod projekcyjnych, najczęściej ortogonalnych. Dotyczy to również samej zasady wejścia pakietowego, jak i jej odmiany. Istotne ograniczenie metod projekcyjnych, jakim jest nieskończoność rozwinięć odpowiednich funkcji, przejawia się głównie przy uwzględnianiu wymagań dodatkowych co do wartości całkowo-funkcjonalnych wskaźników jakości odpowiednich sygnałów. Rozwiązanie zagadnienia syntezy parametrycznej z ograniczeniami co do wartości powyższych wskaźników jest możliwe tylko metodami optymalizacyjnymi.

3. Rozwiązanie zagadnienia syntezy parametrycznej dla układów PP o stałej strukturze i parametrach, z ograniczeniami w postaci funkcjonalnych - kwadratowych wskaźników jakości, jest celowym przeprowadzić na podstawie procesu przejściowego, co wynika z przedstawionego w pracy twierdzenia. W danym przypadku proces syntezy można poprowadzić tak, aby pominąć wpływ nieskończonych rozwinięć odpowiednich funkcji.

4. Przedstawiona pobieżnie metoda syntezy strukturalnej - pełnej realizowana na podstawie grafu zmiany stanu, pozwala wydzielić wszystkie układy PP odpowiadające zadanemu grafowi oraz zadanej liczbie źródeł i elementów pasywnych. Realizacja odpowiedniego algorytmu w sposób formalny, przy użyciu komputerów, jest w miarę prosta, co rozszerza możliwości zautomatyzowanego (lub też całkowicie automatycznego) projektowania PP.

LITERATURA

- [1] Bieriozko L.A., Szumkov Ju.M.: Mnogovariantnyj analiz pri ciastnom strukturnom sintiezie liniejnych schiem REA. Techniceskaja Elektrotehnika nr 30, 1981
- [2] Denisiuk S.P.: Parametrieskij sintiez schiem videntilnych prieobrazovateliej s pieriemiennoj strukturoj. W książce: Stabilizirovannyje istocniki pitania dla potrebitieliej s pieriemiennoj nagruzkoj. Naukova Dumka, Kiev 1984
- [3] Denisiuk S.P., Sucik V.Je.: Primienienie polnovo strukturnovo sintieza pri automatizirovannom projektirovanii videntilnych prieobrazovateliej. Techniceskaja Elektrodinamika nr 3, 1984
- [4] Denisiuk S.P., Sucik V.Je., Strzelecki R.: Osobliwosci wyboru metod i algorytmow analizej, syntezy i optymalizacji przekształtników statycznych. Zeszyty Naukowe ATR nr 146, Elektrotechnika 7, Bydgoszcz 1988
- [5] Franks L.E.: Teoria sygnałów. WNT, Warszawa 1975
- [6] Novosielcev A.V., Zagurskij V.G., Jabłoński W., Strzelecka N.: Zastosowanie statystycznego, samouczącego się algorytmu w zagadnieniach optymalizacji parametrycznej przekształtników. Zeszyty Naukowe ATR nr 171, Elektrotechnika 10 (w danym zeszycie)
- [7] Strzelecki R.: Metod ocenki kaciestva vychodnovo napriazhenija prieobrazovateliej castoty. W książce: Problemy prieobrazovateliej tiehniki nr 2, IED AN USSR, Kiev 1979
- [8] Strzelecki R.: Uprieżdajuscije upravlenije videntilnymi prieobrazovateliami s primuditelnoj komutaczej. Rozprawa habilitacyjna, IED AN USSR, Kiev 1990
- [9] Żujkov V.Je., Sucik V.Je., Denisiuk S.P.: Strukturnyj sintiez elektronnych schiem s idealnymi klucami po grafu izmienenija sostajaniij. Izv. Vuzov SSSR „Radioelektronika" nr 3, 1981

- [10] Žujkov V.Ja., Sucik V.Je., Denisiuk S.P.: Strukturnyj sintez schem priobrazovateliej s minimalnym cisłom klucovyh elementov. Tiehničeskaja Elektrodinamika nr 2, 1984
- [11] Žujkov V.Ja., Sucik V.Je., Matcuk V.I.: Klasyfikacija i vybor priobrazovatelnyh ustrojstv po osnovnym priznakam. W ksiązce: Problemy priobrazovatelnoj tiehniky nr 2, IED AN USSR, Kiev 1979

PARAMETRIC AND STRUCTURAL CONVERTERS SYNTHESIS

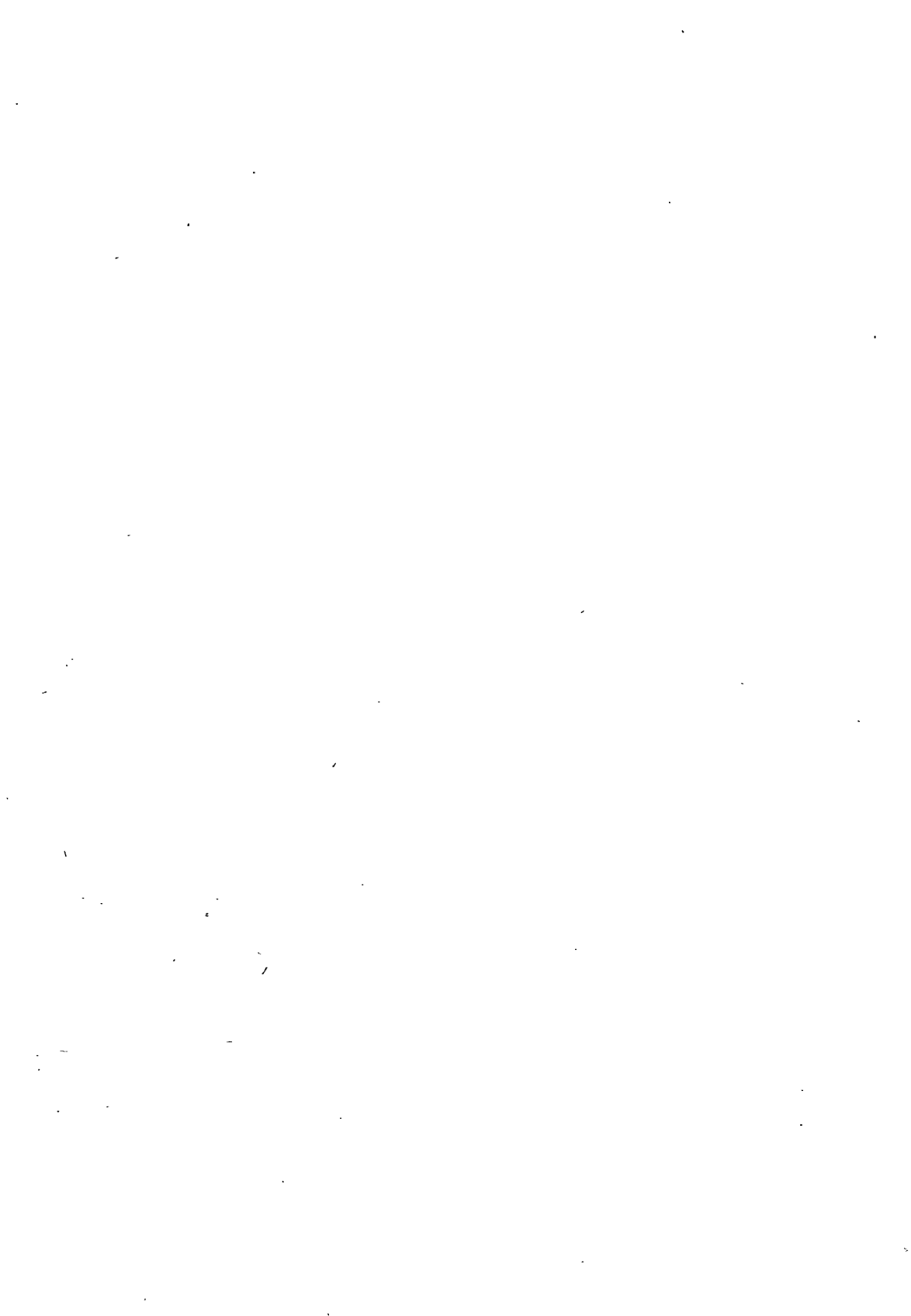
Summary

The paper presents the methods for the parameters and structural converters synthesis. Special attention is paid to the methods based on the analytical - numerical methods, based on the state alternation graph, as described. The method used simplify the structure of converters and arbitrary output signal quality.

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ И СТРУКТУРНЫЙ СИНТЕЗ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Резюме

В работе рассматривается проблематика автоматизированного проектирования-синтеза вентиляных преобразователей. Обсуждаются этапы параметрического и полного структурного синтеза. Решение вопроса параметрического синтеза, для общего случая, рассматривается на основе проекционных методов. В частном случае, когда преобразователь принадлежит классу схем с постоянными структурами и параметрами, параметрический синтез предлагается вести на основе переходных процессов. Представленный алгоритм полного структурного синтеза реализуется на основе графа изменения состояния, с учётом требуемого количества источников и элементов R, L, C.



D. S. Viertielieckij
R. Strzelecki

OPTIMALNE KSZTAŁTY NAPIĘĆ WYJŚCIOWYCH PRZEKSZTAŁTNIKÓW DLA OBCIĄŻEŃ TYPU R - L

W pracy przedstawiono i rozpatrzono zagadnienia optymalizacji parametrów napięcia wyjściowego, kształtowanego na podstawie algorytmu MSI. Ocena optymalizowanego kształtu napięcia przeprowadzana jest na podstawie współczynnika zawartości harmonicznych prądu R-L obciążenia. Pokazano, że dla obciążień R-L i $\cos \varphi_L \leq 0,5$ algorytmy MSI, otrzymywane w wyniku minimalizacji w/w współczynnika oraz eliminacji maksymalnej liczby kolejnych harmonicznych są zbieżne. Przytoczone dane liczbowe wskazują również na zwiększenie się efektywności energetycznej, w przypadku minimalizacji współczynnika zawartości harmonicznych i $\cos \varphi_L \geq 0,5$, średnio na około 15%.

1. WPROWADZENIE

Wśród całego szeregu znanych metod kształtowania napięcia wyjściowego przekształtników [1, 5, 6, 7], wykorzystywanych w celu zwiększenia jego jakości, można wydzielić trzy podstawowe. W tych przypadkach quasi-sinusoidalne napięcie wyjściowe jest otrzymywane odpowiednio poprzez:

- 1) włączenie reaktancyjnych elementów bezpośrednio w układ przekształtnika,
- 2) stosowanie różnego rodzaju filtrów wyjściowych,
- 3) kształtowanie napięcia z szeregu impulsów prostokątnych o określonych parametrach.

Metoda trzecia ze względu na wartość wskaźników energetycznych, jak również z uwagi na możliwości funkcjonalne, należy do najbardziej efektywnych. W metodzie tej najszersze zastosowanie znalazły sposoby kształtowania wieloschodkowej krzywej napięcia, modulacja szerokości impulsów (MSI) i modulacja amplitudy impulsów (MAI). Należy przy tym zaznaczyć, że przekształtniki z MSI i MAI napięcia wyjściowego są przeznaczane do pracy z częstotliwościami wyjściowymi zarówno zmienianymi dyskretnie, jak również zmienianymi płynnie.

