

Władysław PASZEK

Jan STASZAK

ANALIZA ROZKŁADU POLA MAGNETYCZNEGO W TURBOGENERATORZE
PRZY HARMONICZNYM WYMUSZENIU PRĄDU -
ZASTOSOWANIE METODY ELEMENTÓW SKOŃCZONYCH

Streszczenie. Rozkład składowej promieniowej indukcji magnetycznej na przyszczelinowej wewnętrznej powierzchni stojana przy wymuszeniu harmonicznym przepływu uzwojenia twornika bądź uzwojenia wzbudzenia zależy od częstotliwości prądu. Z rodziny takich rozkładów można wyprowadzić charakterystyki częstotliwości transmitancji opisujących podstawowe własności elektromagnetyczne maszyny. Do wyznaczenia rozkładu pola elektromagnetycznego w turbogeneratorze z uwzględnieniem struktury wirnika zbliżonej do rzeczywistej zastosowano metodę elementów skończonych. Analizę numeryczną dwuwymiarowego rozkładu pola elektromagnetycznego przeprowadzono w walcowym układzie współrzędnych przy podziale badanego przekroju poprzecznego maszyny na elementy segmentowe. Obliczenia numeryczne wykonano dla turbogeneratorsa o mocy 200 MW przy wymuszeniu harmonicznym prądu w zastępczym uzwojeniu twornika nieruchomym względem wirnika bądź w uzwojeniu wzbudzenia. Dla szczególnego przypadku modelu maszyny o wirniku gładkim dokonano porównania wyników obliczeń numerycznych przy zastosowaniu metody elementów skończonych z wynikami uzyskanymi analitycznie otrzymując dobrą zgodność.

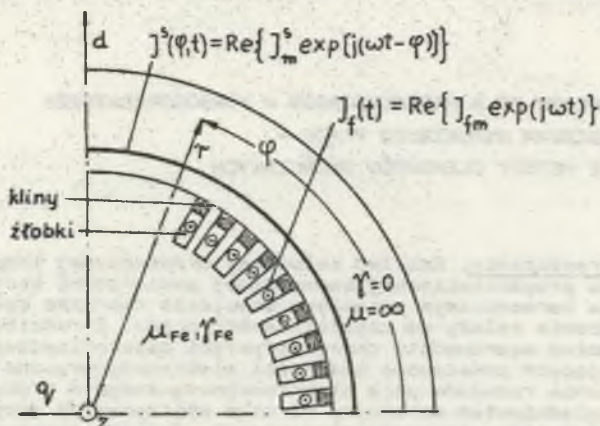
1. Wprowadzenie

Podstawą analizy stanów nieustalonych w maszynie synchronicznej jest znajomość jej parametrów elektromagnetycznych. Wzrastające wymagania w zakresie dokładności obliczania parametrów maszyn elektrycznych zmuszają do poszukiwania coraz efektywniejszych metod analizy obwodów elektromagnetycznych. Dokładne wyznaczenie parametrów elektromagnetycznych turbogeneratorsa dużej mocy jest możliwe na podstawie wyników analizy pola elektromagnetycznego metodami numerycznymi [1, 4, 6, 7]. Metody te są szczególnie przydatne do analizy pól elektromagnetycznych o obszarach niejednorodnych i anizotropowych o skomplikowanych kształtach.

W niniejszej pracy przedstawiono zastosowanie metody elementów skończonych do wyznaczenia rozkładu pola elektromagnetycznego turbogeneratorsa (z uwzględnieniem klinów duraluminiowych i żłobków wirnika) w układzie współrzędnych walcowych.

2. Model obliczeniowy

W modelu maszyny przedstawionym na rys. 1 rdzeń stojana jest gładkim cylindrem wykonanym z materiału o nieskończenie dużej przenikalności



Rys. 1. Model turbogenerators, $\mu_{Fe} = 100 \mu_0$, $\gamma_{Fe} = 4,65 \cdot 10^6$ S/m
 Fig. 1. Model of the turbo-generator, $\mu_{Fe} = 100 \mu_0$, $\gamma_{Fe} = 4,65 \cdot 10^6$ S/m

magnetycznej i konduktywności równej zero. Trójfazowe uzwojenie twornika ma postać nieskończenie cienkiej warstwy prądowej o sinusoidalnym rozłożeniu zwojowym. Uzwojenie to zastępuje się uzwojeniem dwufazowym nieruchomym względem magnesu o prostopadłych osiach d i q . Uzwojenie wzbudzenia o rozłożeniu prądowym umieszczone jest w żłobkach wirnika, przy czym pominięto wypieranie prądu w prętach uzwojenia. Pomija się efekty brzegowe związane ze skończoną długością wirnika. Przenikalność magnetyczna i konduktywność materiału wirnika są stałe. Zmienność w czasie wszystkich wielkości elektromagnetycznych jest sinusoidalna.

