

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

ZESZYTY NAUKOWE 121

ELEKTROTECHNIKA 4



BYDGOSZCZ - 1984

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

ZESZYTY NAUKOWE 121

ELEKTROTECHNIKA 4



BYDGOSZCZ - 1984

PRZEWODNICZĄCY KOMITETU REDAKCYJNEGO

doc. dr hab. Juliusz Skonieczny

REDAKTOR NAUKOWY

dr inż. Janusz Hebenstreit

OPRACOWANIE REDAKCYJNE I TECHNICZNE

mgr Halina Koziolkiewicz, Zbigniew Gackowski

Wydano za zgodą Rektora
Akademii Techniczno-Rolniczej
w Bydgoszczy

ISSN 0208-0570

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

Wyd. I Nakład 100+50 Ark. wyd. 4,0 Ark. druk. 4,5 Papier kl. V drukowy B1

Oddano do druku 29.06.84. Druk ukończono w lipcu 1984 r. Zam. nr 349/84

Cena zł 53,- MNSzWiT F-9

Uczelniany Zakład Małej Poligrafii ATR

Nr inw. P. 2299/84

84 D.75/48

S p i s t r e ś c i

	str.
1. Ryszard Strzelecki, Włodzimierz Jabłoński - Metody syntezy układów przekształtników statycznych	5
2. Włodzimierz Jabłoński, Mirosław Łozowski, Ryszard Strzelecki - Zmodyfikowana teoria momentów i jej zastosowanie do identyfikacji	18
3. Walerij Jakowlewicz Żukow, Włodzimierz Jabłoński, Ryszard Strzelecki - Zastosowanie zmodyfikowanej teorii momentów do sterowania przekształtnika z polepszoną jakością sygnału wyjściowego ..	29
4. Maria Derecka - Sprawność indukcyjnego nagrzewania wsadu nieferromagnetycznego we wzbudniku szczelinowym	41
5. Henryk Wesołowski - Układ do badania izolacji przepięciami łączeniowymi oscylacyjnymi	47
6. Jan Szymik - Pole elektromagnetyczne i siły w łożysku magnetycznym promieniowym	60

Ryszard Strzelecki
Włodzimierz Jabłoński

METODY SYNTEZY UKŁADÓW PRZEKSZTAŁTNIKÓW STATYCZNYCH

W pracy przedstawiono metody syntezy układów przekształtników statycznych na przykładzie 3-fazowego bezpośredniego przemiennika częstotliwości z wymuszoną komutacją. Wyznaczono optymalne parametry sygnału aproksymującego oraz minimalną liczbę poziomów aproksymacji przy zadanym średniokwadratowym błędzie sygnału wyjściowego lub współczynniku zniekształcenia napięcia lub prądu, zarówno dla układów z filtrami wyjściowymi jak i bez filtrów. Zastosowane metody pozwalają na znaczne uproszczenie struktury przekształtników statycznych oraz ich modułową konstrukcję, jak również na osiągnięcie dowolnej jakości napięcia wyjściowego.

1. WSTĘP

Dowolny układ przekształcenia energii elektrycznej można przedstawić w postaci blokowej, jak na rys. 1. Pomiędzy jego częściami składowymi istnieją więzi bilateralne powodujące wzajemne oddziaływania.



Rys. 1. Układ przekształcania energii elektrycznej

W skład przekształtnika mogą wchodzić trzy podstawowe bloki: sterowania, komutacji /modulator/ i filtru wyjściowego.

W niektórych przypadkach przy porównywalnej mocy sieci i mocy przekształtnika trzeba przeprowadzić syntezę filtru wejściowego, zmniejszającego oddziaływanie przekształtnika na sieć zasilającą [8].

W niniejszej pracy rozpatrzono niektóre aspekty syntezy trzech wyżej wspomnianych bloków. Nie uwzględniono natomiast filtru wyjściowego, traktując jego syntezę jako oddzielny problem, wynikający z konstrukcji bloku komutacji. W takim ujęciu, oddziaływanie między siecią i przekształtnikiem można traktować jako unilateralne.

Funkcja układu sterowania i jego realizacja wynika bezpośrednio z zasady działania i struktury bloku komutacji oraz filtru wyjściowego. Jego synteza wykonana za pomocą znanych metod [4] może być przeprowadzona w końcowym etapie projektowania przekształtnika.

2. OPTIMALIZACJA SYGNAŁU WYJŚCIOWEGO

Kluczowy charakter pracy bloku komutacji powoduje, że najważniejszym etapem syntezy przekształtnika staje się aproksymacja wymaganego sygnału wyjściowego /modulującego/ i jego optymalizacja wg zadanego kryterium [1,14].

Najczęściej stosowanym jest współczynnik zawartości harmonicznych K_h lub związany z nim zależnością: $K_s = \sqrt{1/(K_h^2 + 1)}$ - współczynnik zniekształcenia napięcia lub prądu [1,14] na obciążeniu przekształtnika.

Inna grupa kryteriów, bazująca na klasycznej teorii sygnałów została omówiona w [3]. Wśród nich na uwagę zasługuje średniokwadratowy błąd przybliżenia:

$$\delta = \sqrt{\int_a^b [f(v) - \hat{f}(v)]^2 dv} \quad (1)$$

gdzie:

$f(v)$ - wymagany, aproksymowany sygnał wyjściowy

$\hat{f}(v)$ - realny sygnał wyjściowy aproksymujący $f(v)$

a, b - odpowiednio dolna i górna granica przedziału aproksymacji $v \in (a, b)$

W [12] pokazano zależność pomiędzy δ i K_h , przy ocenie jakości quasi-sinusoidalnego napięcia wyjściowego z przekształtnika - $\hat{f}(v)$, z zadanym normowanym okresem równym 2π , w przypadku jeśli $f(v) = A \sin v$; $v \in (0, 2\pi)$.

Z dostatecznym przybliżeniem można ją wyrazić za pomocą wzoru

$$K_h \approx \frac{\delta}{A} \sqrt{\frac{1}{\pi}} \quad (2)$$

W przypadku, jeśli amplituda pierwszej harmonicznej quasi-sinusoidalnego napięcia

$$U_{1m} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(v) \sin v dv$$

równa się A , w wyrażeniu (2) występuje znak równości. Taki rezultat wynika z ortogonalności szeregu Fourier'a.

W przypadku braku filtra wyjściowego, realny sygnał aproksymujący z przekształtnika - $\hat{f}(v)$ ma charakter funkcji schodkowej. Istnieją różne sposoby jej formowania [1,14]. Przyjęcie δ jako kryterium jakości znacznie upraszcza optymalizację formy /parametrów/ $\hat{f}(v)$ [16].

Zakładając stałość funkcji w i -tym, zadanym przedziale $(v_{i-1}, v_i) \subset (a, b)$; $i = 1, \bar{N}$; $v_0 = a$, $v_N = b$; N -liczba przedziałów; jej optymalna wartość a_i w sensie minimum δ obliczamy za pomocą wyrażenia [16]:

$$a_i = \frac{1}{v_i - v_{i-1}} \int_{v_{i-1}}^{v_i} f(v) dv ; \quad i = \overline{1, N} \quad (3)$$

Charakterystyczną cechą optymalnej /w sensie minimum δ / aproksymacji $f(v)$ funkcją $f(v)$ w danym przypadku [16, 17] jest równość:

$$\delta_i^2 = \frac{\delta^2}{N} ; \quad i = \overline{1, N}$$

gdzie:

δ_i - średniokwadratowy błąd w i-tym przedziale aproksymacji

Dla jej osiągnięcia nieodzowny jest taki wybór N przedziałów (v_{i-1}, v_i) ; $i = \overline{1, N}$, dla których zostaje spełnione równanie 16 :

$$a_i + a_{i+1} = \begin{cases} 2f(v_i) \\ 2a_i \end{cases} \quad (4)$$

Dwie wartości równania (4) wykluczają się i nie negują jednoznaczności rozwiązania problemu optymalizacji [16]. Wyrażenia (3), (4) są podstawą iteracyjnego programu obliczeń na maszynie cyfrowej parametrów optymalnego aproksymującego napięcia wyjściowego przekształtnika [13].

Stosując metodę Lagrange'a do minimalizacji wyrażenia (1) można otrzymać parametry sygnału aproksymującego zbliżone do optymalnych [17]. Przy zadanym maksymalnie dopuszczalnym błędzie średniokwadratowym δ_{\max} , przybliżoną, minimalną liczbę poziomów aproksymacji K obliczamy za pomocą wzoru [17]:

$$K = \frac{1}{\delta_{\max}} \sqrt{\frac{S^3}{12}} \quad (5)$$

gdzie:

$$S = \int_a^b \sqrt{[f'(v)]^2} dv$$

$f'(v)$ - pochodna aproksymowanej funkcji. Otrzymane w pracy [17] wyrażenie

$$x_j^* = x_{\min} + (x_{\max} - x_{\min}) \int_{x_{\min}}^{y_j^*} \sqrt[3]{|f'[f^{-1}(x)]|} dx \int_{x_{\min}}^{x_{\max}} \sqrt[3]{|f'[f^{-1}(x)]|} dx \quad (6)$$

gdzie:

$$x_{\min} = \min f(v) ; \quad v \in (a, b) ;$$

$$x_{\max} = \max f(v) ; \quad v \in (a, b) ;$$

$$\left| f' \left[f_M^{-1}(x) \right] \right| = 1 / \sum_{M \in X} \left| 1 / f' \left[f_M^{-1}(x) \right] \right| ;$$

M - numer przedziału, w którym sign $f(\mathcal{V})$ niezmiennie;
 $f_M^{-1}(x)$ - funkcja odwrotna do $f(\mathcal{V})$ w M -tym przedziale ;
 $\sum_{M \in X}$ - suma po wszystkich przedziałach M , dla których

$$\begin{aligned} & \exists_{\mathcal{V} \in M} f(\mathcal{V}) \in (x - dx, x + dx) ; \\ & \mathcal{V}_j^* = j(x_{\max} - x_{\min}) / K + x_{\min} ; \quad j = \overline{0, K} ; \end{aligned}$$

pozwała obliczyć wartości funkcji $f(\mathcal{V})$ w momencie zmiany wartości $f(\mathcal{V})$ z a_j na a_{j+1} .

Tak jak równanie $\mathcal{V} = f^{-1}(x_j^*)$ może mieć w ogólnym przypadku większą niż jedną liczbę rozwiązań określających granice przedziałów, w których $f(\mathcal{V})$ jest stała; w celu obliczenia wartości a_j wzór (3) odpowiednio modyfikujemy [17]. Wyznaczone takim sposobem parametry sygnału aproksymującego mogą także służyć jako początkowe wartości dla wyżej wspomnianego programu iteracyjnego, wydłużając czas obliczeń na maszynie cyfrowej.

Dla niektórych realizacji technicznych celowe jest nałożenie ograniczeń na funkcje $f(\mathcal{V})$ w postaci:

$$a_j - a_{j-1} = b = \text{const} ; \quad j = \overline{1, K} \quad (7)$$

Problem ten znalazł swoje odbicie w [17], a jego celowość zostanie pokazana dalej na przykładzie syntezy bezpośredniego przemiennika częstotliwości z wymuszoną komutacją.

3. ZASTOSOWANIE FILTRÓW WYJŚCIOWYCH

Jeżeli częstotliwość sygnału wyjściowego jest stała, lub zmienia się w niewielkim zakresie, celowe staje się zastosowanie filtrów wyjściowych [1] przekształtników, obliczanych za pomocą metod przedstawionych w pracach [14, 15].

Skomplikowanie filtrów wyjściowych upraszcza sterowanie i w większości przypadków strukturę układu komutacji i na odwrót. Jednym z najefektywniejszych sposobów znajdowania kompromisu między złożonością filtru i układu komutacji jest metoda opracowana przez Sołodownikowa [10].

Jeżeli rodzaj sygnału wyjściowego przekształtnika / napięcie, prąd / nie odpowiada typowi przekształtnika / napięciowy, prądowy /, obciążenie spełnia rolę filtru zadaną strukturą i parametrami.

Oczekiwany, pożądaný sygnał na wejściu filtru $f(t)$, można obliczyć korzystając w najprostszym przypadku ze wzoru

$$f(t) = d^{-1} [Y(s) / G(s)] \quad (8)$$

gdzie:

$G(s)$ - transmitancja filtru, dobierana wg znanych metod [14,15]
 $Y(s)$ - transformata oczekiwanego sygnału wyj. filtru $y(t)$
 \mathcal{L}^{-1} - odwrotna transformata Laplace'a

lub z odpowiadającego mu równania stanu.

Przybliżoną, nieodzowną liczbę poziomów aproksymacji $f(\psi)$ przy zadanym σ'_{\max} - średniokwadratowym błędzie sygnału wyjściowego filtru $y(\psi)$ obliczamy modyfikując (5) do postaci

$$K = \frac{1}{\sigma'_{\max} M} \sqrt{\frac{s^3}{12}} \quad (9)$$

gdzie:

$M = \sigma / \sigma'$ - współczynnik charakteryzujący wpływ filtracji
 σ, σ' - odpowiednio średniokwadratowy błąd na wejściu i wyjściu filtru przy jednakowej maksymalnej wartości $f(\psi)$ i $y(\psi)$ i minimalnej liczbie poziomów aproksymacji dla zadanej realizacji technicznej komutatora

Pozostałe parametry $f(\psi)$ obliczamy korzystając ze wzorów (3) i (6).

4. PRZYKŁAD SYNTEZY BEZPOŚREDNIEGO PRZEMIENNIKA CZĘSTOTLIWOŚCI Z WYMUSZONĄ KOMUTACJĄ

Rozpatrzmy syntezę bezpośredniego przemiennika częstotliwości z wymuszoną komutacją, zasilanego z sieci 3-fazowej, dla której napięcie międzyfazowe opisujemy funkcjami

$$\begin{aligned} u_{AB} &= A \sin \omega t \\ u_{BC} &= A \sin (\omega t + 120^\circ) \\ u_{CA} &= A \sin (\omega t + 240^\circ) \end{aligned} \quad (10)$$

gdzie:

ω - pulsacja

A - amplituda napięcia sieci.

Schemat blokowy przekształtnika [5], którego napięcie wyjściowe $u_{\Sigma i}$; $i = 1, 2, 3$; opisujemy za pomocą wyrażenia

$$\begin{bmatrix} u_{\Sigma 1} \\ u_{\Sigma 2} \\ u_{\Sigma 3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \varphi_1(t) & \varphi_2(t) & \varphi_3(t) \\ \varphi_2(t) & \varphi_3(t) & \varphi_1(t) \\ \varphi_3(t) & \varphi_1(t) & \varphi_2(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{AB} \\ u_{BC} \\ u_{CA} \end{bmatrix} \quad (11)$$

gdzie:

$\varphi_1(t), \varphi_2(t), \varphi_3(t)$ - funkcje modulujące napięcie międzyfazowe przedstawione na rys. 2.

Moment przełączania funkcji aproksymującej z poziomu „j” na „j + 1” określamy korzystając z równania (4). Dla naszego przypadku :

$$v_j = \arcsin\left(\frac{a_{j+1} + a_j}{2B}\right); \quad j = \overline{0, K} \quad (16)$$

gdzie:

$$a_j = b \left(j - \frac{K+1}{2}\right); \quad j = \overline{1, K}$$

Jeżeli $K = 2^M$; M - liczba naturalna, to przy zadanej wartości „b” (14) dowolny poziom funkcji aproksymującej a_j , można obliczyć za pomocą wyrażenia :

$$a_j = \frac{b}{2} \sum_{m=0}^{M-1} \text{sign}(b_m - 0,5) 2^m; \quad j = \overline{1, K} \quad (17)$$

gdzie:

$$j - 1 = c_{M-1} 2^{M-1} + c_{M-2} 2^{M-2} + \dots + c_1 2^1 + c_0 2^0$$

$$c_m = 1 \text{ lub } 0$$

Umożliwia to syntezę funkcji komutacyjnych $\varphi_i(t)$ jako sumy

$$\varphi_i(t) \approx \varphi_i^*(t) = \frac{b}{2} \sum_{m=0}^{M-1} \text{sign}[c_{m,i}(t) - 0,5] 2^m \quad (18)$$

gdzie:

$$c_{m,i}(t) = c_m - \text{dla zadanego poziomu aproksymacji funkcji } \varphi_i(t) \text{ w momencie czasu } t$$

Uwzględniając (11) i (18) napięcie wyjściowe przekształtnika można napisać w postaci:

$$\begin{bmatrix} u_{\Sigma 1} \\ u_{\Sigma 2} \\ u_{\Sigma 3} \end{bmatrix} = \frac{b}{2} \sum_{m=0}^{M-1} 2^m \begin{bmatrix} \text{sign}[c_{m,1}(t) - 0,5] & \text{sign}[c_{m,2}(t) - 0,5] \\ \text{sign}[c_{m,2}(t) - 0,5] & \text{sign}[c_{m,3}(t) - 0,5] \\ \text{sign}[c_{m,3}(t) - 0,5] & \text{sign}[c_{m,1}(t) - 0,5] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{AB} \\ u_{BC} \\ u_{CA} \end{bmatrix} \quad (19)$$

Ponieważ

$$\text{sign}[c_{m,i}(t) - 0,5] = \begin{cases} -1 & \text{dla } c_{m,i}(t) = 0 \\ 1 & \text{dla } c_{m,i}(t) = 1 \end{cases}$$

i

$$u_{AB} + u_{BC} + u_{CA} = 0$$

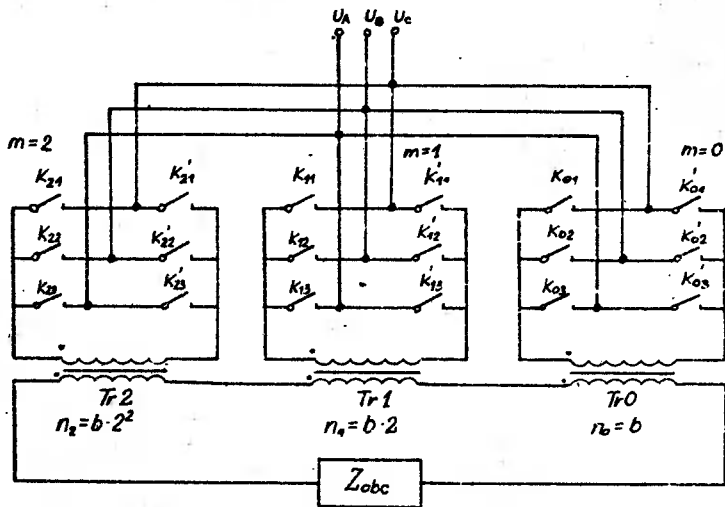
to wyrażenie (19) upraszcza się do postaci /dla jednego z napięć $u_{\Sigma i}$
 $i = 1, 3/$

$$u_{\Sigma} = b \sum_{m=0}^{M-1} 2^m U_m \quad (20)$$

gdzie:

U_m	$c_{m,1}(t)$	$c_{m,2}(t)$	$c_{m,3}(t)$
0	0	0	0
0	1	1	1
u_{AB}	1	0	0
$-u_{AB}$	0	1	1
u_{BC}	0	1	0
$-u_{BC}$	1	0	1
u_{CA}	0	0	1
$-u_{CA}$	1	1	0

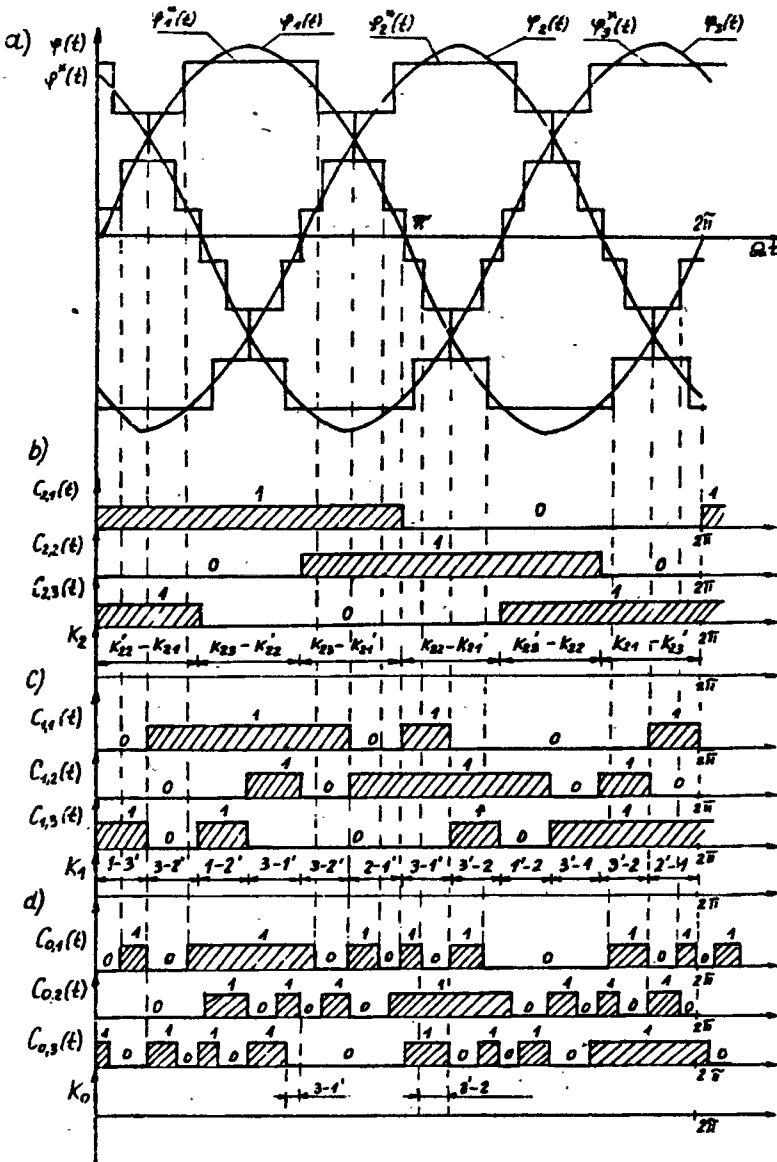
Z równania (20) wynika bezpośrednio struktura przekształtnika pokazana na rys. 3 dla $M = 3$. Dla uproszczenia rysunku przyjęto wyjście 1-fazowe.