2. WYBÓR WSKAŹNIKA JAKOŚCI NAPIĘCIA WYJŚCIOWEGO

Jakość napięcia wyjściowego przekształtnika może być oceniana przy pomocy różnorodnych kryteriów. Między innymi jest szeroko rozpowszechniona

ocena poprzez analizę (porównanie) rozkładu składowych odpowiedniego widma harmonicznego. Jednakże, jeśli rząd i wielkość składowych harmonicznego odbiegają znacznie od siebie, to ocena taka staje się niemożliwa. W powyższych przypadkach należy korzystać z określonych wskaźników.

W pracach [1, 2, 4] proponuje się ocenę jakości napięcia wyjściowego poprzez współczynnik harmonicznego napięcia K_h [1, 2] lub też błąd średniokwadratowy [4]. Obydwie oceny uwzględniające i odzwierciedlające wspólne oddziaływanie składowych widma harmonicznego nie są jednakże adekwatne dla obciążeń o właściwościach filtrujących.

Dla obciążenia R-L kształt przepływającego przez nie prądu zależy od wartości

$$\cos \varphi_L = \frac{R}{\sqrt{(\omega_1 L)^2 + R^2}}$$

gdzie:

- ω_1 - pulsacja pierwszej harmonicznego,
- R - oporność,
- L - indukcyjność,

oraz widma harmonicznego napięcia wyjściowego. W danym przypadku jest celowe przyjęcie jako wskaźnika jakości współczynnika harmonicznego prądu:

$$K_{h1} = \sqrt{\left[\sum_{k=2}^{\infty} U^2(k) / Z^2(k) \right] / \left[U^2(1) / Z^2(1) \right]} \quad (1)$$

gdzie:

- Z(k) - impedancja obciążenia dla k-ej składowej widma harmonicznego.

Współczynnik ten odzwierciedla tak wspólne oddziaływanie składowych widma, jak również właściwości filtrujące R-L obciążenia i może być obliczony poprzez równanie (1) oraz zależność

$$Z(k) = R \sqrt{1 + (k\omega_1)^2 L^2 / R^2} = R \sqrt{1 + k^2 \operatorname{tg}^2 \varphi_L} \quad (2)$$

na podstawie wyrażenia

$$K_{h1} = \sqrt{\left[\sum_{k=2}^{\infty} U^2(k) / (1 + k^2 \operatorname{tg}^2 \varphi_L) \right] / \left[U^2(1) / (1 + \operatorname{tg}^2 \varphi_L) \right]} \quad (3)$$

Jakość napięcia wyjściowego przekształtnika (dla obciążeń filtrujących) może być oceniana również poprzez wartości współczynnika wydzielania mocy aktywnej w obciążeniu [3] (sprawności przekształtnika). Jego wartość η_{B1} , obliczana na podstawie wyrażenia

$$\eta_{B1} = \frac{P_1}{P_\Sigma} = \frac{U^2(1) / (1 + tg^2 \varphi_L)}{\sum_{k=1}^{\infty} U^2(k) / (1 + k^2 tg^2 \varphi_L)} \quad (4)$$

gdzie:

P_1 - moc aktywna pierwszej harmonicznej,

P_Σ - sumaryczna moc aktywna na wyjściu przekształtnika,

jest związana bezpośrednio z K_{h1} zależnością $\eta_{B1} = 1 / (K_{h1}^2 + 1)$. Przedstawione wskaźniki K_{h1} i η_{B1} uwzględniają wielkości amplitud oraz rozmieszczenie składowych harmonicznych w widmie napięcia wyjściowego. Na ich wartości istotny wpływ ma także charakter obciążenia. Dlatego też porównanie różnorodnych kształtów napięć na podstawie K_{h1} lub η_{B1} należy przeprowadzać przy jednakowym $\cos \varphi_L$.

Jakość napięcia wyjściowego przekształtnika bywa także oceniana poprzez rząd (numer) harmonicznej niezerowej, najbliższej do pierwszej harmonicznej [5] (tzw. kryterium braku harmonicznych K_{BH}). Rząd ten (a tym samym i wartość K_{BH}) określa liczba N , taka że

$$K_{BH} = N \quad \forall_{k=2, N} U(k) = 0$$

gdzie:

\forall - symbol „dla każdego”,

$U(k)$ - amplituda k -tej harmonicznej napięcia wyjściowego przekształtnika

$$U(t) = \sum_{k=1}^{\infty} U(k) \cos(k\omega t + \psi_k) \quad (5)$$

gdzie:

ψ_k - faza k -tej harmonicznej.

Inaczej, liczba $N(K_{BH})$ oznacza numer składowej harmonicznej widma, do której (włącznie) amplitudy wszystkich wyższych składowych harmonicznych (oprócz pierwszej) są równe zero. Tym samym optymalizacja napięcia, zgodnie z kryterium K_{BH} , sprowadza się do wyboru jego parametrów, tak ażeby N osiągało maksymalnie możliwą wartość.

Wskaźnik K_{BH} nie uwzględnia strat energii, co ma miejsce w przypadkach stosowania wskaźników K_{h1} lub η_{B1} . Dlatego też, w celu minimalizacji strat energii w obciążeniu, jest racjonalnym operować K_{h1} lub też η_{B1} (dąży się do min. K_{h1} lub max. η_{B1}). Wśród tych ekwiwalentnych wskaźników, których wady i zalety zostały rozpatrzone w [6], pierwszy z nich ma charakter bardziej poglądowy. W dalszej części, gdzie jest on wykorzystywany, rozpatruje się optymalizację napięcia wyjściowego z punktu widzenia efektywności pracy przekształtnika z obciążeniem R-L i konkretną wartością $\cos \varphi_L$. Stosowane w danym przypadku kryterium optymalizacji min. K_{h1} (lub max. η_{B1}) jest najwygodniejsze dla konkretnego odbiorcy. Jednocześnie na-

leży zaznaczyć, że dla $\varphi_L = 0$ współczynnik $K_{h1} = K_{hu}$. Potwierdza to szczególny charakter kryterium optymalizacyjnego min. K_{h1} , w porównaniu z kryterium min. K_{h1} , przy czym w przypadkach małych $\cos \varphi_L \ll 1$ kryterium min. K_{h1} odpowiada K_{BH} .

3. OPTIMALIZACJA NAPIĘCIA WYJŚCIOWEGO PRZEKSZTAŁTNIKA

Optymalizacja kształtu napięcia wyjściowego, uwzględniająca wpływ R-L obciążenia, zgodnie z przedstawionymi rozważaniami sprowadza się do minimalizacji współczynnika harmonicznych prądu K_{h1} (wyrażenie (3)). Min. K_{h1} jest osiągane poprzez odpowiedni wybór parametrów impulsów w krzywej napięcia wyjściowego przekształtnika. Tymi parametrami (w przekształtnikach kluczowanych o prostokątnym kształcie pojedynczych impulsów) mogą być:

- względne amplitudy a_m ,
- długości i wzajemne rozmieszczenia impulsów,
- tzw. kąty θ_m zaczepienia impulsów napięcia wyjściowego (w przypadku, jeśli jest zadana liczba impulsów składowych).

Parametry b) i c) można opisać również poprzez podanie kątów, odpowiadających początkom i końcom odpowiednich impulsów.

W dalszej części jest rozpatrywane wyłącznie napięcie wyjściowe okresowe. Składa się ono z impulsów prostokątnych, których środki pokrywają się ze środkami półfali pożądanego napięcia wyjściowego, a tym samym i między sobą [6]. Zaznaczmy, że impulsy te mogą być tak jednobiegunowymi jak również i dwubiegunowymi, a k-tą składową harmoniczną widma napięcia można przedstawić w postaci funkcji nieliniowej

$$U(k) = U(k, a_1, a_2, \dots, a_n, \theta_1, \theta_2, \dots, \theta_n)$$

W związku z powyższym, optymalizację kształtu napięcia w ogólnym przypadku osiąga się poprzez nawiązanie klasycznego zagadnienia programowania nieliniowego (dla różnych wartości $\cos \varphi_L$)

$$\min_{a_m, \theta_m, m=1, n} K(a_1, \dots, a_n, \theta_1, \dots, \theta_n, \cos \varphi_L) \quad (6)$$

z zadanymi ograniczeniami (w postaci nierówności)

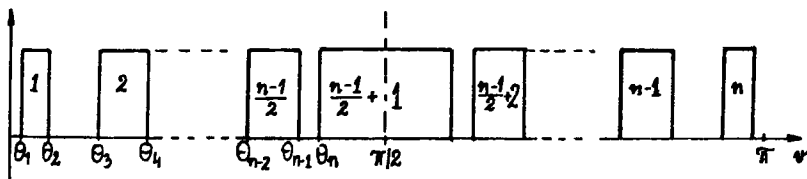
- $0 < a_m \leq 1$,
 - $0 < \theta_1 < \theta_2 < \dots < \theta_m < \dots < \theta_n < \frac{\pi}{2}$
- (7)

Wartość $\cos \varphi_L$, $0 < \cos \varphi_L \leq 1$ określa charakter obciążenia i wpływa istotnie na otrzymywane rozwiązanie zadania.

Rozpatrzmy szczegółowo optymalizację kątów zaczepienia θ_m w jednym z przypadków realizacji metody MSI. Amplitudy impulsów a_m przyjmujemy zadanymi. Zaznaczamy dla przypomnienia, że metody MSI [7] polegają na zmianach szerokości impulsów o jednakowej amplitudzie, przy czym początki i końce tych impulsów określone są w wyniku przyjętego algorytmu modulacji. W naszym przypadku optymalizujemy algorytm MSI jednobiegunowy i dwustronny

(optymalizacji podlegają kąty odpowiadające początkom i końcom impulsów), charakteryzujący się symetrią drugiego i czwartego rzędu ($f(\pi - \vartheta) = f(\vartheta)$; $f(\vartheta + \pi) = -f(\vartheta)$). Pozostałe rodzaje MSI można optymalizować analogicznie.

Kształt napięcia wyjściowego dla rozpatrywanego algorytmu MSI (w przedziale $(0, \pi)$) przedstawiono na rysunku 1.



Rys.1. Kształt optymalizowanego napięcia wyjściowego przekształtnika

Napięcie to składa się z n impulsów (n - nieparzyste) o początkach $\theta_1, \theta_3, \dots, \theta_n$ i końcach $\theta_2, \theta_4, \dots, \theta_{n-1}$ (w przedziale $(0, \frac{\pi}{2})$). Wartości kątów $\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_n$ określają również (w związku z symetrycznością przebiegu $f(\vartheta)$) rozkład impulsów w przedziałach $(\frac{\pi}{2}, \pi)$ oraz $(\pi, 2\pi)$. W tym przypadku k -ta składowa harmoniczna napięcia przedstawionego na rysunku 1 może być wyznaczana na podstawie zależności [6]

$$U(k) = \frac{4}{\pi k} \sum_{m=1,3,5}^n \left[\cos k \theta_m - \cos k \theta_{m+1} \right] \quad (8)$$

gdzie:

$\theta_{m+1} = \frac{\pi}{2} - \theta_m$ - kąty zaczepienia prostokątnych impulsów składowych napięcia wyjściowego przekształtnika.