3. Równania pola elektromagnetycznego

Pole elektromagnetyczne w poszczególnych obszarach modelu maszyny przy pominięciu prądu przesunięcia wyznacza się z równań Maxwella [7]

$$\begin{aligned}
 \text{rot } \vec{H} &= \vec{J} & \text{div } \vec{B} &= 0 & \vec{B} &= \mu \vec{H} \\
 \text{rot } \vec{E} &= -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} & \text{div } \vec{E} &= 0 & \vec{J} &= \gamma \vec{E}.
 \end{aligned}
 \tag{1}$$

Wielkości wektorowe \vec{B} , \vec{E} poszukuje się za pośrednictwem potencjału wektorowego \vec{A} zdefiniowanego równaniami

$$\vec{B} = \text{rot } \vec{A} \quad \text{div } \vec{A} = 0. \quad (2)$$

Z równań (1) i (2) wynika zależność

$$\text{rot} \left(\frac{1}{\mu} \text{rot } \vec{A} \right) = - \gamma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} = \vec{J}. \quad (3)$$

Potencjał wektorowy \vec{A} oraz gęstość prądu \vec{J} są wektorami skierowanymi w osi z

$$A_z(r, \varphi, t) = A(r, \varphi, t) \quad \text{oraz} \quad J_z(r, \varphi, t) = J(r, \varphi, t).$$

Zakładając, że potencjał wektorowy A oraz gęstość prądu J w równaniu (3) mają czasową zmienność harmoniczną

$$\begin{aligned} A(r, \varphi, t) &= \text{Re} \left\{ \underline{A}_m(r, \varphi) \exp(j\omega t) \right\}, \\ J(r, \varphi, t) &= \text{Re} \left\{ \underline{J}_m(r, \varphi) \exp(j\omega t) \right\}, \end{aligned} \quad (4)$$

równanie (3) po przekształceniach algebraicznych w walcowym układzie współrzędnych przyjmie postać [5]

$$\frac{1}{r} \cdot \frac{\partial}{\partial r} \left[\frac{1}{\mu} r \frac{\partial \underline{A}_m}{\partial r} \right] + \frac{1}{r^2} \cdot \frac{\partial}{\partial \varphi} \left[\frac{1}{\mu} \frac{\partial \underline{A}_m}{\partial \varphi} \right] = -\underline{J}_m. \quad (5)$$

Gęstość prądu \underline{J}_m w równaniu (5) przyjmuje następujące wartości:

- a) w obszarze z wymuszonym prądem wzbudzenia $\underline{J}_m = \underline{J}_{fm}$,
- b) w obszarze o konduktywności $\gamma = 0$ $\underline{J}_m = 0$,
- c) w obszarze o konduktywności γ $\underline{J}_m = -j\omega \underline{A}_m$.

Zaletą równania (5) jest to, że nie występuje w nim czas t, a wektory zespolone charakteryzujące harmoniczną pole elektromagnetyczne są tylko funkcjami współrzędnych punktu pola.

W celu uproszczenia zapisu pominięto w dalszej części pracy indeks m, pamiętając, że przekształcenia dotyczyć będą amplitud wielkości wektorowych.

4. Warunki brzegowe

Analizę pola elektromagnetycznego przeprowadzono przy wymuszeniu harmonicznego prądu w uzwojeniach twornika i wzbudzenia.

