

Andrzej CIOSKA
Zakład Mechatroniki

OBLICZENIA KOMPUTEROWE ROZKŁADÓW PÓL MAGNETYCZNYCH W SZCZELINIE POWIETRZNEJ NIESYMETRYCZNYCH MASZYN INDUKCYJNYCH

Streszczenie. W artykule przedstawiono relacje na obliczanie wielkości elektromagnetycznych w niesymetrycznych maszynach indukcyjnych za pomocą macierzy harmonicznycch. Przedstawione zależności zaadaptowano dla celów określania wpływów niesymetrycznych przepływów stojana na indukcję magnetyczną w szczelinie powietrznej. Przeprowadzono obliczenia wielkości elektromagnetycznych dla wybranych maszyn indukcyjnych. Wyznaczono wektor harmoniczny indukcji magnetycznej w szczelinie powietrznej przy różnych niesymetrycznych przepływach stojana. Wyniki obliczeń, zilustrowane na rysunkach oraz na podstawie danych numerycznych, posłużą przy weryfikacji nowej metody wyznaczania składowych indukcji magnetycznej w szczelinie powietrznej niesymetrycznych maszyn indukcyjnych.

COMPUTER CALCULATIONS OF MAGNETIC FIELD DISTRIBUTIONS IN THE AIR GAP OF NONSYMMETRICAL INDUCTION MACHINES

Summary. The paper presents the relations enabling to calculate the electromagnetic quantities in the nonsymmetrical induction machines by means of harmonic matrixes. The presented relations are adapted to estimate the influence of the nonsymmetrical stator flows on the magnetic induction in the air gap. There were calculated the electromagnetic quantities of the chosen machines. The harmonic vector of the magnetic induction in the air gap was computed for the various nonsymmetrical stator flows. The results of calculations, illustrated by means of figures and the numeric data will be used for verification of the new methode of calculating the magnetic induction components in the air gap of the nonsymmetrical induction machines.

1. WPROWADZENIE

Znajomość składowych zgodnych i przeciwnych poszczególnych harmonicznych przestrzennych indukcji magnetycznej w szczelinie powietrznej, a w szczególności niesymetrycznych maszyn indukcyjnych (np. jednofazowych maszyn indukcyjnych z kondensatorem pracy, jednofazowych maszyn indukcyjnych z pomocniczym uzwojeniem zwartym), umożliwia wyznaczenie parametrów schematów zastępczych tych maszyn oraz podstawowych wskaźników energetycznych, których znajomość pozwala na optymalizację warunków przetwarzania energii elektrycznej w mechaniczną poprzez eliminowanie bądź redukcję wartości składowych zgodnych i przeciwnych wyższych harmonicznych przestrzennych pola magnetycznego oraz składowej przeciwnej harmonicznej podstawowej, w wyniku odpowiedniego ukształtowania obwodu magnetycznego i właściwego doboru uzwojenia.

Istnieje wiele metod pomiarowego wyznaczania tych składowych opartych na pomiarach przebiegów czasowych napięć indukowanych w cewkach pomiarowych [1] o różnej konstrukcji, rozmieszczonych wzdłuż obwodu (szczeliny) maszyny. Wykorzystywane są też układy z hallotronami. Wymaga to przeprowadzania badań w skomplikowanym układzie badawczym, w którym prócz spełnienia powtarzalnych warunków zasilania, układ pomiarowy musi umożliwiać przeprowadzanie jednoczesnych pomiarów wartości chwilowych indukcji magnetycznych wzdłuż obwodu maszyny. Stąd układ pomiarowy, bazujący na znajomości rozkładów przestrzenno-czasowych indukcji magnetycznej jest układem rozbudowanym i kosztownym.

Prócz skomplikowanego układu pomiarowego zbierania danych pomiarowych, taki układ badawczy zawierać musi: układ generacji napięcia zasilającego stojan badanej maszyny indukcyjnej (aby wyeliminować sieciową zmianę harmonicznych w przebiegu napięcia zasilającego) oraz układ wymuszający zadane prędkości obrotowe wirnika badanej maszyny indukcyjnej.

Pomiarów przebiegów czasowych indukcji magnetycznych w wybranych punktach obwodu maszyny [1] dokonuje się, synchronizując chwilowe wybrane położenia obracającego się wirnika badanej maszyny względem wybranej chwili czasowej napięcia zasilającego.

Pomiary rozkładów przestrzenno-czasowych indukcji magnetycznej $b_{\sigma}(x,t)$ w szczelinie powietrznej przeprowadza się, dyskretyzując współrzędną przestrzenną x . W rezultacie otrzymuje się ciąg $b_{\sigma}(x_i,t)$, gdzie x_i są położeniami związanymi z odpowiednim rozmieszczeniem mikrocewek pomiarowych (bądź hallotronów) w szczelinie powietrznej wzdłuż obwodu maszyny. Mikrocewki pomiarowe muszą mieć odpowiednio małe wymiary, aby indukowane w nich napięcia po scałkowaniu były proporcjonalne do lokalnych wartości indukcji magnetycznych. Małe wymiarowo mikrocewki są podatne na zakłócenia [2] ze względu na małe napięcia w nich indukowane, stąd w układzie pomiarowym wystąpi dodatkowo problem eliminacji zakłóceń.

Dyskretyzacja współrzędnej przestrzennej x_i (dla $i=0,1,2,\dots,(n-1)$) jest związana z liczbą symetrycznie rozłożonych mikrocewek pomiarowych, umieszczonych np. na cylindrycznej folii polietylenotereftalowej, z możliwością skręcania względem stojana o odpowiedni kąt w szczelinie maszyny, tak aby umożliwić pomiary na całym obwodzie maszyny z odpowiednią gęstością. Odpowiednia gęstość pomiarów związana jest z wyznaczaniem składowych zgodnych i przeciwnych z dokładnością do założonego rzędu najwyższej harmonicznej przestrzennej indukcji. Przyjmując np. $n=144$, pomiarów indukcji dokonuje się w 144 miejscach na obwodzie maszyny (co 2.5°).

Na podstawie przebiegów czasowych $b_\delta(x_i,t)$ dla $x_i=x_0,x_1,x_2,\dots,x_{(n-1)}$ wyznaczonych w takim układzie pomiarowym określa się zdyskretyzowane rozkłady przestrzenne $b_\delta(x_i,t_j)$ dla poszczególnych chwil czasowych t_j dla $j=0,1,2,\dots,(m-1)$, czyli dla $t_j=t_0,t_1,t_2,\dots,t_{(m-1)}$. Wykonuje się to w odpowiednim układzie pomiarowym za pomocą przetworników analogowo-cyfrowych. Przebiegi $b_\delta(x_i,t_j)$ prowadzą do rozkładów przestrzennych $b_\delta(x,t_j)$ dla poszczególnych chwil czasu t_j .

Rozkłady przestrzenne $b_\delta(x,t_j)$ dla tych poszczególnych chwil czasu t_j rozkłada się numerycznie na harmoniczne przestrzenne, otrzymując wartości amplitud i kąty przestrzenne poszczególnych harmonicznych przestrzennych. W konsekwencji takiego postępowania wyznacza się składowe zgodne $B_{\delta\alpha}^n$ i przeciwnie $B_{\delta\beta}^n$ harmonicznych przestrzennych indukcji.

Nowa metoda wyznaczania poszczególnych harmonicznych przestrzennych indukcji, zaprezentowana w artykułach [3,4,5], bazuje na pomiarowym wyznaczaniu tylko wartości maksymalnych indukcji magnetycznej (a nie – pełnych rozkładach czasowo-przestrzennych) w poszczególnych punktach szczeliny powietrznej wzdłuż obwodu maszyny. Układ pomiarowy w zaproponowanej metodzie jest prostszy – wymaga zastosowania tylko detektora wartości szczytowej pola indukcji, bez konieczności rejestrowania przebiegów czasowych indukcji w wybranych punktach obwodu maszyny. W [3] postawiono hipotezę, że składowe zgodne $B_{\delta\alpha}^n$ i przeciwnie $B_{\delta\beta}^n$ harmonicznych przestrzennych indukcji magnetycznej (gdzie n - rząd harmonicznej) mogą być wyznaczone na podstawie znajomości rozkładu przestrzennego wartości maksymalnej pola indukcji $B_{\delta mx}(x_i)=f(x_i)$ dla $i=0,1,2,\dots,(n-1)$, czyli dla $x_i=x_0,x_1,x_2,\dots,x_{(n-1)}$.