Rys. 3. Struktura przekształtnika częstotliwości podlegającego syntezie

Sposób formowania sygnału sterującego kluczami dla powyższego przypadku pokazano na rys. 4. Funkcje modulujące aproksymowane $\varphi_1(t)$ (12) i aproksymujące $\varphi_1^*(t)$ (18) pokazano na rys. 4a. Na rys. 4 b,c,d, pokazano przebiegi $c_{m,i}(t)$ $i = 1, 2, 3$; odpowiednio dla każdego m-tego, $m = 0, M-1$; składnika sumy (18). Zgodnie z (20) wyznaczono przedziały czasu, w którym dany klucz jest załączony. Symbolami K_2, K_1, K_0 oznaczono ogólnie bloków

$m = 2, 1, 0$; /rys. 3/. Ze względu na czytelność rysunku nie pokazano wszystkich przedziałów załączania dla K_0 .



Rys. 4. Formowanie sygnału sterującego kluczami dla przypadku $M = 3$ i struktury pokazanej na rys. 3

Syntetyzowany wyżej przemiennik częstotliwości cechuje się wieloma zaletami w porównaniu z dotychczas stosowanymi. Pozwala teoretycznie /bez uwzględnienia osasów załączania i wyłączania kluczy i przepięć komutacyj-

nych/ na osiągnięcie dowolnej jakości napięcia wyjściowego. Zmniejszenie δ , lub K_h , dla istniejącego już przekształtnika z zadany M , nie wymaga zmiany poprzedniej struktury i czasów załączania (sterowania) odpowiednich kluczy. Dla osiągnięcia tego celu wystarczy dodanie paru /ilość zależy od oczekiwanej jakości/, typowych struktur dwukierunkowych mostków trójfazowych odpowiednio sterowanych tworzących bloki z kolejnymi ujemnymi wartościami „ m ”. Jest to wynikiem dwójkowego zapisu (17) zadanego poziomu aproksymacji funkcji modulującej $\psi^*(t)$. Wprowadzenie ujemnych wartości $m = -1, -2, \dots, -M_1$ jest równoznaczne z 2^{-M_1} -krotnym zmniejszeniem „ b ” i zwiększeniem o M_1 wartości M . Liczbę dodatkowych bloków obliczamy z przybliżonego wzoru:

$$M_1 \approx \left[\log_2 (\delta_1 / \delta_2) \right] + 1 \quad (21)$$

gdzie:

- δ_1 - średniokwadratowy błąd aproksymacji $\varphi(t)$ dla zrealizowanej części przekształtnika,
- δ_2 - średniokwadratowy błąd aproksymacji $\varphi(t)$ dla całego zrealizowanego przekształtnika,
- [] - symbolizuje operację wyznaczania części całkowitej z liczby rzeczywistej.

Dokładną wartość współczynnika harmonicznych obliczamy ze wzoru:

$$K_{hp} = \sqrt{K_h^2 - \left(\sum_{i=1}^{\infty} U_{3i}^2 \right) / U_1^2} \quad (22)$$

gdzie:

- K_{hp} - współczynnik harmonicznych napięcia wyjściowego przeziennika,
- K_h - współczynnik harmonicznych funkcji $\psi^*(t)$,
- $\sum_{i=1}^{\infty} U_{3i}^2$ - wartość skuteczna harmonicznych krotności 3 zawartych w funkcji $\psi^*(t)$,
- U_1^2 - wartość skuteczna pierwszej /podstawowej/ harmonicznej funkcji $\psi^*(t)$.

Powyższa właściwość - multiplikatywność struktury, pozwala na modułową konstrukcję przekształtnika /liczba modułów zależy od wymaganej jakości napięcia wyjściowego/.

5. WNIOSKI

1. Od większości przekształtników wymagany jest szeroki zakres regulowania napięcia wyjściowego przy jednoczesnym zachowaniu jego wysokiej jakości [5]. Powyższe wymagania spełniają przekształtniki

z dwukrotnym przekształcaniem energii elektrycznej: prostownik - falownik. Charakteryzują się one jednak słabymi własnościami dynamicznymi i mniejszymi niż przy jednokrotnym przekształcaniu energii elektrycznej sprawnościami. Powyższa struktura umożliwia regulowanie napięcia za pomocą wszystkich znanych sposobów [1, 5, 14]. Najbardziej celową w przypadku zmiennego obciążenia lub dużej współczynnika mocy $\cos \varphi \gg 0,7 + 0,8$ jest zmiana momentów przekąszania poziomów aproksymacji $\varphi(t)$ zgodnie z (16), wywołana zmianą /zmniejszeniem/ B . Zakres regulowania ograniczony jest dopuszczalną jakością napięcia wyjściowego i różnie ze zwiększeniem M funkcji $\varphi^*(t)$ /zwiększenie ilości typowych struktur mostków trójfazowych dwukierunkowych/.

2. Układ sterowania przekształtnikiem może być wykonany w całości w postaci cyfrowej umożliwiającej: stabilizację napięcia /w układzie zamkniętym/, częstotliwości /poprzez określenie częstotliwości sieci/, uwzględnienie niesymetrii faz i amplitud sieci trójfazowej. Podstawowym elementem tutaj generator cyfrowy przebiegu sinusoidalnego [9] wykorzystujący pamięć typu ROM lub odpowiednio zaprogramowany licznik.
3. W synteżowanej strukturze /rys.3/ sumujące, jednofazowe transformatory umieszczono na wyjściu przekształtnika. Możliwe jest stosowanie trójfazowych transformatorów na wejściu. Wybór ten zależy od: częstotliwości wejściowej i wyjściowej /zakresu zmian/; liczby faz wejściowych i wyjściowych; sposobu podłączenia i wartości obciążenia; wartości napięcia wyjściowego i wejściowego /maksymalnego/ przekształtnika. Podstawowym kryterium jest w tym przypadku całkowity ciężar i objętość transformatorów. Jeżeli $n_m = 1$; $m = 1$, $M-1$; i pomiędzy obciążeniem trójfazowym nie istnieje połączenie galwaniczne, to m -ty blok komutacji można podłączyć bezpośrednio z pominięciem m -tego transformatora, w obwód obciążenia. Ma to szczególne znaczenie dla $M-1$ bloku, wówczas transformator $Tr(M-1)$ powinien być obliczony przy zadanej strukturze na około

$$P_{Tr(M-1)} \approx \frac{2^{M-1}}{2^M - 1} P_{obe} \quad 100\% \quad (23)$$

mocy znamionowej P_{obe} .

4. Dla danego typu przekształtnika celowe jest zastosowanie diodowo-transystorowych kluczy nie wymagających układów wymuszających komutację [7]. Współczesne tranzystory mocy pozwalają na sterowanie prądami do 500 A przy dopuszczalnym napięciu kolektora 400 V, czasie załączania i wyłączania $1 + 2 \mu_s$, $\beta \approx 50$ i napięciu nasycenia do 2 V [2]. Duże prądy przepływające przez tranzystor w stanie nasycenia powodują znaczne straty mocy. Dlatego też optymalną wydaje się realizacja techniczna komutatora w postaci tyrystorowo-transystorowej, tj. wykonanie bloku $(M-1)$ -go w klasycznej wersji tyrystorowej [5,6], a pozostałych w wersji tranzystorowej.

5. W wielu przypadkach przy aproksymacji $\varphi(t)$, ze względu na ortogonalność i znaczne różnice w mocach transformatorów kolejnych bloków, stosowanie szeregu Walscha [3] jest bardziej racjonalne. Dużym niedostatkim jest w tym przypadku gorsza charakterystyka regulowania napięcia wyjściowego przekształtnika $K_h = f(U_{wyj})$.
6. Celowość przeprowadzonej syntezy wynika z faktu, że oprócz wymagań stawianych zasilaniu odbiornika, polepszenie jakości napięcia wyjściowego w dowolnym zastosowaniu przekształtnika częstotliwości z wymuszoną komutacją powoduje także zmniejszenie zniekształceń prądu sieci.
7. W powyższej pracy ze względu na ograniczną objętość, do minimum ograniczono problem realizacji technicznej. Nie rozpatrzono układu sterowania przekształtnikiem.
8. Perspektywnym, nie opracowanym problemem jest zastosowanie mikroprocesora, przede wszystkim do śledzenia, prognozowania i programowego sterowania napięcia wyjściowego przekształtnika przy zastosowaniu modulacji kodowo-impulsowej [11].

LITERATURA

- [1] Bułatow O.G., Oleščuk W.I.: Awtonomnyje tiristornyje inwertory s udučšivnoju formoj vychodnogo naprjaženija / A.N.Mołodawskoj S.S.R. / Kišinijew „Stinca”, 1980
- [2] Dermienzi P.G., Kowaljow F.I., i inni : Nowyje siłowyje pribory i perspektivy ich primienienija Preprint-201 I.E.D.AN USSR, Kijew 1979
- [3] Kaźnibožotskij J.M., Zujkow W.J., Sokodownik A.I.: Optimalnoje sintezirowanije sinusoidalnogo naprjaženija w kn. „Optimizacija priebrazowatieliej eliektričieskoj enierгии” Kijew „Naukowa dumka”, 1976, s. 15-21
- [4] Kaźnibožotskij J.M., Korolow J.W.: Sintiez eliektronnych schiem Kijew „Wyšča Škoła”, 1979
- [5] Kartašov R.P., Kuliš A.K., Čehot E.M.: Tiristornyje priebrazowatieli častoty s iskusstwiennoj komutacijojej, Kijew „Tiechnika”, 1979
- [6] Kartašov R.P., Čehot E.M., Zinowjew G.S., Popow W.I.: Nieposriedstwiennye priebrazowatieli s iskusstwiennoj komutacijojej Preprint - 205, I.E.D. AN USSR, Kijew 1979
- [7] Łukjanienko W.J., Pjanych B.E., Čehot E.M. i inni: Woprosy razrobctki tranzistornych nieposriedstwiennych priebrazowatieliej častoty dla sistiem eliektopriwoda pieremiennogo toka w kn. „Probiemy priebrazowatielnoj tiechniki” Nr 4, I.E.D. AN USSR, Kijew 1979
- [8] Praca zbiorowa: Projektowanie przekształtników tyrystorowych. WNT, Warszawa 1974
- [9] Smirnow A., Dzieniakowski M.: Cyfrowy trójfazowy generator przebiegów sinusoidalnych z zastosowaniem pamięci PRCM, Przegląd elektro-techniczny, Nr 2, 1978

- [10] Sołodownikow W.W., Birjukow W.F., Tumarkin W.I.: Princip słożności w teorii uprawlieniya, Moskwa „Nauka”, 1977
- [11] Steele R.: Delta modulation systems, Pentech Press, London 1975
- [12] Strzelecki R.: Metod ocienki jakości wychodnego naprjżeniya przeobrazowatieliej častoty w kn. „Problemy przeobrazowatielnoj techniki” Nr 2 I.E.D. A.N. USSR, Kijew 1979
- [13] Strzelecki R.: Metod optimalnogo sintieza wychodnego naprjżeniya statičieskich przeobrazowatieliej, Dypkomnyj projekt, Kijewskij Politechničieskij Institut, 1981
- [14] Tonkal W.E.: Sintiez awtonomnych inwertorow moduljacionnogo tipa Kijew „Naukowa dumka”, 1979
- [15] Tunia H., Winiarski W.: Podstawy energoelektroniki WNT, Warszawa 1980
- [16] Żukow W.J., Strzelecki R.: Optimalizacja wychodnego naprjżeniya statičieskich przeobrazowatieliej, „Techničieskaja elektrodinamika” Nr 5, 1980
- [17] Żukow W.J., Strzelecki R.: Aproksimacija wychodnego naprjżeniya statičieskich przeobrazowatieliej kusočno postojannymi funkcijami i metody ich optimalizacji, Rukopis' dieponirowana w INFORMELEKTRO, 1980

METHODS OF STATIC INVERTERS SYNTHESIS

Summary

The paper presents methods of a synthesis of static inverters systems exemplified by the 3-phase direct frequency converter with forced commutation. The optimum parameters of the approximation signal and the minimum number of approximation levels with given root-meansquare or current for the systems both with output filters and without them were determined. The methods used simplify considerably the structure of static inverters and permit their modular design as well as obtaining an arbitrary output voltage quality.

МЕТОДЫ СИНТЕЗА СХЕМ СТАТИЧЕСКИХ ИНВЕРТОРОВ

Резюме

В работе представлены методы схем статических инверторов на примере трёхфазного непосредственного преобразователя частоты с вынужденной коммутацией. Вычислены оптимальные параметры аппроксимирующего сигнала и минимальное число уровней аппроксимации при данной среднеквадратической ошибке выходного сигнала или коэффициента искажения напряжения или тока, как для схем с выходными фильтрами, так и без фильтров. Примененные методы позволяют значительно упростить структуру статических инверторов, их панельную конструкцию и получение выходного напряжения любого качества.

Włodzimierz Jabłoński
Mirosław Łozowicki
Ryszard Strzelecki

ZMODYFIKOWANA TEORIA MOMENTÓW I JEJ ZASTOSOWANIE DO IDENTYFIKACJI

W artykule przedstawiono podstawowe własności zmodyfikowanej teorii momentów i niektóre rezultaty jej zastosowania do analizy układów przekształtnikowych.

Na podstawie pojęcia momentów określonych w skończonym przebiegu, wyprowadzono analityczne zależności pozwalające na ciągłą identyfikację dynamicznych charakterystyk quasi-liniowych i quasi-stacjonarnych obiektów automatycznej regulacji.

Przedstawiono schemat blokowy identyfikatora.

1. WSTĘP

Niektóre szczególne przypadki teorii momentów rozpatrzył już w 1873 r. Czebyszew. Pełny problem został jednak sformułowany tylko przez Stieltesa i rozwinięty w pracach N.I. Ahiezer'a [1].

Pierwsi, pojęcie momentów w teorii sterowania zastosowali W.W. Sołodownikow i W.M. Amierbajew [2], przeprowadzając z jego pomocą analizę, syntezę i identyfikację determinowanych sygnałów i systemów. W tym celu przyjęto klasyczne określenie momentu n-go rzędu jako:

$$C_n(f) = \int_0^{\infty} f(t) h_n(t) dt ; \quad (n = 0, 1, 2, \dots) \quad (1)$$

gdzie:

$f(t)$ - funkcja determinowana

$h_n(t)$ - funkcja momentu n-go rzędu

W [2, 6] przyjęto:

$$h_n(t) = t^n e^{-bt} ; \quad (n = 0, 1, 2, \dots) \quad (2)$$

Dla tak określonej funkcji momentu n-go rzędu istnieje zależność:

$$(-1)^n C^n(f) = \left[\frac{d^n}{ds^n} G(s) \right]_{s=b} ; \quad (n = 0, 1, 2, \dots) \quad (3)$$

gdzie:

$G(s) = \mathcal{L} \{ f(t) \}$ - przekształcenie Laplace'a funkcji

Z pojęciem momentu określonego przez (1), przy zadanej zależności (2) funkcji momentu, związana jest tzw. ortogonalna metoda momentów [2,6,3] służąca do analizy, identyfikacji i syntezy systemów regulacji automatycznej. Bez względu jednak na prostotę praktycznej realizacji, dana metoda nie znalazła dotychczas szerokiego zastosowania. Główną przyczyną takiego stanu jest nieodzowność obliczeń co najmniej w przedziale $(0, T_p)$, gdzie T_p - czas trwania odpowiedzi systemu na impuls Diraca - $\delta(t)$, co znacznie ogranicza dynamiczne właściwości układów i całych systemów. W związku z powyższym, celowa staje się taka modyfikacja metody, która pozwala ograniczyć czas obliczeń, przy ich nieznacznym skomplikowaniu.

2. ZASADY ZMODYFIKOWANEJ TEORII MOMENTÓW

Zastosowanie n -go elementu systemu Czebyszewa $\{1, t, \dots, t^n, \dots\}$ jako funkcji momentu $n_n(t)$ i wprowadzenie dowolnie ograniczonego przedziału $(0, T)$ zamiast przedziału $(0, \infty)$ albo $(0, T_p)$ pozwala na analizę i identyfikację dowolnych systemów, które w przedziale $(0, T)$ można rozpatrywać jako liniowe i stacjonarne. Przedział $(0, T)$ ograniczony jest tylko czasowymi charakterystykami układów, wykorzystywanych do obliczeń arytmetycznych. Na podstawie rezultatów otrzymanych w [7] w tabeli 1 podano niektóre właściwości momentów określonych jako:

$$C_n(f) = \int_0^T f(t) t^n dt ; \quad (n = 0, 1, 2, \dots) \quad (4)$$

i przyjmowanych w dalszym ciągu niniejszej pracy bez specjalnych omówień.

Ich zastosowanie pozwoliło opracować i zrealizować efektywny program analizy, za pomocą maszyny cyfrowej, dla urządzeń energoelektroniki [6], pozwalający w zależności od etapu analizy i konkretnych potrzeb uwzględniać i wydzielać procesy komutacyjne, a także jednocześnie obliczać, uśrednione w danym przedziale wartości wszystkich wielkości.

Z zastosowaniem momentów dla celów analizy związany jest problem znajdowania funkcji $f(t)$ /w jawnej postaci/, przy zadanych wartościach momentów $C_n(f)$ ($n = 0, 1, 2, \dots, N$) [7].

Uwzględniając znaczenie momentów dla celów analizy, stwierdzono, że ich zastosowanie w zależności od charakteru procesów fizycznych występujących w konkretnym urządzeniu /na ogół znanych konstruktorom/, pozwala na wybór w końcowym etapie obliczeń najlepszego, z danego punktu widzenia, systemu liniowych niezależnych funkcji, aproksymujących realny sygnał $f(t)$ [7, 8].

Podstawowe właściwości momentów

Lp.	Funkcja $f(t)$	Moment funkcji $f(t)$ - $C_n(f)$
1.	$f(t) = af_1(t) + bf_2(t)$	$C_n(f) = aC_n(f_1) + bC_n(f_2)$
2.	$G(j\omega) = \int_0^T f(t) e^{-j\omega t} dt$	$(-1)^n C_n(f) = \left[\frac{d^n}{d(j\omega)^n} G(j\omega) \right]_{j\omega=0}$
3.	$f(t) = f_1(qt); t \in (0, \frac{T}{q})$	$C_n(f) = C_n(f_1) / q^{n+1}$
4.	$f(t) = \frac{d}{dt} f_1(t)$	$C_n(f) = (T)^n f(T) - n \cdot C_{n-1}(f)$
5.	$f(t) = \int_0^t f_1(\tau) d\tau + f(0)$	$C_n(f) = \left[T^{n+1} (f(0) + C_0(f_1)) - C_{n+1}(f_1) \right] / (n+1)$
6.	$f(t) = t^i f_1(t)$	$C_n(f) = C_{n+i}(f_1)$
7.	$f(t) = \int_0^T f_1(\tau) f_2(t-\tau) d\tau$ $t \in (0, T)$ $f_2(t-\tau) = 0$ dla $t < \tau$	$C_n(f) = \sum_{i=0}^n \binom{n}{i} C_{n-i}(f_1) C_i(f_2)$ gdzie: $C_n(f) = \int_0^T f(t) t^n dt;$ $C_{n-i}(f_1) = \int_0^T f_1(t) t^{n-i} dt;$ $C_i(f_2) = \int_0^T f_2(t) t^i dt;$
8.	$f(t) = \int_0^T f_1(\tau) f_2(t-\tau) d\tau$	$C_n(f) = \sum_{m=0}^{\infty} \frac{(-1)^m}{m!} C_m(f_1) C_n(f_2^{(m)})$ gdzie: $C_n(f^{(m)}) = \int_0^T \left(\frac{d^m}{dt^m} f_2(t) \right) t^n dt;$ $C_n(f) = \int_0^T f(t) t^n dt;$ $C_m(f_1) = \int_0^T f_1(t) t^m dt;$

3. ZASTOSOWANIE MOMENTÓW DO IDENTYFIKACJI

Jak już wspomniano, zastosowanie momentów nie ogranicza się tylko do zagadnień analizy. Szczególnie efektywne staje się ich użycie, przy rozwiązywaniu szeregu zagadnień identyfikacji i dualnego problemu adaptacji.

Nie można stosować dowolnego systemu, nie przeprowadzając jego identyfikacji przed lub w czasie procesu sterowania. Błąd w identyfikacji prowadzi do nieprawidłowego sterowania. Między identyfikacją a prognozowaniem zachowania się systemu w przyszłości istnieje ścisły związek, realizujący się w zasadzie adaptacyjnego sterowania [4]. To wszystko sprawia, że problem identyfikacji zajmuje centralną pozycję w teorii automatycznego sterowania.

Jak już nadmieniono, zastosowanie momentów określonych w przedziale $(0, \infty)$ [3, 6] prowadzi do znacznych ograniczeń związanych z dynamiką procesu identyfikacji i sterowania. Zmodyfikowana teoria momentów nie posiada tych ograniczeń.

Identyfikacja systemu może być przeprowadzona w przestrzeni stanów. Jednak ze względu na trudności techniczne, jakie mogą wyniknąć przy otrzymywaniu informacji o zmiennych stanu, bardziej celowa wydaje się identyfikacja transmitancji systemu za pomocą momentów sygnałów wejściowego i wyjściowego.

Jeśli transmitancja systemu $G(s)$ ma postać:

$$G(s) = \frac{\sum_{i=0}^I a_i s^i}{\sum_{m=0}^M b_m s^m} \quad (5)$$

to możemy zapisać:

$$X(s) \sum_{m=0}^M b_m s^m = Z(s) \sum_{i=0}^I a_i s^i \quad (6)$$

gdzie:

$X(s) = \mathcal{L}\{x(t)\}$; $Z(s) = \mathcal{L}\{z(t)\}$ - odpowiednio przekształcenie Laplace'a wyjściowego i wejściowego sygnału.