Zastępcze dwufazowe uzwojenie twornika wytwarza okład prądowy w osi d

$$J_d^s(\varphi, t) = \operatorname{Re} \left\{ J_{dm}^s \cos(p_b \varphi) \exp(j\omega t) \right\}$$

oraz w osi q

$$J_q^s(\varphi, t) = \operatorname{Re} \left\{ -j J_{qm}^s \sin(p_b \varphi) \exp(j\omega t) \right\}.$$

Amplitudy okładów prądowych w równaniach (6) stosowanie do ortogonalnej transformacji dwuosiowej mają postać [3]:

$$J_{dm}^s = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{2z_1 \xi_1}{\pi R_1} I_d,$$

$$J_{qm}^s = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{2z_1 \xi_1}{\pi R_1} I_q,$$

gdzie:

z_1, ξ_1 - liczba zwojów jednej fazy trójfazowego uzwojenia twornika i współczynnik uzwojenia twornika,

R_1 - promień wewnętrzny stojana,

I_d, I_q - składowa wzdłużna i poprzeczna prądu twornika, przy czym

$$I_d = I_q = \sqrt{\frac{3}{2}} I_{km},$$

gdzie:

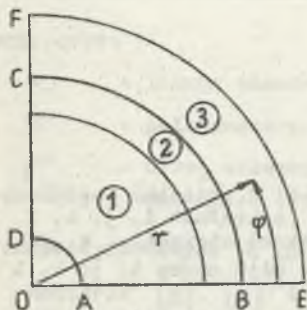
I_{km} - wartość maksymalna prądu fazowego twornika.

W celu rozpatrzenia zjawisk zachodzących w osi d zakłada się, że pole elektromagnetyczne jest wytwarzane jednostronnie przez uzwojenie zastępcze twornika w osi d nieruchome względem wirnika bądź przez uzwojenie wzbudzenia o gęstości prądowej

$$J_f(t) = \operatorname{Re} \left\{ J_{fm} \exp(j\omega t) \right\}.$$

Przy analizie zjawisk elektromagnetycznych w osi q zakłada się, że pole jest wytwarzane przez zastępcze dwufazowe uzwojenie twornika umieszczone w osi q, nieruchome względem magnesy.

Do analizy przyjmuje się obzary modelu maszyny synchronicznej ograniczony krzywą zamkniętą ABCDA (rys. 2).



Rys. 2. Obszar przekroju w badanym modelu maszyny
1 - wirnik, 2 - szczelina powietrzna, 3 - stojan

Fig. 2. Investigated cross section area of the machine model

1 - rotor, 2 - air gap, 3 - stator

Modelowi maszyny w osi d odpowiadają warunki brzegowe:

- a) przy wzbudzeniu pola od strony twornika
 - na brzegu AB $\frac{\partial A}{\partial n} = 0$
 - na brzegu BC $\frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{\partial A}{\partial n} = q(\varphi)$ (10)
 - na brzegu CD i DA $A = 0$,
- b) przy wzbudzeniu pola od strony wzbudzenia

- na brzegu AB i BD $\frac{\partial A}{\partial n} = 0$
- na brzegu CD i DA $A = 0$. (11)

Natomiast modelowi maszyny w osi q odpowiadają warunki brzegowe:

- na brzegu AB i DA $A = 0$
- na brzegu BC $\frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{\partial A}{\partial n} = q(\varphi)$ (12)
- na brzegu CD $\frac{\partial A}{\partial n} = 0$.

Funkcję $q(\varphi)$ w równaniach (10) i (12) otrzymuje się z warunku, że składowa styczna natężenia pola magnetycznego na powierzchni wewnętrznej stojana jest równa okładowi prądowemu (przy założeniu nieskończenie dużej przenikalności magnetycznej rdzenia stojana).

5. Rozwiązanie zagadnienia metodą elementów skończonych

Zadanie rozwiązania równania (5) wewnątrz rozpatrywanego obszaru przy uwzględnieniu warunków brzegowych jest równoważne minimalizacji funkcjonału o postaci [5]

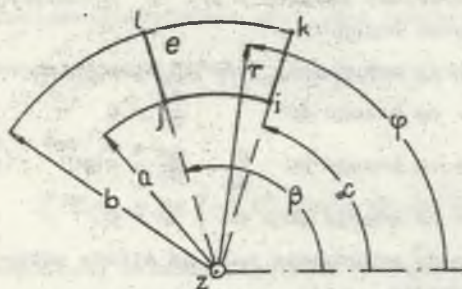
$$\mathcal{F}(A) = \iint_{\Omega} \left\{ \frac{1}{\mu} \left(\frac{\partial A}{\partial r} \right)^2 + \frac{1}{r} \cdot \frac{1}{r} \left(\frac{\partial A}{\partial \varphi} \right)^2 - 2jA \right\} r dr d\varphi + \int_{\Gamma} 2qA d\Gamma, \quad (13)$$

gdzie:

Ω - oznacza obszar płaski ograniczony krzywą zamkniętą,

Γ - brzeg, na którym obowiązuje warunek brzegowy Neumana.

