

Władysław PASZEK

Andrzej KAPŁON

STANY NIEUSTALONE MASZYNY INDUKCYJNEJ Z GŁĘBOKOŻŁOBKOWĄ STRUKTURĄ WTÓRNĄ
ODWZOROWYWANE ZA POMOCĄ MODELU O ANIZOTROPOWEJ STRUKTURZE WIELOWARSTWOWEJ

Streszczenie. Model maszyny indukcyjnej zawiera część wtórną o dwóch lub o wielu warstwach izotropowych bądź anizotropowych. Z rozwiązań pola elektromagnetycznego w warunkach nieustalonych wynikają parametry elementów w schemacie zastępczym maszyny. Parametry te otrzymuje się z rozkładu odwrotności indukcyjności operatorowej strony pierwotnej modelu maszyny na ułamki proste. Ograniczając liczbę uwzględnianych wartości własnych w indukcyjności operatorowej otrzymuje się przybliżone schematy zastępcze maszyny. Przebiegi elektrodynamiczne maszyny są opisane przez równania różniczkowe zwyczajne. Model maszyny o anizotropowej strukturze warstwowej dobrze odwzorowuje maszynę z wirnikiem żłobkowym, w szczególności maszynę z wirnikiem głębokożłobkowym o żłobkach prostokątnych. Przedstawiono częstotliwościowe charakterystyki admitancji oraz poślizgowe charakterystyki momentu elektromagnetycznego maszyny z litymi i pakietowanymi zębami wirnika.

1. Wprowadzenie

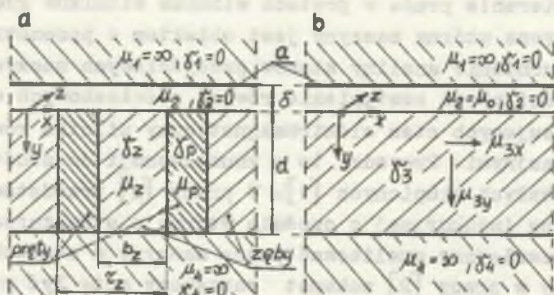
Zjawisko wypierania prądu w prętach wirnika silników głębokożłobkowych powoduje, że strona wtórna maszyny jest obiektem o parametrach rozłożonych. Powoduje to utrudnienie analizy stanów przejściowych maszyny. Można uniknąć tych trudności przez zastąpienie równań różniczkowych o pochodnych cząstkowych opisujących stan elektromagnetyczny silnika równaniami różniczkowymi zwyczajnymi. Prowadzi to w konsekwencji do zbudowania schematu zastępczego o stałych skupionych [1]. W pracy [2] przedstawiono schemat zastępczy maszyny indukcyjnej z częścią wtórną o strukturze wielowarstwowej ciągłej, pozwalający analizować pracę maszyny w stanach nieustalonych.

Zaproponowany w pracy [2] schemat zastępczy może być przydatny w analizie stanów nieustalonych silników głębokożłobkowych, po uprzednim zastosowaniu zabiegu polegającego na zastąpieniu struktury żłobkowej strony wtórnej silnika warstwą anizotropową ciągłą. Rozłożenie indukcyjności operatorowej strony pierwotnej otrzymanej w wyniku rozwiązania zagadnienia polewego z uwzględnieniem anizotropii części wtórnej maszyny na ułamki proste pozwala wyprowadzić schemat zastępczy o stałych skupionych. Równania różniczkowe zwyczajne otrzymane na podstawie takiego schematu zastępczego, uzupełnione równaniem stanu elektromechanicznego, opisują stan elektrodynamiczny maszyny indukcyjnej.

2. Model obliczeniowy maszyny głębokożłobkowej

Obliczeniowy model warstwowy maszyny głębokożłobkowej (rys. 1) wprowadzono w oparciu o następujące założenia upraszczające:

- 1) Analiza pola elektromagnetycznego odbywa się w prostokątnym układzie współrzędnych x, y, z związanym ze stroną wtórną maszyny.
- 2) Obwód magnetyczny maszyny jest nienasycony.
- 3) Stronę pierwotną, szczelinę powietrzną oraz ostatnią warstwę strony wtórnej stanowią warstwy jednorodne i izotropowe, przy czym $\mu = \infty, \delta = 0$ dla pierwszej i ostatniej warstwy ferromagnetycznej.
- 4) Żęby i pręty żłobków zastąpiono warstwą anizotropową o konduktywności μ_z oraz przenikalności μ_x na kierunku obwodowym i μ_y na kierunku promieniowym (rys. 1b).
- 5) Zjawiska krańcowe są pomijalne.
- 6) Okład prądowy trójfazowego symetrycznego uzwojenia pierwotnego o rozłożeniu sinusoidalnym zastępującego realne uzwojenie strefowe sprowadzony jest do nieskończonej cienkiej warstwy prądowej przylegającej do żelaza strony pierwotnej i opisany jest funkcją: $a = a(t) \operatorname{Re} \left\{ \exp \left[j(\alpha(t)) \left(\frac{r}{R} - x \right) \right] \right\}$.
- 7) Przy ortogonalnej dwuosiowej transformacji wielkości fazowych do układu współrzędnych nieruchomego względem części wtórnej składowe dwuosiowe wielkości elektromagnetyczne przedstawione są na zespolonej płaszczyźnie d, q strony wtórnej. Ze względu na symetrię maszyny analizę pola przeprowadza się w jednej osi (np. w osi d) i uogólnia zależności dla osi q . Dla skrócenia zapisu wygodnie przyjąć $a_d = a$.



Rys. 1. Sposób zastąpienia wirnika głębokożłobkowego z prętami prostokątnymi a), przez wirnik z przewodzącą warstwą anizotropową b)

Fig. 1. Way of substitution of the deep - slotted rotor with rectangular bars (fig. a) by the rotor with anisotropic conducting layer (fig. b)

3. Indukcyjność operatorowa strony pierwotnej maszyny

Indukcyjność operatorową strony pierwotnej $L_{1\delta}(p) = \Psi_{1\delta}(p)/I_1(p)$ określa strumień $\Psi_{1\delta}(p)$ sprzężony z uzwojeniem pierwotnym, w którym płynie prąd $I_1(p)$. Pole elektromagnetyczne w poszczególnych warstwach opisane jest równaniami Maxwella w postaci operatorowej:

$$\text{rot } \mathbf{B}(p) = \mu \mathbf{J}(p), \quad \text{rot } \mathbf{E}(p) = -p \mathbf{B}(p). \quad (1)$$

Równania (1) rozwiązano metodą potencjału wektorowego \mathbf{A} , spełniającego warunki: $\mathbf{B}(p) = \text{rot } \mathbf{A}(p)$, $\text{div } \mathbf{A}(p) = 0$, przy czym dla przyjętego układu współrzędnych przestrzennych x, y, z (rys. 1) oraz przy pominięciu prądów przesunięcia $\mathbf{J}(p) = \gamma \mathbf{E}(p)$. Składowa z układu prądowego $a(x, p) = a(p) \text{Re} \left[\exp(-j \frac{\pi}{\tau} x) \right]$ wymusza (po zastosowaniu metody rozdzielania zmiennych) rozwiązanie równań (1) w postaci:

$$\mathbf{A}(x, y, p) = \left[C_{1n}(p) \exp(-\epsilon_n y) + C_{2n}(p) \exp(\epsilon_n y) \right] \text{Re} \left[\exp(-j \frac{\pi}{\tau} x) \right] \quad (2)$$

przy czym uwzględniono $\bar{n}_z N(x, y, p)$ oraz obowiązują:

$$a) \text{ dla szczeliny powietrznej } \epsilon_2^2 = \left(\frac{\pi}{\tau} \right)^2, \quad (3a)$$

$$b) \text{ dla warstwy anizotropowej } \epsilon_3^2 = \frac{\mu_{3x} \mu_{3y}}{\mu_3^2} \left(\frac{\pi}{\tau} \right)^2 + \gamma_3^2 \mu_{3x} p \quad (3b)$$

po uwzględnieniu:

$$H_{3x}(x, y, p) = \frac{1}{\mu_{3x}} \cdot \frac{\partial A_3}{\partial y}, \quad H_{3y}(x, y, p) = -\frac{1}{\mu_{3y}} \cdot \frac{\partial A_3}{\partial x}.$$

Stan całkowania $C_{1n}(p)$, $C_{2n}(p)$ w równaniu (2) wyznaczone są z warunków brzegowych na granicach oddzielających jedną warstwę od drugiej:

$$\left\{ \begin{array}{l} A_k = A_{k+1} \\ \bar{n}_y \left[\frac{1}{\mu_{(k+1)x}} \text{rot}_x A_{k+1} - \frac{1}{\mu_{kx}} \text{rot}_x A_k \right] = \begin{cases} a(p) & \text{dla granicy między} \\ & \text{stojaniem a szczeli-} \\ & \text{ną powietrzną} \\ 0 & \text{dla pozostałych granic} \end{cases} \end{array} \right. \quad (4)$$