Przy wyznaczaniu wartości optymalnych kątów θ_m , według przyjętego kryterium min. K_{h1} zgodnych z metodą MSI i przyjętą wartością $\cos \varphi_L$, ogólne zagadnienie optymalizacyjne (6) sprowadza się do postaci

$$\min_{\theta_1, \dots, \theta_n} K_{h1} \cdot (\theta_1, \dots, \theta_n) \quad (9)$$

Odpowiednia funkcja nieliniowa $K_{h1} \cdot (\theta_1, \dots, \theta_n)$ jest zadawana poprzez wyrażenie (3) z uwzględnieniem zależności (8). Ograniczeniami, wynikającymi w danym przypadku z rysunku 1, są nierówności (7b).

Zagadnienie (9) zostało rozwiązane przy pomocy różnorodnych metod numerycznych (między innymi metodą najszybszego spadku oraz metodą poszukiwań przypadkowych) dla szeregu wartości $\cos \varphi_L = 0,2; 0,5; 0,8; 0,9; 0,95; 1$. Otrzymane wartości $\theta_1, \dots, \theta_n$ oraz K_{h1} , dla $n=5$ i $n=7$, przedstawione odpowiednio w tabelach 1 i 2, są podobne do otrzymanych w pracach [1, 6], poprzez zastosowanie metody błędu ślizgającego. Potwierdza to ich globalny charakter. Równocześnie przy pomocy zastosowanej metody poszukiwań przypadkowych pokazano numerycznie unimodalność wskaźnika K_{h1} w rozpatrywanym zagadnieniu optymalizacyjnym.

Tabela 1

Parametry optymalnego algorytmu MSI dla $n=5$

$\cos \varphi_L$	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6	K_{H1}	K_{H1} dla MSI na podstawie [6]
1,0	19°59'40"	23°23'07"	24°02'00"	43°11'37"	42°59'37"	90°	0,28430	0,46770
0,95	19°49'09"	26°37'08"	34°00'08"	46°15'44"	46°30'58"	90°	0,63860	0,07951
0,9	19°36'56"	27°30'11"	34°53'03"	47°04'55"	50°59'31"	90°	0,04793	0,05753
0,8	19°35'12"	27°01'41"	35°22'21"	49°42'11"	52°38'40"	90°	0,03613	0,04201
0,5	19°49'32"	27°07'18"	35°32'17"	50°06'51"	53°19'18"	90°	0,02551	0,02919
0,2	19°09'30"	27°20'08"	36°09'36"	51°22'36"	53°55'01"	90°	0,02319	0,02582
optymalny algorytm MSI zgodny z K_{BH} [6]	18°10'	26°38'	36°52'	52°54'	56°41'	90°		

Tabela 2

Parametry optymalnego algorytmu MSI dla $n=7$

$\cos \varphi_L$	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6	θ_8	K_{H1}	K_{H1} dla MSI na podstawie [6]
1,0	17°59'29"	21°02'23"	21°41'37"	38°34'46"	38°31'33"	62°01'21"	90°	0,28970	0,47932
0,95	12°09'19"	16°01'44"	27°40'03"	38°42'18"	43°54'48"	58°23'35"	90°	0,06290	0,06487
0,9	14°19'44"	19°12'12"	29°03'40"	39°26'37"	44°35'09"	61°14'30"	90°	0,04425	0,04679
0,8	14°42'45"	19°39'52"	29°30'36"	39°54'28"	44°57'23"	61°24'05"	90°	0,03227	0,03408
0,5	14°57'	18°49'	29°59'	40°28'	44°36'	60°40'	90°	0,02312	0,02365
0,2	14°47'	19°49'	29°31'	40°41'	45°49'	60°45'	90°	0,02010	0,02092
optymalny algorytm MSI zgodny z K_{BH} [6]	15°06'59"	20°32'59"	30°29'59"	40°52'59"	46°22'59"	61°05'59"	90°		

Daną metodę, ze względu na jej wolną zbieżność (około 10 razy wolniejsza od metody błędu ślizgającego), celowym jest stosować wyłącznie w przypadkach wstępnych oszacowań wartości optymalnych Θ_m .

4. PODSUMOWANIE

Przedstawione w tabelach 1 i 2 wartości kątów Θ_m są praktycznie trudno realizowane w odpowiednich układach sterowania. Oprócz tego wartości Θ_m są obciążone określonym błędem proceduralnym. Tak np. w przypadku $\cos \varphi_L = 1$ min. K_{h1} odpowiada min. K_{hu} , a powyższe pociąga za sobą następującą zależność $23,22^\circ \approx \Theta_1 < \Theta_2 = \Theta_3 = \dots = \Theta_{n-1} < \Theta_n = 90^\circ$ (dla dowolnego „n”)[8]. Tym samym optymalny algorytm MSI (min. K_{h1}) dla $\cos \varphi_L = 1$ sprowadza się zawsze do kształtowania pojedynczego impulsu [8]. Rezultaty przedstawione w tabelach, dla $\cos \varphi_L = 1$ oraz $n=5$ i $n=7$, nie potwierdzają tego obiektywnego faktu. Jako przyczynę tego stanu należy przyjąć ograniczenie się w wyrażeniu (3) do określonej (skończonej) liczby składowych harmonicznych widma. Z drugiej strony, tj. z teoretycznego punktu widzenia, przedstawione optymalne kształty napięć wyjściowych oraz procedury ich znajdowania wskazują na możliwości graniczne algorytmów optymalnych MSI z zadaną liczbą impulsów w półokresie. Dla potwierdzenia tych granicznych możliwości służą wartości Θ_m oraz K_{h1} , otrzymane dla $n=5$ i $n=7$ w przypadku wykorzystania kryterium K_{BH} [6]. Wartości te zostały przedstawione: dla $n=5$ w tabeli 1, dla $n=7$ w tabeli 2. Zaznaczmy, że podejście stosowane przy optymalizacji algorytmu MSI może być również zastosowane w celu optymalizacji algorytmu MAI oraz połączeń tych algorytmów.

Z przedstawionego materiału można wyciągnąć następujące wnioski:

1. Optymalny algorytm MSI uzyskany poprzez minimalizację K_{h1} polepsza (w porównaniu z algorytmem uzyskanym na podstawie kryterium K_{BH}) charakterystyki energetyczne przekształtników na około 7-15% (w zakresie zmian $\cos \varphi_L = 0,5-0,9$) oraz 15-30% (w zakresie zmian $\cos \varphi_L = 0,9-0,98$). Dane powyższe dotyczą $n=5$. Dla $\cos \varphi_L < 0,5$ obydwa porównywane algorytmy dają praktycznie jednakowe rezultaty.
2. Ze zwiększeniem liczby impulsów „n” w półokresie napięcia wyjściowego zmniejszają się różnice w charakterystykach energetycznych, uzyskiwanych dla optymalnych algorytmów MSI na podstawie kryterium K_{h1} i kryterium K_{BH} (w zakresie zmian $\cos \varphi_L = 0,98-0,1$).
3. Dla algorytmu MSI, optymalnego względem wskaźnika K_{h1} , zwiększenie $\cos \varphi_L$ powoduje zmniejszenie pauz zerowych pomiędzy impulsami napięcia wyjściowego przekształtnika.

LITERATURA

- [1] Azarov A.M., Ivancura V.K., Soustin B.N.: Issledovanie garmonicieskovo sostva impulsnovo napriazhenia invertora. Izd. Vuzov Elektromechanika nr 7, 1971

- [2] Leszczyński Z.: Analiza harmoniczna tranzystorowego przekształtnika napięcia stałego na napięcie schodkowe, aproksymujące sinusoidalne. Archiwum Elektrotechniki, t. 16, z. 4, 1967
- [3] Ojaveer M.R.: Spiektry moznostiej pulsirujuscievo napriazhenia rozlicnoj formy. W książce: Analogovye elementy i elektromagnitnyje ustrojstva. Nauka 1968
- [4] Strzelecki R., Jabłoński W.: Metody syntezy układów przekształtników statycznych. Zeszyty Naukowe ATR nr 1 Elektrotechnika 4, Bydgoszcz 1984
- [5] Tonkal V.E., Grecko E.N., Viertielieckij D.S.: Avtonomnyje inventory napriazhenia z amplitudno impulsnoj modulaczej. Prieprint IED AN USRR nr 184, Kiev 1979
- [6] Tonkal V.E., Lipkowski K.A., Mielnicuk L.P.: Sposoby ukucszenia ka- ciestva vychodnovo napriazhenia avtonomnych inverterov. Prieprint IED AN USSR nr 49, Kiev 1972
- [7] Voikov I.V., Gubarievic V.N.: Metody MSI dla ustrojstv prieobrazovatelnoj techniki. W książce: Ustrojstva prieobrazovatelnoj techniki. Naukova Dumka, Kiev 1969
- [8] Żujkov V.Ja., Strzelecki R.: Aproksimacija vychodnovo napriazhenia staticieskich prieobrazovateliej stupienialnymi funkcjami. Rukopis depoinirovano v INFORMELEKTRO, nr 39, A/I-26.-M., 1980

THE OPTIMUM FORM OF OUTPUT VOLTAGE OF THE CONVERTER
FOR LOADS OF TYPE R-L

Summary

This work presents and considers the optimization problem of output voltage parameters formed on the base of MSI algorithm. The evaluation of the optimized voltage form has been carried out, based on the factor of the harmonics content of the loading current R-L. It is shown, that for loading R-L and the algorithm MSI obtained in the result of minimization of the above factor and elimination of a maximal number of the successive harmonics are concurrent. The presented numerical data are indicating also the increasing of the energetic efficiency on an average of 15% in case of minimization of the harmonic content factor.

ОПТИМАЛЬНЫЕ ФОРМЫ ВЫХОДНЫХ НАПРЯЖЕНИЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ
ДЛЯ R - L НАГРУЗОК

Резюме

В работе представлена и рассмотрена проблема оптимизации параметров выходного напряжения, формируемого посредством ШИМ. Оценка оптимизированного напряжения проводится на основе коэффициента искажения тока R-L нагрузки. Показано, что для R-L нагрузок, при $\cos\varphi_L \leq 0,5$, алгоритмы ШИМ, получаемые в результате сведения к минимуму выше указанного коэффициента и исключения максимального числа гармоник близких к основной, совпадают. Приведенные численные результаты указывают одновременно на более высокую энергетическую эффективность преобразователя при сведении к минимуму коэффициента искажения тока и при $\cos\varphi_L \geq 0,5$, в среднем на около 15%.