Minimalizację funkcjonału przeprowadza się metodą elementów skończonych [7, 8]. W tym celu badany obszar dzieli się na elementy segmentowe (rys. 3) o węzłach 1, j, k, l.



Rys. 3. Element segmentowy o węzłach 1, j, k, l

Fig. 3. Segmental element with nodes 1, j, k, l

Rozkład badanej funkcji \underline{A} wewnątrz elementu e jest określony poprzez wartości funkcji \underline{A} w węzłach elementu

$$\underline{A} = N_1 \underline{A}_1 + N_j \underline{A}_j + N_k \underline{A}_k + N_l \underline{A}_l, \quad (14)$$

gdzie funkcje kształtu N mają postać

$$N_1 = \frac{(r-b)(\varphi-\beta)}{(b-a)(\beta-\alpha)}, \quad N_j = \frac{(r-b)(\varphi-\alpha)}{-(b-a)(\beta-\alpha)}, \quad (15)$$

$$N_k = \frac{(r-a)(\varphi-\beta)}{-(b-a)(\beta-\alpha)}, \quad N_l = \frac{(r-a)(\varphi-\alpha)}{(b-a)(\beta-\alpha)},$$

gdzie: b, a, α, β pokazano na rys. 3.

Minimalizując funkcjonal (13) względem wartości potencjału wektorowego w węzłach zdyskretyzowanego obszaru Ω , zagadnienie wariacyjne sprowadza się do układu równań algebraicznych liniowych:

$$\frac{\partial \mathcal{F}}{\partial [\underline{A}]} = [\underline{H}] [\underline{A}] + [\underline{R}] = 0, \quad (16)$$

gdzie:

$$\underline{H}_{1j} = \sum_{k=1}^m \left\{ \iint_{\Omega^e} \left[\frac{1}{\mu} \cdot \frac{\partial N_k}{\partial r} \cdot \frac{\partial N_j}{\partial r} + \frac{1}{\mu} \cdot \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial N_k}{\partial \varphi} \cdot \frac{\partial N_j}{\partial \varphi} + \omega \delta_{N_k N_j} \right] r d\varphi dr \right\} \quad (17)$$

oraz

$$\underline{R}_1 = \sum_{k=1}^m \left\{ \iint_{\Omega^e} \underline{J}_f N_k r d\varphi dr + \int_{\Gamma^e} q N_k d\Gamma \right\}, \quad (18)$$

przy czym:

- m - liczba elementów zdyskretyzowanego obszaru,
- Ω^e - pole powierzchni e -tego elementu,
- Γ^e - brzeg elementu e , na którym obowiązuje warunek brzegowy Neumana,
- N_1, N_j - funkcje kształtu elementów.

Macierze $[\underline{H}]$, $[\underline{A}]$ i $[\underline{R}]$ są zespolone, wobec czego można napisać:

$$\left[\begin{matrix} [\underline{H}] & \\ & j[\overline{\underline{H}}] \end{matrix} \right] \left[\begin{matrix} [\underline{A}] & \\ & j[\overline{\underline{A}}] \end{matrix} \right] = - \left[\begin{matrix} [\underline{R}] & \\ & j[\overline{\underline{R}}] \end{matrix} \right]. \quad (19)$$

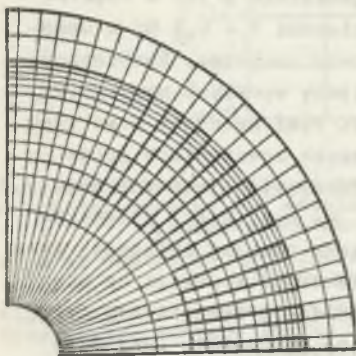
Otrzymuje się wtedy układ dwóch równań macierzowych rzeczywistych równocześnie spełnionych zapisanych w postaci macierzowej:

$$\begin{bmatrix} [\underline{H}] & -[\overline{\underline{H}}] \\ -[\overline{\underline{H}}] & -[\underline{H}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [\underline{A}] \\ [\overline{\underline{A}}] \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} [\underline{R}] \\ -[\overline{\underline{R}}] \end{bmatrix}. \quad (20)$$

Układ równań pozostaje nadal symetryczny, jednak nie jest dodatnio określony [2], co może mieć znaczenie przy obliczeniach na EMC.