W rzeczywistych układach regulacji :

$$M \ll I$$

Dzieląc obie części równania (6) przez s^N , gdzie $N > M$, oraz wprowadzając oznaczenie $X(s)/s^N = Y(s)$ i $Z(s)/s^N = F(s)$ i przechodząc do oryginału otrzymamy:

$$\sum_{m=0}^M b_m y^{(m)}(t) = \sum_{i=0}^I a_i f^{(i)}(t) \quad (7)$$

gdzie: $y^{(m)}(t) = \frac{d^m y(t)}{dt^m}$; $f^{(i)}(t) = \frac{d^i f(t)}{dt^i}$; $y(t) = \mathcal{L}^{-1} \{ Y(s) \}$;
 $f(t) = \mathcal{L}^{-1} \{ F(s) \}$;

Zapisując funkcje $y(t)$ i $f(t)$ w postaci szeregu Maclaurina [5]

$$y(t) = \sum_{n=0}^{N-1} y^{(n)}(0) \frac{t^n}{n!} + \int_0^t \frac{(t-s)^{N-1}}{(N-1)!} y^{(N)}(s) ds$$

i

$$f(t) = \sum_{n=0}^{N-1} f^{(n)}(0) \frac{t^n}{n!} + \int_0^t \frac{(t-s)^{N-1}}{(N-1)!} f^{(N)}(s) ds$$

oraz uwzględniając, że dla pomocniczych funkcji $y(t)$ i $f(t)$ zostają spełnione zależności :

$$y^{(n)}(0) = 0 ; \quad f^{(n)}(0) = 0 \quad \text{dla } n = \overline{0, N-1}$$

i

$$y^{(N)}(t) = x(t) ; \quad f^{(N)}(t) = z(t)$$

i przechodząc z powrotem do (7) otrzymamy

$$\sum_{m=0}^M b_m \int_0^t \frac{(t-s)^{N-1-m}}{(N-1-m)!} X(s) ds = \sum_{i=0}^I a_i \int_0^t \frac{(t-s)^{N-1-i}}{(N-1-i)!} Z(s) ds \quad (8)$$

Podstawiając do (8) $t = T$, przeprowadzając odpowiednie przekształcenia otrzymamy :

$$\sum_{m=0}^M b_m \frac{1}{(N-1-m)!} \sum_{j=0}^{N-1-m} \binom{N-1-m}{j} (-1)^j T^{N-1-m-j} o_j(x) =$$

$$= \sum_{i=0}^I a_i \frac{1}{(N-1-i)!} \sum_{k=0}^{N-1-i} \binom{N-1-i}{k} (-1)^k T^{N-1-i-k} o_k(z) \quad (9)$$

gdzie:

$$c_j(x) = \int_0^T t^j x(t) dt ;$$

$$c_k(z) = \int_0^T t^k z(t) dt \quad - \text{odpowiednio momenty } j\text{-go i } k\text{-go rzędu funkcji } x(t) \text{ i } z(t) \text{ obliczone w przedziale } (0, T)$$

Tworząc $M+I+1$ równań typu (9), dla różnych $N > M$, wykorzystując odpowiednie momenty sygnału wejściowego i wyjściowego, możemy identyfikować system obliczając wszystkie współczynniki a_i , $i = 0, I$ i b_m , $m=0, M$ transmitancji $G(s)$ (5), z których jednemu zadajemy dowolną wartość, np. $b_0 = 1$. W przypadku nieokreślonej wartości I przyjmujemy $I = M$.

Jeśli $N < M$, przy założeniu, że $N < I$, co nie zmniejsza ogólności rozważań, to przeprowadzając analogiczne postępowanie otrzymamy :

$$\sum_{m=0}^{N-1} \frac{1}{(N-1-m)!} b_m \sum_{j=0}^{N-1-m} \binom{N-1-m}{j} (-1)^j T^{N-1-m-j} c_j(x) + b_N x(T) + \sum_{j=1}^{M-N} b_{N+j} x^{(j)}(T) + \sum_{n=0}^{j-1} x^{(n)}(0) \delta^{(j-1-n)}(T) =$$

$$= \sum_{i=0}^{N-1} \frac{1}{(N-1-i)!} a_i \sum_{k=0}^{N-1-i} \binom{N-1-i}{k} (-1)^k T^{N-1-i-k} \quad (10)$$

$$c_k(z) + a_N z(T) + \sum_{j=1}^{I-N} a_{N+j} \left[z^{(j)}(T) + \sum_{n=0}^{j-1} z^{(n)}(0) \delta^{(j-1-n)}(T) \right]$$

Ponieważ dla $T > 0$, $\delta^{(k)}(T) = 0$, to za pomocą wyrażenia (10) możliwe jest obliczenie pochodnej dowolnego rzędu sygnału wyjściowego $x(t)$, w dowolnym momencie $T > 0$.

4. PRZYKŁAD :

Rozpatrzmy system drugiego rzędu o transmitancji w postaci :

$$G(s) = \frac{a_2 s^2 + a_1 s + a_0}{b_2 s^2 + b_1 s + b_0} \quad (11)$$

dla którego trzeba określić wartości $x(T)$, $x^{(1)}(T)$, $x^{(2)}(T)$, $x^{(3)}(T)$. Dane wartości $z(T)$, $z^{(1)}(T)$, $z^{(2)}(T)$, $z^{(3)}(T)$ i momenty $c_j(x)$, $c_k(z)$; $j, k = 0, 6$, oraz $T = 1$.

Rozwiązując względem b_m i a_i układ równań typu (9) dla $N = 3, 7$ przy założeniu np. $b_0 = 1$, obliczamy wszystkie współczynniki transmitancji (11). Układając równania typu (9) dla $N = -1, 2$ otrzymujemy :

$$\frac{N=2t}{\sum_{m=0}^1 \frac{1}{(1-m)!}} b_m \sum_{j=0}^{1-m} \binom{1-m}{j} (-1)^j c_j(x) + b_2 x(1) = \sum_{i=0}^1 \frac{1}{(1-i)!} a_i \sum_{k=0}^{1-i} \binom{1-i}{k} (-1)^k c_k(z) + a_2 z(1) ;$$

$$\underline{N = 1} : b_0 c_0(x) + b_1 x(1) + b_2 x^{(1)}(1) = a_0 c_0(z) + a_1 z(1) + a_2 z^{(1)}(1) ; (12)$$

$$\underline{N = 0} : b_0 x(1) + b_1 x^{(1)}(1) + b_2 x^{(2)}(1) = a_0 x(1) + a_1 x^{(1)}(1) + a_2 x^{(2)}(1) ;$$

$$\underline{N = -1} : b_0 x^{(1)}(1) + b_1 x^{(2)}(1) + b_2 x^{(3)}(1) = a_0 x^{(1)}(1) + a_1 x^{(2)}(1) + a_2 x^{(3)}(1) ;$$

Rozwiązanie układu równań (12) można przeprowadzać kolejno, co w znacznym stopniu ułatwia proces obliczeń.

5. OMÓWIENIE ALGORYTMU IDENTYFIKACJI

Znając wartości pochodnych $x^{(n)}(T)$, $n=0, 1, \dots$ obliczone za pomocą równań typu (10), można przeprowadzić prognozowanie /predykcję/ zachowania się systemu dla czasu $t > T$.

W powyższych rozważaniach przyjęto, że energia początkowa w systemie nie występuje. Jeśli jednak proces identyfikacji jest cykliczny lub też zaczyna się w momencie $T_M > 0$, to takie założenie nie będzie zawsze prawdziwe [3]. W tym przypadku wyrażenie (9) podlega modyfikacji; dla $N > M$ do postaci :

$$\sum_{m=0}^M b_m \frac{1}{(N-1-m)!} \sum_{j=c}^{N-1-m} \binom{N-1-m}{j} (-1)^j (T_R - T_M)^{N-1-m-j} c_j(x) - \sum_{i=0}^{M-1} \frac{(T_R - T_M)^{N-1-i}}{(N-1-i)!}$$

$$\sum_{m=i+1}^M b_m x^{(m-1-1)}(T_M) = \sum_{i=0}^I a_i \frac{1}{(N-1-i)!} \sum_{k=0}^{N-1-i} \binom{N-1-i}{k} (-1)^k (T_R - T_M)^{N-1-i-k} c_k(z)$$

(13)

gdzie:

T_M - początkowy moment identyfikacji, T_R - końcowy moment identyfikacji

$$C_j(x) = \int_0^{T_R - T_M} x(t + T_M) t^j dt ; C_k(z) = \int_0^{T_R - T_M} z(t + T_M) t^k dt -$$

- odpowiednie momenty sygnału wyjściowego i wejściowego obliczone w przedziale (T_M, T_R) .

Analogicznie, dla $N < M$ zachodzi modyfikacja wyrażenia (10) do postaci:

$$\sum_{m=0}^{N-1} \frac{1}{(N-1-m)!} b_m \sum_{j=0}^{N-1-m} \binom{N-1-m}{j} (-1)^j (T_R - T_M)^{N-1-m-i} c_j(x) + b_N x(T_R) + \sum_{j=1}^{M-N} b_{N+j}$$

$$\left[x^{(j)}(T_R) + \sum_{n=0}^{j-1} x^{(n)}(T_M) \delta^{(j-1-n)}(T_R - T_M) \right] - \sum_{i=0}^{M-1} \delta^{(i-N)}(T_R - T_M) \sum_{m=1+i}^M b_m x^{(m-i-1)}(T_M) =$$

$$= \sum_{i=0}^{N-1} \frac{1}{(N-1-i)!} a_i \sum_{k=0}^{N-1-i} \binom{N-1-i}{k} (-1)^k (T_R - T_M)^{N-1-m-k} c_k(z) + a_N z(T_R) +$$

$$+ \sum_{j=1}^{I-N} a_{N+j} \left[x^{(j)}(T_R) + \sum_{n=0}^{j-1} x^{(n)}(T_M) \delta^{(j-1-n)}(T_R - T_M) \right] \quad (14)$$

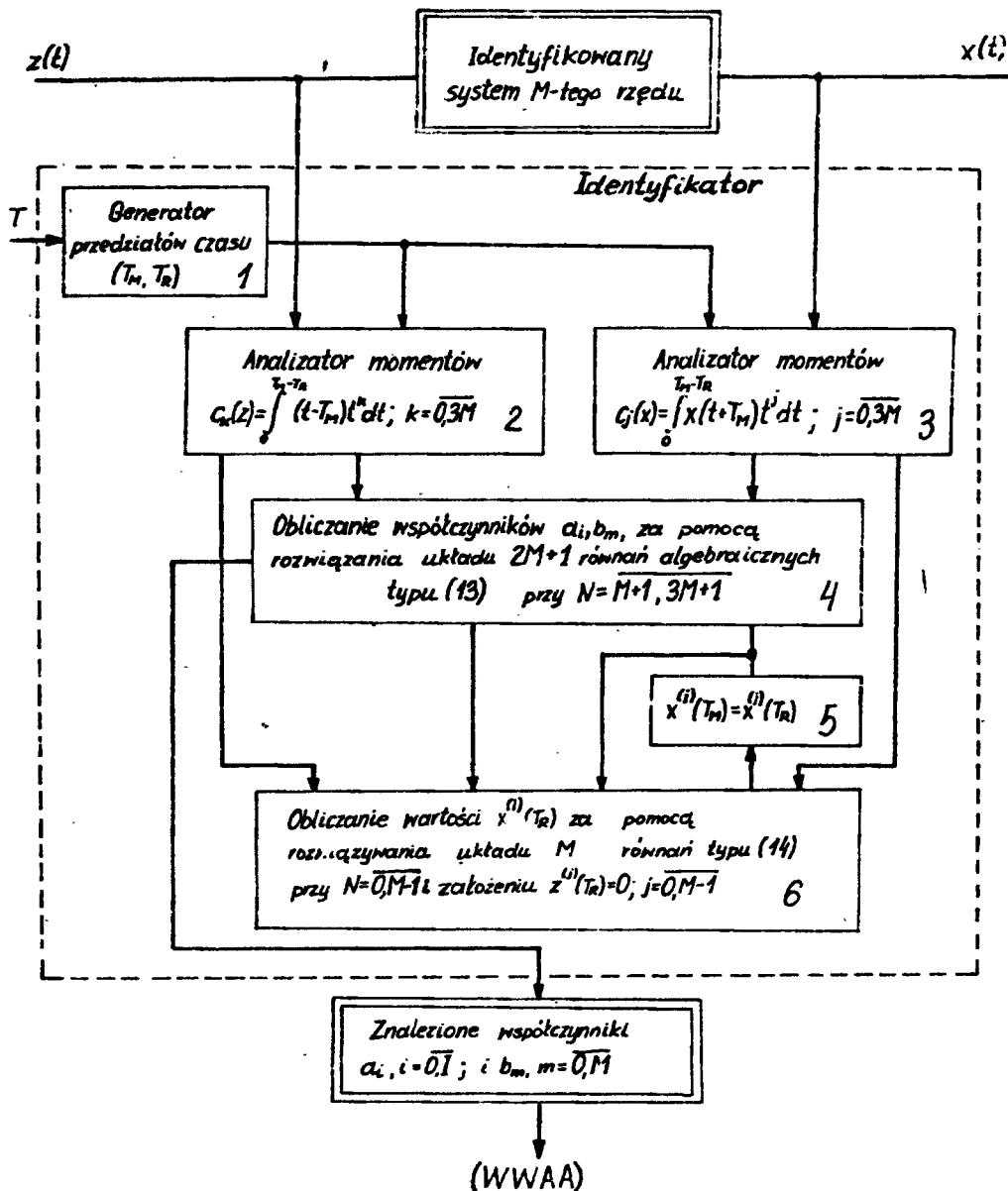
We wzorach (13) i (14) nie obowiązuje warunek zerowości pochodnych. gdzie:

$$\delta^{(-k)}(T_R - T_M) = \frac{(T_R - T_M)^{k-1}}{(k-1)!} = \underbrace{\int_0^{T_R - T_M} \int_0^{T_R - T_M}}_k \delta(u) du \dots du ;$$

dla $k > 0$

Ponieważ $\delta^{(\xi)}(T_R - T_M) = 0$, $T_R - T_M > 0$ i $\xi = 0, 1, 2, \dots$, to równanie (14) można rozwiązać względem $x(T_R)$ i pochodnych $x^{(j)}(T_R)$. Równania (13) i (14) dają możliwość przeprowadzenia nieprzerwanej identyfikacji transmitancji $G(s)$ /obliczenie współczynników b_m i a_i wyrażenie (5)/.

Na podstawie powyższych rezultatów, na rys. 1 przedstawiono schemat blokowy procesu identyfikacji systemu M -go rzędu. Blok 1 zadaje przedział



Rys. 1. Schemat blokowy procesu identyfikacji systemu M-tego rzędu

czasu (T_M, T_R) , w ciągu którego w blokach 2 i 3 określone zostają odpowiednie momenty sygnału wejściowego i wyjściowego. Wybór wielkości przedziału (T_M, T_R) zależy tylko od szybkości zmian parametrów identyfikowanego systemu i jest tylko ograniczony szybkością procesów obliczeniowych. Blok 4 równocześnie z zakończeniem zadanego przedziału (T_M, T_R) przeprowadza obliczenia współczynników a_i i b_m .

Potrzebne w tym celu wartości $x^{(j)}(T_M)$, w pierwszym przedziale (T_M, T_R) gdzie: $T_M = 0$, przyjmuje się równymi 0. Takie założenie nie wnosi żadnego błędu, ponieważ identyfikację przeprowadza się nieprzerwanie, od momentu $t = 0$, tj. od momentu podania sygnału wejściowego. W następnych przedziałach jako $x^{(j)}(T_M)$ przyjmowana jest wartość $x^{(1)}(T_R)$ obliczona w poprzednim przedziale /blok 5 i 6/.

Wyprowadzone wartości a_1 i b_m mogą służyć jako wejściowe wartości określonego algorytmu adaptacji /WWAA/. Wejście T służy do zadania wartości przedziału (T_M, T_R) zależnego od dokładności przeprowadzonej identyfikacji.

Należy zaznaczyć, że maksymalne wartości indeksów k i j w blokach 2 i 3 /rys.1/ wynikają z nieodzowności rozwiązywania $2M+1$ równań typu (13) i M równań typu (14).

6. WNIOSKI

1. Zastosowanie teorii momentów pozwala przede wszystkim przeprowadzać analizę, syntezę i identyfikację różnorodnych systemów dynamicznych. Celowe jest wykorzystanie teorii momentów do układów adaptacyjnego sterowania urządzeń automatycznej regulacji.
2. Przedstawiona powyżej metoda identyfikacji może być także uogólniona na wielowymiarowe systemy. Należy zaznaczyć, że często występujące w systemach opóźnienie może być uwzględnione stosunkowo prostą modyfikacją schematu przedstawionego na rys.1, związaną z wprowadzeniem odpowiednio połączonego detektora opóźnienia. Ważną zaletą tak przeprowadzonej identyfikacji jest możliwość równoczesnej eliminacji zakłóceń, co wpływa na zwiększenie dokładności obliczeń.
3. Zaproponowana metoda identyfikacji na podstawie teorii momentów, pozwala na wykorzystanie w układach adaptacyjnych regulacji automatycznej specjalizowanych systemów mikroprocesorowych.

LITERATURA

- [1] Ahiezer N.I.: Kłasičeskaja problema momentow i niekatoryje woprosy analiza swiazannyje s nieju. „Gos.izdat.fiz.-mat.lit.” Moskwa 1961, s. 312.
- [2] Amierbajew W.M.: Niekatoryje primienienija ortogonalnych mnogočlenow k wostonowlienuju funkcji zadanych izobraženijem Laplassa. „Isw.AN.Kaz.SSR. Seria matematika i mečhanika” Wyp. 9/13/ 1960
- [3] Dimitriew A.N., Riesiotow W.W.: Ortogonalnyj metod opriedielienija tiekušočich dinamičeskich charakteristik i postrojenie korrietirujuščich filtrov samonastrajajuščichsja sistem awtomatičeskogo upravlienija, pod red. Sołodownikowa W.W., Moskwa Mašinostrojenije 1965, s. 148-182

- [4] Misskin E., Braun E.: Prispodobliwajuscijesja awtomatičeskijsje sistemy; pier. s angl., Moskwa „Mir” 1963
- [5] Oruck I.A.: Nowyje metody sintieza liniejnych i niekatorych nieliniejnych dinamičeskich sistem. Moskwa „Nauka” 1965 s. 203
- [6] Sołodownikow W.W. i dr.: Ortogonalnyj metod analiza i sintieza liniejnych sistem awtomatičeskiego upravlienija na osnowie poniatija momentow; w kn. „Awtomatičeskoje upravlienije i wyčislitielnaja tehnika” Wyp.8. Častotnyje metody, Moskwa Mašinostrojenije 1968, s. 30-87
- [7] Żujkow W.J., Strzelecki R.: Momentnoje prieobrazowanije i jego swojstwa. Rukopis'disponirowana w Ukr. WNIINTI. Kijew 1982, s.23
- [8] Żujkow W.J., Sztajnert A., Strzelecki R.: Primienienije momentnogo prieobrazowanija dla rasčiota ustrojstw prieobrazowatielnoje tehniki. Rukopis'disponirowana w Ukr. WNIINTI. Kijew 1982, s. 18

MODIFIED THEORY OF MOMENTS AND ITS APPLICATION TO IDENTIFICATION-
Summary

The paper presents basic properties of the modified theory of moments and some results of its application to a converter circuits analysis.

On the basis of the notion of moments defined in a finite interval, there were introduced analytical dependences which enabled a continuous identification of dynamic, quasi-linear and quasi-stationary objects of an automatic regulation.

A block diagram of the identifier is presented.

МОДИФИЦИРОВАННЫЕ ТЕОРИИ МОМЕНТОВ И ЕЕ ПРИМЕНЕНИЕ ДЛЯ ИДЕНТИФИКАЦИИ

Резюме

В статье представлены основные свойства модифицированной теории моментов и некоторые результаты ее применения для анализа устройств преобразовательной техники.

На основе понятия моментов определенных на конечных интервалах, введены аналитические соотношения, позволяющие проводить непрерывную идентификацию динамических характеристик квази-линейных и квази-стационарных объектов автоматического регулирования. Приведена блок-схема идентифика- тора.

Walerij Jakowlewicz Żujkow
Włodzimierz Jabkoński
Ryszard Strzelecki

ZASTOSOWANIE ZMODYFIKOWANEJ TEORII MOMENTÓW DO STEROWANIA PRZEKSZTAŁTNIKA Z POLEPSZONĄ JAKOŚCIĄ SYGNAŁU WYJŚCIOWEGO

W artykule przedstawiono aplikację teorii momentów do adaptacyjnego sterowania transformatorowo-kłuczowych struktur wykonawczych przekształtników z polepszoną jakością sygnału wyjściowego.

Przedstawiono algorytm adaptacji przy uwzględnieniu opisanego funkcjonalnym „J”-kryterium jakości oraz na podstawie określonych zależności momentów predyktowanego sygnału, wyznaczono macierze sterowania i schemat blokowy układu sterowania falownika z polepszoną jakością napięcia wyjściowego z wykorzystaniem zasady adaptacji.

1. WSTĘP

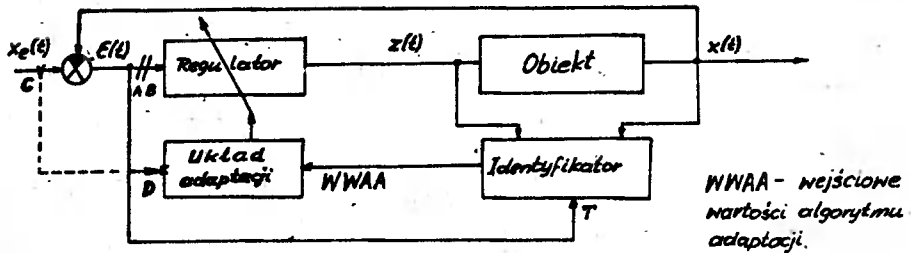
Zmodyfikowaną teorię momentów i jej niektóre zastosowania do identyfikacji obiektów automatycznej regulacji przedstawiono w pracy [5]. Sformułowano w niej również zasady zmodyfikowanej teorii momentów oraz podstawowe właściwości momentów dla najczęściej spotykanych funkcji i przeprowadzono identyfikację transmitancji systemu na podstawie momentów wejściowego i wyjściowego sygnałów. Na przykładzie systemu drugiego rzędu przeprowadzono ogólne rozważania dotyczące możliwości aplikacji teorii momentów do identyfikacji systemu M -tego rzędu, opracowano algorytm oraz sporządzono schemat blokowy procesu identyfikacji tego systemu.

Mniejszy artykuł stanowi kontynuację poprzedniej problematyki i zawiera aplikację teorii momentów do adaptacyjnego sterowania transformatorowo-kłuczowych struktur wykonawczych falowników napięcia lub ogólnie przekształtników z polepszoną jakością sygnału wyjściowego.

2. STEROWANIE ADAPTACYJNE Z WYKORZYSTANIEM MOMENTÓW

Zastosowanie opisanego algorytmu identyfikacji [5] prowadzi do struktury układu adaptacyjnego sterowania przedstawionego na rys. 1.