W punkcie 2 artykułu przedstawiono problematykę obliczeniową wyznaczania rozkładów przestrzenno-czasowych indukcji magnetycznej w szczelinie powietrznej oraz rozkładów przestrzennych kwadratów wartości maksymalnych pola indukcji przy zastosowaniu analizy metodą macierzy harmonicznych [6], co w konsekwencji umożliwia przeprowadzenie odpowiedniej weryfikacji wyznaczania wielkości wewnętrznych maszyny [7].

W punkcie 3 artykułu przedstawiono wyniki obliczeń rozkładów przestrzenno-czasowych indukcji magnetycznej w szczelinie powietrznej oraz rozkładów przestrzennych kwadratów wartości maksymalnych pola indukcji bazując na artykułach [8,9] przy uwzględnieniu [10,11].

Przedstawiona metoda obliczeń (punkt 2) oraz stosowne wyniki obliczeń (punkt 3) służyć będą przy weryfikacji pomiarowo-numerycznej nowej metody wyznaczania poszczególnych harmonicznych przestrzennych indukcji [3,4,5], która bazuje na pomiarowym wyznaczaniu wartości maksymalnych indukcji magnetycznej w poszczególnych punktach szczeliny powietrznej wzdłuż obwodu maszyny.

2. OBLICZENIA ROZKŁADÓW PÓL MAGNETYCZNYCH

Przy wyznaczaniu rozkładów przestrzenno-czasowych $b_{\delta}(x,t)$ indukcji magnetycznej w szczelinie powietrznej maszyn indukcyjnych oraz rozkładów przestrzennych kwadratów $[B_{\delta mx}(x)]^2$ wartości maksymalnych pola indukcji posłużono się związkami macierzy harmonicznych przedstawionych w [6,7] oraz na podstawie problematyki przedstawionej w [8].

Wychodząc z zespolonych gęstości prądowych powierzchniowych stojana $j_s(x)$ i wirnika $j_w(x)$, o rozkładach przestrzennych rozwiniętego obwodu maszyny x odpowiednio w postaci:

$$j_s(x) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_s^n e^{jn \frac{\pi}{\tau_1} x}, \quad (1)$$

$$j_w(x) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_w^n e^{jn \frac{\pi}{\tau_1} x}, \quad (2)$$

(gdzie: τ_1 – podziałka biegunowa podstawowej harmonicznej) oraz wychodząc z zespolonych indukcji w szczelinie powietrznej $b_{\delta}(x)$, w warstwie rozproszenia wirnika $b_l(x)$, w wirniku $b(x)$, o rozkładach przestrzennych odpowiednio:

$$b_{\delta}(x) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} B_{\delta}^m e^{jm \frac{\pi}{\tau_1} x}, \quad (3)$$

$$b_l(x) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} B_l^m e^{jm \frac{\pi}{\tau_1} x}, \quad (4)$$

$$b(x) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} B^n e^{jn \frac{\pi}{\tau_1} x}, \quad (5)$$

utworzono następujące zespolone wektory harmoniczne:

$$[J_s^n], [J_w^n], [B_{\delta}^m], [B_l^m], [B^n], \quad (6)$$

gdzie: $[J_s^m], [J_w^m]$ – wektory harmoniczne gęstości prądowej powierzchniowej (w A/m) odpowiednio dla stojana, wirnika; $[B_{\delta}^m], [B_l^m], [B^n]$ – wektory harmoniczne indukcji (w T) odpowiednio w szczelinie powietrznej, w warstwie rozproszenia wirnika, w wirniku, utworzone z zespolonych amplitud poszczególnych harmonicznych ($J_s, J_w, B_{\delta}^m, B_l^m, B^n$) tych wielkości ($j_s(x), j_w(x), b_{\delta}(x), b_l(x), b(x)$).

Wektory (6), w ogólnym przypadku występowania nieskończonej liczby harmonicznych przestrzennych, zawierają nieskończoną liczbę wierszy, czyli uformowane są w postaci:

$$[W^n] = \text{col}[\dots W^{-n} \dots W^{-1} W^1 \dots W^n \dots], \quad (7a)$$

zaś w przypadku rozpatrywania skończonej liczby harmonicznych (co jest związane np. z odpowiednią dokładnością pomiarową wyznaczania harmonicznych przestrzennych) zawierają skończoną liczbę wierszy, czyli uformowane są w postaci:

$$[W^n] = \text{col}[W^{-n_{mx}} \dots W^{-1} W^1 \dots W^{n_{mx}}], \quad (7b)$$

gdzie liczba n_{mx} jest najwyższym rzędem rozpatrywanych harmonicznych przestrzennych indukcji.

Na podstawie analizy przedstawionej w [8] określa się harmoniczne związki macierzowe pomiędzy wektorami (6) w odniesieniu do wektora $[B^n]$ indukcji w wirniku, otrzymując równania:

$$[J_w^n] = [K_{jw}^n][B^n] \quad (8)$$

$$[B_i^m] = [K_{bi}^{m,n}][B^n], \quad (9)$$

$$[B_\delta^m] = [K_{b\delta}^{m,n}][B^n], \quad (10)$$

$$[J_s^m] = [K_{js}^{m,n}][B^n], \quad (11)$$

gdzie macierze wiążące $[K_{bi}^{m,n}]$, $[K_{b\delta}^{m,n}]$, $[K_{js}^{m,n}]$ określone są relacjami:

$$[K_{bi}^{m,n}] = -j \frac{\pi}{\tau_1} [A_i^{m,n}][n][K_{jw}^n], \quad (12)$$

$$[K_{b\delta}^{m,n}] = [1] - [K_{bi}^{m,n}], \quad (13)$$

$$[K_{js}^{m,n}] = j \frac{\pi}{\tau_1} \frac{1}{\mu_0} [m][K_{b\delta\delta}^{m,n}] - [K_{jw}^n], \quad (14)$$

gdzie: $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{H/m}$ – przenikalność magnetyczna próżni, przy czym macierz $[K_{b\delta\delta}^{m,n}]$ wyrażona jest relacją:

$$[K_{b\delta\delta}^{m,n}] = [A_\delta^{m,r}][K_{b\delta}^{r,m}]. \quad (15)$$

Macierze $[n]$, $[m]$ są następującymi macierzami diagonalnymi utworzonymi z całkowitych liczb ujemnych i dodatnich, czyli są postaci:

$$[n] = [m] = \text{diag}[\dots (-n) \dots (-1)(1) \dots (n) \dots], \quad (16a)$$

w zakresie $-\infty < n, m < \infty$ w przypadku rozpatrywania nieskończonej liczby harmonicznych, albo postaci:

$$[n] = [m] = \text{diag}[(-n_{mx}) \dots (-1)(1) \dots (n_{mx})], \quad (16b)$$

w zakresie $-n_{mx} < n < n_{mx}$ przy rozpatrywaniu harmonicznych o najwyższym ich rzędzie równym n_{mx} .

Macierze: powierzchniowej indukcyjności rozproszenia uzwojenia wirnika $[A_I^{m,n}]$, promieniowej grubości szczeliny powietrznej $[A_\delta^{m,r}]$ są macierzami kwadratowymi postaci:

$$[A^{m,n}] = \begin{bmatrix} \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \dots & A^{-n,-n} & \dots & A^{-n,-1} & A^{-n,1} & \dots & A^{-n,n} & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \dots & A^{-1,-n} & \dots & A^{-1,-1} & A^{-1,1} & \dots & A^{-1,n} & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \dots & A^{1,-n} & \dots & A^{1,-1} & A^{1,1} & \dots & A^{1,n} & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \dots & A^{n,-n} & \dots & A^{n,-1} & A^{n,1} & \dots & A^{n,n} & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \end{bmatrix}, \quad (17a)$$

o wymiarach $\infty * \infty$ w przypadku rozpatrywania nieskończonej liczby harmonicznych albo postaci:

$$[A^{m,n}] = \begin{bmatrix} A^{-n_{mx},-n_{mx}} & \dots & A^{-n_{mx},-1} & A^{-n_{mx},1} & \dots & A^{-n_{mx},n_{mx}} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ A^{-1,-n_{mx}} & \dots & A^{-1,-1} & A^{-1,1} & \dots & A^{-1,n_{mx}} \\ A^{1,-n_{mx}} & \dots & A^{1,-1} & A^{1,1} & \dots & A^{1,n_{mx}} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ A^{n_{mx},-n_{mx}} & \dots & A^{n_{mx},-1} & A^{n_{mx},1} & \dots & A^{n_{mx},n_{mx}} \end{bmatrix}, \quad (17b)$$

o wymiarach $2n_{mx} * 2n_{mx}$ przy rozpatrywaniu harmonicznych o najwyższym ich rzędzie równym n_{mx} .