6. Obliczenia numeryczne

Obliczenia numeryczne wykonano dla turbogeneratorskiego typu TW-200-2 o danych: $P_n = 200$ MW, $U_n = 15,75$ kV, $I_n = 8625$ A, $n_n = 3000$ obr/min, $f_n = 50$ Hz.



Rys. 4. Dyskretyzacja obszaru modelu

Fig. 4. Discretization of the model area

Zadanie wyznaczenia potencjału wektorowego $[\underline{A}] = [A_1, A_2, \dots, A_n, A_{n+1}, \dots, A_{2n}]^T$, przy czym n oznacza liczbę węzłów podziału sprowadza się do rozwiązania układu równań algebraicznych liniowych o niewiadomych w węzłach poszczególnych elementów segmentowych. Badany obszar (rys. 4) podzielono na 378 elementów o 420 węzłach. Otrzymany układ równań o 840 niewiadomych rozwiązano na EMC ODRA-1305 metodą eliminacji Gaussa [2], wykorzystując pasmowy rozkład macierzy współczynników.

Na podstawie wyznaczonego w ten sposób rozkładu potencjału wektorowego obliczono rozkłady indukcji magnetycznej.

wykorzystując zależności (14) oraz (15), składową promieniową indukcji

$$B_r = \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial A}{\partial \varphi} \quad (21)$$

określa równanie

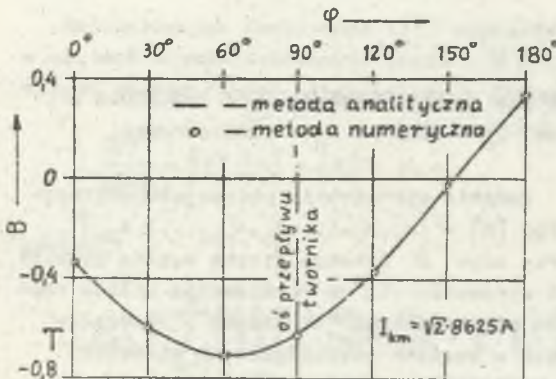
$$\underline{B}_r = \frac{1}{r} \cdot \frac{1}{(b-a)(\beta-\alpha)} \left\{ (r-b)(A_1-A_j) - (r-a)(A_k-A_l) \right\} \quad (22)$$

Rozkład składowej promieniowej indukcji \underline{B}_r w danym elemencie segmentowym (rys. 3) jest określony z dokładnością do promienia r . Stanowi to zaletę stosowania tego typu elementów w porównaniu z elementami trójkątnymi, gdzie indukcja magnetyczna w danym elemencie ma wartość stałą.

Rzeczywisty rozkład indukcji magnetycznej wyznacza się z zależności:

$$B_r(r, \varphi, t) = \operatorname{Re} \left\{ \underline{B}_r \exp(j\omega t) \right\} = \operatorname{Re} \left\{ (\underline{B}_r + j\bar{\underline{B}}_r) \exp(j\omega t) \right\}. \quad (23)$$

Rozkład pola elektromagnetycznego wytworzony przez trójfazowe uzwojenie twornika, przy założeniu liniowości obwodu magnetycznego, oblicza się metodą superpozycji jako wynik działania zastępczego dwufazowego uzwojenia twornika w osi d i w osi q .



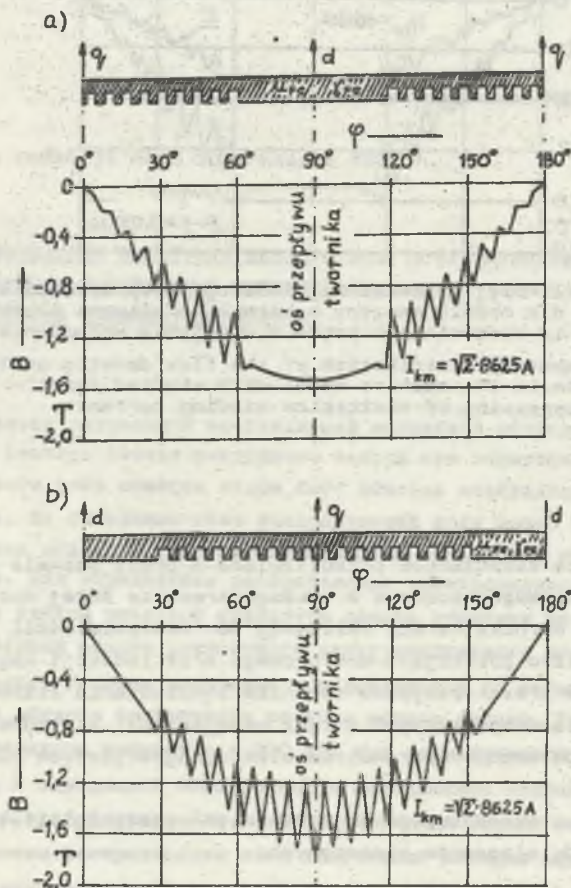
Rys. 5. Rozkład składowej promieniowej indukcji na przyszczelinowej powierzchni wirnika dla modelu maszyny o wirniku gładkim przy wymuszeniu harmonicznym prądu w uzwojeniu twornika