Obliczone za pomocą tego algorytmu sygnały WWA i odpowiednio przekształcone w układzie adaptacji, określają właściwe nastawy regulatora, zrealizowanego np. w postaci przestrajanego filtra cyfrowego. Błąd $x_e(t) - x(t)$ określa nam czas trwania następnego przedziału identyfikacji (T_M, T_R)



Rys. 1. Układ adaptacyjnego sterowania z wykorzystaniem momentów

Początkową wartość nastaw regulatora określa się na podstawie optymalizacji przebiegu regulacji wg zadanego kryterium [6], przy nominalnej pracy obiektu.

Jednym z praktycznych zastosowań przedstawionej na rys. 1 struktury układu adaptacyjnego jest sterowanie pracą przekształtnika z polepszoną jakością sygnału wyjściowego /rys.2/.

Jako obiekt, w tym konkretnym przypadku, występuje obciążenie, którego parametry mogą być zmienne w funkcji czasu. Funkcję regulatora może spełniać najprostsza struktura transformatorowo-kłuczowa, co pozwala wytwarzać odpowiedni poziom sygnału $z(t)$. Układ adaptacji wykonuje w tym przypadku funkcję sterującą w stosunku do przekształtnika /struktury transformatorowo-kłuczowej/. Wzorcowy sygnał $x_e(t)$ pozwala na kontrolę kształtu sygnału wyjściowego i w razie konieczności zmianę czasu identyfikacji (T_M , T_R). Identyfikator w tym zastosowaniu spełnia trochę inną rolę, niż określenie współczynników a_1 i b_m , co szczerzej zostanie omówione poniżej. W takim zastosowaniu układu adaptacyjnego /rys.1/, jak przedstawiony na rys.2 układ sterowania falownika należy przerwać połączenie A-B, /ponieważ regulator-część siłowa zasilana jest ze źródła napięcia - prądu stałego/ i wprowadzić połączenie C-D, umożliwiające bezpośrednie wprowadzenie sygnału wzorcowego $x_e(t)$ do układu adaptacji.

Użycie momentów, jako liczbowych charakterystyk sygnałów - upraszcza algorytm identyfikacji; pozwala zmniejszyć wpływ szumów na otrzymaną informację o sygnale wyjściowym i wejściowym; pozwala na prostą techniczną realizację układu adaptacyjnego sterowania w postaci odpowiednio zaprogramowanego specjalizowanego minikomputera, zrealizowanego na bazie systemu mikroprocesorowego.

Zapiszmy algorytm identyfikacji i adaptacji w jego najprostszej postaci podanej w [9,4] przy założeniu, że błąd $\epsilon(t)$ nie wpływa na wielkość przedziału (T_M , T_R).

Załóżmy, że na obciążenie przekształtnika /obiekt/ w momencie $t=kT$ działa sygnał /napięcie/ $z(kT)$. W tym samym momencie czasu, zakładając, że sygnał wejściowy pozostał niezmienny od momentu $t=kT-T$ i wynosi $z(kT-T)$, wykorzystując dane o sygnale wyjściowym /prądzie obciążenia/ $x(t)$ z przedziału $t \in (kT-T, kT)$ możemy dokonać predykcji /prognozy/ sygnału wyjściowego $x_{po}(kT+t)$, $t \in (0, T)$.

Odpowiedź obiektu-obeciążenia przekształtnika na impuls $1(t)$ / impulsową charakterystyką $h(t)$ /, $t \in (0, T)$ w przedziale $(kT, kT+T)$ można określić za pomocą wyrażenia

$$h_k(t) = \frac{x(kT+t) - x_{po}(kT+t)}{z(kT) - z(kT-T)} \quad (1)$$

gdzie:

- $h_k(t)$ - impulsowa charakterystyka w k -tym przedziale $(kT, kT+T)$; $t \in (0, T)$;
- $x_{po}(kT+t)$ - prognozowana wartość sygnału $x(t)$ w k -tym przedziale;
- $x(kT+t)$ - wyjściowy sygnał w k -tym przedziale;
- $z(kT-T), z(kT)$ - odpowiednio wartości wejściowego sygnału / wyjściowego przekształtnika-regulatora / w k -tym i $k+1$ przedziale

Niech będzie zadany program zmian sygnału wzorcowego $x_0(t)$. Przekształtnik powinien wytworzyć taki sygnał $z(kT+T)$ stały w przedziale $(kT+T, kT+2T)$, który zgodnie z kryterium jakości „J” kształtowania sygnału wyjściowego /prądu obciążenia/ $x(t)$, sprowadza go do minimum.

Zakładamy, że kryterium jakości „J” określa się funkcjonalnem

$$J = \int_0^T \left\{ \rho z^2(kT+T) + [x_0(kT+T+t) - x(kT+T+t)]^2 \right\} dt \quad (2)$$

gdzie:

- ρ - współczynnik strat na sterowanie;
- $x_0(kT+T+t)$ - program zmian wyjściowego sygnału w $k+1$ przedziale;
- $x(kT+T+t)$ - rzeczywisty sygnał wyjściowy w $k+1$ przedziale;

co pozwala uwzględnić zarówno straty związane z odkształceniem sygnału na odbiorniku /np. w przypadku quasi-sinusoidalnego sygnału wyjściowego-wartość współczynnika harmonicznych/, jak i straty wynikające z działania sygnału sterującego. Te ostatnie zależą głównie od złożoności konstrukcyjnej przekształtnika, a w szczególności od liczby możliwych do otrzymania poziomów sygnału wyjściowego $z(kT)$.

Przyjmując, że $h_k(t) = h_{k+1}(t)$; co przy odpowiednio małym T można przyjąć dla dowolnego systemu, wykorzystując (1) otrzymamy

$$x(kT+T+t) = h_k(t) [z(kT+T) - z(kT)] - x_0(kT+T+t) \quad (3)$$

Wprowadzając oznaczenia

$$\Delta z(kT+T) = z(kT+T) - z(kT)$$

i

$$\rho_0(kT+T+t) = x_0(kT+T+t) - x_{po}(kT+T+t)$$

i podstawiając je do zależności (2) i (3), po przeprowadzeniu prostych przekształceń otrzymamy:

$$J = \int_0^T \left\{ \varrho \left[z(kT) + \Delta z(kT+T) \right]^2 + \left[h_k(t) \Delta z(kT+T) + \varphi_0(kT+T+t) \right]^2 \right\} dt \quad (4)$$

Minimalizując (4) względem $\Delta z(kT+T)$ otrzymamy zależność w postaci

$$\Delta z(kT+T) = - \int_0^T \left[\varrho z(kT) + \varphi_0(kT+T+t) h_k(t) \right] dt / \int_0^T \left[\varrho + h_k^2(t) \right] dt \quad (5)$$

Wartość sygnału wejściowego w $k+1$ przedziale określamy jako

$$z(kT+T) = z(kT) + \Delta z(kT+T) \quad (6)$$

W celu efektywnej identyfikacji $h_k(t)$, nieodzowna jest adekwatna predykcja $x_{po}(kT+t)$ i spełnienie warunku

$$h_k(t) = h_{k+1}(t)$$

świadczącego o możliwości nieznaczącej tylko zmiany parametrów identyfikowanego obiektu w dwóch kolejnych przedziałach ($kT, kT+T$) i ($kT+T, kT+2T$). W przypadku nagłej skokowej zmiany parametrów obciążenia-obiektu, prawidłowe określenie $h(t)$, $0 < t < T$ nastąpi w najgorszym przypadku z opóźnieniem τ , zawartym w przedziale $T < \tau < 2T$.

Jak już wspomniano, zastosowanie momentów dla realizacji wyżej opisanej zasady identyfikacji i adaptacji - obliczenia przyrostu sygnału sterującego $\Delta z(kT+T)$ (5) - posiada cały szereg zalet. Jednocześnie pełne ich wykorzystanie jest możliwe w przypadku, jeżeli niektóre zmienne występujące w równaniach (1)-(5) zapisywane będą w postaci szeregów potęgowych np. Czebyszewa, Taylora itp. I tak na podstawie [1] moment n -tego rzędu $c_n(h_k)$ impulsowej funkcji $h_k(t)$ obliczamy korzystając ze wzoru

$$c_n(h_k) = \left[c_n(\bar{x}_k) - c_n(x_{po,k}) \right] / \Delta z(kT) \quad (7)$$

gdzie:

$$c_n(\bar{x}_k) = \int_0^T x(kT+t) t^n dt; \quad c_n(x_{po,k}) = \int_0^T x_{po}(kT+t) t^n dt - \text{od-}$$

powiednio, momenty n -go rzędu sygnałów wyjściowego i prognozowanego w k -tym przedziale; $\Delta z(kT)$ - przyrost sygnału sterującego w k -tym przedziale /wartość liczbowa/.

Predykcji sygnału $x_{po}(kT+t)$ możemy dokonać, rozkładając $x(kT+T+t)$ w szereg Taylora dla punktu $t=T$.

Otrzymujemy

$$x(kT-T+t) = \sum_{m=0}^{\infty} a_m (t-T)^m \quad \text{i} \quad x_{po}(kT+t) = \sum_{m=0}^{\infty} a_m t^m \quad (8)$$

gdzie:

$$a_m = d^m x(kT-T+t) / dt^m \quad \text{przy } t=T$$

Związek między momentami sygnałów realnego w $k-1$ -szym przedziale i prognozowanego w k -tym przedziale możemy wyznaczyć na podstawie zależności

$$c_n(x_{k-1}) = \sum_{m=0}^{\infty} a_m \int_0^T (t-T)^m t^n dt = \sum_{m=0}^{\infty} a_m p_m^n \quad (9)$$

i

$$c_n(x_{po,k}) = \sum_{m=0}^{\infty} a_m \int_0^T t^m t^n dt = \sum_{m=0}^{\infty} a_m p_m^n \quad (10)$$

$$\text{gdzie:} \quad p_m^n = \int_0^T (t-T)^m t^n dt ; \quad p_m^n = \int_0^T t^m t^n dt ;$$

Przyjmując $a_m=0$ dla $m=M, M+1, \dots$, przy zadanych momentach $c_n(x_{k-1})$, $n=0, M-1$, korzystając z (9) obliczamy współczynniki a_m , $m=0, M-1$, i następnie, na podstawie zależności (10) momenty predykowanego / prognozowanego / sygnału $c_n(x_{po,k})$, $n=0, M-1$.

3. PRZYKŁAD

dla $M=3$ otrzymujemy dwa układy równań w postaci :

$$1/ \begin{bmatrix} c_0(x_{k-1}) \\ c_1(x_{k-1}) \\ c_2(x_{k-1}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T & -\frac{T^2}{2} & \frac{T^3}{3} \\ \frac{T^2}{2} & -\frac{T^3}{6} & \frac{T^4}{12} \\ \frac{T^3}{3} & -\frac{T^4}{12} & \frac{T^5}{30} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} a_0 \\ a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$$

2/

$$\begin{bmatrix} c_0(x_{po,k}) \\ c_1(x_{po,k}) \\ c_2(x_{po,k}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T & \frac{T^2}{2} & \frac{T^3}{3} \\ \frac{T^2}{2} & \frac{T^3}{3} & \frac{T^4}{4} \\ \frac{T^3}{3} & \frac{T^4}{4} & \frac{T^5}{5} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} a_0 \\ a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$$

Dlatego też możemy zapisać

$$\left[\vec{c}_n(x_{po,k}) \right]^T = B \left[\vec{c}_n(x_{k-1}) \right]^T \quad (11)$$

gdzie:

$$\left[\vec{c}_n(x_{po,k}) \right]^T, \quad \left[\vec{c}_n(x_{k-1}) \right]^T$$

- transponowane wektory momentów predykwanego i realnego sygnału odpowiednio w przedziałach k-tym i k-1-szym, B-stała macierzy rzędu $(M \times M)$.

Macierz B może być zapisana w pamięci urządzenia sterującego i jej rząd zależy od wymaganej dokładności predykcji.

Kolejnym etapem jest obliczenie wartości momentów

$$c_n = (\varphi_e, k) = c_n(x_e, k) - c_n(x_{po, k}) \quad (12)$$

gdzie:

$$c_n(\varphi_e, k) = \int_0^T \varphi_e(kT+t)t^n dt; \quad c_n(x_e, k) - \text{moment } n\text{-tego programu zmian sygnału wyjściowego w } k\text{-tym przedziale}$$

$$c_n(x_e, k) = \int_0^T x_e(kT+t)t^n dt$$

Wartości $c_n(x_e, k)$, dla dowolnego przedziału $(kT, kT+T)$ mogą być także zapisane w pamięci urządzenia sterującego i bezpośrednio określać nam program zmian sygnału wyjściowego.

Przy obliczaniu wartości $\Delta z(kT)$ (5) celowe jest wykorzystanie zależności

$$h_k(t) \approx \sum_{i=0}^{M-1} b_{i,k} t^i \quad t \in (0, T) \quad (13)$$

Współczynniki $b_{i,k}$, $i=0, M-1$ obliczamy korzystając ze wzoru

$$\left[\vec{b} \right]^T = A^{-1} \left[\vec{c}_n(h_k) \right]^T \quad (14)$$

gdzie:

- $[\vec{b}]^T$ - transponowany wektor współczynników $b_{i,k}$, $i=0, M-1$
 $[\vec{b}]$ - $[b_{0,k}; b_{1,k}; \dots; b_{M-1,k}]$
 $[\vec{c}_n(h_k)]^T$ - transponowany wektor momentów impulsowej funkcji $h_k(t)$
 $[\vec{c}_n(h_k)]_{A^{-1}}$ - $[c_{0,}(h_k); c_{1,}(h_k); \dots; c_{M-1,}(h_k)]$
 A^{-1} - kwadratowa macierz odwrotna macierzy A

$$A = \begin{bmatrix} T & \frac{T^2}{2} & \frac{T^3}{3} & \dots & \dots & \frac{T^M}{M} \\ \frac{T^2}{2} & \frac{T^3}{3} & \frac{T^4}{4} & \dots & \dots & \frac{T^{M+1}}{M+1} \\ \frac{T^3}{3} & \frac{T^4}{4} & \frac{T^5}{5} & \dots & \dots & \frac{T^{M+2}}{M+2} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{T^M}{M} & \frac{T^{M+1}}{M+1} & \frac{T^{M+2}}{M+2} & \dots & \dots & \frac{T^{2M-1}}{2M-1} \end{bmatrix}$$

Macierz A^{-1} analogicznie jak macierz B i momenty $c_n(x_e, k)$, $k=1, 2, \dots$, może być zapisana w pamięci urządzenia sterującego.

Uwzględniając zależność (13) zapiszemy wyrażenie (5) w postaci

$$\Delta z(kT+T) \approx \frac{-\int_0^T [\varphi z(kT) + \varphi_e(kT+T+t) \sum_{i=0}^{M-1} b_{i,k} t^i] dt}{\int_0^T [\varphi + h_k(t) \sum_{i=0}^{M-1} b_{i,k} t^i] dt} \quad (15)$$

które po uwzględnieniu wzorów (7) i (12) przybiera formę

$$\Delta z(kT+T) = \frac{-\varphi z(kT)T - \sum_{i=0}^{M-1} b_{i,k} [c_i(x_{e,k+1}) - c_i(x_{p_o,k+1})]}{\varphi T + \sum_{i=0}^{M-1} b_{i,k} [c_i(x_k) - c_i(x_{p_o,k})] / \Delta z(kT)} \quad (16)$$

W niektórych przypadkach celowe może być przedstawienie sygnału wyjściowego $x(kT+t)$ w postaci wielomianu Czebyszewa, za pomocą którego predykcja $x_{po}(kT+T+t)$ może być przeprowadzona bezpośrednio [4,9]. Przejście do momentów następuje wtedy tylko na etapie obliczania wartości $\Delta z(kT+T)$ za pomocą wyrażenia (16). Takie podejście pozwala niekiedy przyspieszyć proces obliczeń, co wiąże się jednak ze skomplikowaniem technicznej realizacji analizatora sygnału wyjściowego. Jeśli czas obliczania wartości $\Delta z(kT+T)$ jest porównywalny z przedziałem $(kT, kT+T)$, to dana metoda wymaga odpowiedniej modyfikacji. W tym celu prognozę przeprowadzamy dla przedziału $k+2$, tzn. określamy wartość $x_{po}(kT+2T+t)$ i zakładamy, że

$$h_k(t) \approx h_{k+1}(t) \approx h_{k+2}(t)$$

Wyprowadzenie zależności określającej przyrosty $\Delta z(kT+2T)$ przebiega analogicznie jak w przypadku wyrażenia (5).

W przekształtnikach, a także często i w innych urządzeniach liczba poziomów sygnału wyjściowego /sygnału wejściowego obiektu-obciążenia/ jest ograniczona. Jeśli zadany jest zbiór dopuszczalnych wartości sygnału wyjściowego przekształtnika $\{z_1\}_0^N$, to znajdując

$$\inf_{i=0, \overline{N}} |z(kT) + \Delta z(kT+T) - z_1| ; \quad i=0, \overline{N} \quad (17)$$

wybieramy jednocześnie odpowiedni poziom z_1 spełniający warunek (17). W tym przypadku zakładamy $\varphi = 0$.

4. OMÓWIENIE STRUKTURY ADAPTACYJNEGO UKŁADU STEROWANIA FALOWNIKA

Przedstawiony na rys.2 schemat blokowy układu sterowania falownika z polepszoną jakością napięcia wyjściowego z wykorzystaniem zasady adaptacji, może być zrealizowany w postaci specjalizowanego mikrokomputera. Sygnał $x(t)$ otrzymany z czujnika „Cz” jest proporcjonalny do prądu falownika $i(t)$, którego wymagany kształt na obciążeniu $z_0(t)$ jest zadany w postaci momentów, zapisanych w pamięci stałej urządzenia sterującego. Zastosowany falownik z pośrednim ogniwem wysokiej częstotliwości charakteryzuje się małymi rozmiarami transformatora sumującego i związanymi z tym bardzo dobrymi maso-gabarytowymi współczynnikami [10]. Elementy komputacyjne przedstawione zostały jako idealne klucze z dwustronną przewodnością, sterowane z rozdzielaczy impulsów R1 i R2. Bloki 4, 6, 13 stanowią sumatory wielkości wektorowych /blok 4, 6/ i skalarnych /blok 13/. Elementy 3, 12 opóźniają sygnał o czas T. Układ dzielenia 5 wyodrębnia momenty impulsowej funkcji $h_k(t)$. Funkcje pozostałych bloków opisane zostały na schemacie /rys.2./, gdzie dla uproszczenia nie pokazano elementów synchronizacji.

W niektórych przypadkach wymagana jest jeszcze kontrola jakości kształtu prądu na obciążeniu $z_0(t)$. W tym celu dodatkowo wprowadzony blok

/nie pokazany na rys./ określa wartość funkcjonau (2) oddziałującą na częstotliwość impulsów f z generatora, ze wzrostem której następuje polepszenie jakości kształtu prądu $i(t)$. Ponieważ, dla tak przeprowadzonej kontroli jakości $i(t)$, może następować zmiana czasu T , nieodzownym staje się układ obliczania nowych wartości, $[c_n^*(x_e, k)]$, $k=0,1,\dots, i$ wprowadzenie ich do pamięci urządzenia sterującego.

Przy okresowym, o częstotliwości f_0 , charakterze sygnału na wyjściu przekształtnika, ze względu na warunek

$$f_0 = n f ; \quad n \in N - \text{zbiór liczb naturalnych} \quad (18).$$

zmiana częstotliwości generatora może następować tylko skokowo. W przeciwnym wypadku w sygnale $i(t)$ będą występować podharmoniczne, co w większości przypadków nie jest pożądane.

5. WNIOSKI

1. Zastosowanie teorii momentów określonych w ograniczonym przedziale, pozwala z jednej strony przeprowadzać analizę, identyfikację, a także adaptacyjne sterowanie różnorodnych urządzeń przemysłowych. Wpływ szumów na dokładność obliczeń zostaje przy tym sprowadzony do minimum.
2. Zaproponowana metoda identyfikacji na podstawie teorii momentów, pozwala na wykorzystanie specjalizowanych mikrokomputerów. Szczególnie efektywne jest zastosowanie mikroprocesorowych systemów w przypadkach adaptacyjnego sterowania falownikiem napięcia pracującego na zmienne obciążenie $x_0(t)$ o dowolnym charakterze.
3. Przedstawiona metoda adaptacyjnego sterowania, opierająca się na obliczeniach odpowiedniego sygnału sterującego $z(kT)$ może być uogólniona na wielowymiarowe systemy [4,9]. W związku z tym perspektywnym zagadnieniem stało się jej zastosowanie w napędach elektrycznych prądu przemiennego, coraz szerzej wykorzystywanych w pojazdach elektrycznych [12].
4. Powyższe przesłanki wskazują na celowość dalszych badań, nad możliwością wykorzystania momentów w różnorodnych dziedzinach związanych z problemem optymalizacji sterowania.

LITERATURA

- [1] Ahiezer N.I.: Kłasičieskaja problema momentow i niekatoryje woprosy analiza swiazannyje s nieju. „Gos. izdat. fiz.-mat. lit.” Moskwa 1961, s.312
- [2] Anierbajew W.M.: Niekatoryje primienienija ortogonalnych mnogocłenow k wostonowlieniuj funkcji zadanych izobraženiem Laplasa. „Izw. AN Kaz. SSR Seria matematika i miechanika”. Wyp.9/13/1960

- [3] Dimitriew A.N., Riešiotow W.W.: Ortogonalnyj metod opriedielienija tiekušćich dinamičeskich charakterystik i postrojenija korriaktirujušćich filtrów samonasraiwajušćichesja sistiem awtomatičeskogo upravlienija w kn. „Analičieskije samonasraiwajušćiesja sistiemy awtomatičeskogo upravlienija” pod red. Sołodownikowa W.W., Moskwa Mašinostrojenije, 1965, s.148-182
- [4] Graupe D., Cassir G.R.: Adaptive Control by Predictive Identification and Optimization. Proc. National Electronics Conf., Vol.22, pp 590 - 594, Chicago 1966
- [5] Jabłoński W., Łozowicki M., Strzelecki R.: Zmodyfikowana teoria momentów i jej zastosowanie do identyfikacji. Zeszyty Naukowe ATR Bydgoszcz, Elektrotechnika Nr 4 1984 /w druku/
- [6] Kaczorek T.: Teoria sterowania tom I. W-wa WNT 1977, s.524
- [7] Miszkin E., Braun Ł.: Prispособliwajušćiesja awtomatičeskije sistiemy; pier. s angl., Moskwa „Mir” 1963
- [8] Orurk I.A.: Nowyje metody sintieza liniejnych i niekatorych nieliniejnych dinamičeskich sistiem. Moskwa „Nauka” 1965 s.208
- [9] Powell G.D.: Predictive Adaptive Control. Trans. IEEB AC-14, pp 550-552, 1969
- [10] Rudienko W.S., Sieńko W.I., Ciženko I.M.: Priebrazowatielnaja tiechnika. Kijew „Wišća Szkoła” 1978, s.424
- [11] Sołodownikow W.W. i dr.: Ortogonalnyj metod analiza i sintieza liniejnych sistiem awtomatičeskogo upravlienija na osnowie poniatija momentow; w kn. „Awtomatičieskoje upravlienija i wyčislitielnaja tiechnika” Wyp.8. Častotnoje metody, Moskwa, Mašinostrojenije 1968, s. 30-87
- [12] Zwieriew G.A. i dr.: Eiektropriwod eiektromobilja s asinchronnym dwigatieljem i akumuljatornym istočnikom pitania; w kn. „ Problemy priebrazowatielnoj tiechniki”, Kijew 1979, č. III, s.90-93
- [13] Żujkow W.J., Strzelecki R.: Momientnoje priebrazowanie i jego swojstwa. Rukopis dieponirowana w Ukr. WNIINTI., Kijew 1982, s.22
- [14] Żujkow W.J., Sztajnert A., Strzelecki R.: Primienienije momientnogo priebrazowanija dlja rasčiota ustrojstw priebrazowatielnoj tiechniki. Rukopis dieponirowana w Ukr. WNIINTI., Kijew 1982, s.18

APPLICATION OF MODIFIED THEORY OF MOMENTS FOR CONTROLLING CONVERTER
WITH IMPROVED QUALITY OF INPUT SIGNAL

Summary

The paper presents the application of the theory of moments to the adaptive control of the transformer-key executing modules of converters with an improved quality of an input signal.