Macierz powierzchniowej konduktancji wirnika $[K_{jw}^n]$ jest macierzą diagonalną postaci:

$$[K_{jw}^n] = \text{diag}[\dots K_{jw}^{-n} \dots K_{jw}^{-1} K_{jw}^1 \dots K_{jw}^n \dots], \quad (18a)$$

w zakresie $-\infty < n, m < \infty$ w przypadku rozpatrywania nieskończonej liczby harmonicznych, albo postaci:

$$[K_{jw}^n] = \text{diag}[K_{jw}^{-n_{mx}} \dots K_{jw}^{-1} K_{jw}^1 \dots K_{jw}^{n_{mx}}], \quad (18b)$$

w zakresie $-n_{mx} < n, m < n_{mx}$ przy rozpatrywaniu harmonicznych o najwyższym ich rzędzie równym n_{mx} .

Macierze: $[K_{jw}^n]$, $[A_I^{m,n}]$, $[A_\delta^{m,r}]$ formuje się na podstawie danych konstrukcyjnych analizowanej maszyny indukcyjnej według relacji przedstawionych w [8].

Elementy macierzy diagonalnej $[K_{jw}^n]$ określone są zależnością:

$$K_{jw}^n = \frac{\omega_l \tau_l}{n \pi \rho_w^n} [1 + n(1-s)], \quad (19)$$

gdzie: ω_l – pulsacja, τ_l – podziałka biegunowa podstawowej harmonicznej (w m), n – rząd harmonicznej, s – poślizg. Rezystywność powierzchniowa uzwojeń wirnika dana jest relacją:

$$\rho_w^n = \frac{1}{k_{skn}^2} \frac{2Z_2 \tau_l}{n^2 \pi^2 p l_2} R_w' \sin^2 \left(n \frac{\pi \tau_{sk}}{2 \tau_l} \right), \quad (20)$$

gdzie: k_{skn} – współczynnik skosu uzwojenia wirnika dla n -tej harmonicznej, τ_{sk} – skos wirnika (w m), Z_2 – liczba żłobków wirnika, R_w' – rezystancja pręta uzwojenia wirnika z uwzględnieniem

nieniem części rezystancji pierścieni zwierających (w Ω), p – liczba par biegunów podstawowej harmonicznej, l_2 – długość pakietu żelaza wirnika (w m).

Elementy macierzy $[A_I^{m,n}]$ określone są zależnościami:

$$A_I^{m,n} = \frac{1}{2\tau_1} \int_0^{2\tau_1} I_w^n(x) e^{j(n-m)\frac{\pi}{\tau_1}x} dx \quad \text{dla} \quad m \neq n, \quad (21a)$$

$$A_I^{n,n} = \frac{1}{2\tau_1} \int_0^{2\tau_1} I_w^n(x) dx \quad \text{dla} \quad m = n, \quad (21b)$$

gdzie powierzchniowa indukcyjność rozproszenia uzwojenia wirnika dla n -tej harmonicznej dana jest relacją:

$$I_w^n(x) = \frac{\mu_0 \tau_1^2}{n^2 \pi^2 \delta(x)} \left(\frac{1}{k_{skn}^2} - 1 \right) + \frac{1}{k_{skn}^2} \frac{2Z_2 \tau_1}{n^2 \pi^2 p l_2} L'_w \sin^2 \left(n \frac{\pi}{2} \frac{\tau_{sk}}{\tau_1} \right) \quad (22)$$

gdzie: $\delta(x)$ – rozkład przestrzenny promieniowej grubości szczeliny powietrznej. Indukcyjność rozproszenia L'_w uzwojenia wirnika zawiera trzy składowe $L'_w = L'_{wz}(s) + L'_{wz}(x) + L'_{wc}(n)$ obliczane klasycznymi metodami [8]: żłobkową $L'_{wz}(s)$, zależną od poślizgu s ; różnicową $L'_{wz}(x)$, zależną od szczeliny powietrznej $\delta(x)$; połączeń czołowych $L'_{wc}(n)$, zależną od rzędu harmonicznych n .

Elementy macierzy $[A_\delta^{m,r}]$ określone są zależnościami:

$$A_\delta^{m,r} = \frac{1}{2\tau_1} \int_0^{2\tau_1} \delta(x) e^{j(m-r)\frac{\pi}{\tau_1}x} dx \quad \text{dla} \quad r \neq m, \quad (23a)$$

$$A_\delta^{m,m} = \frac{1}{2\tau_1} \int_0^{2\tau_1} \delta(x) dx \quad \text{dla} \quad r = m, \quad (23b)$$

gdzie rozkład przestrzenny promieniowej grubości szczeliny powietrznej $\delta(x)$ obliczany jest dla analizowanej maszyny według danych konstrukcyjnych.

Z równania (11) otrzymuje się:

$$[B^n] = [K_{js}^{m,n}]^{-1} [J_s^m], \quad (24)$$

Kładąc równanie (24) do równania (10), otrzymuje się:

$$[B_\delta^m] = [K_{b\delta}^{m,n}] [K_{js}^{m,n}]^{-1} [J_s^m] = [K_{b\delta js}^{m,m}] [J_s^m], \quad (25)$$

gdzie macierz wiążąca wektor harmonicznej indukcji w szczelinie powietrznej $[B_\delta^m]$ z wektorem harmonicznym gęstości prądowej powierzchniowej stojana $[J_s^m]$ określona jest relacją:

$$[K_{b\delta js}^{m,m}] = [K_{b\delta}^{m,n}] [K_{js}^{m,n}]^{-1}, \quad (26)$$

przy czym wektor harmoniczny gęstości prądowej powierzchniowej stojana $[J_s^m]$ dany jest relacją:

$$[J_w^m] = [N_j^m][I_j] , \quad (27)$$

gdzie: $[N_j^m]$ – macierz gęstości zwojowej w uzwojeń stojana, $[I_j]$ – wektor prądów stojana.

Kładąc równanie (24) do równania (8) oraz uwzględniając relację (27), otrzymuje się wektor harmoniczny gęstości prądowej powierzchniowej wirnika $[J_w^m]$ w postaci:

$$[J_w^m] = [K_{jw}^n][K_{js}^{m,n}]^{-1}[N_j^m][I_j] . \quad (28)$$

Elementy macierzy gęstości zwojowej $[N_j^m]$ dla w uzwojeń stojana, określone są relacją:

$$N_j^m = \frac{1}{2\tau_1} \int_0^{2\tau_1} n_j(x) e^{-jm\frac{\pi}{\tau_1}x} dx \quad \text{dla} \quad j = 1, \dots, w , \quad (29)$$

gdzie: $n_j(x)$ – gęstość zwojowa j -tego uzwojenia stojana dla $j=1, \dots, w$ z uwzględnieniem otwarcia żłobka ($2a_j$), wyznaczone na podstawie relacji przedstawionych w artykułach [10,11].

3. WPŁYW PRZEPEŁYWÓW STOJANA NA INDUKCJĘ MAGNETYCZNA

Przy badaniu wpływu niesymetrycznych przepływów uzwojeń stojana na rozkład przestrzennej indukcji magnetycznej w szczeliny powietrznej w przedstawionych w punkcie 2 równaniach macierzowych należy uwzględnić: (a) rzeczywistą promieniową grubość szczeliny powietrznej $\delta(x)$ w rozkładzie przestrzennym zmiennej obwodowej x , odpowiednio obliczając z zależności (23) elementy $(A_{\delta}^{m,r}, A_{\delta}^{m,m})$ macierzy promieniowej grubości szczeliny powietrznej $[A_{\delta}^{m,r}]$; (b) zerowanie się macierzy powierzchniowej konduktancji wirnika $[K_{jw}^n]$, przy wprowadzaniu do zależności (19) nieskończonej rezystywności powierzchniowej ρ_w^n uzwojeń wirnika (czyli wprowadzając do zależności (20) nieskończoną rezystancję zastępczą pręta wirnika R_w' przy nieuzwojonym wirniku).