A. V. Novosielcev
V. G. Zagurskij
W. Jabłoński
N. Strzelecka

ZASTOSOWANIE STATYSTYCZNEGO, SAMOUCZĄCEGO SIĘ ALGORYTMU
W ZAGADNIENIACH OPTYMALIZACJI PARAMETRYCZNEJ PRZEKSZTAŁTNIKÓW

W pracy scharakteryzowano metody optymalizacji nieliniowej stosowane w zagadnieniach optymalizacji parametrycznej przekształtników. Przedstawiono krótki opis stosowanych metod i algorytmów oraz podstawowe wskaźniki efektywności wyszczególnionych metod statystycznych. Szczegółowo rozpatrzono zmodyfikowany, samouczący się algorytm poszukiwań przypadkowych. Algorytm ten zastosowano przy optymalizacji parametrów filtra wyjściowego falownika napięcia, przy czym pokazana została jego wyższość w zagadnieniach optymalizacji parametrycznej przekształtników.

1. WSTĘP

Nieodłącznym elementem procesu projektowania automatycznego przekształtników jest ich optymalizacja parametryczna. W rezultacie takiej optymalizacji są wyznaczone parametry elementów składowych przekształtnika (wartości odpowiednich kondensatorów i dławików, częstotliwość przełączenia zaworów przekształtnika, itp.), w największym stopniu zgodne z narzuconymi wymaganiami projektowymi. Wymagania projektowe są przy tym ujmowane w postaci tzw. funkcji celu $F(X)$, odzwierciedlającej zależność funkcjonalną wskaźnika optymalności od parametrów $X = (x_1, x_2, \dots, x_n)$. Tym samym w procesie optymalizacji parametrycznej przekształtników są wyznaczone wartości $X^k = (x_1^k, x_2^k, \dots, x_n^k)$. Wartości te odpowiadają ekstremum funkcji $F(X)$, przy czym dopuszczalne wartości wektora X są ograniczone obszarem D takim, że

$$D = \{X : g_j(X) \geq 0; x_i^- \leq x_i^+; x_i^- > 0; i = \overline{1, n}; j = \overline{1, m}\} \quad (1)$$

Należy przy tym zaznaczyć, że funkcje celu są na ogół sprowadzane do postaci pozwalającej łączyć ekstremum z minimum. W rezultacie zagadnienie optymalizacyjne pokrywa się z zagadnieniem minimalizacyjnym typu

$$F(X^k) = \min_{X \in D} F(X) \quad (2)$$

Wśród szeregu wymagań projektowych (funkcji celu), odnoszących się do przekształtników, najważniejsze dotyczą charakterystyk energetycznych. Charakterystyki te odzwierciedlają efektywność procesów energetycznych, które z kolei można scharakteryzować stosunkiem energii zgromadzonej w elementach reaktancyjnych do energii aktywnej wydzielanej w obciążeniu przekształtnika [8]. Charakterystyki energetyczne są również na tyle uniwersalne, że poprzez nie mogą być aproksymowane wskaźniki maso-gabarytowe i cenowe przekształtników.

Dla obliczania charakterystyk energetycznych przekształtników konieczne są wartości chwilowe prądów i napięć na elementach układów. Wartości te wyznaczane są głównie w rezultacie numerycznego rozwiązywania odpowiednich układów nieliniowych równań różniczkowych. Również funkcja celu jest najczęściej funkcją złożoną, nieanalityczną. Warunkuje to konieczność stosowania numerycznych metod optymalizacji parametrycznej przekształtników.

2. CHARAKTERYSTYKA ALGORYTMÓW OPTIMALIZACJI PARAMETRYCZNEJ PRZEKSZTAŁTNIKÓW

Konieczność uwzględnienia ograniczenia (1) znacznie utrudnia zastosowanie większości zdeterminowanych algorytmów (procedur) optymalizacyjnych, efektywnych przy braku warunków ograniczających. W związku z powyższym najszerszej są stosowane algorytmy statystyczne (poszukiwań losowych). Algorytmy te przez wprowadzenie elementu losowego aproksymują złożone procedury deterministyczne [7]. Zalety algorytmów statystycznych są szczególnie widoczne w przypadkach przeprowadzania optymalizacji globalnej [9], w trakcie której (w większości metod) poszukiwania lokalne są przeprowadzane z wybranych losowo punktów początkowych. W danym przypadku efektywność optymalizacji jest określana przez możliwość stosowanego algorytmu poszukiwań lokalnych.

Efektywność optymalizacji parametrycznej przekształtników może być oceniana przez analizę strat obliczeniowych. Straty te z kolei dzielą się na:

- a) straty na obliczanie wartości funkcji celu w punktach porównawczych,
- b) straty na wyznaczanie kolejnych punktów porównawczych.

W przypadku korzystania z algorytmów poszukiwań losowych, straty na wyznaczanie kolejnych punktów porównawczych X_l , $l = \overline{1, K}$, mogą być pominięte (co wynika z charakteru algorytmu). W związku z tym efektywność algorytmów statystycznych jest charakteryzowana wystarczająco dokładnie przez ogólną liczbę kroków K , koniecznych dla wyznaczenia z zadaną dokładnością minimum funkcji celu.

Podstawowym parametrem opisującym efektywność algorytmów statystycznych jest średnia szybkość poszukiwań minimalnej wartości funkcji celu [3], określana jako stosunek

$$\lambda = \frac{k}{K}, \quad (0 \leq \lambda \leq 1)$$

gdzie:

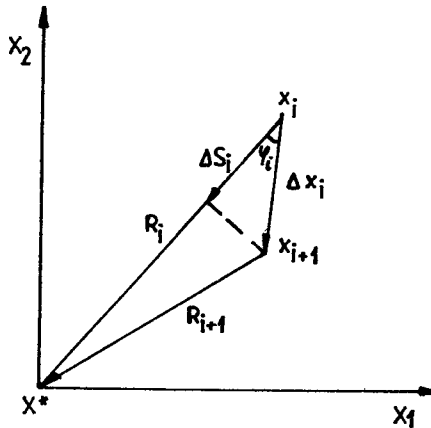
k - liczba udanych kroków algorytmu, prowadzących do zmniejszania się wartości funkcji celu.

Powyższy parametr nie oddaje jednak ukierunkowania ocenianego algorytmu, do czego jest wskazane stosowanie tzw. wektora średniego przesunięcia względnego optymalizowanych parametrów X w stronę minimum funkcji celu. Wektor ten jest określany na podstawie wzoru

$$S = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k \frac{\Delta S_i}{\Delta X_i} \quad (3)$$

gdzie:

ΔS_i - rzut przesunięcia optymalizowanych parametrów X na wektor R (rys.1).



Rys.1. Ilustracja procesu optymalizacji i wyznaczenia składowych wektora średniego przesunięcia parametrów optymalizowanych w stronę minimum funkcji celu

Z powyższego rysunku widać, że

$$\cos \varphi_i = \frac{\Delta S_i}{\Delta X_i}$$

W związku z tym parametr S można określić jako wektor skierowany w stronę minimum funkcji celu, którego moduł jest równy średniej wartości cosinusa kąta odchylenia prób losowych. Z powyższego określenia wynika w szczególności, że dla jednakowych wartości średniej szybkości poszukiwań λ i wartości przesunięcia $a_i = |\Delta X_i|$ optymalizowanych parametrów X bardziej efektywnym jest algorytm z większą wartością parametru kryterialnego S .

Tak np. przy $S = 1$ i $\lambda = 1$ przesunięcia wektora X w stronę minimum $F(X)$ zachodzą bez strat po najkrótszej drodze. Dlatego też, w przypadku ogólnym, problem zwiększenia efektywności poszukiwań sprowadza się do zwiększenia

szenia wartości

$$s_e = \lambda \cdot S \quad (4)$$

W większości zdeterminowanych i statystycznych samouczących się algorytmach optymalizacji uprzywilejowany kierunek poszukiwań jest określany na podstawie aproksymacji wektora S . Tak np. w algorytmie gradientu poszukiwania są przeprowadzane w kierunku antygradientu, a losowe samouczące się poszukiwania mają maksymalną gęstość „rozkładu prób losowych w kierunku wektora pamięci” [7]. Zbieżność podobnych algorytmów określa się stopniem zgodności wydzielanego kierunku poszukiwań z wektorem S . Ponieważ wektor S jest przy tym nieznan, w celu zabezpieczenia zbieżności stosuje się procedury iteracyjne. Celem tych procedur jest udokładnienie (w procesie optymalizacji) uprzywilejowanego kierunku poszukiwań. Należy przy tym zaznaczyć, że w przypadku kwadratowych i liniowych funkcji celu maksymalną zbieżność gwarantują odpowiednio: metody gradientu i Newtona. W przypadku zaś niejednorodnych funkcji celu o strukturze złożonej, bardziej efektywne są algorytmy rzędu zerowego, w których kierunek poszukiwań jest określany w rezultacie analizy poprzednich kroków optymalizacyjnych i które nie są powiązane ze „stratami” wynikającymi z obliczania pochodnych pierwszego i drugiego rzędu.

Efektywność danej klasy metod optymalizacyjnych jest uwarunkowana stopniem wykorzystania gromadzonego w kolejnych krokach doświadczenia i możliwością szybkiej adaptacji algorytmu do zmieniających się warunków poszukiwań optymalnego wektora X . Uwzględnienie przy tym wszystkich możliwych sytuacji utrudniających optymalizację (istnienie „obszarów niedopuszczalnych” wewnątrz obszaru poszukiwań, przegięcia i przerwy funkcji celu, obecność „zakłóceń”, itp.) prowadzi do konieczności wprowadzania dodatkowych procedur, najczęściej heurystycznych.

Jednym z podejść uniwersalnych, pozwalających względnie prosto i efektywnie aproksymować złożone, zdeterminowane procedury, było wprowadzenie elementu losowego. Posłużyło to jako bodziec do opracowania całego szeregu statystycznych algorytmów optymalizacji [7].

3. STATYSTYCZNY, SAMOUCZĄCY SIĘ ALGORYTM OPTIMALIZACYJNY

W zagadnieniach optymalizacji parametrycznej przekształtników energii elektrycznej najszerze zastosowanie znalazły algorytmy poszukiwań przypadkowych, wykorzystujące zasadę samouczenia się. Spośród tych algorytmów należy wymienić: poszukiwania globalne ze sferą ukierunkowującą (stożkiem), powtarzające się poszukiwania losowe; poszukiwania losowe z zapamiętaniem i uczeniem się [4, 7].

Samouczenie (sprowadzające się w danych algorytmach do adaptacji gęstości rozkładu wektorów przesunięć parametrów optymalizowanych X) jest realizowane przez uwzględnienie tzw. wektora „pamięci” $w_i = (w_{i1}, w_{i2}, \dots, w_{in})$ w wyrażeniu

$$\Delta X_1 = a_1 \cdot \frac{\alpha_1 \cdot W_1 + \beta_1 \cdot \Psi_1}{\alpha_1 \cdot W_1 + \beta_1 \cdot \Psi_1} \quad (5)$$

gdzie:

$a_1 = |\Delta X_1|$ - krok algorytmu (wartość przesunięcia parametrów optymalizowanych),

$\Psi_1 = (\xi_{11}, \xi_{21}, \dots, \xi_{n1})$ - pseudolosowy wektor jednostkowy o zerowej wartości średniej.