Fig. 5. Radial component distribution of the flux density on the air gap sided rotor surface in the machine model with a smooth rotor - at harmonic constraint of armature current

Na rys. 5 przedstawiono rozkład składowej promieniowej indukcji na powierzchni gładkiego wirnika turbogenerators wyznaczony przy zastosowaniu metody elementów skończonych i obliczony metodą analityczną [3] przy wymuszeniu prądu o częstotliwości $f = 0,5$ Hz w uzwojeniu twornika. Rozbieżność między wynikami uzyskanymi obu tymi metodami przy tych samych założeniach upraszczających jest znikoma.

Na rys. 6 i 7 przedstawiono rozkład składowej promieniowej indukcji na powierzchni zewnętrznej wirnika dla modelu maszyny o wirniku z klinami duraluminiowymi umieszczonymi w żłobkach wirnika. Oblicze-

nia wykonano przy wymuszeniu prądu o częstotliwości $f = 0$ w uzwojeniu twornika, przy wzdłużnym (rys. 6a) i poprzecznym (rys. 6b) ustawieniu osi magnetycznej względem przepływu twornika oraz przy wymuszeniu prądu o częstotliwości $f = 0$ i $f = 0,05$ Hz w uzwojeniu wzbudzenia (rys. 7).

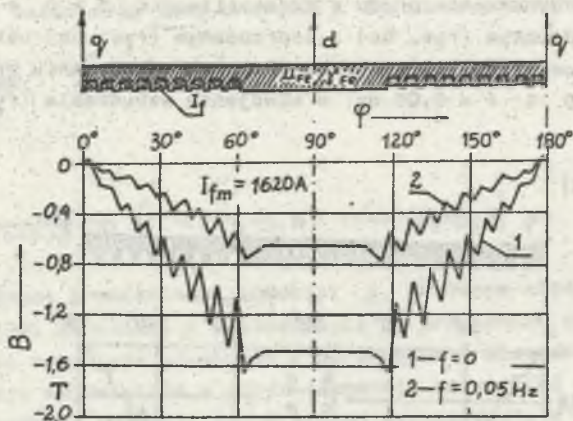


Rys. 6. Rozkład składowej promieniowej indukcji na przyszczelinowej powierzchni wirnika dla modelu maszyny o wirniku z klinami żółtkowymi przy wymuszeniu harmonicznym prądu w uzwojeniu twornika

a) przy wzdłużnym ustawieniu osi magnetycznej względem przepływu twornika, b) przy ustawieniu poprzecznym

Fig. 6. Radial component distribution of the flux density on the air gap sided rotor surface in the machine model with slotted rotor - at harmonic impressing of armature current

a) with armature total current acting correspondingly in the direct axis of the rotor, b) in the quadrature axis



Rys. 7. Rozkład składowej promieniowej indukcji na przyszczelinowej powierzchni wirnika dla modelu maszyny o wirniku z klinami żłobkowymi przy wymuszeniu harmonicznym prądu w uzwojeniu wzbudzenia

Fig. 7. Radial component distribution of the flux density on the air gap sided rotor surface in the machine model with slotted rotor - at harmonic impressing of excitation winding current

7. Wnioski

Metoda elementów skończonych przedstawiona w pracy pozwala wyznaczyć rozkład pola elektromagnetycznego w turbogeneratorze dużej mocy z uwzględnieniem struktury wirnika bardzo zbliżonej do rzeczywistości.