The adaptation algorithm was presented with regard to the quality criterion defined by the "J" functional as well as on the basis of definite dependences of moments of the predicted signal. Control matrices and a block diagram of the control system of the inverter with an improved quality of input voltage were determined.

ПРИМЕНЕНИЕ МОДИФИЦИРОВАННОЙ ТЕОРИИ МОМЕНТОВ ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ ПРЕОБРАЗОВАТЕ-
ЛЯ С ПОВЫШЕННЫМ КАЧЕСТВОМ ВЫХОДНОГО СИГНАЛА

Резюме

В работе представлено применение теории моментов в адаптивном управлении тиристорно-ключевыми приводными структурами преобразователей с повышенным качеством выходного сигнала.

Представлен алгоритм адаптивирования с учетом описанного функционала "J" - критерий качества и на основе определенных зависимостей моментов предусмотренного сигнала вычислена матрица управления и блок-схема управления инвертора с повышенным качеством выходного напряжения с применением принципа адаптации.

Maria Derecka

SPRAWNOŚĆ INDUKCYJNEGO NAGRZEWANIA WSADU NIEFERROMAGNETYCZNEGO
WE WZBUDNIKU SZCZELINOWYM

W pracy przedstawiono wyniki analizy wpływu parametrów geometrycznych /wymiarów wsadu i wzbudnika/ oraz elektrycznych /częstotliwości prądu i konduktywności wsadu/ na sprawność elektryczną indukcyjnego nagrzewania długiego wsadu nieferromagnetycznego o przekroju kwadratowym we wzbudniku szczelinowym. Sformułowano wnioski co do doboru wymiarów wzbudnika oraz częstotliwości prądu.

1. WSTĘP

Sprawność elektryczną indukcyjnego układu grzejnego określa się jako stosunek mocy czynnej P_w wydzielanej we wsadzie do mocy czynnej pobieranej przez układ [2]

$$\eta_{el} = \frac{P_w}{P_w + \Delta P_1} \quad (1)$$

gdzie:

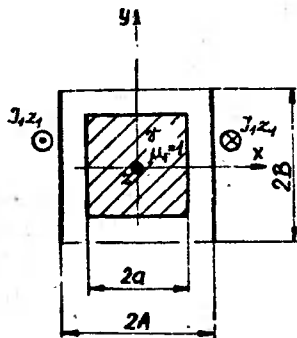
ΔP_1 jest mocą strat w uswojeniu wzbudnika. Wartość tej sprawności zależy od elektrycznych własności wsadu /konduktywności γ i przenikalności magnetycznej μ /, częstotliwości f prądu wzbudnika oraz od wymiarów wsadu i wzbudnika.

W niniejszej pracy zostanie przedstawiony wpływ tych wielkości na sprawność nagrzewania długiego wsadu nieferromagnetycznego o przekroju kwadratowym we wzbudniku szczelinowym. Wykorzystano tu model matematyczny układu przedstawiony w [1], a moc wydzieloną we wsadzie obliczono rozwiązując numerycznie równanie całkowe Fredholma II rodzaju dla prądów wirowych [3].

2. OGÓLNE ZALEŻNOŚCI MIĘDZY LICZBAMI KRYTERIALNYMI CHARAKTERYZUJĄCYMI
ZJAWISKO NAGRZEWANIA WSADU

Numeryczne rozwiązanie równania całkowego sformułowanego dla prądów wirowych umożliwia wyznaczenie rozkładu prądów wirowych i mocy objęto-

ściowej we wsadzie nagrzewanym we wzbudniku szczelinowym, gdy dana jest konduktywność γ wsadu, wymiary wsadu i wzbudnika /rys.1/ oraz amperozwoje $I_1 z_1$, wzbudnika i częstotliwość f prądu.



Rys.1. Model matematyczny układu /założono, iż w kierunku osi Oz układ jest nieskończenie długi/

Równocześnie można obliczyć moc P_w wydzieloną we wsadzie i przypadającą na jednostkę jego długości oraz moc strat we wzbudniku ΔP_1 /także w odniesieniu do jednostki długości/. Wyrażenie (1) można przekształcić do postaci

$$\eta_{el} = \frac{P_w}{P_w + \Delta P_1} \quad (2)$$

Aby rozważyć wpływ czynników wymienionych we wstępie na sprawność elektryczną oraz uczynić rozważania bardziej ogólnymi, wykorzystano analizę wymiarową i teorię podobieństwa [3,4].

Zjawisko nagrzewania wsadu można przedstawić ogólną zależnością

$$P_w = f_1 / I_1 z_1, f, a, A, B, \gamma, \mu / \quad (3)$$

Zastosowanie analizy wymiarowej [3,4] pozwala na wyodrębnienie liczb kryterialnych i zapisanie związku między nimi:

$$\frac{P_w}{(I_1 z_1)^2} 4a^2 \gamma = f_2 / \frac{A}{a}, \frac{B}{A}, \frac{2a}{\delta} / \quad (4)$$

gdzie:

δ jest głębokością wnikania obliczoną dla wsadu

Zjawisko nagrzewania wsadu należy więc badać w funkcji bezwymiarowych parametrów A/a , B/A , $2a/\delta$.

Wykonano szereg obliczeń mocy P_w wydzielonej we wsadzie o danych wymiarach i konduktywności przy tej samej wartości amperozwojów $I_1 z_1$ i zmiennych: częstotliwości f i wymiarach wzbudnika A , B . Wykorzystanie

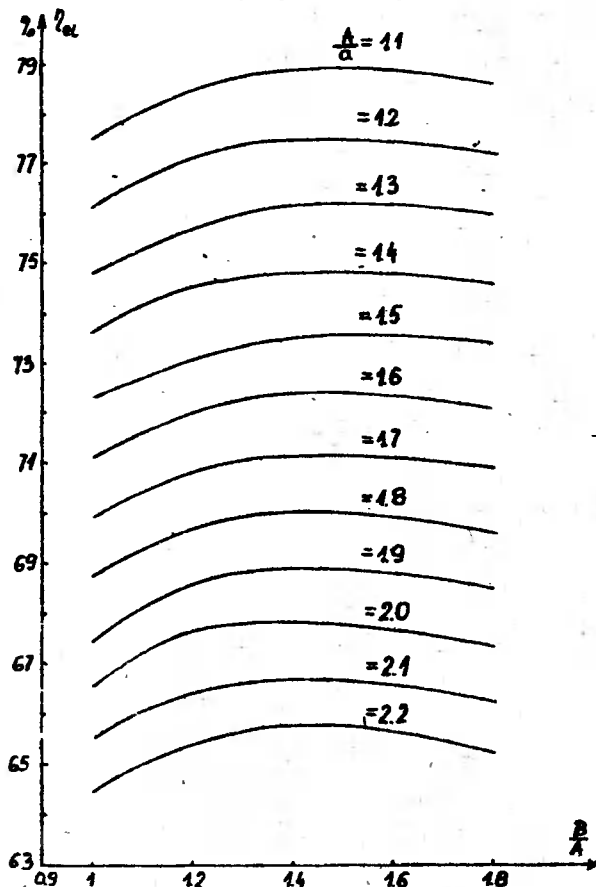
wyników tych obliczeń w wyrażeniach (3) i (2) stwarza możliwość zbadania wpływu poszczególnych bezwymiarowych parametrów na sprawność elektryczną nagrzewania.

3. WPŁYW PARAMETRÓW GEOMETRYCZNYCH

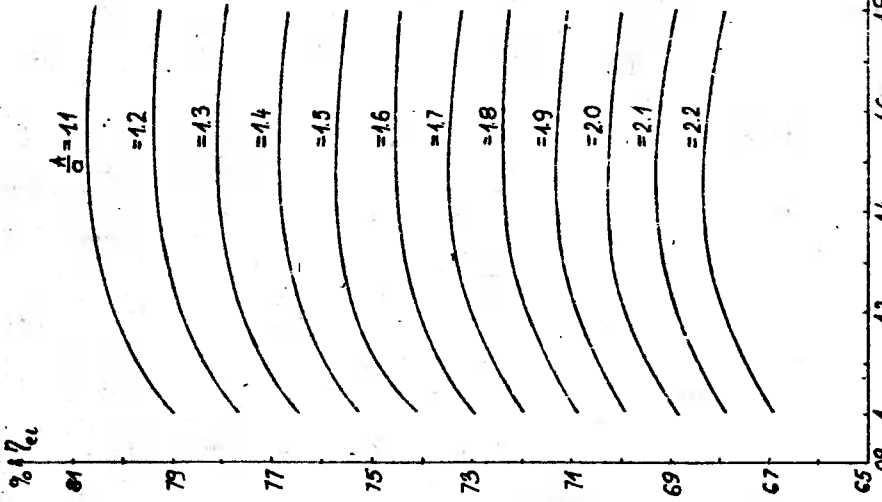
Zbadanie wpływu wymiarów wzbudnika i wsadu na sprawność elektryczną można sprowadzić do zbadania wpływu bezwymiarowych liczb A/a , B/A przy stałej wartości $2a/\delta$ na sprawność.

Na rys. 2 - 4 przedstawiono /przykładowo dla wsadu o konduktywności $\gamma = 10^6$ S/m/ zależność sprawności elektrycznej od wartości liczb B/A i A/a przy $2a/\delta = \text{const}$.

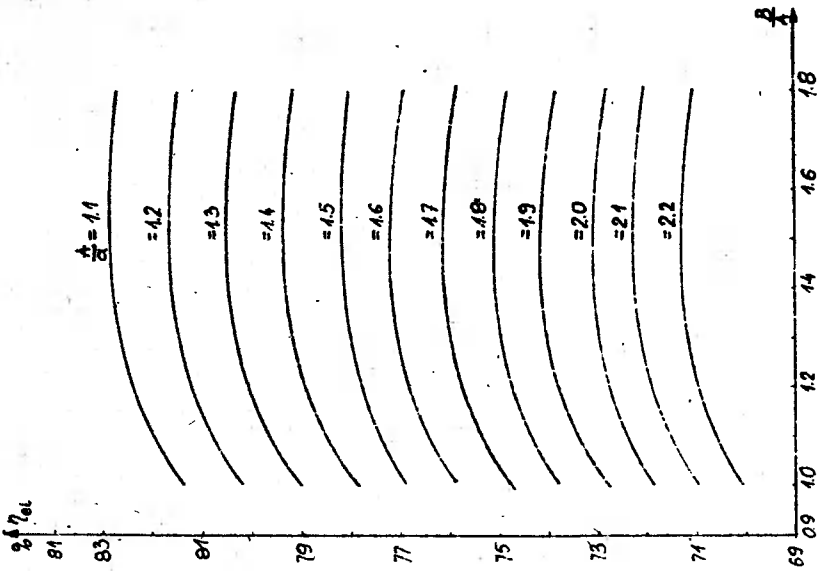
Początkowo zwiększenie szerokości uzwojenia wzbudnika powoduje zmniejszenie gęstości prądu we wzbudniku i zmniejszenie strat mocy Δp_1 , a w związku z tym - zwiększenie sprawności. Jednakże wzrost stosunku B/A powyżej 1.8 powoduje zmniejszenie mocy wydzielanej we wsadzie i wpływa na spadek sprawności.



Rys.2. Sprawność elektryczna nagrzewania wsadu o konduktywności $= 10^6$ S/m przy $2a/\delta = 3$



Rys. 4. Sprawność elektryczna nagrzewania wsadu o konduktywności $= 10^6$ S/m przy $2a/ = 12$



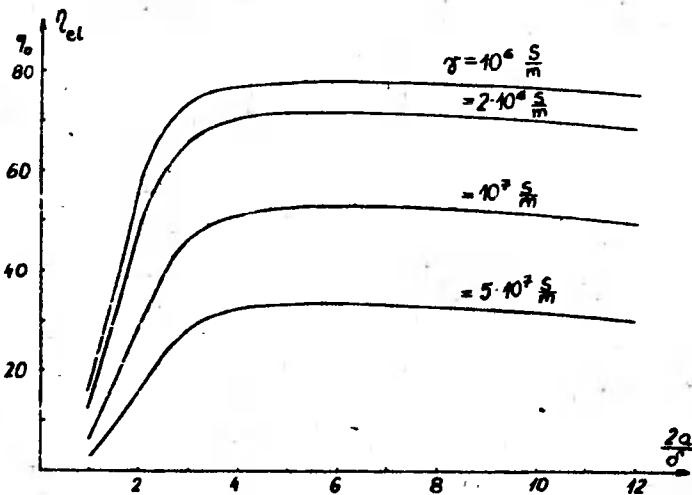
Rys. 3. Sprawność elektryczna nagrzewania wsadu o konduktywności $= 10^6$ S/m przy $\gamma 2a/ = 6$

4. WPŁYW PARAMETRÓW ELEKTRYCZNYCH

Wpływ parametrów elektrycznych /częstotliwości f prądu wzbudnika i konduktywności δ wsadu/ ujęty jest w zależności sprawności od bezwymiarowej liczby $2a/\delta$, gdyż zarówno częstotliwość prądu jak i konduktywność wsadu wpływają na głębokość wnikania zgodnie ze wzorem

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu \gamma}}$$

Na rys.5 przedstawiono zależność sprawności η_{el} od wartości stosunku $2a/\delta$ przy $B/A = \text{const}$, $A/a = \text{const}$ /przykładowo dla $A/a = 1.5$, $B/A = 1.6/$, dla wsadów o różnych konduktywnościach.



Rys. 5. Sprawność elektryczna nagrzewania wsadów o konduktywnościach $= 10^6, 2 \cdot 10^6, 10^7, 5 \cdot 10^7$ S/m przy $A/a = 1.5$, $B/A = 1.6$

5. WNIOSKI

Przeprowadzona analiza wpływu parametrów geometrycznych i elektrycznych na sprawność nagrzewania wsadu nieferromagnetycznego o przekroju kwadratowym we wzbudniku szczelinowym pozwala na sformułowanie następujących wniosków:

1. Częstotliwość prądu wzbudnika powinna być dobrana tak, aby wartość stosunku $2a/\delta$ zawarta była w granicach 4 - 8.
2. Szczelina między wsadem a wzbudnikiem ze względu na sprawność elektryczną powinna być możliwie mała.

3. Stosunek szerokości uswojenia wzbudnika do odstępów między przewodami wzbudnika powinna zawierać się w granicach 1.4 - 1.6.

Zapewnienie takich warunków nagrzewania umożliwia osiągnięcie dobrej sprawności elektrycznej.

LITERATURA

- [1] Derecka M.: Rozkład prądów wirowych i mocy objętościowej we wsadzie o przekroju kwadratowym nagrzewanym we wzbudniku szczelinowym. Zeszyty Naukowe ATR, Elektrotechnika Nr 3 1982
- [2] Liwiński W.: Nagrzewnice indukcyjne skrośne. WNT, Warszawa 1968
- [3] Sikora R.: Teoria pola elektromagnetycznego. WNT, Warszawa 1977
- [4] Stoll R.L.: The analysis of eddy currents. Clarendon Press, Oxford 1974

EFFICIENCY OF INDUCTION HEATING OF NONMAGNETIC BILLET HEATED IN SADDLE INDUCTOR

Summary

The paper includes the results of an analysis of parameters which affect the efficiency of induction heating of a square cross-section non-magnetic billet heated in a saddle inductor. Geometrical /dimensions of the billet and inductor/ and electrical parameters /frequency and conductivity of the billet/ are considered. Conclusions on the choice of dimensions of an inductor and current frequency are formulated.

КОЭФФИЦИЕНТ ПОЛЕЗНОГО ДЕЙСТВИЯ ИНДУКЦИОННОГО НАГРЕВА НЕФЕРРОМАГНЕТИЧЕСКОЙ ЗАГОТОВКИ В ЩЕЛЕВОМ ИНДУКТОРЕ

Резюме

В статье представлены результаты анализа влияния геометрических параметров /размеров индуктора и заготовки/ и электрических параметров /частоты тока и удельной проводимости заготовки/ на к.п.д. индукционного нагрева длинной неферромагнетической заготовки квадратного сечения в щелевом индукторе. Сделаны выводы касающиеся подбора размеров индуктора и частоты тока.

Henryk Wesołowski

UKŁAD DO BADANIA IZOLACJI PRZEPIĘCIAMI ŁĄCZENIOWYMI OSCYLACYJNYMI

W artykule przedstawiono zasadę działania i wyniki badań układu probierczego, umożliwiającego wytwarzanie przepięć łączeniowych oscylacyjnych nakładanych na napięcie robocze. Uzwojenie pierwotne transformatora probierczego jest zasilane poprzez cewkę indukcyjną regulowanym napięciem określającym poziom napięcia roboczego. W wybranym momencie fazowym, przy pomocy łącznika tyrystorowo-diodowego, wystąpi rozkładanie pojemności w układzie RLC. Na indukcyjności pojawia się oscylacyjne napięcie, które dodając się do napięcia roboczego jest przenoszone przez transformator probierczy. Daje to przejściowy wzrost napięcia na zaciskach transformatora, a tym samym wywołanie przepięć łączeniowych oscylacyjnych na obiekcie badanym.

Zamieszczone oscylogramy przedstawiają przykłady otrzymywanych przebiegów napięciowych.

1. WPROWADZENIE

1.1. Przepięcia łączeniowe

Przyczyną powstawania przepięć łączeniowych są zmiany w układzie połączeń obwodu wysokiego napięcia w czasie eksploatacji. Zmiany w układzie połączeń powstają głównie przy wyłączaniu i załączaniu sieci wyłącznikami. Inne przyczyny to: zerwanie przewodów, zwarcia doziemne, przepalenie się bezpieczników itp. Przepięcia łączeniowe charakteryzują się różną wartością szczytową [2], kształtem oraz czasem trwania w różnych punktach układu elektroenergetycznego, przy czym dla jego części mogą stwarzać niebezpieczeństwo uszkodzenia izolacji zewnętrznej lub wewnętrznej.

Badania i analiza przepięć łączeniowych ma na celu:

- ustalenie wymagań dla napięć probierczych elementów układu takich jak: linie elektroenergetyczne, maszyny elektryczne i transformatory, aparaty elektryczne, kable oraz osprzęt sieciowy,
- ustalenie wymagań w celu doboru parametrów urządzeń ochronnych takich jak ochronniki, dławiki i kondensatory,
- właściwego doboru wyłączników /dobór rezystancji bocznikujących i układów sterujących synchronizujących moment załączania z serem prądu lub napięcia sieci/,
- opracowanie zastępczych układów probierczych do badań aparatury łączeniowej i ochronnej.

W miarę wzrostu znamionowych napięć przesyłowych i rozwoju urządzeń ochrony przepięciowej zagadnienie przepięć łączeniowych nabiera coraz

większego znaczenia z uwagi na zmniejszenie się współczynnika zapasu izolacji układu elektroenergetycznego.

Badanie przepięć łączeniowych w rzeczywistych układach elektroenergetycznych następuje szeregiem zasadniczych trudności. Można tu wymienić trudności pomiarowe, ograniczenie możliwości zmian parametrów układu i jego konfiguracji. Badania w układach rzeczywistych grożą zawsze uszkodzeniem izolacji, czego następstwem może być wywołanie awarii w układzie, co napotyka na zrozumiałe sprzeciwy ze strony służb eksploatacyjnych.

Wymienione trudności badań bezpośrednich w rzeczywistym układzie elektroenergetycznym uwarunkowały rozwój metod pośrednich.

Równoległe z badaniami nad ustaleniem parametrów przepięć występujących w systemach elektroenergetycznych prowadzone były prace nad laboratoryjnymi układami wytwarzania udarów imitujących te przepięcia. Wymienić można tutaj generatory udarów aperiodycznych dwuskaponcjalnych o kształcie 250/2500 μ s oraz generatory udarów długich aperiodycznych z nałożonymi na grzbiecie oscylacjami.

Norma PN-70/E-04067 „Próby napięciem łączeniowym” określa wymagania stawiane udarom łączeniowym stosowanym do prób wytrzymałości izolacji i podaje przykłady generatorów udarów. Są to generatory elektrostatyczne, jedno- lub wielostopniowe i generatory elektromagnetyczne.