Uwzględniając w zależności (2) warunki (4) otrzymamy ostatecznie dla szczeliny powietrznej:

$$A(x, y, p) = \frac{\mu_2^a}{\epsilon_2} \cdot \frac{\frac{\epsilon_3}{\mu_{3x}} \text{sh}(\epsilon_3 d) \text{sh}(\epsilon_2 y) - \frac{\epsilon_2}{\mu_2} \text{ch}(\epsilon_3 d) \text{ch}(\epsilon_2 y)}{\frac{\epsilon_3}{\mu_{3x}} \text{sh}(\epsilon_3 d) \text{sh}(\epsilon_2 \delta) + \frac{\epsilon_2}{\mu_2} \text{ch}(\epsilon_3 d) \text{ch}(\epsilon_2 \delta)} \text{Re} \left[\exp(-j \frac{\pi}{\tau} x) \right]. \quad (5)$$

Strumień skojarzony rozpatrywanego uzwojenia zastępczego związany ze strumieniem w szczelinie

$$\Psi_{1\delta}(p) = z\xi l_i \int_{-\tau/2}^{\tau/2} B_y(x, y = -\delta, p) dx,$$

przy czym

$$B_y(x, y, p) = \frac{\partial A(x, y, p)}{\partial x},$$

$(z\xi) = \sqrt{\frac{2}{\pi}}(z_1 \xi_1)$ - efektywna liczba zwojów uzwojenia zastępczego otrzymana w drodze transformacji trójfazowego uzwojenia do układu dwufazowego.

Indukcyjność operatorowa strony pierwotnej przy uwzględnieniu $a(p) = I_1(p) \frac{\pi}{\bar{p}\tau} \frac{\tau}{2}$ wyraża się wzorem:

$$L_{1\delta}(p) = \cdot \frac{C\mu_2}{\varepsilon_2} \frac{\frac{\varepsilon_3}{\mu_{3x}} \operatorname{sh}(\varepsilon_3 d) \operatorname{sh}(\varepsilon_2 \delta) + \frac{\varepsilon_2}{\mu_2} \operatorname{ch}(\varepsilon_3 d) \operatorname{ch}(\varepsilon_2 \delta)}{\frac{\varepsilon_3}{\mu_{3x}} \operatorname{sh}(\varepsilon_3 d) \operatorname{ch}(\varepsilon_2 \delta) + \frac{\varepsilon_2}{\mu_2} \operatorname{ch}(\varepsilon_3 d) \operatorname{sh}(\varepsilon_2 \delta)}, \quad C = 6 \frac{l_i (z_1 \xi_1)^2}{\bar{p}\tau} \quad (6)$$

Z uwagi na założoną symetrię maszyny indukcyjności operatorowe uzwojeń zastępczych w osiach d, q są jednakowe, tak więc indukcyjność operatorowa strony pierwotnej z uwzględnieniem rozproszenia żłobkowego i rozprośnień czołowych $L_1(p) = L_{1\delta}(p) + L_{1\sigma}$.

Parametry zastępcze warstwy anizotropowej $\mu_3, \mu_{3x}, \mu_{3y}$ wynikają z równoległego połączenia konduktancji pręta i zęba dla prądu płynącego w kierunku osi z , równoległego połączenia permeancji magnetycznych pręta i zęba dla składowej promieniowej strumienia indukcji oraz szeregowego połączenia tych permeancji dla składowych stycznych strumienia:

$$\mu_3 = \frac{b_z}{\tau_z} \mu_z + \frac{\tau_z - b_z}{\tau_z} \mu_p, \quad \mu_{3x} = \frac{\tau_z}{\frac{b_z}{\mu_z} + \frac{\tau_z - b_z}{\mu_p}}, \quad \mu_{3y} = \frac{b_z}{\tau_z} (\mu_z - \mu_p) + \mu_p. \quad (7)$$

Wyodrębniając w impedancji operatorowej $pL_{1\delta}(p)$ reaktancję magnesującą $pL_{\mu} = pL_{1\delta}(p=0)$ otrzymuje się impedancję operatorową strony wtórnej:

$$\frac{1}{Z_2(p)} = \frac{1}{pL_{1\delta}(p)} - \frac{1}{pL_{\mu}}. \quad (8)$$

Uwzględniając zależności (7) w równaniu (8), a następnie przyjmując $\gamma_3 = 0$, $\mu_3 = \infty$ otrzymamy zastępczą impedancję części żłobkowej pręta o przekroju prostokątnym. Dla $\delta = 0$ impedancja operatorowa strony wtórnej $Z_2(p)$ jest identyczna z impedancją pręta głębokożłobkowego odwzorowanego za pomocą linii długiej na końcu otwartej [3]:

$$Z_2(p) = c \sqrt{\frac{\mu_3 x}{\gamma_3}} p \operatorname{ctgh} \sqrt{\mu_3 x \gamma_3} p.$$