Należy przy tym zauważyć, że wartości α_1 i β_1 zależą od wybranego algorytmu. I tak:

- w algorytmie poszukiwań globalnych ze sferą ukierunkowującą $\alpha_1 = 1$ a β_1 ($0 < \beta_1 \leq 1$) jest wybierane przez użytkownika,
- w algorytmie powtarzających się poszukiwań losowych $\beta_1 = 1 - \alpha_1$, a α_1 zmienia się w procesie poszukiwań ($0 < \alpha_1 < 1$),
- w algorytmie poszukiwań losowych z zapominaniem i uczeniem się $\alpha_1 = \beta_1 = 1$.

Występujący w wyrażeniu (5) wektor „pamięci” wnosi w poszukiwania losowe element deterministyczny, którego wpływ jest uwarunkowany wartościami α_1 i β_1 . Tak np. dla $\alpha_1 = 0$ i $\beta_1 \neq 0$ poszukiwania są czysto losowe, a dla $\alpha_1 \neq 0$ i $\beta_1 = 0$ poszukiwania są czysto zdeterminowane. Zmianą wartości α_1 i β_1 oddziałuje się aktywnie na proces optymalizacyjny, w związku z czym można uwzględnić i sterować sprzecznymi tendencjami występującymi w trakcie korzystania z algorytmów danej klasy.

W algorytmach poszukiwań, w których nie jest wykorzystywana zasada samouczenia się, uwzględnia się tzw. zasadę „kary losowością”. Zasada ta opiera się na wprowadzeniu kroków losowych po krokach nieefektywnych (nieudanych). Zasada „kary losowością” znajduje również zastosowanie w algorytmach samouczących się. W tym przypadku spowolnienie procesu poszukiwań prowadzi do zwiększenia wpływu losowości na proces kształtowania wektora przesunięć parametrów optymalizowanych (5). W tym celu należy zwiększyć i zmniejszyć odpowiednie współczynniki α_1 i β_1 . Zakres wartości zmian tych współczynników jest równy zakresowi zmian wartości kryterium efektywności algorytmów poszukiwań przypadkowych s_e (4). W związku z powyższym α_1 i β_1 można aproksymować funkcję potęgową parametru s_e , w oparciu o zależność

$$\alpha_1 = \left[s_e \right]_i^\delta, \quad \delta > 0, \quad \beta_1 = 1 - \alpha_1$$

gdzie:

$\left[s_e \right]_i$ - ocena liczbowa wartości s_e w i-tym kroku poszukiwań.

Efektywność poszukiwań przypadkowych, zgodnie z wyrażeniem (5), określana jest przez stopień zgodności wektora „pamięci” W_1 (wskazującego średni kierunek poszukiwań) z kierunkiem w stronę minimum funkcji celu. Dla wyznaczania W_1 wykorzystuje się procedury iteracyjne. Procedury te uwzględniają rezultaty poprzednich kroków poszukiwań i mogą być przedstawione w postaci określonych zależności sekwencyjnych. Tak np.:

- dla algorytmu powtarzających się poszukiwań losowych

$$W_{i+1} = \gamma \cdot W_i + (1 - \gamma) \cdot \Delta X_i \cdot Q_i \quad (6)$$

- dla algorytmu poszukiwań losowych z zapominaniem i uczeniem się

$$W_{i+1} = \gamma \cdot W_i - Q_i \cdot \Delta X_i \cdot \Delta F_i \quad (7)$$

gdzie:

γ - stały współczynnik wagowy ($0 < \gamma \leq 1$),

$Q_i = (q_{1i}, q_{2i}, \dots, q_{ni})$ - wektor mnożników wagowych,

$\Delta F_i = F(X_i) - F(X_{i-1})$ - zmiana wartości funkcji celu w i-tym kroku,

Staly współczynnik wagowy γ określa tę część poprzedniego wektora „pamięci”, która jest następnie uwzględniana przy wyznaczaniu nowego wektora W_{i+1} . Z kolei wartość $(1 - \gamma)$ określa stopień korekcji wektora W_i . Wartość γ nie powinna być jednak stała, ponieważ w tym przypadku nie jest możliwe uwzględnienie dynamiki procesu samouczenia się. Tak np., jeśli wektor W_i kieruje się w stronę minimum funkcji celu, współczynnik wagowy γ powinien się zwiększać. Z kolei o stopniu ukierunkowania wektora W_i można sądzić na podstawie zmian ocen liczbowych kryterium efektywności algorytmów poszukiwań przypadkowych S (patrz wyrażenie (3)). Stabilizacja procesu poszukiwań, w rezultacie prawidłowej orientacji wektora W_i i zmniejszenia się dyspersji odchyień wektora ΔX_i od wydzielonego kierunku poszukiwań (determinowanie poszukiwań przypadkowych), prowadzi do zwiększenia wartości kryterium S. Dlatego też jest celowa aproksymacja współczynnika funkcją potęgową o postaci

$$\gamma_i = [S]_i^\eta$$

gdzie:

$$\eta > 0$$

Rozpatrzmy algorytm samouczenia się, opisywany w ogólnej postaci przez zależność rekurencyjną typu

$$W_{i+1} = \gamma_i \cdot W_i + (1 - \gamma_i) \cdot \Delta W_i$$

gdzie:

ΔW_i - korekcja wektora „pamięci”.

W algorytmie z zapominaniem i uczeniem się korekcja wektora „pamięci” zachodzi zgodnie z szybkością zmian wartości funkcji celu, w kierunku przesunięcia się parametrów optymalizowanych i może być przeprowadzana na podstawie wzoru

$$\Delta W_i = -Q_i \cdot \frac{\Delta F_i}{|\Delta X_i|} \cdot \frac{\Delta X_i}{|\Delta X_i|} = -Q_i \cdot \frac{\Delta F_i \cdot \Delta X_i}{a_i^2}$$

Powyższy wzór wymaga jednak zadania wektora mnożników wagowych. Dlatego też, w celu korekcji, proponuje się wykorzystanie następującej zależności

$$W_i = - \frac{\frac{\Delta F_i \cdot \Delta X_i}{a_i^2}}{\left| \frac{\Delta F_{i-1}}{\Delta X_{i-1}} \right|} = \frac{\Delta F_i \cdot \Delta X_i \cdot a_{i-1}}{\left| \Delta F_{i-1} \right| \cdot a_i^2}$$

Zależność ta uwzględnia pełniej dotychczasowy przebieg procesu poszukiwań i nie wymaga stosowania mnożników wagowych. W rezultacie realizacja zmodyfikowanego samocząącego się algorytmu zachodzi na podstawie wyrażenia

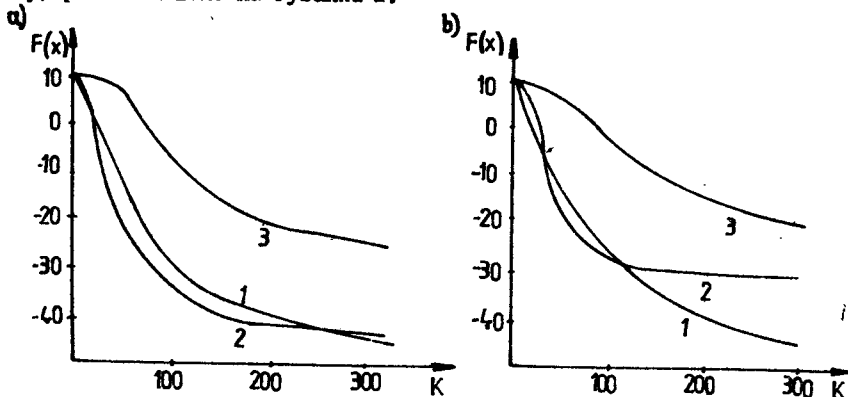
$$W_{i+1} = \delta_i \cdot W_i - \frac{(1 - \delta_i) \cdot \Delta F_i \cdot \Delta X_i \cdot a_{i-1}}{\left| \Delta F_{i-1} \right| \cdot a_i^2} \quad (8)$$

przy czym wszystkie wielkości są wyliczane w procesie optymalizacji.

Istotną zaletą algorytmu realizowanego na podstawie zależności (5) i (8) jest szybkość, z jaką adaptuje się on do zmieniających się warunków poszukiwań minimum funkcji celu. Potwierdzają to rezultaty przeprowadzonych testów. Dla porównania właściwości danego algorytmu z algorytmami deterministycznymi przeprowadzono między innymi optymalizację następującej funkcji celu

$$F(x) = \sum_{i=1}^n \left\{ [\ln(x_i - 2)]^2 + [\ln(10 - x_i)]^2 - \prod_{i=1}^n x_i \right\}^{0,2}, \quad n=10$$

Funkcja ta jest określana dla wartości $x_i \in (2; 10)$, $i = \overline{1, n}$, przy czym wartość minimalną $F(x^*) = -45,778$ osiąga w punkcie $x_1^* = 9,351$, $i = \overline{1, n}$. Zmiany $F(x)$ w funkcji liczby kroków (wykorzystywanych przez wybrane algorytmy) przedstawiono na rysunku 2.



Rys. 2. Zmiany funkcji celu $F(x)$ w zależności od liczby kroków optymalizacyjnych w przypadkach, różnych algorytmów optymalizacyjnych w przypadkach, jeśli poszukiwane optymalne parametry mieszczą się:
a) wewnątrz obszaru poszukiwań,
b) na granicy obszaru poszukiwań

Odpowiednie procesy optymalizacyjne były inicjowane z tego samego (wybranego losowo) punktu początkowego. Krzywa 1 odpowiada zmodyfikowanemu algorytmowi poszukiwań przypadkowych (wzory (5) i (8)); krzywa 2 odpowiada metodzie zmiennej metryki, realizowanej na podstawie algorytmu Devidona-Fletchera-Powella [1, 2]; krzywa 3 odpowiada metodzie Neldera-Heade'a [5]. Pochodne cząstkowe (poprzez które wyznaczany był gradient funkcji celu) były obliczane na podstawie przyrostów skończonych [6]

$$\nabla F(x_1) = \frac{F(x + h_1 \cdot e_1) - F(x)}{h_1}$$

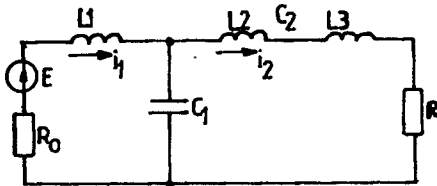
gdzie:

- e_1 - wektor jednostkowy, zbieżny z i-tą składową gradientu $\nabla F(x)$,
- h_1 - długość kroku (uwarunkowana dokładnością wyznaczania współrzędnych x^m wartości minimalnej $F(x^m)$).