Zerowanie się macierzy $[K_{jw}^n]$ powoduje, że na podstawie równań (12), (13), (15), (16) otrzymuje się odpowiednio:

$$[K_{br}^{m,n}] = [0] , \quad (30)$$

$$[K_{bs}^{m,n}] = [1] , \quad (31)$$

$$[K_{\delta bs}^{m,n}] = [A_{\delta}^{m,n}] , \quad (32)$$

$$[K_{js}^{m,n}] = j \frac{\pi}{\tau_1} \frac{1}{\mu_o} [m][A_{\delta}^{m,n}] , \quad (33)$$

zatem relacja (26) przyjmuje postać:

$$[K_{bsjs}^{n,m}] = [K_{js}^{m,n}]^{-1} . \quad (34)$$

Reasumując, w przypadku badania wpływu niesymetrycznych przepływów uzwojeń stojana na rozkłady przestrzenne indukcji magnetycznej w szczelinie powietrznej wektor harmoniczny $[B_{\delta}^m]$ indukcji w szczelinie powietrznej z zależności (25), przy uwzględnieniu relacji (27), jest określony następującą zależnością:

$$[B_{\delta}^m] = [K_{js}^{m,n}]^{-1} [J_s^m] = [K_{js}^{m,n}]^{-1} [N_j^m] [I_j] . \quad (35)$$

Relacja (35) jest wynikową relacją służącą do przeprowadzenia weryfikacji numerycznej nowej metody wyznaczania składowych pól wirujących przedstawionej w artykułach [3,4,5].

4. WYNIKI OBLICZEŃ

Na podstawie relacji (35) wyznaczono harmoniczne wektory indukcji w szczelinie powietrznej $[B_{\delta}^m]$, przyjmując z artykułu [10] adaptowane następujące relacje na n -te harmoniczne gęstości zwojowe N_j^m uzwojeń stojanów maszyn indukcyjnych dla:

(a) maszyny 3-fazowej typu Sj63-2B ($p=1, q=4$)

$$N_j^n = \frac{N_j}{n\pi} \sin(na_j) e^{-jn\alpha_j} (1 - e^{-jn\gamma_j}) \sum_{k=1}^{k=\frac{1}{2}q} \cos\left(n(2k-1)\frac{\rho}{2}\right) \quad \text{dla } j=1,2,3 , \quad (36)$$

gdzie: $N_j = z_j / (qa_j D)$; $z_j = 500$ – liczba zwojów w paśmie j -tego uzwojenia stojana; $2a_j = 6.4 * (\pi/180) \text{ rad} = 6.4^\circ$ – szerokość otwarcia żłobka j -tego uzwojenia; $D = 49 * 10^{-3} \text{ m}$ – średnica przyszczelinowa maszyny; $q = Z/2pm$ – liczba żłobków stojana przypadająca na biegun i fazę; $Z = 24$ – liczba żłobków stojana; $p = 1$ – liczba par biegunów; $m = 3$ – liczba faz; $\alpha_j = 0^\circ, 120^\circ, 240^\circ$ – kąty położenia osi pasma j -tych uzwojeń stojana względem przyjętego położenia początkowego; $\gamma_j = \pi \text{ rad}$ – rozpiętość j -tego uzwojenia średnicowego; $\rho = 2\pi Z$ – kąt pomiędzy sąsiednimi żłobkami stojana, w rad .

(b) maszyny 1-fazowej typu DF-1180 ($p=1, q=1$):

$$N_1^n = \frac{N_1}{n\pi} \sin(na_1) e^{-jn\alpha_1} (1 - e^{-jn\gamma_1}) , \quad \text{dla } j=1 \text{ (uzwojenie główne)}, \quad (37a)$$

$$N_2^n = \frac{N_2}{n\pi} \sin(na_2) (1 - e^{jn\beta_2}) e^{-jn\alpha_2} (1 - e^{-jn\pi}) , \quad \text{dla } j=2 \text{ (uzwojenie pomocnicze)}, \quad (37b)$$

gdzie: $N_1 = z_1 / (a_1 D)$; $z_1 = 2640$ – liczba zwojów uzwojenia głównego stojana; $2a_1 = 34.2 * (\pi/180) \text{ rad} = 34.2^\circ$ – szerokość otwarcia żłobka uzwojenia głównego stojana (aktywna strefa oddziaływania bocznika magnetycznego); $D = 26.8 * 10^{-3} \text{ m}$ – średnica przyszczelinowa maszyny; $\gamma_1 = \pi \text{ rad}$ – rozpiętość średnicowego uzwojenia głównego stojana; $N_2 = z_2 / (a_2 D)$; $z_2 = 1$ – liczba zwojów pomocniczego uzwojenia zwartego stojana; $2a_2 = 5.2 * (\pi/180) \text{ rad} = 5.2^\circ$ – szerokość otwarcia żłobka uzwojenia zwartego; $\beta_2 = 78.2 * (\pi/180) \text{ rad} = 78.2^\circ$ – rozpiętość zwoju zwartego; $\alpha_1 = \alpha_2 = 0^\circ$ – kąty położenia osi pasma uzwojenia głównego i pomocniczego

względem przyjętego położenia początkowego; $\alpha_p = 32^\circ, 180^\circ + 32^\circ$, $\alpha_k = 68^\circ, 180^\circ + 68^\circ$ – kąty: początkowy, końcowy strefy zwiększonej (o krotności $k=2$) szczeliny powietrznej w części nabiegunkników pozbawionych zwojów zwartych.

Dla maszyn indukcyjnych typu Sj63-2B oraz DF-1180 przeprowadzono obliczenia rozkładów przestrzennych $b_\delta(x, t)$ indukcji magnetycznej w szczelinie powietrznej, przy znanych elementach B_δ^m wektora $[B_\delta^m]$, na podstawie następującej relacji przedstawionej w pracy [3]:

$$b_\delta(x, t) = \frac{1}{\sqrt{2}} e^{j\omega t} \left\{ \sum_{n=-n_{mx}}^{n_{mx}} B_\delta^n e^{jn x} \right\} + \frac{1}{\sqrt{2}} e^{-j\omega t} \left\{ \sum_{n=-n_{mx}}^{n_{mx}} B_\delta^{-n*} e^{jn x} \right\}, \quad (38)$$

przy czym obliczenia przeprowadzono dla wybranych chwil czasu t , dla różnych wymuszonych niesymetrycznych przepływów żłobkowych stojana oraz dla różnej liczby n_{mx} uwzględniania najwyższego rzędu harmonicznych przestrzennych pola.

Na podstawie następującej relacji przedstawionej w pracy [3]:

$$[B_{\delta mx}(x)]^2 = 4 \sum_{n=-n_{mx}}^{n_{mx}} (|B_\delta^n|)^2 + 4 \sum_{k=1}^{2n_{mx}} \sum_{n=-n_{mx}}^{n_{mx}} (|B_\delta^n|)(|B_\delta^{n+k}|) \cos(kx - \arg B_\delta^n + \arg B_\delta^{n+k}) \quad (39)$$

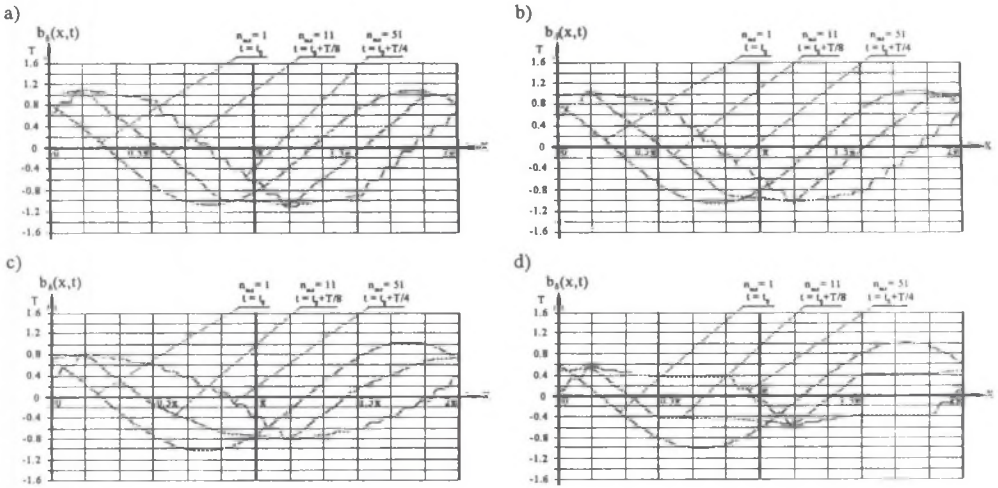
przeprowadzono obliczenia rozkładów przestrzennych kwadratów wartości maksymalnych pola indukcji $[B_{\delta mx}(x)]^2$ dla tych samych jak wyżej, różnych wymuszonych niesymetrycznych przepływów żłobkowych stojana oraz dla różnej liczby n_{mx} uwzględniania najwyższych rzędów harmonicznych przestrzennych pola.