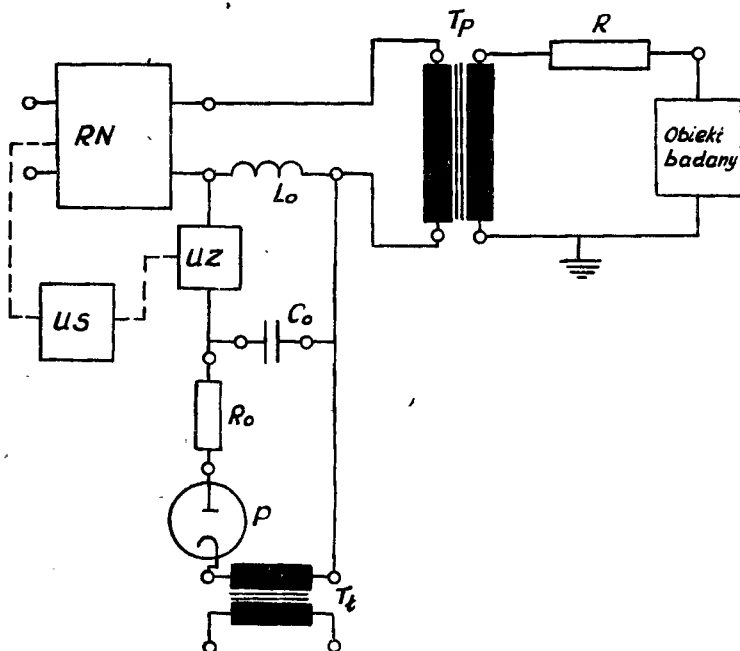
Generatorami przepięć łączeniowych o przebiegach oscylacyjnych mogą być obwody RLC, w których występuje oscylacyjne wyładowanie kondensatora [1,3,7,9]. Generatory takie mogą być wykonane w dwojaki sposób:

- obwód drgań znajduje się po stronie wysokiego napięcia,
- obwód drgań znajduje się po stronie niskiego napięcia /rys.1/.

Oba sposoby pod względem zasady działania niewiele się różnią, a istotną sprawą jest wykonanie układu drgającego na odpowiednie napięcie. W przypadku zainstalowania układu drgającego po stronie niskiego napięcia izolacja cewki i kondensatora nie przedstawia żadnej trudności.

Innym rozwiązaniem może być układ probierczy symulujący przepięcia łączeniowe (10), w którym zamiast rezystora R zastosowanie indukcyjności może być źródłem wytwarzania przepięć łączeniowych oscylacyjnych. Jak przedstawiono na rys.1 [3] regulowane napięcie transformatora RN oraz napięcie cewki L_0 sumują się i przebieg wypadkowy przy pomocy transformatora probierczego TP zostaje przenoszony na obiekt badany. Chwilę powstania oscylacji wybiera się przy pomocy układu synchronizującego US, powodującego załączenie łącznika UZ.

Wadą tego układu [3] jest duży rozrzut występowania przepięcia oscylacyjnego w żądanym momencie fazowym i wpływ składowych napięcia od obwodu zasilającego układ oscylacyjny RLC.



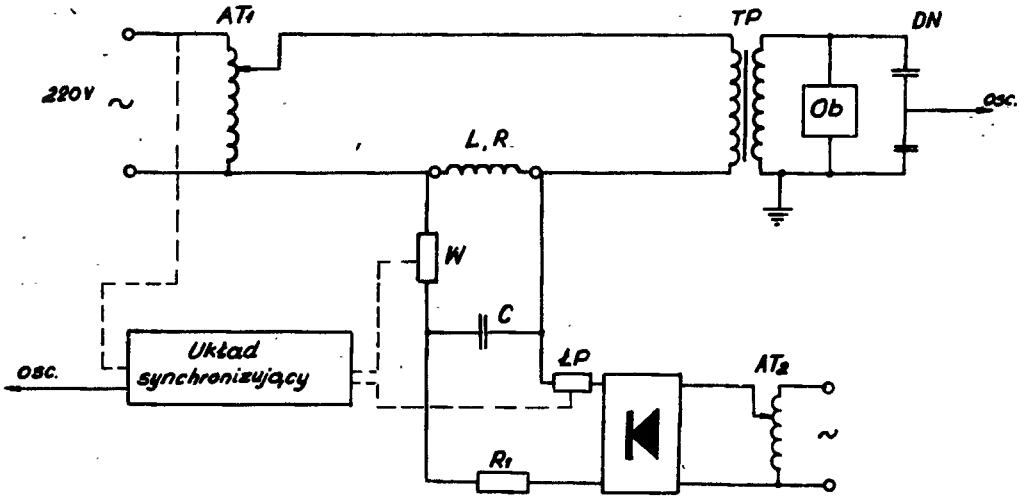
Rys. 1. Układ drgający umieszczony po stronie niskiego napięcia w którym: RN-regulator napięcia, T_p -transformator probierczy, US-układ synchronizujący, UZ-urządzenie załączające, L_o , R_o , C_o -elementy układu drgającego, P-prostownik, T_t -transformator pomocniczy

1.2. Wybór układu generującego przepięcia łączeniowe

Za podstawę do wykonania układu symulującego przepięcia łączeniowe oscylacyjne nałożone na napięcia robocze /warunki zbliżone do warunków rzeczywistych występujące w eksploatacji/ przyjęto układ przedstawiony na rys. 1. W układzie wprowadzono następujące zmiany:

- wyłącznik UZ został wykonany w oparciu o elementy półprzewodnikowe; zastosowano tu łącznik tyrystorowo-diodowy,
- zastosowano dodatkowo wyłącznik pomocniczy ŁP w układzie tyrystorowego łącznika ŁP prądu stałego wyłączanego pojemnościowo,
- zastosowano przesuwnik fazowy pozwalający na dowolny i kontrolowany wybór momentu powstawania przepięcia oscylacyjnego, nałożonego w dodatniej lub ujemnej półfali napięcia roboczego.

W wyniku w/w zmian powstał zmodyfikowany układ probierczy, który przedstawiono na rys. 2.



Rys. 2. Układ probierczy symulujący przepięcia łączeniowe oscylacyjne w którym: W-łącznik tyrystorowo-diodowy, LP-łącznik pomocniczy tyrystorowy, Ob-obiekt badany, DN- dzielnik napięcia

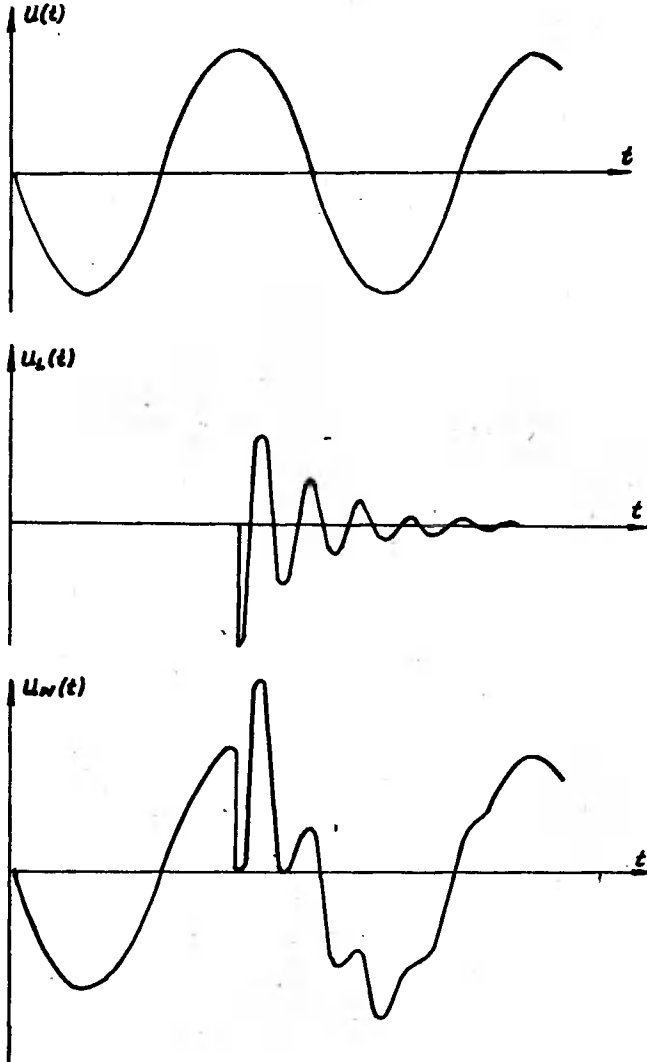
2. ZASADA DZIAŁANIA URZĄDZENIA

W obwodzie głównym /rys.2/ składającym się z autotransformatora AT_1 , transformatora TP i indukcyjności L, występują dwa źródła napięcia. Pierwsze z tych napięć, o przebiegu sinusoidalnym, powstaje w uzwojeniu wtórnym autotransformatora, drugie natomiast w uzwojeniu cewki indukcyjnej. Napięcie to powstaje od przepływu prądu oscylacyjnego wyładowania kondensatora C w obwodzie RLC. W czasie gdy łącznik W jest otwarty, kondensator ładuje się do wartości napięcia zasilającego U, będącego na wyjściu prostownika. Wartość tego napięcia można regulować za pomocą autotransformatora AT_2 . Z chwilą załączenia łącznika kondensator rozładowuje się oscylacyjnie w obwodzie RLC.

Napięcie o przebiegu oscylacyjnym powstające na indukcyjności dodaje się do napięcia sinusoidalnego autotransformatora. Suma tych napięć zostaje przenoszona poprzez transformator probierczy na obiekt badany. Przebieg ten po stronie wysokiego napięcia możemy obserwować na oscyloskopie podłączonym poprzez odpowiedni dzielnik napięcia /np. pojemnościowy/. Na rys. 3 przedstawiono poszczególne przebiegi napięć przy pominięciu spadku napięcia powstałego na indukcyjności i rezystancji cewki od przepływu prądu jałowego transformatora probierczego. Nie uwzględniono również odkształceń powstających z przyczyn, o których będzie mowa w dalszej części

artykułu. Czas trwania oscylacji oraz jej częstotliwość własną dobiera się poprzez odpowiednie wartości parametrów obwodu RLC.

Chwila powstawania oscylacji w obwodzie uzależniona jest od momentu załączenia łącznika sterowanego układem synchronizującym. Jako łącznik zastosowano układ mostkowy tyrystorowo-diodowy.



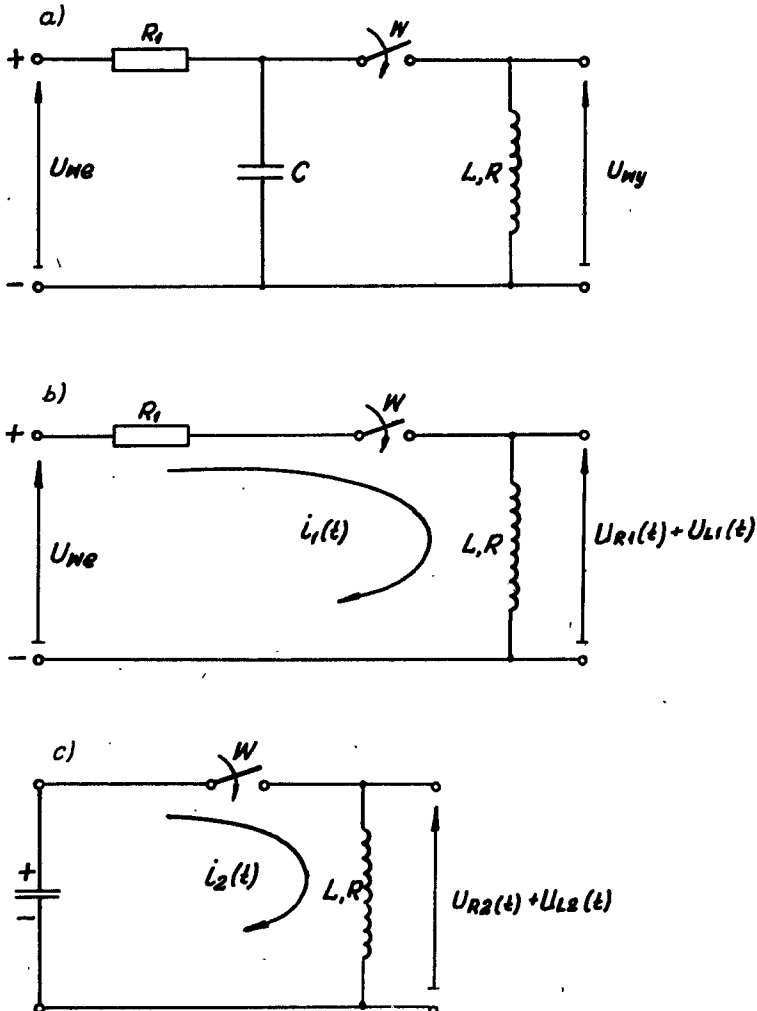
Rys. 3. Przebieg napięć: $u(t)$ -napięcie wtórne autotransformatora AT_1 , $u_L(t)$ -napięcie oscylacyjne na indukcyjności L , $u_w(t)$ -przebieg wypadkowy

3. OBWÓD OSCYLACYJNY RLC

W celu określenia parametrów obwodu oscylacyjnego RLC należało przeprowadzić obliczenia w oparciu o wyznaczenie przebiegów prądów i napięć.

3.1. Wyznaczenie przebiegów prądów i napięć

Obwód generujący napięcie o przebiegu oscylacyjnym został przedstawiony na rys. 4. Rozważania oraz obliczenia przeprowadzono przy założeniu, że napięcie doprowadzone do zacisków wejściowych jest idealnie wyprostowane.



Rys. 4. Obwód generujący napięcie oscylacyjne: a/ obwód RLC, b/ i c/ wyodrębnione oczka obwodu

wane. Przyjmując, że elementy obwodu są liniowe można wyodrębnić z obwodu dwa oczka. Na zasadzie superpozycji spadek napięcia na cewce RL, w chwili po zamknięciu łącznika jest sumą napięć powstałych w poszczególnych oczkach.

a/ obwód RL

Do obwodu szeregowego RL w chwili $t=0$ zostaje załączone źródło napięcia stałego $U = \text{const.}$ przy zerowych warunkach początkowych. Równanie różniczkowe napięć tego obwodu dla stanu nieustalonego ma postać:

$$\frac{U}{R_1 + R} - \frac{di_1(t)}{dt} + Li_1(t) = U \quad (1)$$

Przy zastosowaniu rachunku operatorowego i stosując wzór Heavisida otrzymujemy rozwiązanie

$$\text{prąd oczka I} \quad i_1(t) = \frac{U}{R_1 + R} \left[1 - e^{-\frac{R_1 + R}{L} t} \right] \quad (2)$$

$$\text{napięcie} \quad U_{L1}(t) = L \frac{di_1}{dt} = U e^{-\frac{R_1 + R}{L} t} \quad (3)$$

napięcie na rezystancji R

$$U_{R1}(t) = i_1(t) R$$

$$U_{R1}(t) = \frac{U \cdot R}{R_1 + R} \left[1 - e^{-\frac{R_1 + R}{L} t} \right] \quad (4)$$

$$\text{stała czasowa obwodu} \quad T = \frac{L}{R_1 + R}$$

$$\text{stała tłumienia} \quad a_1 = \frac{1}{T} = \frac{R_1 + R}{L}$$

b/ obwód RLC

W obwodzie występuje przypadek wyładowania kondensatora w gałęzi RLC, w której w chwili początkowej występowało na kondensatorze napięcie stałe U . Równanie różniczkowe napięć oczka drugiego ma postać:

$$Ri_2(t) + L \frac{di_2(t)}{dt} + U_c = 0 \quad (5)$$

Rozwiązując to równanie interesuje nas tylko przypadek, kiedy wystąpi wyładowanie oscylacyjne tłumione, dla którego otrzymujemy:

$$\text{prąd oczka II} \quad i_2/t/ = - \frac{Ue^{-at}}{\omega L} \sin \omega t \quad (6)$$

gdzie:

$$\frac{R}{2L} = a \quad \text{stała tłumienia}$$

$$\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{4L^2} = \omega \quad \text{pulsacja drgań własnych}$$

napięcie na indukcyjności, przyjmując $\frac{\omega}{a} = \operatorname{tg} \varphi$, jest:

$$U_{L2}/t/ = - \frac{Ue^{-at}}{\omega\sqrt{LC}} \sin \omega t - \varphi / \quad (7)$$

napięcie na rezystancji R

$$U_{R2}/t/ = - \frac{RU}{\omega L} e^{-at} \sin \omega t \quad (8)$$

Z powyższych rozwiązań można też określić wpływ napięć $U_{L1}/t/$, $U_{R1}/t/$, oraz $U_{R2}/t/$ na przebieg oscylacyjny. Napięcie mierzone na zaciskach cewki posiadającej indukcyjność L i rezystancję R jest sumą napięć wyznaczonych powyżej:

$$U_w/t/ = U_{R1}/t/ + U_{R2}/t/ + U_{L1}/t/ + U_{L2}/t/ \quad (9)$$

Chcąc wyeliminować wpływ napięć $U_{L1}/t/$, $U_{R1}/t/$ oraz $U_{R2}/t/$ należy podczas wyładowania kondensatora przerwać obwód zasilający układ oscylacyjny RLC. W naszym rozwiązaniu konstrukcyjnym wyeliminowano ten wpływ przez zastosowanie łącznika pomocniczego ŁP, który wyłącza obwód zasilający w momencie rozpoczęcia wyładowania.

3.2. Obliczenia parametrów obwodu RLC

Do obliczeń uzwojeń cewki indukcyjnej oparto się o założenia trwania czasów oscylacji w porównaniu z okresem napięcia przemiennego / przykładowo czas trwania oscylacji równy okresowi, połowie okresu itd./ . Pojemność kondensatorów uzyskano z przekształcenia wzoru (6):

$$C = \frac{1}{\omega^2 + a^2/L}$$

W tabelicy 1 podano przykładowo-dla przyjętych wartości pojemności i indukcyjności-obliczone z powyższego wzoru wartości pulsacji, częstotliwości i czasu trwania oscylacji T_1 .

Tabela 1

	C = 39,6 μF			C = 85 μF		
	w $\frac{\text{rad}}{\text{s}}$	f/Hz/	$T_1/\text{ms}/$	w $\frac{\text{rad}}{\text{s}}$	f/Hz/	$T_1/\text{ms}/$
L = 2,1 mH	3455	550	1,82	2360	376	2,66
L = 0,484mH	7220	1150	0,87	4910	789	1,28
L = 0,177mH	11940	1900	0,526	8120	1290	0,78

4. URZĄDZENIE SYNCHRONIZUJĄCE

Głównym zadaniem urządzenia synchronizującego jest załączenie łącznika tyrystorowo-diodowego w żądanej chwili przebiegu sinusoidalnego napięcia wtórnego autotransformatora AT_1 i wyzwolenie podstawy czasu oscyloskopu w celu zarejestrowania przebiegu napięcia na obiekcie badanym. Przy realizacji urządzenia przyjęto dwa rodzaje pracy łącznika:

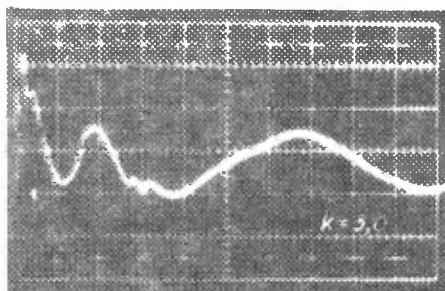
- jednorazowe załączenie łącznika - wyzwalamie impulsowe,
- okresowe załączenia łącznika - wyzwalamia ciągłe.

W celu uzyskania możliwości dokładnego wyboru momentu nałożenia przebiegu oscylacyjnego na napięcie robocze zastosowano przesuwnik fazowy. Układ przesuwnika fazowego zrealizowany został na układzie scalonym UCY-74121. W skład przesuwnika wchodzi uniwbibrator monostabilny o regulowanym czasie skokowo i płynnie, co pozwala na precyzyjne załączenie łącznika tyrystorowo-diodowego w dowolnie wybranej chwili przebiegu sinusoidalnego. Dodatkowo z układem przesuwnika fazowego współpracuje układ pomiaru kąta fazowego. Do bezpośredniego odczytu wartości kąta zastosowano panel cyfrowy typu CPO 4507-1.

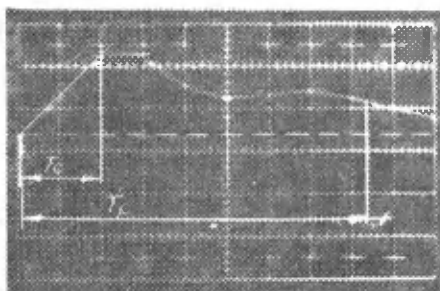
5. WYNIKI BADAŃ

Na zbudowanym w Zakładzie Elektroenergetyki urządzeniu [5] przeprowadzono badania w układzie przedstawionym na rys. 2. Do przenoszenia prądu użyto transformatora probierczego typu TP 110 o napięciu znamionowym 220/110 kV i mocy 10 kVA. Krotności k / uzyskiwanych przebiegów, tj. stosunek wartości szczytowej przebiegu oscylacyjnego do wartości maksymalnej napięcia sinusoidalnego zależą tylko od wartości przyjętego poziomu napięcia roboczego. Decydujące znaczenie ma tu przekładnia transformatora probierczego i znamionowa wartość napięcia uzwojenia po stronie pierwotnej transformatora. Ograniczenie to wynika z tego, że suma napięć po stronie niskiego napięcia transformatora probierczego wywołana nastawieniem poziomu napięcia o częstotliwości 50 Hz i szczytową wartością napięcia oscylacyjnego rozładowania kondensatora nie powinna przekraczać maksymalnej wartości napięcia znamionowego transformatora. W praktyce sprowadza się to do zastosowania odpowiedniego transformatora o w/w parametrach uzależnionych od wartości napięcia roboczego obiektu badanego i interesującej nas krotności przebiegu oscylacyjnego.

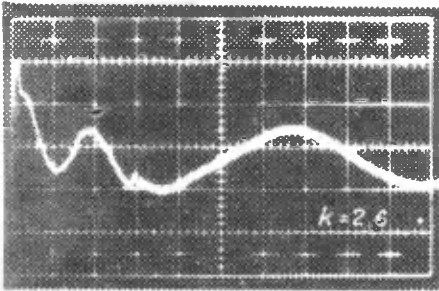
Wyniki badań przedstawiono na przykładzie załączonych oscylogramów. Otrzymane przebiegi mają kształt zbliżony do udaru łączeniowego. Dlatego, też przez analogię wyznaczono czas czoła T_c i czas do półszczytu T_p . Czasy czoła zawierały się w przedziałach od 350 μ s do 420 μ s, a czasy do półszczytu od 1000 μ s do 1650 μ s. Zmianę czasów uzyskuje się przez przełączenie na odpowiednie zaczepty oewki indukcyjnej i odpowiednio załączonej wartości pojemności. Czas trwania udaru łączeniowego osiągał wartość od 2000 μ s do 2400 μ s. Biorąc pod uwagę dopuszczalne odchyłki dla udaru łączeniowego oscylacyjnego podane w PN-70/E-04067 [6] można uważać że układ ten może być przydatny do badania izolacji.