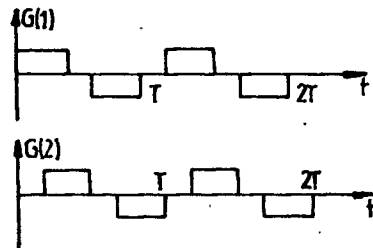
Na podstawie zmian $F(x)$ można stwierdzić, że w przypadkach, w których współrzędne x^m mieszczą się wewnątrz obszaru poszukiwań (rys.2b) zalety zmodyfikowanego samouczącego się algorytmu poszukiwań przypadkowych przejawiają się wyłącznie w pobliżu wartości $F(x^m)$. Jeżeli jednak x^m mieści się na granicy obszaru poszukiwań (np. $2 < x_1 < 9$, $i = \overline{1, 10}$), to zalety tego algorytmu przejawiają się w stopniu znacznie większym (rys.2b).

4. ZAKOŃCZENIE

Zmodyfikowany algorytm poszukiwań przypadkowych, zrealizowany na podstawie zależności (5) i (8), zastosowano dla optymalizacji parametrów filtra wyjściowego falownika napięcia. Schemat zastępczy falownika i filtra przedstawiono na rysunku 3. Sam falownik jest modelowany źródłem napięcia E z opornością wewnętrzną $R_0 = 0,12$ [Ω]. Kształt napięcia źródła E jest zadawany przez funkcję $G(1)$ i $G(2)$ - rysunek 4, elementy L_3, R modelują R-L obciążenie.



Rys.3. Schemat zastępczy falownika i filtra wyjściowego wykorzystywany w procesie optymalizacji



Rys.4. Kształt napięcia zastępczego źródła modulującego sam falownik bez filtra

W związku z powyższym procesy dynamiczne w układzie opisuje następujące (macierzowe) równanie różniczkowe

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ U_{C_1} \\ U_{C_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_0}{L_1} & 0 & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L_2+L_3} & \frac{1}{L_2+L_3} & -\frac{1}{L_2+L_3} \\ \frac{1}{C_1} & -\frac{1}{C_2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ U_{C_1} \\ U_{C_2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} & \frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} G(1) \\ G(2) \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$\dot{Z} = A \cdot Z + B \cdot \varphi(t)$

Za pomocą tego równania wyznaczone są wartości chwilowe prądów i napięć konieczne dla obliczania wartości optymalizowanej funkcji celu. W danym przypadku jest to stosunek sumarycznej mocy elementów reaktancyjnych (mocy biernej) do mocy aktywnej wydzielanej w obciążeniu $R-L$.

$$F(x) = \frac{\sum_{i=1}^3 Q_{L_i} + \sum_{i=1}^2 Q_{C_i}}{P_R} \quad (9)$$

przy czym wektor parametrów optymalizowanych $X = (L_1, C_1, L_2, C_2, L_3)$.

Optymalizację wartości parametrów X , ograniczonych nierównościami $0,5 \cdot 10^{-4} \leq x_i \leq 0,5 \cdot 10^{-2}$, $i = \overline{1,5}$, zapoczątkowano od punktu $X_0 = (0,12 \cdot 10^{-3}; 0,5 \cdot 10^{-4}; 2,25 \cdot 10^{-4}; 0,6 \cdot 10^{-3}; 0,3 \cdot 10^{-3})$, dla którego $F(X_0) = 2,384$. W rezultacie optymalizacji, po wykonaniu 47 kroków zmodyfikowanego, samouczącego się algorytmu poszukiwań przypadkowych (mikrokomputer IBM AT), otrzymano następujący optymalny wektor

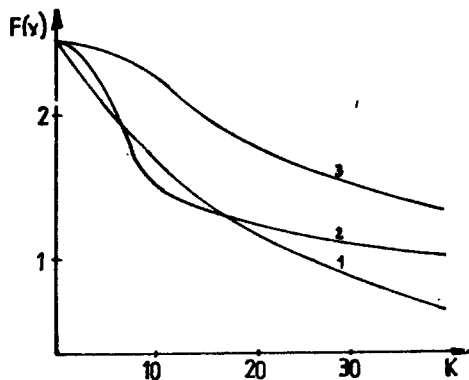
$$X^* = (0,41 \cdot 10^{-3}; 0,5 \cdot 10^{-4}; 0,5 \cdot 10^{-4}; 0,5 \cdot 10^{-2}; 0,5 \cdot 10^{-4})$$

Dla tego wektora wartość funkcji celu jest minimalna i wynosi $F(X) = 0,710$.

Rezultaty i przebieg procesu optymalizacji potwierdzają wyższość zmodyfikowanego, samouczącego się algorytmu poszukiwań przypadkowych, w szczególności w zagadnieniach projektowania optymalnego przekształtników. Powyższe potwierdzają krzywe przedstawione na rysunku 5, odnoszące się do rozpatrywanego przykładu i do:

- zmodyfikowanego algorytmu poszukiwań przypadkowych (krzywa 1),
- metody zmiennej metryki (krzywa 2),
- metody Nelderera-Meade'a (krzywa 3).

Krzywe te charakteryzują proces zmian $F(x)$ (wyrażenie (9)) w funkcji liczby kroków wykonywanych przez wybrany algorytm.



Rys.5. Rezultaty i przebieg optymalizacji parametrów filtra rozpatrywanego faldownika dla porównywanych algorytmów

LITERATURA

- [1] Davidon W.E.: USAEC Doc. ANL-5990 (rev.), November 1959
- [2] Fletcher R., Powell M.J.D.: Computer J., 6, 193 (1963)
- [3] Gladkov D.I.: Optimizacja sistem niegradientnym sluciajnym poiskom. M. Energoatomizdat., 1984
- [4] Kelly R.I., Wheeling R.F.: A digital computer program for optimizing non-linear functions. Mobil Oil Corp., Research Div., Princeton, N.I., July 1962
- [5] Nelder J.A., Mead R.: Computer J., 7, 308 (1964)
- [6] Non-linear optimization 1981. (Edited by M.J.D. Powell). Academic Press Inc., London 1982
- [7] Rastrigin L.A.: Sluciajnyj poisk. Zinatne, Riga 1965
- [8] Tonkal V.E., Novosielcev A.V., Ciernych Ju.K.: Optimizacja parametrov avtonomnych inverterov. Naukova Dumka, Kiev 1985
- [9] Żiglavskij A.A.: Matematičeskaja teorija globalnovo sluciajnovo' poiska. Izd. Leningradskovo Universitieta, Leningrad 1985

APPLICATION OF STATISTICAL, SELF-TEACHING ALGORITHM
IN THE QUESTION OF CONVERTERS PARAMETER OPTIMIZATION

Summary

In this work there are the non - linear optimization methods characterized, what has been applied in the parametric optimization question of the converters. This article presents a short discription of the applied methods and algorithms and basic performance factors of the specified statistical methods. In detail were considered the modified: self - teaching algorithm for fortuitous quests. This algorithm has been applied at the parameter optimization of the voltage inverter output filter, whereby the predominance of it has been shown in the question of the converter parametric optimization.

СТАТИСТИЧЕСКИЙ, САМОБУЧАЮЩИЙСЯ АЛГОРИТМ В ЗАДАЧЕ
ПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ ОПТИМИЗАЦИИ ВЕНТИЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Резюме

В работе рассмотрены методы нелинейной оптимизации, применяемые к задаче параметрической оптимизации вентильных преобразователей. Представлены: краткая характеристика применяемых методов и алгоритмов, а также основные показатели эффективности перечисленных статистических методов. Подробно рассмотрен модифицированный, самообучающийся алгоритм случайного поиска, применяемый в последствии в задачах параметрической оптимизации вентильных преобразователей. Показаны преимущества этого алгоритма. Приведен пример оптимизации параметров силового фильтра автономного инвертора напряжения.



V. E. Tonkal
V. V. Grebienikov
A. A. Afonin
R. V. Gamaleja
J. Karpowicz

MIKROPROCESOROWE STEROWANIE LINIOWYM SILNIKIEM KROKOWYM

W artykule rozpatrywana jest struktura i zasada pracy układu mikroprocesorowego, sterującego liniowym silnikiem krokowym. Rozpatrywany jest przykład sterowania silnikiem sześciofazowym. W celu zwiększenia sprawności silnika oraz dopuszczalnej prędkości przemieszczania się części ruchomej, silnik wyposażono w czujnik (licznik) kroków. W tym celu przeprowadzane jest również tzw. wyprzedzające załączanie poszczególnych faz silnika. W układzie jest to realizowane przez odpowiednie opóźnienie momentów przełączania faz w stosunku do sygnałów sterujących. Czas opóźnienia (obliczany w procesie pracy układu) jest głównym czynnikiem zwiększającym efektywność sterowania.

1. WSTĘP

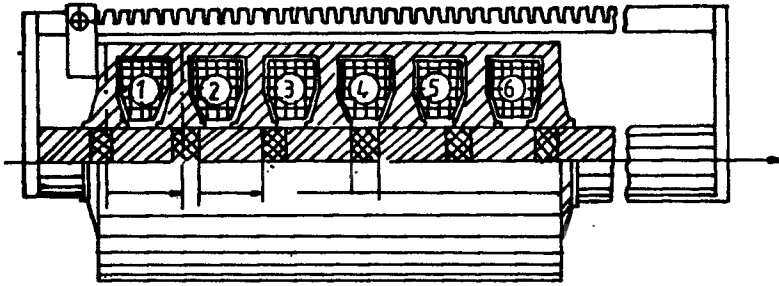
Wykorzystanie mikroprocesorów do sterowania krokowymi silnikami wykonawczymi zapewnia dużą uniwersalność układów regulacji, przejawiającą się tym, że wiele sposobów algorytmów sterowania może być realizowanych programowo (soft ware) bez zmian środowiska sprzętowego (hard ware).

Niezwykle korzystnym wydaje się być wykorzystanie mikroprocesorów w układach sterowania liniowych napędów robotów i manipulatorów, w których to prosta korekcja oprogramowania pozwala na wykorzystanie robota, manipulatora do różnych zadań.

Cechy mikroprocesorowego układu sterowania pokazane zostaną na przykładzie napędu opartego na sześciofazowym wykonawczym liniowym silniku krokowym.

Silnik (rys.1) składa się z:

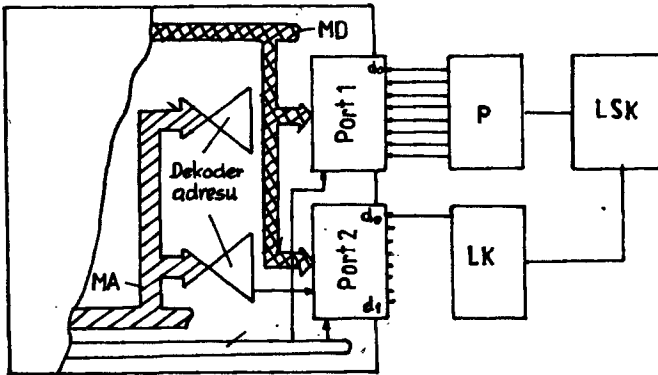
- a) stojana (części nieruchomej) z uzwojeniem sześciofazowym (cewki pierścieniowe),
- b) części wtórnej (ruchomej) złożonej z następujących elementów:
 - ferromagnetycznych (o długości t_H w kierunku osi x),
 - nieferromagnetycznych (o długości t_{μ_0}).