Na rys.1÷7 przedstawiono wyniki obliczeń rozkładów przestrzennych kwadratów $[B_{\delta mx}(x)]^2$ wartości maksymalnych pola indukcji dla 3-fazowej maszyny indukcyjnej typu Sj63-2B z dokładnością liczby $n_{mx}=1,11,51$ uwzględniania najwyższego rzędu harmonicznych przestrzennych.

Na rys.1a,b,c,d zilustrowano wpływ zmian wartości skutecznej sinusoidalnego prądu uzwojenia stojana fazy B (prąd kolejno zmniejszono o: 10%, 50%, 100%), przy symetrycznych kątach fazowych, na pole magnetyczne w szczelinie powietrznej, przy czym na rys.1.1 przedstawiono rozkłady przestrzenne indukcji $b_\delta(x, t)$ dla następujących wybranych chwil czasowych $t=t_0, t_0+T/8, t_0+T/4$, a na rys.1.2 rozkłady przestrzenne kwadratów wartości maksymalnych $[B_{\delta mx}(x)]^2$ pola indukcji, które są niezależne od czasu t . Na rysunkach tych widać wyraźny wpływ wprowadzanych asymetrii. Na rys.2 i 3 zilustrowano wpływ przesunięcia kąтового prądu fazy B, przy tych samych wartościach skutecznych prądów w poszczególnych fazach, przy czym na rys.2a,b,c,d przedstawiono wpływ zmniejszania kąta fazowego prądu fazy B, a na rys.3a,b,c,d wpływ zwiększania tego kąta o odpowiadającą wartość kolejno: $3^\circ, 6^\circ, 9^\circ$. Rys.4 przedstawia przebiegi odpowiadające tym samym zmianom zmniejszania kąta fazowego prądu fazy B jak przedstawione na rys.2, lecz przy dodatkowym zmniejszeniu o 10% wartości prądu w fazie B. Rys.5 przedstawia przebiegi odpowiadające tym samym zmianom zmniejszania kąta fazowego prądu fazy B jak przedstawione na rys.2, lecz przy dodatkowym zmniejszeniu o 50% wartości prądu w fazie B. Przebiegi z rys.6 i 7 odpowiadają prze-

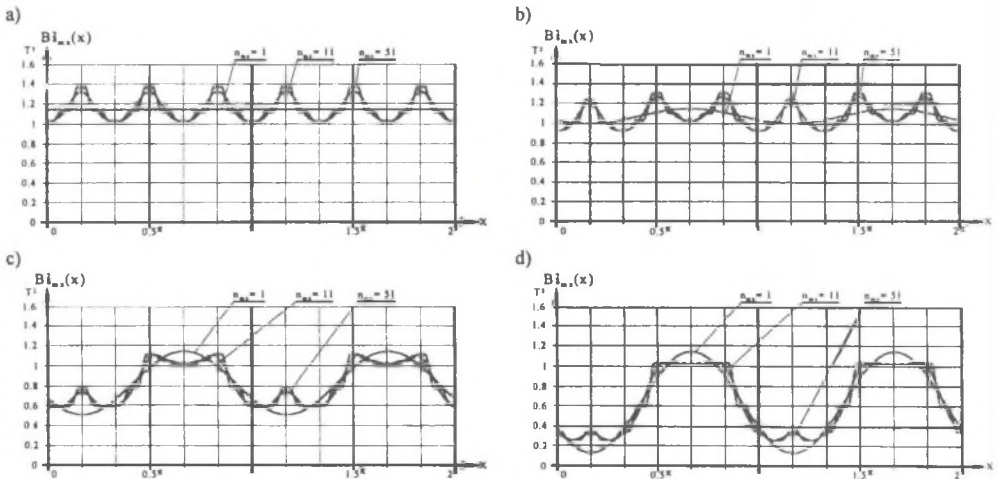
biegom z rys.4 i 5, przy czym kątowej zmianie podlegają fazy prądu w uzwojeniu fazy C, przy tych samych odpowiadających zmianach wartości skutecznej prądu w fazie B.

Na rys.8÷9 przedstawiono wyniki obliczeń rozkładów przestrzennych kwadratów $[B_{\delta mx}(x)]^2$ wartości maksymalnych pola indukcji dla 1-fazowej maszyny indukcyjnej typu DF-1180 z dokładnością liczby $n_{mx}=1,11,51$ uwzględniania najwyższego rzędu harmonicznych przestrzennych. Na rys.8 dla maszyny o równomiernej szczelinie powietrznej, zilustrowano wpływ zmiany wartości skutecznej sinusoidalnego prądu w pomocniczym uzwojeniu zwartym (prąd kolejno zwiększono o: 10%, 20%, 30% przy niezmiennych kątach fazowych), na rozkłady przestrzenne kwadratów wartości maksymalnych $[B_{\delta mx}(x)]^2$ pola indukcji, które są niezależne od czasu t . Na rys.9, przyjmując niezmiennane wartości skuteczne sinusoidalnych prądów w uzwojeniu głównym i zwartym, zilustrowano wpływ zmienianej szerokości strefy dwukrotnego ($k=2$) powiększania promieniowej grubości szczeliny powietrznej przy tej samej wartości początkowej tej strefy $\alpha_p=32^\circ, 180^\circ+32^\circ$, przy czym na rys.9a przedstawiono przebiegi przy szczelinie równomiernej ($k=1$). Na rys.9b przebiegi odpowiadają strefie końcowej $\alpha_k=68^\circ, 180^\circ+68^\circ$, zaś na rys.9c,d strefie końcowej zwiększanej odpowiednio o: $2^\circ, 4^\circ$. Na rysunkach tych widać wyraźny wpływ wprowadzanych asymetrii.



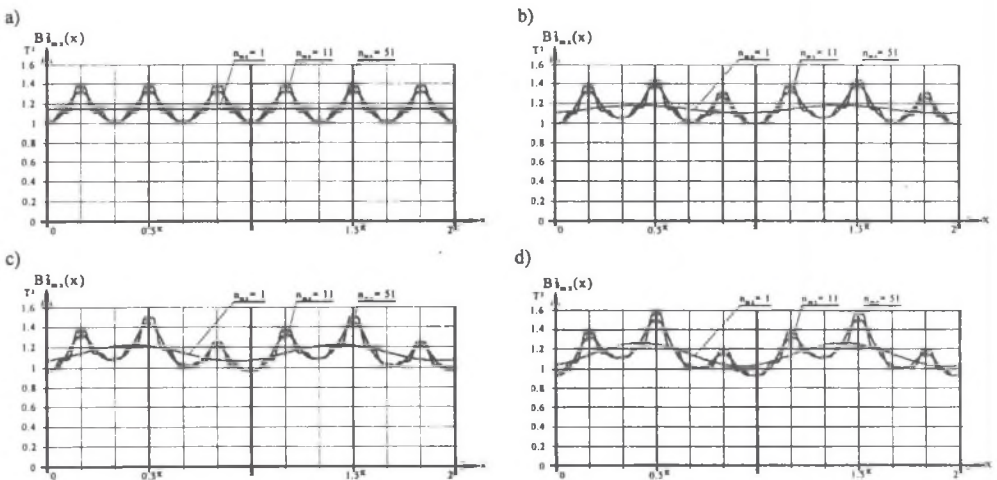
Rys.1.1. Rozkłady przestrzenne $b_g(x,t)$ dla $t=t_0, t_0+T/8, t_0+T/4$ odpowiednio dla $n_{mx}=1,11,51$ przy wymuszeniu prądowym uzwojeń stojana maszyny Sj63-2B: (a) symetrycznym prądem 3-fazowym 0.33A; (b), (c), (d) niesymetrycznym prądem obniżonym kolejno o 10%, 50%, 100% w uzwojeniu fazy B

Fig.1.1. Spatial-time distributions $b_g(x,t)$ for $t=t_0, t_0+T/8, t_0+T/4$, for $n_{mx}=1,11,51$ in the case of the forced current of stator windings of the machine Sj63-2B: (a) for the 3 phase symmetrical current 0.33A; (b), (c), (d) for the nonsymmetrical current lowered in the sequence by 10%, 50% and 100% in the phase B winding