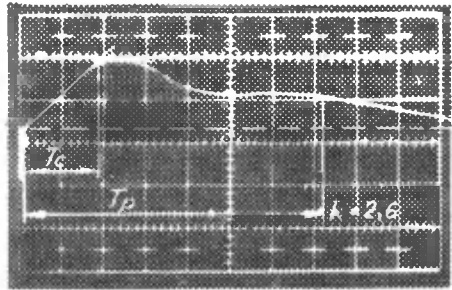
Osc. 1. Skala czasu $x = 2$ ms/działkę,
skala napięcia $y = 10$ kV/
działkę $L = 2,1$ mH,
 $C_1 = 39,6$ μ F



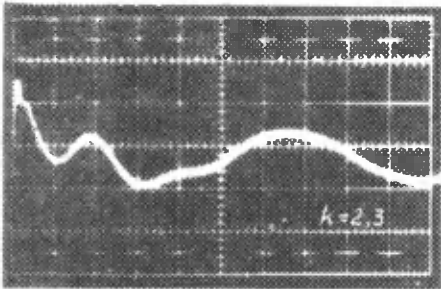
Osc. 1a. Skala czasu $x = 200$ μ s
/działkę, skala napięcia
 $y = 10$ kV/działkę,
 $L_1 = 2,1$ mH, $C_1 = 39,6$ μ F,
 $T_c = 400$ μ s, $T_p = 1650$ μ s



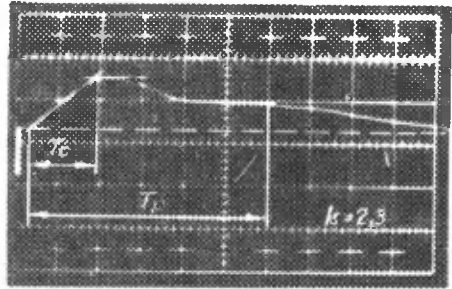
Osc. 2. Skala czasu $x=2\text{ms/działkę}$,
skala napięcia $y=10\text{ kV/działkę}$, $L_2=0,484\text{ mH}$,
 $C_1 = 39,6\text{ }\mu\text{F}$



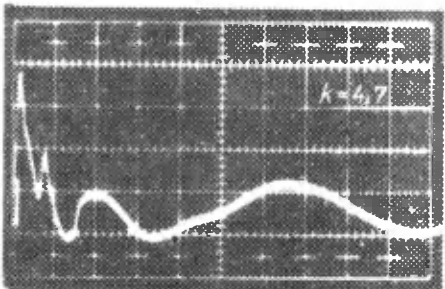
Osc. 2a. Skala czasu $x=200\mu\text{s/działkę}$,
skala napięcia $y=10\text{ kV/działkę}$, $L_2 = 0,484\text{ mH}$,
 $C_1 = 39,6\text{ }\mu\text{F}$, $T_c = 380\text{ }\mu\text{s}$,
 $T_p = 1400\text{ }\mu\text{s}$



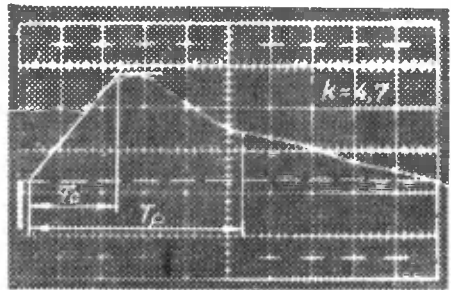
Osc. 3. Skala czasu $x=2\text{ms/działkę}$,
skala napięcia $y=10\text{ kV/działkę}$, $L_3 = 0,177\text{ mH}$,
 $C_1 = 39,6\text{ }\mu\text{F}$



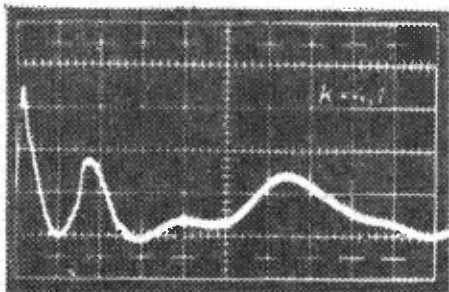
Osc. 3a. Skala czasu $x=200\mu\text{s/działkę}$,
skala napięcia $y=10\text{ kV/działkę}$, $L_3 = 0,177\text{ mH}$,
 $C_1 = 39,6\text{ }\mu\text{F}$, $T_c = 350\text{ }\mu\text{s}$,
 $T_p = 1150\text{ }\mu\text{s}$



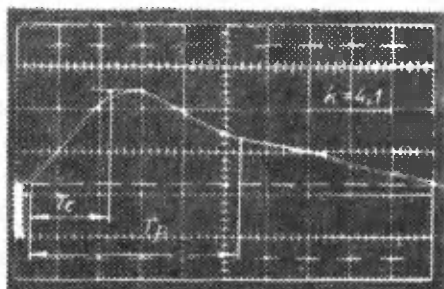
Osc. 4. Skala czasu $x=2\text{ms/działkę}$,
skala napięcia $y=10\text{ kV/działkę}$, $L_1 = 2,1\text{ mH}$,
 $C_2 = 85\text{ }\mu\text{F}$



Osc. 4a. Skala czasu $x=200\mu\text{s/działkę}$ i skala napięcia $y=10\text{ kV/działkę}$, $L_1 = 2,1\text{ mH}$,
 $C_2 = 85\text{ }\mu\text{F}$, $T_c = 420\text{ }\mu\text{s}$,
 $T_p = 1050\text{ }\mu\text{s}$



Osc. 5. Skala czasu $x=2\text{ms/działkę}$,
skala napięcia $y=10\text{ kV/działkę}$,
 $L_2 = 0,484\text{ mH}$,
 $C_2 = 85\text{ }\mu\text{F}$



Osc. 5a. Skala czasu $x=200\text{ }\mu\text{s/działkę}$ i skala napięcia
 $y=10\text{ kV/działkę}$,
 $L_2 = 0,484\text{ mH}$, $C_2 = 85\text{ }\mu\text{F}$,
 $T_c = 400\text{ }\mu\text{s}$, $T_p = 1000\text{ }\mu\text{s}$

6. WNIOSKI

1. Przedstawiony układ probierczy daje możliwość nakładania przepięć łączeniowych oscylacyjnych na napięcie robocze.
2. Wykonanie cewki indukcyjnej z zaczepami i zastosowanie kondensatorów pozwalających na zmianę pojemności przez odpowiednie ich łączenie umożliwia zmianę wartości czasów T_c/T_p .
3. Krotność przepięcia uzyskuje się przez podanie odpowiedniej wartości regulowanego napięcia zasilającego układ oscylacyjny w zależności od napięcia roboczego.
4. Dobór elementów [8] zastosowanych w urządzeniu a głównie układów scalonych TTL /serii UCY74/ przyczynił się do podniesienia stopnia niezawodności pracy układu przez uzyskanie powtarzalności wyników.

LITERATURA

- [1] Aleksandrow G.M., Iwanow W.L.: Issledowanija elektriceskoj procznosti wozdusznyh promieżutkow i girland izolatorow prii wozdiejstwii wnutriennowo napraženija, Elektricestwo, 1962 r. Nr 9
- [2] Babikow N.A., Komarow N.S., Siergiejew A.S.: Technika wysokich napięć, WNT, W-wa 1967 r
- [3] Iwanow W.L., Naszaty M.M., Polowoj J.F.: Niekotoryje woprosy metodyki ispytanij wysokowoltnoj izolacji, Elektricestwo 1959 r. Nr 7
- [4] Kurdziel R.: Podstawy elektrotechniki, WNT, W-wa 1973 r

- [5] Mrozek S., Rojek W.: Modernizacja ukzadu do badania przepięciami złączeniowymi. Praca dyplomowa pod kierunkiem H. Wesolowskiego. Zakład Elektroenergetyki, Instytut TiE, ATR, Bydgoszcz 1980 r
- [6] Norma PN-70/E-04067 : Próby napięciami złączeniowymi
- [7] Palandri G. and Gazzana Prieroggia P.: Report on withstand of cable insulation to switching surges in comparison with conventional impulse surges. Pirelli. Direzione centrale cavi R.T.E.R. 578. 1958
- [8] Pieńkos J., Turoczyński J.: Ukzady scalone TTL w systemach cyfrowych, WKŁ, W-wa 1973 r
- [9] Tur DRESDEN Hochspannungs - Prüfanlangen /katalog/
- [10] Wojtas S., Wesolowski H.: Ukzad do badania izolacji przepięciami złączeniowymi. Zeszyty naukowe Politechniki Gdańskiej, Elektryka XXXIV, Nr 226, 1974

TESTING CIRCUIT FOR INSULATION EXAMINATION WITH OSCILLATORY
CONNECTING OVERVOLTAGES

Summary

The paper deals with operation principles and results of an experiment with a testing circuit. The circuit generates oscillatory connecting overvoltages which are laid on the working voltage. The primary winding of the testing transformer is supplied with a regulated working voltage through the reactor. At the right moment a thyristor connector discharges a capacitor in the RLC-circuit.

An oscillating voltage arises on the reactor. This voltage is laid on the working voltage and is transformed to the secondary winding of the testing transformer. It gives a transient increase in voltage on the terminals of the transformer and on the terminals of an examined object.

Examples of oscillograph records are given.

СХЕМА ДЛЯ ИСПЫТАНИЯ ИЗОЛЯЦИИ С ПОМОЩЬЮ СОЕДИНИТЕЛЬНЫХ КОЛЕБАТЕЛЬНЫХ ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЙ

Резюме

В статье представлены принципы работы и результаты исследований испытательной схемы дающей возможность получать соединительные колебательные и перенапряжения накладываемые на рабочие напряжения. На первичную обмотку испытательного трансформатора подается через индуктивную катушку регулируемое напряжение определяющее уровень напряжения. В избранном фазовом моменте с помощью тиристорно-диодового соединения наступает разрядка емкости в контуре RLC. На индуктивности появляется колебательное напряжение, которое суммируется с рабочим напряжением и передается через испытательный трансформатор. Это дает кратковременное увеличение напряжения на зажимах трансформатора, а тем самым обозначает вызов соединительных колебательных перенапряжений на исследуемом объекте.

В работе приведены примеры полученных осциллограмм напряжения.

Jan Szymik

POLE ELEKTROMAGNETYCZNE I SIŁY W ŁOŻYSKU MAGNETYCZNYM PROMIENIOWYM

W artykule przedstawiono analizę pola elektromagnetycznego oraz sił występujących w łożysku magnetycznym promieniowym. Obliczono siły działające na wirnik przykładowego łożyska. Uwzględniono wpływ wyższych harmonicznych indukcji magnetycznej. Zbadano wpływ rodzaju materiału zastosowanego do budowy wirnika, na wartość sił.

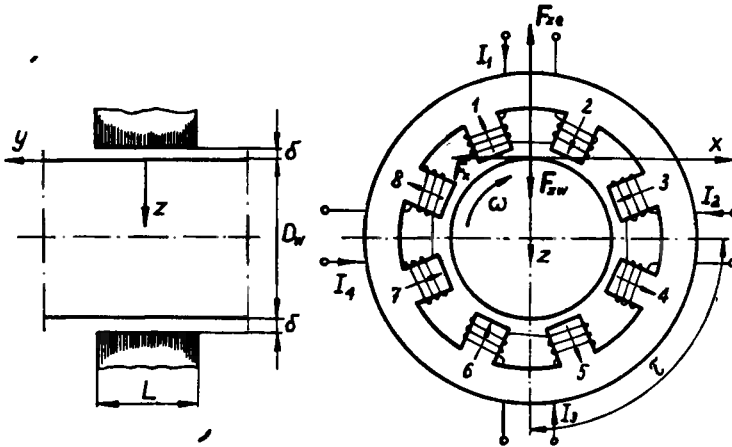
1. WSTĘP

W łożysku magnetycznym aktywnym pole magnetyczne wytwarza siły przyciągania, które utrzymują w żądanym położeniu wirnik ferromagnetyczny. Położenie wirnika, którym zazwyczaj jest wał łożyskowanej maszyny względem stojana, kontrolowane jest przez czujniki pomiarowe położenia. W przypadku przemieszczenia się osi wirnika względem osi stojana czujniki te generują odpowiednie sygnały, które po przetworzeniu i wzmocnieniu przez odpowiednie układy elektroniczne sterują prądami magnesującymi w uzwojeniach stojana /wzbudzenia/. Powoduje to tym samym odpowiednią zmianę indukcji magnetycznej w szczelinie powietrznej. Powstaje w ten sposób siła reakcji, która sprowadza wirnik do położenia pierwotnego. Zmiana położenia wirnika jest dokonywana w ciągu kilku milisekund [5]. Oprócz siły przyciągania F_{ze} , w łożysku powstają także elektrodynamiczne siły reakcji prądów wirowych F_x i F_{zw} /rys.1/, których występowanie jest niepożądane. Siła F_x jest siłą hamującą, natomiast siła F_{zw} skierowana jest przeciwnie do siły przyciągania F_{ze} .

Łożyska magnetyczne mogą być wykonane jako:

- promieniowe /poprzeczne/,
- osiowe /wzdłużne/,
- kombinowane, ze stożkową szczeliną powietrzną.

W artykule zostanie rozpatrzone łożysko magnetyczne promieniowe. Wg [1] stojan czterobiegunowy o ośmiu nabiegownikach, tzn. N, N, S, S, N, N, ... /czterostrefowy układ magnetyczny/ łożyska promieniowego charakteryzuje się prostym sterowaniem i dużym średnim współczynnikiem efektywności, tzn. stosunkiem siły na jednostkę pobieranej energii w odniesieniu do elektromagnesu o nabiegowniku płaskim. Takie rozwiązanie jest najbardziej celowe w łożyskach o średnim obciążeniu.



Rys. 1. Łożysko magnetyczne promieniowe

2. RÓWNANIA POLA ELEKTROMAGNETYCZNEGO

Przekrój poprzeczny czterostrefowego magnetowodu łożyska promieniowego przedstawiono na rys. 1. Bieguny są rozłożone równomiernie na obwodzie stojana. Uzwojenia biegunów zawierają jednakową liczbę zwojów z , w których płyną prądy I_1, I_2, I_3, I_4 . W celu zmniejszenia strat mocy czynnej na prądy wirowe i przemagnesowywanie wirnika, a tym samym powstawania znacznych sił hamujących, sąsiednie bieguny elektromagnesów leżących dokoła siebie mają jednakową biegunowość [12].

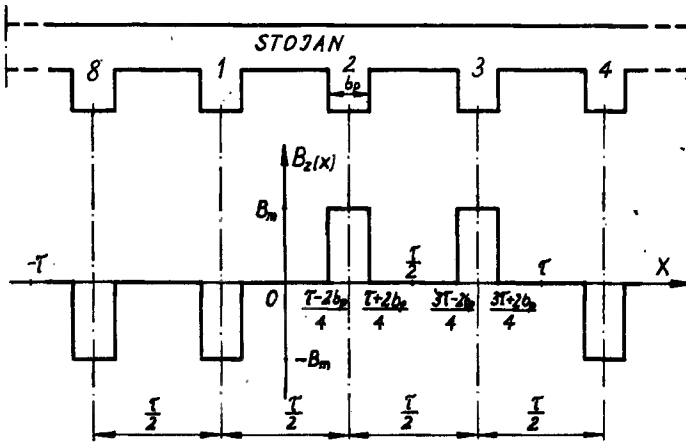
Równania pola elektromagnetycznego zostaną rozwiązane przy następujących założeniach upraszczających:

- promień krzywizny wału jest dużo większy od szczeliny powietrznej pod biegunami oraz od równoważnej głębokości wnikań pola elektromagnetycznego do wirnika,
- pole elektromagnetyczne jest polem dwuwymiarowym o składowych magnetycznych H_{mx}, H_{mz} oraz o składowej elektrycznej E_{my} ,
- przepływ stojana jest stały w czasie,
- wirnik wykonany jest z jednorodnego i izotropowego materiału ferromagnetycznego o stałej konduktywności σ oraz zastępczej zespolonej przenikalności magnetycznej [4]

$$H_z = \mu_0 \mu_{rs} / \mu' - j \mu'' /$$

- składowa normalna indukcji magnetycznej $B_z/x/$ na powierzchni wirnika ma w przybliżeniu rozkład prostokątny, jak na rys. 2.
- układ jest nieważki, nie działają na niego żadne siły zewnętrzne,
- przepływy uzwojeń wszystkich biegunów są jednakowe,

h/ stojan posiada nieskończenie wielką rezystywność i wykonany jest z pakietu blach elektrotechnicznych o przenikalności magnetycznej dużo większej od przenikalności wirnika.



Rys. 2. Rozkład składowej normalnej indukcji magnetycznej wzdłuż współrzędnej x na powierzchni wirnika

Rozwijając wirnik na płaszczyznę, rozkład składowej normalnej indukcji $B_z/x/$ można wyrazić za pomocą szeregu Fouriera

$$B_z/x/ = \sum_{\nu=1}^{\infty} a_{\nu} \cos \nu \frac{\pi}{\tau} x + b_{\nu} \sin \nu \frac{\pi}{\tau} x \quad (1)$$

Funkcja $B_z/x/$ jest nieparzysta, wobec czego współczynniki a_{ν} są równe zero. Współczynnik b_{ν} wynosi:

$$b_{\nu} = \frac{1}{\tau} \int_{-\tau/2}^{\tau/2} B_z/x/ \sin \nu \frac{\pi}{\tau} x \, dx = \frac{8B_m}{\sqrt{\pi}} \sin \nu \frac{\pi}{4} \sin \nu \frac{\pi b_p}{2\tau} \quad (2)$$

gdzie:

$$\nu = 1, 3, 5, \dots$$

Otrzymuje się więc:

$$B_z/x/ = \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{8B_m}{\sqrt{\pi}} \sin \nu \frac{\pi}{4} \sin \nu \frac{\pi b_p}{2\tau} \sin \nu \frac{\pi}{\tau} x \quad (3)$$

Rozkład indukcji magnetycznej $B_z/x/$ na powierzchni wirnika nie zależy od przyjętego początku układu współrzędnych, wobec czego rozkład ten można również wyrazić w postaci

$$B_z/x/ = \sum_{\nu=1}^{\infty} B_{m\nu} e^{j\beta_{\nu} x} \quad (4)$$

gdzie:

$$E_m v = b v \quad (5)$$

$$\beta v = \gamma \frac{\pi}{\tau} \quad (6)$$

Jak wiadomo, pole elektromagnetyczne w ośrodku przewodzącym, poruszającym się w stałym polu magnetycznym jest opisane następującymi równaniami Maxwella:

$$\text{rot } \vec{H} = \vec{J} \quad (7a)$$

$$\text{rot } \vec{E} = - \text{rot} / \vec{E} \times \vec{v} / \quad (7b)$$

$$\text{div } \vec{E} = 0 \quad (7c)$$

Z układu równań (7a), (7b), (7c) przy przyjętych założeniach upraszczających a/÷ g/ otrzymuje się :

$$\nabla^2 \vec{H} = \gamma \mu_z \text{rot} / \vec{H} \times \vec{v} / \quad (8)$$

$$\text{rot } \vec{J} = -\gamma \mu_z \text{rot} / \vec{H} \times \vec{v} / \quad (9)$$

Uwzględniając, że składowe pola $H_{my} = 0$, $E_{mx} = 0$ i $E_{mz} = 0$ oraz $\vec{v} = \vec{1}_x v_x$ na podstawie równania (8) otrzymuje się układ dwóch równań:

- dla składowej x

$$\frac{\partial^2 H_{mx}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 H_{mx}}{\partial z^2} = \gamma \mu_z v_x \frac{\partial H_{mx}}{\partial x} \quad (10a)$$

- dla składowej z

$$\frac{\partial^2 H_{mz}}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 H_{mz}}{\partial z^2} = \gamma \mu_z v_x \frac{\partial H_{mz}}{\partial x} \quad (10b)$$

Przewiduje się, że rozwiązanie ogólne dla składowej $H_{mz} / x, z /$ ma postać

$$H_{mz} / x, z / = \sum_{\nu=1}^{\infty} H_{mz \nu} / z / e^{j \beta_{\nu} x} \quad (11)$$

Podstawiając wyrażenie (11) do (10b) otrzymuje się

$$\frac{\partial^2 H_{mz \nu} / z /}{\partial z^2} - / \alpha_{\nu}^2 + \beta_{\nu}^2 / H_{mz \nu} / z / = 0 \quad (12)$$

gdzie:

$$\alpha_{\nu}^2 = j \beta_{\nu} \gamma \mu_0 \mu_{rz} v_x \quad (13)$$

Rozwiązanie ogólne równania (12) ma postać:

$$\underline{H}_{mz} / z / = \underline{C}_{1\nu} e^{-\sqrt{\alpha_{\nu}^2 + \beta_{\nu}^2} z} + \underline{C}_{2\nu} e^{\sqrt{\alpha_{\nu}^2 + \beta_{\nu}^2} z} \quad (14)$$

Ponieważ pole elektromagnetyczne w ferromagnetyku w miarę przemieszczania się wzdłuż osi z nie może wzrastać, zatem stała $\underline{C}_{2\nu} = 0$. Zgodnie z wyrażeniem (11) składowa \underline{H}_{mz} natężenia pola magnetycznego wynosi

$$\underline{H}_{mz} / x, z / = \sum_{\nu=1}^{\infty} \underline{C}_{1\nu} e^{j\beta_{\nu} x} e^{-\underline{\kappa}_{\nu} z} \quad (15)$$

Pomiędzy współczynnikami $\underline{\kappa}_{\nu}$, α_{ν} i β_{ν} istnieje zależność [4]:

$$\underline{\kappa}_{\nu} = \sqrt{\alpha_{\nu}^2 + \beta_{\nu}^2} = \sqrt{a_{R\nu}^2 + j a_{x\nu}^2} / k_{\nu} \quad (16)$$

przy czym współczynniki $a_{R\nu}$ i $a_{x\nu}$ są wyrażone następująco:

$$a_{R\nu} = \frac{1}{\sqrt{2}} \left\{ \left[4a_R^2 a_x^2 + \sqrt{a_R^2 - a_x^2 + \frac{\beta_{\nu}^2}{k_{\nu}^2}} / 2 \right]^{1/2} + a_R^2 - a_x^2 + \frac{\beta_{\nu}^2}{k_{\nu}^2} \right\}^{1/2} \quad (17)$$

$$a_{x\nu} = \frac{1}{\sqrt{2}} \left\{ \left[4a_R^2 a_x^2 + \sqrt{a_R^2 - a_x^2 + \frac{\beta_{\nu}^2}{k_{\nu}^2}} / 2 \right]^{1/2} - a_R^2 + a_x^2 - \frac{\beta_{\nu}^2}{k_{\nu}^2} \right\}^{1/2} \quad (18)$$

$$k_{\nu} = \sqrt{\frac{\beta_{\nu} \nu_x \mu_0 \mu_{rs} \gamma}{2}} \quad (19)$$