Rys.1. Sześciofazowy liniowy krokowy silnik wykonawczy

2. SYSTEM STEROWANIA LINIOWYM SILNIKIEM KROKOWYM

Na rysunku 2 przedstawiono w postaci blokowej schemat układu sterowania. Zawiera on mikroprocesor (μP), port wyjściowy 1, port wejściowy 2, tranzystorowy przełącznik faz (P), liniowy silnik krokowy (LSK) i licznik kroków (LK). Selekcja portów 1 lub 2 dokonywana jest dzięki odpowiedniej sekwencji sygnałów na magistrali adresowej (MA) i magistrali sterującej (MS). Informacje z/do mikroprocesora przekazywane są poprzez magistralę danych (MD) [3].



Rys.2. Schemat układu sterowania

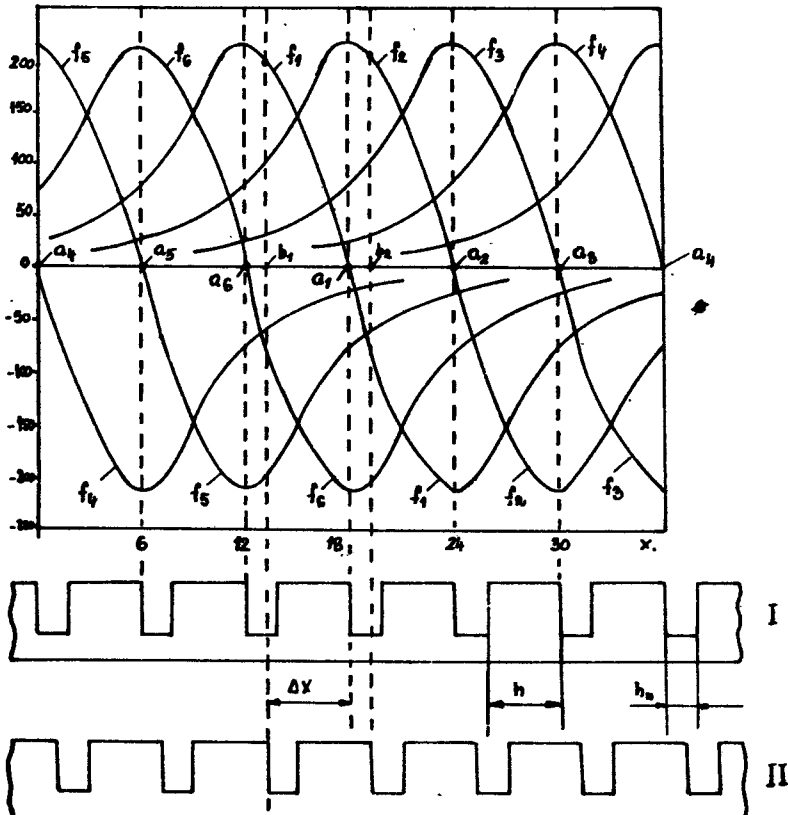
Do sterowania sześciofazowymi LSK wykorzystywanych jest sześć młodszych bitów szyny danych portu 1. Każdy bit portu wyjściowego połączony jest za pośrednictwem transoptora (zapewniającego separację galwaniczną) z odpowiednim tranzystorowym kluczem przełącznika P. Po przesłaniu szyną danych, przykładowo takich jak: R=00000001 - włączona zostaje pierwsza faza LSK, R=00000011 - włączona zostaje pierwsza i druga faza LSK, itd. W ten sposób, zmieniając wyjściowy sygnał R, realizować można różne sposoby, algorytmy pracy silnika (np. nawrót, zatrzymanie w określonym miejscu itp.).

Jednakże w otwartych układach sterowania momenty przełączania faz LSK nie są związane z chwilowym położeniem części ruchomej względem uzwojeń stojana, co oznacza, że część energii będzie tracona na zbędne hamowanie

lub przyspieszanie. Występowanie sił hamujących (przyspieszających) pogarsza sprawność silnika i powoduje zmniejszenie prędkości ruchu części wtórnej.

Dla zapewnienia możliwości przełączania faz LSK w określonym położeniu części ruchomej silnik wyposażono w licznik kroków (LK) - rysunek 1, który wytwarza odpowiedni impuls przy każdym przemieszczaniu się jej o krok. Wraz z odpowiednim układem sterowania, przełącznik P i licznik LK pełnią funkcję komutatora silnika prądu stałego, umożliwiając automatyczne przełączanie faz LSK z prędkością maksymalną. Fotoelektryczny LK stanowi para umieszczonych naprzeciwko siebie fotoelementów: fotodiody i diody elektroluminescencyjnej. Listwa z wycięciami umocowana na stałe do części ruchomej na możliwość swobodnego przemieszczania wzdłuż LK. Podczas ruchu listwy między fotoelementami strumień światła zostaje okresowo przerywany, dzięki czemu generowany jest ciąg impulsów zero-jedynkowych. Odległość h między wycięciami w listwie równa jest długości jednego kroku LSK. Impulsy formowane w liczniku kroków podawane są na wejście portu 2. Dzięki nim wyznaczane są chwile przełączania faz LSK.

Jak wiadomo [1, 2], prędkość ruchu części wtórnej (przy stałym obciążeniu) zależy od położenia LK względem listwy.



Rys.3. Zależność siły F od położenia bieznika względem stojana

Wstępnie ustalmy, że LK ustawiony jest tak, że w punkcie równowagi magnetycznej dla każdej z faz, na wyjściu licznika pojawia się logiczne „0”, tzn., że osł LK pokrywa się z brzegiem wycięcia w listwie (rys.3, poz.I). W tym położeniu, w celu przemieszczenia części wtórnej w prawo (rys.3), należy odłączyć fazę 1 i załączyć fazę 2. Jednakże po odłączeniu fazy 1 prąd nie maleje skokowo do zera (indukcyjność), wskutek czego część ruchoma będzie podlegała działaniu siły hamującej, powstałej wskutek przemieszczenia się odpowiedniego elementu ferromagnetycznego od punktu równowagi magnetycznej, na odcinku $a_1 a_2$.

Wobec powyższego takie wzajemne umiejscowienie licznika kroków i listwy jest niekorzystne.

3. PRACA PROGRAMOWA LINIOWEGO SILNIKA KROKOWEGO

Niżej zostanie przedstawiona praca silnika, gdy LK ustawiony jest względem listwy w taki sposób, że logiczne „0” pojawia się w punkcie odległym o Δx od punktu równowagi magnetycznej (rys.3, poz.II).

W tym przypadku, po załączeniu fazy 1, część wtórna pod wpływem siły f_1 przemieszcza się do punktu b_1 . Tutaj następuje odłączenie fazy 1, załączenie fazy 2 i ruch do punktu b_2 , w którym dojdzie do odłączenia fazy 2 i załączenia fazy 3 itd.

W takiej sytuacji malejący prąd w odłączonej fazie wywołuje siłę napędzającą, a w chwili dojścia elementu ferromagnetycznego do położenia równowagi magnetycznej wartość tego prądu zbliża się do zera, dzięki czemu wpływ sił hamujących zostaje znacznie zmniejszony. W powyższym załączenie odpowiednich faz nie zachodzi w położeniach odpowiadających maksymalnej wartości siły, lecz z wyprzedzeniem, w odległości Δx od niego. Wobec tego, w chwili dojścia części wtórnej w obszar maksymalnej siły, wartość prądu w załączanej fazie osiąga już znaczący poziom.

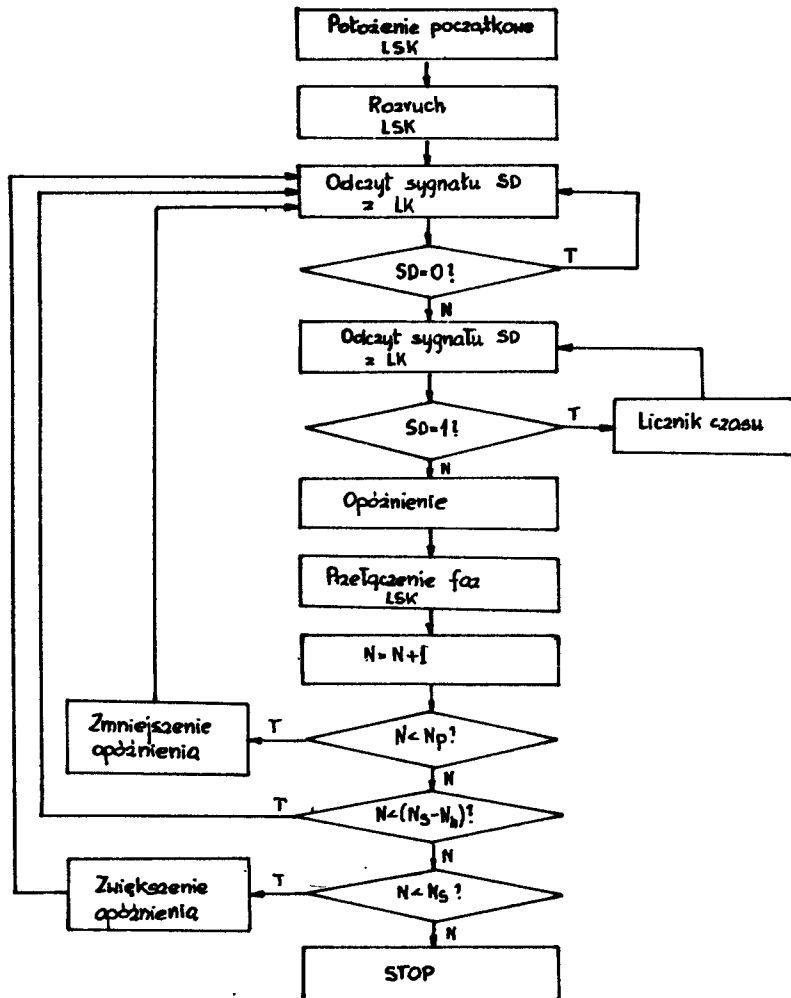
Dlatego też w przedstawionym niżej programie sterującym przewidziano możliwość wprowadzenia czasu opóźnienia przełączania faz po wystąpieniu sygnału na wyjściu LK, co odpowiada przesunięciu licznika kroków względem listwy. Wartość tego opóźnienia czasowego można zmienić programowo podczas ruchu części wtórnej, co umożliwia płynną realizację przyspieszeń i hamowań.

Na rysunku 4 przedstawiono algorytm programu sterującego liniowym silnikiem krokowym.

Program umożliwia:

- rozruch i przyspieszenie silnika do zadanej prędkości,
- ruch ze stałą prędkością (przy stałym obciążeniu),
- hamowanie i zatrzymanie po określonej liczbie kroków.