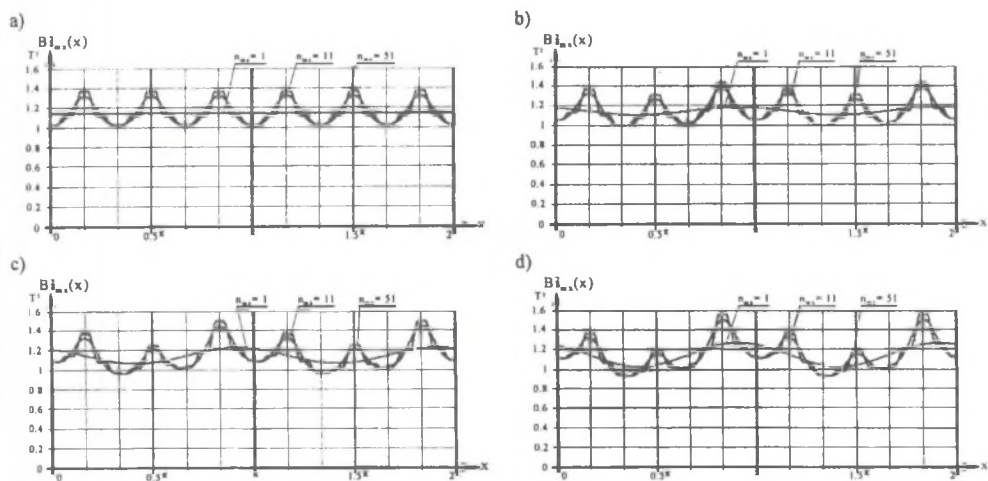
Rys.1.2. Rozkłady przestrzenne $B_m^1(x)$ dla $n_{mx}=1,11,51$ przy wymuszeniu prądowym uzwojeń stojana maszyny Sj63-2B: (a) symetrycznym prądem 3-fazowym 0.33A; (b), (c), (d) niesymetrycznym prądem obniżonym kolejno o 10%, 50%, 100% w uzwojeniu fazy B

Fig.1.2. Spatial distributions $[B_{m_{max}}(x)]^2$ of the maximal value of magnetic flux density, for $n_{mx}=1,11,51$ in the case of the forced current of the stator windings of the machine Sj63-2B: (a) for the 3 phase symmetrical current 0.33A; (b), (c), (d) for the nonsymmetrical current lowered in the sequence by 10%, 50% and 100% in the phase B winding



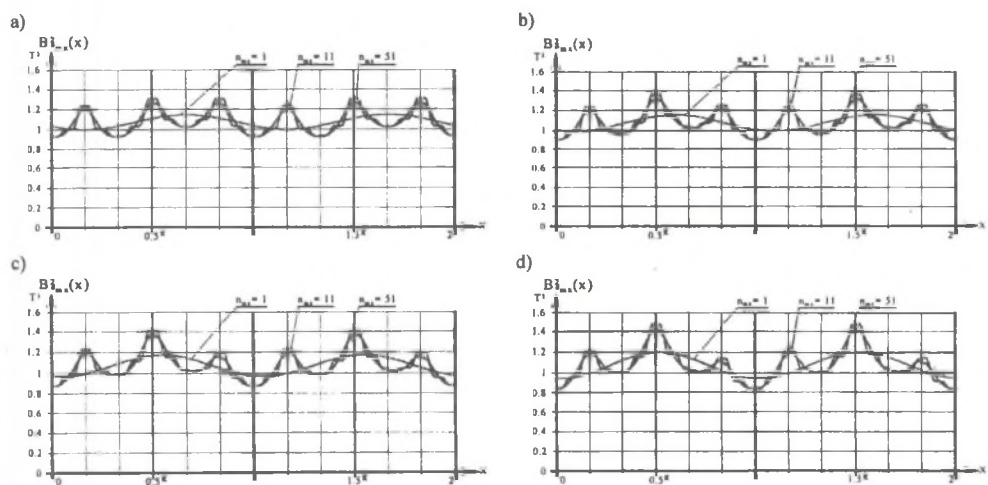
Rys.2. Rozkłady przestrzenne $B_m^1(x)$ dla $n_{mx}=1,11,51$ przy wymuszeniu prądowym uzwojeń stojana maszyny Sj63-2B: (a) symetrycznym prądem 3-fazowym 0.33A; (b) (c), (d) prądem 0.33A przy obniżonym kolejno o 3°, 6°, 9° kącie fazowym prądu uzwojenia fazy B

Fig.2. Spatial distributions $B_m^1(x)$ for $n_{mx}=1,11,51$ in the case of the forced current of the stator windings of the machine Sj63-2B: (a) for the 3 phase symmetrical current 0.33A; (b), (c), (d) for current 0.33A with lowered in the sequence 3°, 6° and 9° phase angle of the phase B winding current



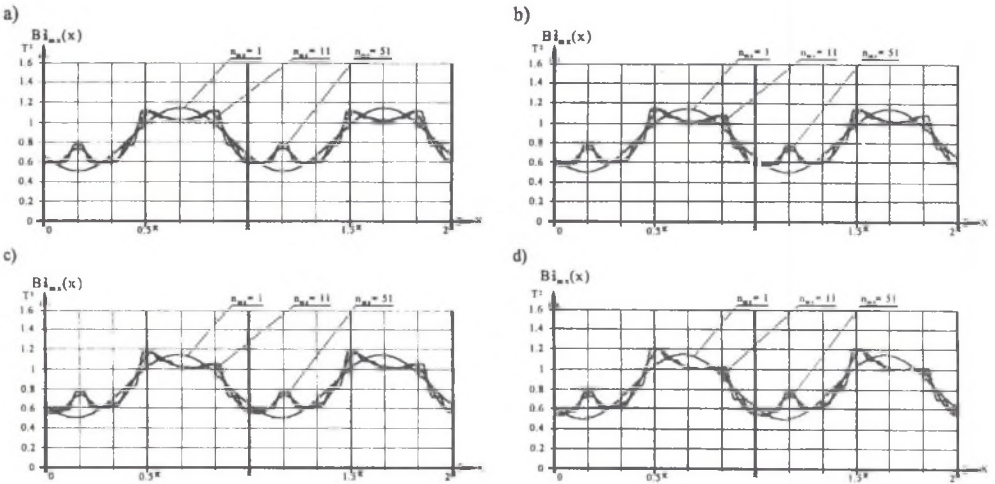
Rys.3. Rozkłady przestrzenne $B_{1m}^2(x)$ dla $n_{mx}=1,11,51$ przy wymuszeniu prądowym uzwojeń stojana maszyny Sj63-2B: (a) symetrycznym prądem 3-fazowym 0.33A; (b) (c), (d) prądem 0.33A przy zwiększonym kolejno o $3^\circ, 6^\circ, 9^\circ$ kącie fazowym prądu uzwojenia fazy B

Fig.3. Spatial distributions $B_{1m}^2(x)$ for $n_{mx}=1,11,51$ in the case of the forced current of the stator windings of the machine Sj63-2B: (a) for the 3 phase symmetrical current 0.33A; (b), (c), (d) for current 0.33A with enlarged in the sequence $3^\circ, 6^\circ$ and 9° phase angle of the phase B winding current

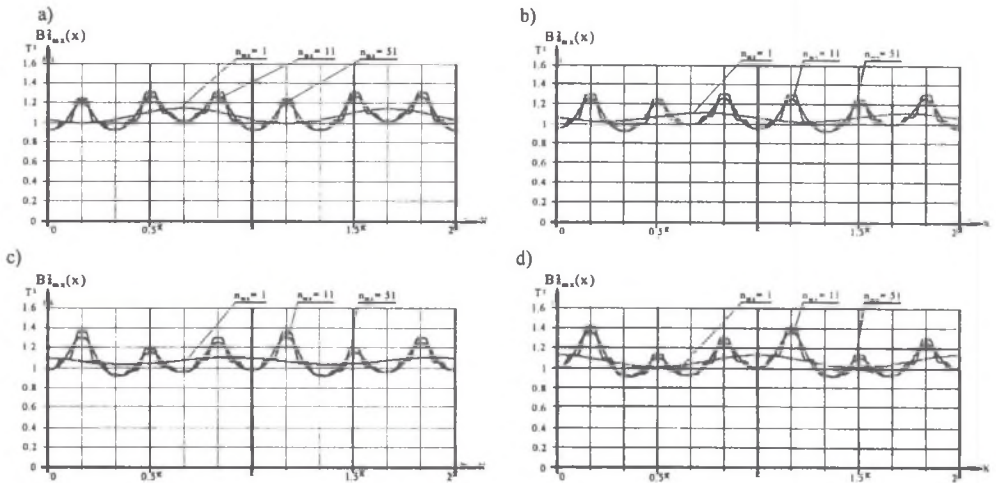


Rys.4. Rozkłady przestrzenne $B_{1m}^2(x)$ dla $n_{mx}=1,11,51$ przy wymuszeniu prądowym uzwojeń stojana (maszyny Sj63-2B) niesymetrycznym prądem obniżonym o 10% w uzwojeniu fazy B: (a) przy symetrycznych kątach fazowych; (b), (c), (d) przy obniżonym kolejno o $3^\circ, 6^\circ, 9^\circ$ kącie fazowym prądu uzwojenia fazy B