Wyznaczony rozkład potencjału wektorowego oraz indukcji magnetycznej w obszarze zajęтым przez uzwojenie twornika i wzbudzenia stanowi podstawę do obliczeń strumieni sprzężonych z tymi uzwojeniami, a w konsekwencji do wyznaczenia podstawowych parametrów elektromagnetycznych turbogeneratora.

Otrzymano dużą zbieżność wyników uzyskanych metodą analityczną i przy zastosowaniu metody elementów skończonych.

LITERATURA

- [1] Adamiak K.: Zastosowanie równań żle uwarunkowanych do rozwiązywania zagadnień analizy i syntezy pola elektromagnetycznego. Zeszyty Naukowe Pol. Świętokrzyskiej, Elektryka, No 11, 1983.
- [2] Dahlquist G., Björck A.: Metody numeryczne. PWN, Warszawa 1983.
- [3] Paszek W.: Stany nieustalone maszyn elektrycznych prądu przemiennego. WNT, Warszawa 1986.
- [4] Silvester P., Chari M.V.K.: Finite element solution of saturable magnetic field problems. IEEE Transactions on PAS, Vol. PAS-89, No 7, 1970, ss. 1642-1651.

- [5] Staszak J.: Analiza rozkładu pola magnetycznego w szczelinie maszyny synchronicznej metodą numeryczną. Zeszyty Naukowe Politechniki Świętokrzyskiej, Elektryka, No 13, 1983, ss. 111-117.
- [6] Staszewski P.: Numeryczna metoda rozwiązywania nieliniowego obwodu magnetycznego maszyny elektrycznej. Rozpr. Elektrot. t. XXV, No 2, 1979, ss. 369-384.
- [7] Turowski J.: Obliczenia elektromagnetyczne maszyn i urządzeń elektrycznych. WNT, Warszawa 1982.
- [8] Zienkiewicz O.C.: Metoda elementów skończonych. Arkady, Warszawa 1972.

Recenzent: prof. dr hab. inż. Kazimierz Zakrzewski

Wpłynęło do redakcji dnia 10 września 1987 r.

АНАЛИЗ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ В ТУРБОГЕНЕРАТОРЕ
ПРИ ГАРМОНИЧЕСКОМ ВЫНУЖДЕННОМ ТЕЧЕНИИ ТОКА -
ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА КОНЕЧНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

Р е з ю м е

Распределение радиальной составляющей магнитной индукции на внутренней поверхности статора вблизи воздушного зазора при гармоническом вынужденном течении полного тока обмотки якоря либо обмотки возбуждения зависит от частоты тока. Из семейства этих распределений поля можно вывести частотные характеристики основных трансмитансов машины описывающих её электромагнитные свойства. Для определения распределения электромагнитного поля в турбогенераторе с учётом реальной структуры ротора применен метод конечных элементов. Численный анализ двумерного электромагнитного поля проведен в цилиндрической системе координат при разделении на сегментные элементы испытываемой области поперечного сечения модели машины. Расчёты проведены для турбогенератора мощностью в 200 МВт при гармоническом вынужденном течении тока в замещаемой обмотке якоря неподвижной относительно ротора или в обмотке возбуждения. Для особенного случая модели машины с гладким ротором сравнены распределения поля полученные методом конечных элементов с аналитическим решением и получено хорошее совпадение.

ANALYSIS OF MAGNETIC FIELD DISTRIBUTION IN A
TURBO-GENERATOR AT HARMONIC CURRENT IMPRESSING
- APPLICATION OF THE FINITE ELEMENT METHOD

S u m m a r y

The distribution of the radial component of the magnetic flux density on the air gap sided internal stator surface at harmonic impressing of the current either in armature or in excitation winding depends on the current frequency. From the distribution series the frequency characteristics of the transmittances describing the basic electromagnetic properties of the machine can be derived. For computation of the electromagnetic field distribution with regard to the rotor structure close to the real one the finite element method has been applied.

Numerical analysis of the field two - dimensional distribution has been carried out in cylindrical coordinates by dividing the investigated machine cross section into segmental elements. The field calculations has been carried out for a 200 MW turbogenerator at harmonic impressing of the current either in the equivalent armature winding stationary in relation to the rotor or in the excitation winding. For the special case of a smooth rotor machine the comparison of results calculated numerically by the finite element method with the results obtained analytically has been made having achieved a good conformity.