Rozpatrzmy działanie programu. Niech licznik kroków umiejscowiony jest jak na rysunku 3, pozycja I. Realizowany algorytm sterowania z jednym LK pozwala poprawnie określić położenie części wtórnej w czasie ruchu, jeśli była ona wstępnie zatrzymana w położeniu równowagi magnetycznej dowolnej fazy i ta faza służy jako punkt odniesienia.



Rys.4. Program sterujący

W programie wstępne umiejscowienie realizuje się poprzez załączenie na pewien czas fazy 1, dzięki czemu część wtórna przesuwa się do punktu a_1 (rys.3). Po odłączeniu fazy występuje opóźnienie niezbędne do ustalenia się zerowej wartości prądu w cewce fazy 1.

Rozruch silnika odbywa się poprzez załączenie faz 2 i 3. Pod wpływem sił f_1 i f_2 część wtórna zaczyna się poruszać. Fazy 2 i 3 odłączane zostają kolejno w chwilach czasu t_1 i t_2 wyznaczonych z warunku płynności rozruchu. Przyspieszanie ruchu części wtórnej LSK odbywa się poprzez zwiększanie wyprzedzenia komutacji faz, co odpowiada zmniejszaniu czasu opóźnienia t_0 między wystąpieniem sygnału na wyjściu LK a przełączeniem faz. Na odcinku drogi między punktami a_1 i a_2 na wyjściu LK występują kolejno sygnały 0-1-0. Na odcinku a_1c_1 (długość odcinka a_1c_1 równa jest h , rys.3) na wyjściu licznika występuje logiczne „0”, a mikroprocesor znajduje się w

pętli oczekiwania (zachodzi cykliczny odczyt portu 2). W punkcie c_1 na wyjściu LK pojawia się logiczna „1” i od tej chwili μP zaczyna mierzyć czas t_1 aż do chwili, gdy na wyjściu LK pojawi się znowu logiczne „0”, co oznacza, że część wtórna osiągnęła punkt a_2 .

Ponieważ w czasie t_1 część ruchoma przebywa drogę $h_n = |c_1 a_2|$, wobec czego średnią prędkość na odcinku $c_1 a_2$ można wyznaczyć z zależności:

$$v_{sr} = \frac{h_n}{t_1}$$

Wobec tego czas opóźnienia t_0 , odpowiadający pracy silnika ze stałą wartością wyprzedzenia Δx , równy jest:

$$t_0 = \frac{\Delta x}{v_{sr}} = \frac{t_1 \cdot \Delta x}{h_n} \quad (\kappa)$$

W takim przypadku, w celu wyznaczenia t_0 według zależności (κ), należy wykonać operacje arytmetycznego dzielenia i mnożenia. Ich realizacja przy użyciu podprogramów ze standardowej biblioteki wykorzystywanego sterownika „Elektronika MC 2702” zajmuje około 800 μs , co jest wielkością porównywalną z długością impulsów na wyjściu licznika kroków. Wobec tego taka metoda wyznaczenia t_0 nie może być realizowana. Zamiast niej wykorzystuje się zależność:

$$t_0 = \alpha_1 \cdot \alpha_2$$

gdzie:

$\alpha_1 = \alpha_1(t_1)$ – współczynnik zapewniający ruch ze stałą wartością Δx ,
 $\alpha_2 = \alpha_2(N)$ – współczynnik będący funkcją liczby kroków zapewniającej zmiany prędkości podczas przyspieszania i hamowania.

Obliczanie wyrażenia $\alpha_1 \cdot \alpha_2$ odbywa się jednocześnie z „odliczaniem” czasu t_0 . Zasada „odliczania” czasu polega na wielokrotnym wykonaniu przez mikroprocesor odpowiedniego rozkazu (np. dekrementacji zawartości rejestru). Ponadto, jeżeli wykorzystuje się dwie pętle zagnieżdżone, to czas ich wykonania określa się jako

$$t = n_1 \cdot t_1 \cdot n_2$$

gdzie:

n_1, n_2 – ilość wykonania się pętli odpowiednio wewnętrznej i zewnętrznej,

t_1 – czas wykonania się pętli wewnętrznej.

W takim przypadku $\alpha_1 = n_1 \cdot t_1$, $\alpha_2 = n_2$ i n_1 jest proporcjonalne do zmierzonego czasu t_1 , a n_2 jest funkcją ilości kroków silnika N i należy do przedziału $1 \leq n_2 \leq n_{2 \max}$.

Jeżeli $N < N_p$ (N_p – ilość kroków przyspieszania), co oznacza, że ruch części wtórnej LSK jest przyspieszany, to na każdym kolejnym kroku wartość n_2 zostaje zmniejszana o Δn :

$$n_2^{i+1} = n_2^i - \Delta n$$

Przy tym wartość wyprzedzania Δx , odpowiadająca czasowi opóźnienia t_0 , zmienia się podczas jednego kroku silnika h

$$\Delta x_{\max} - \Delta x_{\min} < h$$

Ponadto, w celu umożliwienia regulacji wyprzedzenia w większym zakresie, w programie przewidziano możliwość „przeskoku” fazy, tzn. podczas przyspieszenia, jeżeli była załączona faza 1 i $n_2 > 1$, to jako następna zostaje załączona faza 3, a n_2 przyjmuje się równe $n_2 \max$.

Jeżeli $N_p \leq N < (N_s - N_h)$, gdzie N - ilość kroków hamowania, N_s - sumaryczna ilość kroków, to silnik pracuje ze stałą wartością wyprzedzenia (ze stałą prędkością przy niezmiennym obciążeniu), tzn. wartość n_2 na tym odcinku zadaje się równą 1.

Jeżeli $(N_s - N_h) \leq N < N_s$, to część wtórna silnika jest hamowana. Hamowanie odbywa się poprzez zwiększanie wartości n_2

$$n_2^{i+1} = n_2^i + \Delta n$$

a z chwilą, gdy $n_2 > n_2 \max$, następuje „przeskok” fazy, tzn. jeśli faza 1 powinna zostać odłączona i załączona faza 2, to przełączanie faz nie zachodzi, a n_2 przyjmuje wartość $n_2 = 1$.

Po przebyciu określonej liczby kroków $N = N_s$ realizuje się zatrzymanie części wtórnej na czas konieczny do wygaśnięcia wahań ruchomej części LSK.

Rewers LSK można realizować po zamontowaniu drugiego licznika kroków ustawionego na ruch „w tył” i zamianie kolejności załączania faz. Rewersu dokonać można także z jednym licznikiem, po zanegowaniu sygnałów na jego wyjściu i dokonaniu niewielkich korekcji programu. Jednakże w tym przypadku, w celu zapewnienia jednakowej prędkości przy ruchu w obu kierunkach, należy sprawić, aby długość impulsów „0” i „1” była jednakowa (przy stałej prędkości ruchu części wtórnej).

W oparciu o opracowany mikroprocesorowy układ sterowania skonstruowano napęd z liniowym silnikiem krokowym. Obiektem badań był sześciofazowy LSK o danych: $t_{\mu} = 26$ mm; $t_{\mu_0} = 10$ mm; $t_d = 6$ mm - długość pojedynczego kroku; $\tau = 30$ mm - podziałka biegunowa stojana; $d_p = 36$ mm - średnica części wtórnej, $R = 5,6 \Omega$ - rezystancja jednej fazy silnika.

Wyniki badań zebrano w tabeli, w której:

- t_s - czas ruchu o zadaną liczbę kroków,
- t_p - czas przyspieszania,
- t_h - czas hamowania,
- v_{\max} - prędkość podczas ruchu jednostajnego,
- v_{sr} - średnia prędkość na całym odcinku ruchu,
- U - napięcie zasilania.

Tabela

U V	N _s kroków	N _p kroków	N _h kroków	t _s s	t _p s	t _h s	v _{max} m/s	v _{śr} m/s
80	90	8	8	1,6	0,16	0,10	0,35	0,338
50	90	8	12	0,96	0,26	0,22	0,90	0,56
60	90	8	12	0,94	0,22	0,20	0,92	0,57
70	90	8	12	0,86	0,18	0,18	1,00	0,628
80	90	8	12	0,76	0,18	0,14	1,05	0,71
90	90	8	12	0,74	0,18	0,14	1,1	0,73
100	90	8	12	0,72	0,18	0,14	1,12	0,75

4. ZAKOŃCZENIE

Analizując wyniki badań należy zauważyć, że regulację prędkości ruchu części wtórnej można uzyskać poprzez zmiany wartości napięcia zasilającego U, jednakże najistotniejszy wpływ na wartość prędkości ma wielkość wyprzedzenia. Wyniki w pierwszym wierszu tabeli dotyczą sterowania bez „przeskoku” fazy. Pozostałe wyniki pochodzą z badań układu sterowania zapobiegającego możliwości „przeskoku” fazy podczas przyspieszania. Wyznaczenie kroku, na którym ma wystąpić „przeskok”, odbywa się programowo. Taki sposób regulacji wyprzedzenia pozwala zminimalizować wpływ pasożytniczych sił hamujących i jednocześnie zwiększyć sprawność oraz prędkość ruchu silnika.

LITERATURA

- [1] Afonin A.A., Biłozor R.R., Grebienikov V.V. i inni: Elektromagnitnyj privod robototekhnicheskich sistem. Naukova Dumka, Kiev 1986
- [2] Afonin A.A., Bondarienko V.I., Grebienikov V.V. i inni: Liniejnyj elektromagnitnyj privod v režimie avtokomutacji. Techničeskaja Elektrodinamika nr 2, 1987, ss. 65-72
- [3] Dirksen A.: Mikrokomputery. Tłumaczenie z języka angielskiego, Energoizdat. 1982, s. 328

MICROPROCESSING CONTROL OF THE LINEAR STOPPING MOTOR

Summary

In this article there is considered the structure and the working principle of the microprocessing system which controls the stopping motor. For example the control of a sixphase motor is considered. In order to increase the efficiency of the motor and the allowable displacement speed of the movable part, the motor has been equipped with a step-counter). To this and also the so called advanced switching of each motor phase is just being carried out. It is realized in this system by the adequate delay of phase switching - over moments in relation to the control signals. The delay time (calculated in the working system process) is the main factor which increases the control efficiency.

МИКРОПРОЦЕССОРНОЕ УПРАВЛЕНИЕ ЛИНЕЙНЫМ ШАГОВЫМ ДВИГАТЕЛЕМ

Резюме

В статье рассматриваются структура и работа микропроцессорной системы управления линейным шаговым двигателем. Рассмотрение ведётся на примере шестифазного двигателя. С целью улучшения энергетических характеристик двигателя и повышения возможной скорости перемещения якоря, двигатель оснащен датчиком шагов. С той же целью включение соответствующих фаз двигателя происходит с опережением, которое в данной системе управления реализуется путём введения соответствующей временной задержки между поступлением сигнала управления и переключением фаз. Вычисляемое в процессе работы время задержки является главным фактором, улучшающим эффективность управления.

3300, /

ISSN 0209-0570