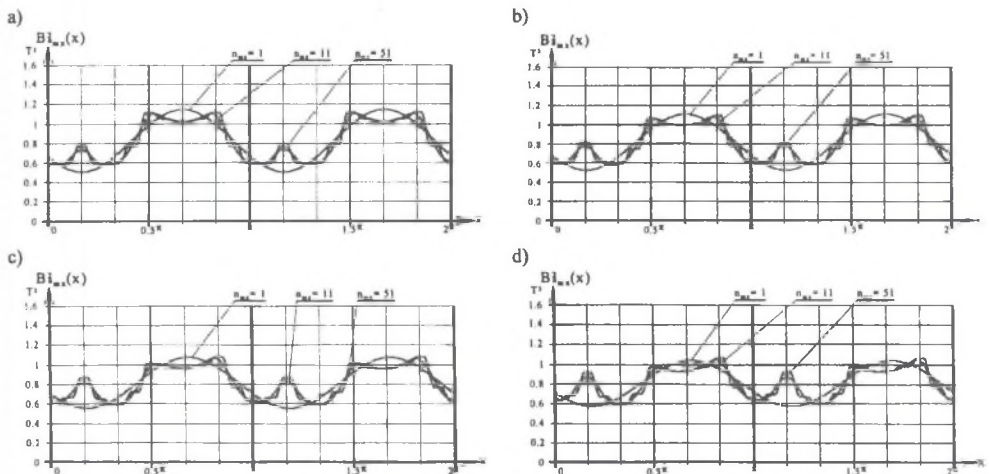
Fig.4. Spatial distributions $B_{1m}^2(x)$ for $n_{mx}=1,11,51$ in the case of the forced current of the stator windings of the machine Sj63-2B for the nonsymmetrical current lowered 10% in the phase B winding: (a) for the symmetrical phase angles; (b), (c), (d) for lowered in the sequence $3^\circ, 6^\circ$ and 9° phase angle of the phase B winding current



Rys.5. Rozkłady przestrzenne $B_{sm}^i(x)$ dla $n_{mx}=1,11,51$ przy wymuszeniu prądowym uzwojeń stojana (maszyny Sj63-2B) niesymetrycznym prądem obniżonym o 50% w uzwojeniu fazy B: (a) przy symetrycznych kątach fazowych; (b), (c), (d) przy obniżonym kolejno o 3° , 6° , 9° kącie fazowym prądu uzwojenia fazy B
 Fig.5. Spatial distributions $B_{sm}^i(x)$ for $n_{mx}=1,11,51$ in the case of the forced current of the stator windings of the machine Sj63-2B for the nonsymmetrical current lowered with 50% in the phase B winding: (a) for the symmetrical phase angles; (b), (c), (d) for lowered in the sequence 3° , 6° and 9° phase angle of the phase B winding current

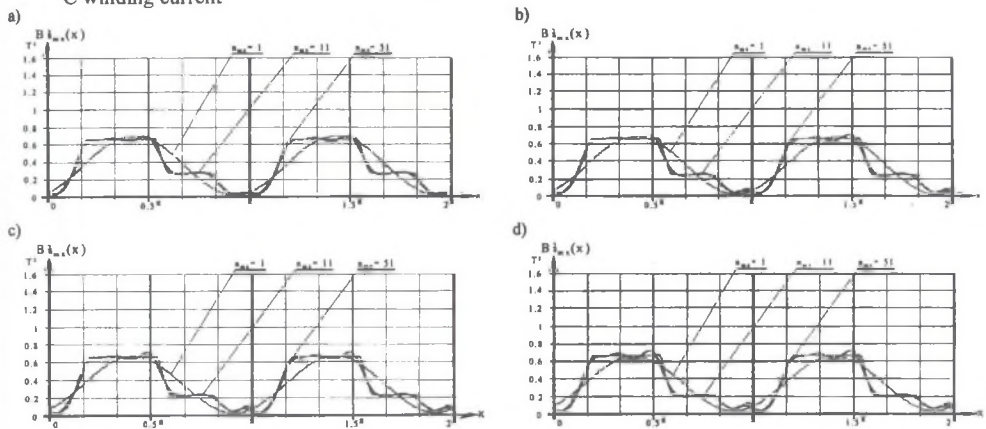


Rys.6. Rozkłady przestrzenne $B_{sm}^i(x)$ dla $n_{mx}=1,11,51$ przy wymuszeniu prądowym uzwojeń stojana (maszyny Sj63-2B) niesymetrycznym prądem, obniżonym o 10% w uzwojeniu fazy B: (a) przy symetrycznych kątach fazowych; (b), (c), (d) przy obniżonym kolejno o 3° , 6° , 9° kącie fazowym prądu uzwojenia fazy C
 Fig.6. Spatial distributions $B_{sm}^i(x)$ for $n_{mx}=1,11,51$ in the case of the forced current of the stator windings of the machine Sj63-2B for the nonsymmetrical current lowered 10% in the phase B winding: (a) for the symmetrical phase angles; (b), (c), (d) for lowered in the sequence 3° , 6° and 9° phase angle of the phase C winding current



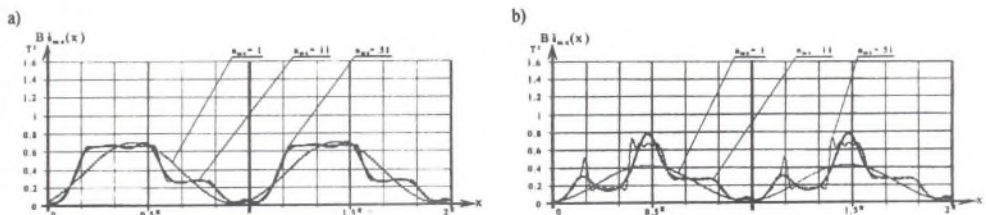
Rys.7. Rozkłady przestrzenne $B^1_{sm}(x)$ dla $n_{mx}=1,11,51$ przy wymuszeniu prądowym uzwojeń stojana (maszyny Sj63-2B) niesymetrycznym prądem, obniżonym o 50% w uzwojeniu fazy B: (a) przy symetrycznych kątach fazowych; (b), (c), (d) przy obniżonym kolejno o 3° , 6° , 9° kącie fazowym prądu uzwojenia fazy C

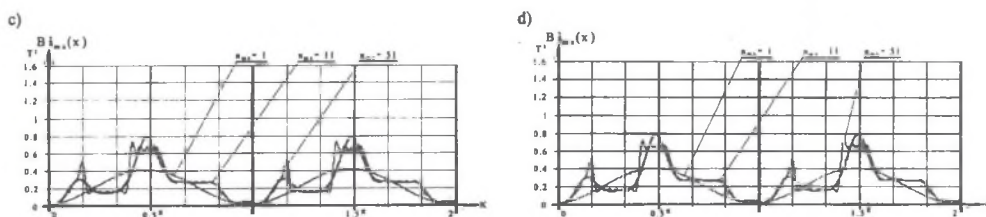
Fig.7. Spatial distributions $B^1_{sm}(x)$ for $n_{mx}=1,11,51$ in the case of the forced current of the stator windings of the machine Sj63-2B for the nonsymmetrical current lowered with 50% in the phase B winding: (a) for the symmetrical phase angles; (b), (c), (d) for lowered in the sequence 3° , 6° and 9° phase angle of the phase C winding current



Rys.8. Rozkłady przestrzenne $B^1_{sm}(x)$ dla $n_{mx}=1,11,51$ przy wymuszeniu prądowym uzwojeń stojana maszyny DF-1180 o równomiernej szczelinie powietrznej: (a) prądami: 0.1387A w uzwojeniu głównym i 83.9A w uzwojeniu pomocniczym; (b), (c), (d) przy zwiększonym kolejno o 10%, 20% prądzie w uzwojeniu pomocniczym