Stałą $\underline{C}_{1\nu}$ można wyznaczyć z warunku brzegowego dla $z = 0$

$$\underline{C}_{1\nu} = \frac{B_{m\nu}}{\mu_0 \underline{\mu}_{rz}} \quad (20)$$

Zatem rozwiązanie równania (10b) ma postać

$$\underline{H}_{mz} / x, z / = \frac{1}{\mu_0 \underline{\mu}_{rz}} \sum_{\nu=1}^{\infty} B_{m\nu} e^{j\beta_{\nu} x} e^{-\underline{\kappa}_{\nu} z} \quad (21)$$

Korzystając z równania (7c) można wyznaczyć składową $\underline{H}_{mx} / x, z /$

$$\underline{H}_{mx} / x, z / = -j \frac{1}{\mu_0 \underline{\mu}_{rz}} \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{\underline{\kappa}_{\nu}}{\beta_{\nu}} B_{m\nu} e^{j\beta_{\nu} x} e^{-\underline{\kappa}_{\nu} z} \quad (22)$$

Składowa gęstości prądu J_{-my} na podstawie równania (9) wynosi

$$J_{-my}/x, z/ = \gamma V_x \sum_{\nu=1}^{\infty} B_{m\nu} e^{j\beta\nu x} e^{-\alpha_{\nu} z} \quad (23)$$

3. SIŁY DZIAŁAJĄCE NA WIRNIK

Na wirnik działają dwie siły: siła elektrodynamiczna reakcji prądów wirowych w wirniku oraz siła przyciągania wirnika ferromagnetycznego przez bieguny stojana. Pierwszą z sił wyznacza się wg równania Lorentza, tzn. [8]:

$$\vec{F} = \mu \int \vec{J} \cdot x \vec{H} dV = \vec{F} \cdot dx dy \quad (24)$$

gdzie:

\vec{F} - siła na jednostkę powierzchni wirnika

Siły jednostkowe w kierunku stycznym i normalnym wynoszą:

$$f_{x\nu} = \frac{1}{2} \mu_0 \operatorname{Re} \left[E_{rz}^* \int_0^{\infty} J_{-my\nu} H_{-m\nu}^* ds \right] = - \frac{|B_{m\nu}|^2}{2a_{R\nu} \beta_{\nu} \mu_0 \mu_{rs}} k_{\nu} \quad (25)$$

$$f_{z\nu} = - \frac{1}{2} \mu_0 \operatorname{Re} \left[E_{rz}^* \int_0^{\infty} J_{-my\nu} H_{-m\nu}^* dz \right] = \frac{a_{x\nu} |B_{m\nu}|^2}{2a_{R\nu} \beta_{\nu}^2 \mu_0 \mu_{rs}} k_{\nu}^2 \quad (26)$$

Zależności (25) i (26) na siły jednostkowe są identyczne jak w przypadku silnika indukcyjnego o wirniku masywnym oraz sprzęgieł i hamulców wirowych [4].

Analizę sił w łożysku magnetycznym przedstawionym na rys. 1 można ograniczyć do jednej strefy obejmującej jeden elektromagnes o dwóch nabiegunkach. W pojedynczej strefie siły elektrodynamiczne reakcji prądów wirowych wynoszą:

$$F_x = - \frac{L\tilde{I}}{2 \mu_0 \mu_{rs}} \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{|B_{m\nu}|^2}{a_{R\nu} \beta_{\nu}} k_{\nu} \quad (27)$$

$$F_{z\nu} = \frac{L\tilde{I}}{2 \mu_0 \mu_{rs}} \sum_{\nu=1}^{\infty} \frac{a_{x\nu} |B_{m\nu}|^2}{a_{R\nu} \beta_{\nu}^2} k_{\nu}^2 \quad (28)$$

Znak „-” wskazuje, że siła działa przeciwnie do przyjętego układu współrzędnych.

Siła przyciągania elektromagnesu, w którym rozkład indukcji magnetycznej pod biegunem jest równomierny, na podstawie wzoru Maxwella [1] wynosi:

$$F_{ze} = - \frac{L}{2 \mu_0} \sum_{\nu=1}^{\infty} \int_0^{\frac{\tau}{2}} \operatorname{Im} \left[\frac{B_{z\nu}}{\nu} \right]^2 dx = - \frac{L \tau}{4 \mu_0} B_{m\nu}^2 \quad (29)$$

Wypadkowa siła normalna F_z jest równa sumie geometrycznej siły F_{zw} od prądów wirowych oraz siły F_{ze} przyciągania elektromagnesu

$$F_z = F_{zw} + F_{ze} \quad (30)$$

Na podstawie prawa przepływu można wyznaczyć natężenie pola magnetycznego oraz indukcję w wyrażeniach na siłę. Pomijając spadek napięcia magnetycznego w biegunach i jarzmie stojana - założenie h/ otrzymuje się:

$$2 \textcircled{H}_f = 2 \frac{B_{m1}}{\mu_0} \delta + \frac{\tau}{2} H_{ms} \quad (31)$$

gdzie:

$$H_{ms} = \sqrt{H_{ms}^2} \quad H_{ms}^* \quad - \text{natężenie pola magnetycznego na powierzchni wirnika,} \quad (32)$$

$$H_{ms} = \frac{2}{\tau} \int_{-\frac{\tau}{2}}^{\frac{\tau}{2}} H_{mx1} / x, 0 / dx \quad (33)$$

\textcircled{H}_f - przepływ pojedynczego bieguna elektromagnesu

B_{m1} - pierwsza harmoniczna składowej normalnej indukcji $B_z/x/$

Korzystając z zależności (22) oraz (31) i (32) dochodzi się do następującej postaci wyrażenia na powierzchniowe natężenie pola magnetycznego:

$$H_{ms} = \frac{2\sqrt{2} B_{m1} \sqrt{\frac{U_x \beta_1 \mu_0 \mu_{rs} \gamma}{2}}}{\tau \beta_1^2 \mu_0 \mu_{rs} \left[/ a_R a_x /^2 + / \frac{a_R^2 - a_x^2}{2} /^2 \right]} \times \sqrt{ / a_{R1} \frac{a_R^2 - a_x^2}{2} + a_{x1} a_R a_x /^2 + / a_{R1} a_R a_x - a_{x1} \frac{a_R^2 - a_x^2}{2} /^2 } \quad (34)$$

Uwzględniając (34), wyrażenie (31) przyjmie postać

$$H_{m1} = \frac{H_{ms} \tau \beta_1^2 \mu_{rs} \left[/a_R a_x /^2 + / \frac{a_R^2 - a_x^2}{2} /^2 \right] \delta}{\sqrt{2} \sqrt{ /a_{R1} \frac{a_R^2 - a_x^2}{2} + a_{x1} a_R a_x /^2 + / a_{R1} a_R a_x - a_{x1} \frac{a_R^2 - a_x^2}{2} /^2 }} \times \sqrt{\frac{2}{\nu_x \beta_1 \mu_0 \mu_{rs} \gamma}} + \frac{\tau}{2} H_{ms} \quad (35)$$

Indukcja B_{m1} natomiast wynosi

$$B_{m1} = \frac{H_{ms} \tau \beta_1^2 \mu_0 \mu_{rs} \left[/a_R a_x /^2 + / \frac{a_R^2 - a_x^2}{2} /^2 \right]}{2\sqrt{2} \sqrt{ /a_{R1} \frac{a_R^2 - a_x^2}{2} + a_{x1} a_R a_x /^2 + / a_{R1} a_R a_x - a_{x1} \frac{a_R^2 - a_x^2}{2} /^2 }} \times \sqrt{\frac{2}{\nu_x \beta_1 \mu_0 \mu_{rs} \gamma}} \quad (36)$$

Wyższe harmoniczne indukcji B_{mj} uwzględnia się wg zależności (5). Nieznana wartość przenikalności magnetycznej μ_{rs} wyraża się poprzez wartość natężenia pola magnetycznego H_{ms} , gdyż przebieg funkcji $\mu_0 \mu_{rs} H_{ms}^2 = f(H_{ms})$ można aproksymować odcinkami linii prostej, tzn. [3, 10]

$$\mu_0 \mu_{rs} H_{ms}^2 = a_H H_m - b_H \quad (37)$$

Dla stali konstrukcyjnej St 3 o charakterystyce magnesowania przedstawionej w [3] współczynniki w równaniu (37) są równe:

$$\begin{array}{lll} a_H = 1,48 & ; & b_H = 203 \quad \text{dla} \quad 0 \leq H_m \leq 2700 \text{ A/m} \\ a_H = 1,67 & ; & b_H = 736 \quad \text{dla} \quad 2700 \leq H_m \leq 6900 \text{ A/m} \\ a_H = 1,92 & ; & b_H = 2461 \quad \text{dla} \quad H_m \geq 6900 \text{ A/m} \end{array}$$

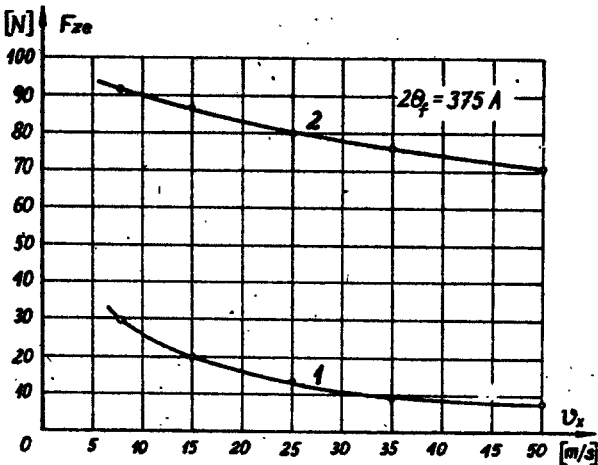
Dla magnetoćielektryka z proszku żelaza ASC 40 i żywicy epoksydowej epidian 101 o charakterystyce magnesowania przedstawionej w [7] współczynniki w równaniu (37) są równe:

$$\begin{array}{lll} a_H = 1,05 & ; & b_H = 630 \quad \text{dla} \quad 0 \leq H_m \leq 2600 \text{ A/m} \\ a_H = 1,47 & ; & b_H = 1722 \quad \text{dla} \quad 2600 \leq H_m \leq 7500 \text{ A/m} \\ a_H = 1,76 & ; & b_H = 3900 \quad \text{dla} \quad H_m \geq 7500 \text{ A/m} \end{array}$$

Sily F_x , F_{sw} i F_{ze} obliczono dla przykładowego łożyska magnetycznego o następujących wymiarach:

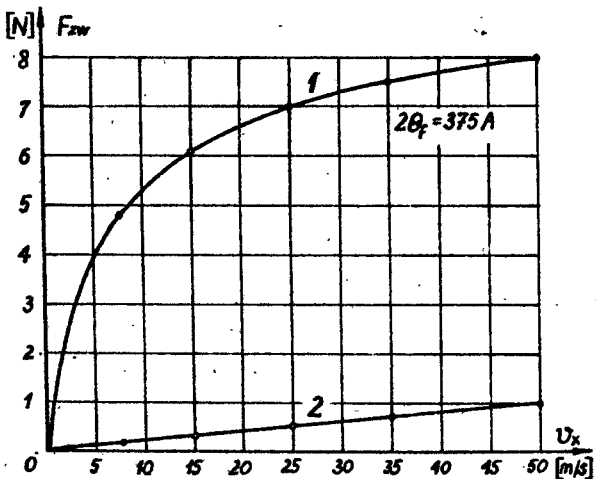
- średnica wirnika $D_w = 5 \cdot 10^{-2}$ m,
- szczelina powietrzna $\delta = 5 \cdot 10^{-4}$ m,
- podsiatka biegunowa $\tau = 3925 \cdot 10^{-5}$ m,
- szerokość bieguna $b_p = 8 \cdot 10^{-3}$ m,
- długość łożyska $L = 25 \cdot 10^{-3}$ m.

Założono przepływ $2(I) I = 375$ A oraz współczynniki uwzględniające nieliniowość i straty histerezowe w wirniku $a_R = 1,4$; $a_x = 0,85$. Siłę F_{ze} obliczono z uwzględnieniem harmonicznych do $\nu = 25$ włącznie, siły F_{sw} oraz F_x natomiast do $\nu = 15$ włącznie. Wyniki obliczeń poszczególnych sił przedstawiono na rys. 3, 4, 5 i 6.



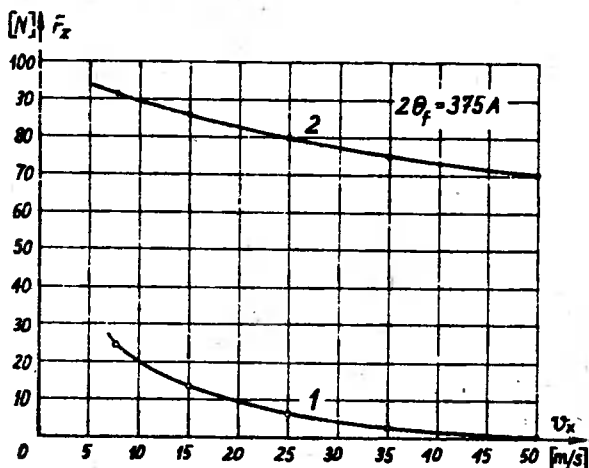
Rys. 3.

Zależność promieniowej siły elektromagnetycznej od prędkości wirnika
krzywa 1 - wirnik ze stali
St 3; 2 - wirnik z magneto-dielektryka



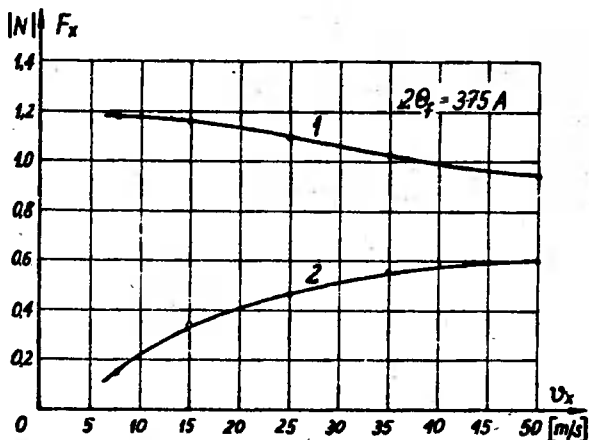
Rys. 4.

Zależność promieniowej siły elektrodynamicznej od prędkości wirnika
krzywa 1 - wirnik ze stali
St 3; 2 - wirnik z magneto-dielektryka



Rys. 5.

Zależność wypadkowej siły promieniowej od prędkości wirnika
krzywa 1 - wirnik ze stali St 3 ; 2 - wirnik z magnetodielektryka



Rys. 6.

Zależność elektrodynamicznej siły hamującej od prędkości wirnika
krzywa 1 - wirnik ze stali St 3 ; 2 - wirnik z magnetodielektryka

W tablicach 1 i 2 zestawiono wartości sił dla poszczególnych harmonicznych w procentach wartości siły od harmonicznej podstawowej. Jak wynika z danych zamieszczonych w tablicach nie można pominąć wpływu wyższych harmonicznych na wartości sił. Zwłaszcza duży wpływ mają wyższe harmoniczne na wartość siły elektromagnetycznej F_{z0} . Wpływ ten jest jednakowy zarówno dla wirnika wykonanego ze stali jak i z magnetodielektryka. Nie zależy też od prędkości obrotowej wirnika.

W przypadku sił elektrodynamicznych większy wpływ wyższych harmonicznych daje się zauważyć w łożysku o wirniku stalowym, przy czym praktycznie nie zależy on od prędkości obrotowej wirnika. W łożysku o wirniku wykonanym z magnetodielektryka wpływ wyższych harmonicznych rośnie wraz ze wzrostem prędkości obrotowej.

Tablica 1

Wartości sił od wyższych harmonicznych w procentach wartości siły od harmonicznej podstawowej dla wirnika wykonanego ze stali St 3 ; prędkość

$$v_x = 7,85 \text{ m/s}$$

Rodzaj siły	Numer harmonicznej					
	1	3	5	7	15	25
F_{ze}	100	75,4	40,4	7,96	4,44	1,57
F_{zw}	100	24,6	7,74	1,06	0,26	-
F_x	100	43,1	17,7	2,91	1,07	-

Tablica 2

Wartości sił od wyższych harmonicznych w procentach wartości siły od harmonicznej podstawowej dla wirnika wykonanego z magnetodielektryka ; prędkość

$$v_x = 7,85 \text{ m/s}$$

Rodzaj siły	Numer harmonicznej					
	1	3	5	7	15	25
F_{ze}	100	75,4	40,4	7,96	4,44	1,57
F_{zw}	100	16,3	3,80	0,42	0,12	-
F_x	100	35,0	12,4	1,82	1,10	-

4. WPŁYW PARAMETRÓW KONSTRUKCYJNYCH NA SIŁY

Z analizy zależności (27), (28), (29) i (36) wynika, że na wartość sił F_x i F_z można wpływać poprzez dobór wartości przenikalności magnetycznej μ_{rz} oraz przewodności γ wirnika. Na rys. 5 porównano wartości sił uzyskane w łożysku o wirniku ferromagnetycznym litym ze stali konstrukcyjnej St 3 o charakterystyce magnesowania określonej zależnością (37) i przewodności $\gamma = 4 \cdot 10^6 \text{ S/m}$ oraz o wirniku wykonanym z magnetodielektryka typu 605-0,5% epidianu 101 o charakterystyce magnesowania określonej zależnością (37) i przewodności $\gamma = 5,88 \cdot 10^4 \text{ S/m}$ [7]. Na rys. 6 przedstawiono zależności siły hamującej F_x , powstającej w łożysku, w funkcji prędkości v_x dla obu rodzajów wirników.

Po zastosowaniu wirnika wykonanego z magnetodielektryka, a więc materiału o dużej magnesowalności i przewodności elektrycznej bliskiej zera w porównaniu z wirnikiem ze stali konstrukcyjnej St 3, siła promieniowa F_z łożyska wzrosła kilkakrotnie, siła hamująca F_x natomiast zmalała. W związku z ograniczeniem prądów wirowych maleją straty mocy w wirniku oraz temperatura łożyska. Możliwości poprawy parametrów łożyska magnetycznego tkwią więc w zastosowaniu odpowiedniego materiału na wirnik.

5. WNIOSKI

Przedstawiona analiza sił w łożysku magnetycznym promieniowym pozwala na określenie wartości siły promieniowej F_z oraz hamującej F_x charakteru elektrodynamicznego.

Zarówno siła elektromagnetyczna F_{ze} , jak i siły elektrodynamiczne F_{zw} i F_x znacznie zależą od rodzaju materiału zastosowanego na wirnik łożyska magnetycznego.

Należy uwzględnić wpływ wyższych harmonicznych na wartość sił.

Wał maszynowy łożyskowanej nie musi być w całości wykonany z materiału o dużej przenikalności magnetycznej i małej przewodności elektrycznej. Na wale ze stali konstrukcyjnej można w obrębie stojana łożyska umocować pierścień z odpowiedniego materiału ferromagnetycznego będący wirnikiem łożyska. Pierścień ten może być wykonany np. ze spieku ceramicznego lub w postaci pakietu blach [2,12].

LITERATURA

- [1] Elbaum J.: Elektromagnesy przemysłowe. WNT, Warszawa 1964
- [2] Geary P.J.: Magnetic and electric suspensions. SIRA Research Report R 314 1964
- [3] Gieras J.: Obliczenia elektromagnetyczne indukcyjnych silników wykonawczych o masywnym wirniku dwuwarstwowym. Archiwum Elektrotechniki t.XXIII, z.3, 1974, ss. 569-588
- [4] Gieras J.: Maszyny elektryczne specjalne. Wydawnictwo Uczelniane A&R Bydgoszcz 1983
- [5] Haberman H., Liard G.: Das aktive Magnetlager - ein neues Lagerungsprinzip. Kugellager - Z, Nr 192, ss 1-7
- [6] Katterloher R.: Welche Bedeutung haben Magnetlager bei Pumpen und Verdichtern heute? Maschinenmarkt, 1978, Nr 94, ss.1922-1925
- [7] Kordecki A., Węgliński B.: Zastosowanie magnetodielektryków na magnetowody tworników silników o magnesach trwałych. Międzynarodowa konferencja „Maszyny elektryczne o magnesach trwałych” 9-11.X. 1979 Katowice, Materiały t.1, ss.39-51
- [8] Sikora R.: Pole elektromagnetyczne. WNT, Warszawa 1977
- [9] Sikora R., Adamiak K., Lipiński W.: Magnetyczne łożyskowanie wirujących ciał. Archiwum Elektrotechniki t.XXV., z.4, 1976, ss. 1053 - 1060
- [10] Turowski J.: Elektrodynamika techniczna. WNT, Warszawa 1968
- [11] Wejnberg D.M., Wierieszczagin W.P., Obiedkow S.I.: Pierleobrazowanie energii w elektromagnitnom podszipnikie. Elektromechanika, nr 6, 1982, ss. 722-727
- [12] Żurawlew J.N.: Elektromagnitnyje siły w radialnoupornom konicozeskom elektromagnitnom podszipnikie. Elektriczestwo, nr 11, 1982, ss.61-62

ELECTROMAGNETIC FIELD AND FORCES IN RADIAL MAGNETIC BEARING

Summary

An analysis of the electromagnetic field and forces in a radial magnetic bearing is presented in the paper. The forces that act on the rotor of an exemplary bearing are calculated. The influence of magnetic induction components is taken into account. There is also investigated the influence of the rotor material on the value of the forces.

ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЕ ПОЛЕ И СИЛЫ В МАГНИТНОМ РАДИАЛЬНОМ ПОДШИПНИКЕ

Резюме

В статье представлен анализ электромагнитного поля, а также сил, выступающих в магнитном радиальном подшипнике. Вычислены силы, действующие на ротор примерного подшипника. Учтено влияние высших гармонических магнитной индукции. Исследовано влияние типа материала примененного в конструкции ротора на величину сил.

CENA ZL 53,-