Fig.8. Spatial distributions $[B^1_{sm}(x)]^2$ of the maximal value of magnetic flux density, for $n_{mx}=1,11,51$, in case of the forced current of stator windings of the machine DF-1180 with the uniform air gap: (a) for the main winding current 0.1387A and 93.9A in the auxiliary winding; (b), (c), (d) for enlarged in the sequence 10%, 20% the auxiliary winding current





Rys.9. Rozkłady przestrzenne $B_{\max}^I(x)$ dla $n_{\max}=1,11,51$ przy wymuszeniu prądowym uzwojeń stojana maszyny DF-1180 (prądami: 0.1387A w uzwojeniu głównym oraz 83.9A w uzwojeniu pomocniczym) o nierównomiernej szczelinie powietrznej: (a) dla zerowej strefy powiększenia szczeliny powietrznej; (b) dla dwukrotnie zwiększonej szczeliny powietrznej w strefie kątowej od $\alpha_p=32^\circ, 180^\circ+32^\circ$ do $\alpha_k=68^\circ, 180^\circ+68^\circ$; (c), (d) przy strefie końcowej zwiększonej kolejno o $2^\circ, 4^\circ$

Fig.9. Spatial distributions $[B_{\max}^I(x)]_2$ of the maximal value of magnetic flux density, for $n_{\max}=1,11,51$, for the forced current of stator windings of the machine DF-1180 with the variation of the air gap (for the main winding current 0.1387A and 93.9A in the auxiliary winding): (a) for the negligible zone of the air gap enlarging; (b) for the doubled air gap for the angle (the angle zone) from $\alpha_p=32^\circ, 180^\circ+32^\circ$ to $\alpha_k=68^\circ, 180^\circ+68^\circ$; (c), (d) for the enlarged upper limit of the angle zone in the sequence $2^\circ, 4^\circ$

5. PODSUMOWANIE

W punktach 2 i 3 artykułu przedstawiono metodykę obliczeń poszczególnych wielkości elektromagnetycznych za pomocą macierzy harmonicznyc. Przedstawione tam relacje wykorzystano do obliczeń rozkładów przestrzenno-czasowych $b_s(x,t)$ indukcji magnetycznej oraz kwadratów $[B_{\max}(x)]^2$ wartości maksymalnych pola w szczelinie powietrznej niesymetrycznych maszyn indukcyjnych. W punkcie 4 artykułu przedstawiono wyniki tych obliczeń, ilustrując wpływ niesymetrycznych przepływów stojanów wybranych maszyn indukcyjnych na harmoniczne przestrzenne indukcji magnetycznej w szczelinie powietrznej.

Otrzymane wyniki obliczeń, zilustrowane odpowiednio na rys.1÷7 dla maszyny indukcyjnej typu Sj63-2B oraz na rys.8÷9 dla maszyny typu DF-1180, przy dodatkowych danych numerycznych nie publikowanych w artykule, posłużą przy weryfikacji nowej metody [3,4,5] wyznaczania składowych zgodnych i przeciwnych poszczególnych harmonicznyc przestrzennych indukcji w szczelinie powietrznej niesymetrycznych maszyn indukcyjnych.

LITERATURA

1. Cioska A., Janik T.: Metoda pomiaru rozkładu pola magnetycznego w szczelinie powietrznej małych maszyn elektrycznych prądu przemiennego. Zeszyty Problemowe 20/74 Maszyny Elektryczne, OBRME "EMA-KOMEL", Katowice 1974, str. 55–60.
2. Cioska A., Goławski G.: Problemy pomiaru małych sygnałów napięciowych w obecności silnych zakłóceń. Zeszyty Problemowe 50/95 Maszyny Elektryczne, BOBRME "KOMEL", Katowice 1995. Materiały konferencyjne, IV Seminarium Techniczne, Katowice-Ustroń, 24-26 maja 1995, str. 42–49.

3. Cioska A.: Wyznaczanie składowych zgodnych i przeciwnych pola magnetycznego w szczelinie powietrznej niesymetrycznych maszyn indukcyjnych na podstawie rozkładów przestrzennych wartości maksymalnych pola. Materiały konferencyjne, Międzynarodowe XI Sympozjum Mikromaszyny i Serwonapędy MiS'98, Malbork, 14-18 września 1998, str. 112–124.
4. Cioska A.: Metoda wyznaczania składowych zgodnych i przeciwnych pól magnetycznych w niesymetrycznych maszynach indukcyjnych. Materiały konferencyjne, VIII Sympozjum Środowiskowe PTZE'98, Gliwice-Węgierska Górka, 17-20 maja 1998, str. 25–26.
5. Cioska A.: Nowe podejście do określania składowych współbieżnych i przeciwbieżnych pól magnetycznych w niesymetrycznych maszynach. Materiały konferencyjne, XII Beskidzkie Seminarium Elektryków BSE'98, Gliwice-Istebna, 18-21 października 1998, str. 88–96.
6. Cioska A.: Związki macierzowe wielkości elektromagnetycznych w maszynach indukcyjnych. Materiały konferencyjne, VIII Sympozjum „Podstawowe Problemy Energoelektroniki i Elektromechaniki” PPEE'99, Gliwice-Wiśła, 22-25 marca 1999, str. 405–408.
7. Cioska A.: Metoda weryfikacji wielkości wewnętrznych niesymetrycznych maszyn indukcyjnych. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej, s. Elektryka z. 159, Gliwice 1997, str. 15–28.
8. Cioska A.: Analiza wpływu niesymetrii uzwojeń stojana i nierównomierności szczeliny powietrznej na charakterystyki silników indukcyjnych. Zeszyty Naukowe AGH, Elektryfikacja i Mechanizacja Górnictwa i Hutnictwa z. 141, Kraków 1981. Materiały XVII Sympozjum Maszyn Elektrycznych, Kraków-Lubiatów, 9-11 listopada 1981, str. 9–24.
9. Cioska A., Rymarski Z.: Wpływ niesymetrycznych przepływów stojana maszyn indukcyjnych na rozkłady przestrzenne indukcji magnetycznej w szczelinie powietrznej. Materiały konferencyjne, VIII Sympozjum „Podstawowe Problemy Energoelektroniki i Elektromechaniki” PPEE'99, Gliwice-Wiśła, 22-25 marca 1999, str. 409–416.
10. Cioska A.: Gęstości zwojowe uzwojeń niesymetrycznych maszyn prądu przemiennego. Zeszyty Problemowe 56/98 Maszyny Elektryczne, BOBRME "KOMEL", Katowice 1998. Materiały konferencyjne, VII Seminarium Techniczne, Katowice-Ustroń, 28-29 maja 1998, str. 20–27.
11. Cioska A.: Całki gęstości zwojowych uzwojeń niesymetrycznych maszyn prądu przemiennego. Zeszyty Problemowe 59/99 Maszyny Elektryczne, BOBRME "KOMEL", Katowice 1999. Materiały konferencyjne, VIII Seminarium Techniczne, Katowice-Ustroń, 26-28 maja 1999, str. 42–50.

Recenzent: Dr hab. inż. Bronisław Tomczuk

Wpłynęło do Redakcji dnia 10 kwietnia 2000 r.

Abstract

The calculation methodology of the particular electromagnetic quantities by means of so called harmonics matrixes is presented in the paper. The given in the paper relations will be applied to the proper calculations of the spatial-time distributions $b_{\delta}(x,t)$ of the magnetic flux density and the squares $[B_{\delta mx}(x)]^2$ of the maximal field value in the air gap of the non symmetrical induction machines.

The calculation results presented in this paper will be next applied to the numerical and new measuring-numerical methods [3,4,5] of determination of the forward and backward components of the particular magnetic induction spatial harmonics in the air gap, particularly in the air gap of the non symmetrical induction machines.

The paper illustrates the influence of the chosen and appropriate introduced non symmetries of the stator groove flows upon the magnetic induction spatial harmonics in the air gap given by the vector $[B_{\delta}^m]$ and upon the spatial-time distributions $b_{\delta}(x,t)$ of the magnetic flux density and the spatial distributions of the squares $[B_{\delta mx}(x)]^2$ of the maximal field value. The calculations were carried out for the induction machines of Sj63-2B and DF-1180 types. The calculation results for the 3-phase machine of Sj63-2B are shown in Figs.1÷7. The calculation results for the 1-phase machine of DF-1180 are shown in Figs.8÷9.

On the ground of the calculation results illustrated numerically and graphically in Figs.1÷9, the proper numerical verification of the new method of determining the forward and backward components of the magnetic induction harmonics can be performed. However, it is a separate problem, so it is not presented in this paper.