4. Schemat zastępczy maszyny

Rozkład funkcji $\frac{1}{Z_2(p)}$ na ułamki proste (występują tylko jednokrotne bieguny proste różne od zera) przy spełnieniu warunku $\lim_{p \rightarrow \infty} \frac{1}{p L_{1\delta}(p)} = 0$ daje [2]:

$$\frac{1}{Z_2(p)} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{p - p_n} \lim_{p \rightarrow p_n} \left[\frac{L(p)}{M(p)} \frac{p - p_n}{p} \right] \quad (9)$$

gdzie:

p_n - miejsca zerowe funkcji $Z_2(p)$ - takie same jak i dla funkcji $L_{1\delta}(p)$, przy czym przyjęto $\frac{1}{L_{1\delta}(p)} = \frac{L(p)}{M(p)}$.

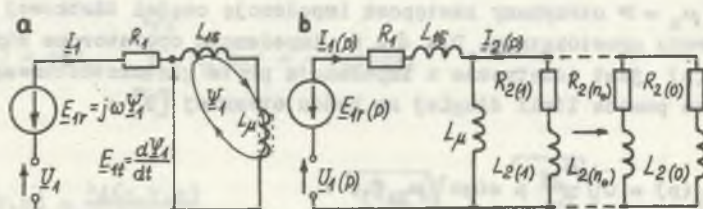
Po prostych przekształceniach oraz zastosowaniu reguły de l'Hospitala przy liczeniu granicy z prawej strony równania (9) otrzymamy:

$$\frac{1}{Z_2(p)} = \frac{1}{p L_{1\delta}(p)} - \frac{1}{p L_{\mu}} = \sum_{n=1}^{\infty} R_2(n) \cdot \frac{1}{1 + p T_n} \quad (10)$$

gdzie:

$$R_2(n) = - \frac{L(p_n)}{p_n^2 \left[\frac{dM(p)}{dp} \right]_{p_n}}, \quad T_n = - \frac{1}{p_n}, \quad L_{\mu} = \frac{M(p=0)}{L(p=0)}.$$

Impedancję operatorową $Z_2(p)$ zgodnie ze wzorem (10) stanowi nieskończony ciąg równolegle połączonych dwójników $R_2(n)$, $L_2(n)$. Szereg w równaniu (10) można urwać na n_0 -tym wyrazie i uzupełnić schemat zastępczy dwójnikiem resztkowym $R_2(0)$, $L_2(0)$. Parametry dwójnika resztkowego wynikają z warunków jednakowej rezystancji wypadkowej R_2 oraz jednakowej



Rys. 2. Schemat zastępczy maszyny indukcyjnej z wirnikiem głębokożłobkowym

Fig. 2. Equivalent diagram of the induction machine with deep-slotted rotor

zastępczej stałej czasowej T_{2e} strony wtórnej [1] dla rozwiązania dokładnego oraz rozwiązania przy ograniczonej liczbie obwodów zastępczych, przy czym obowiązują zależności:

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{T_{2e}}{R_2} &= - \lim_{p \rightarrow 0} \left\{ \frac{d}{dp} \left[\frac{1}{Z_2(p)} \right] \right\} = \frac{T_0}{R_2(0)} + \sum_{n=1}^{n_0} \frac{T_n}{R_2(n)} \\ \frac{1}{R_2} &= \lim_{p \rightarrow 0} \left[\frac{1}{Z_2(p)} \right] = \frac{1}{R_2(0)} + \sum_{n=1}^{n_0} \frac{1}{R_2(n)}, \quad T_0 = \frac{L_2(0)}{R_2(0)}, \quad T_n = \frac{L_2(n)}{R_2(n)} \end{aligned} \right. \quad (11)$$

5. Odzworowanie admitancji strony wtórnej wiązka równoległe połączonych dwójników R, L

Parametry schematu zastępczego dla przypadku litych zębów wirnika wyznaczają się z zależności (10), (11), w których indukcyjność operatorowa strony pierwotnej jest określona równaniem (6), natomiast parametry zastępcze warstwy anizotropowej równaniem (7). Podstawienie $\epsilon_3 = j \frac{q}{d}$ powoduje przejście przestępnosci hiperbolicznej z zależności (6) w przestępnosc trygonometryczną. Ze wzoru (10) wynikają parametry dwójników R, L:

$$\frac{1}{R_2(n)} = E \frac{q_n \sin(q_n) - \frac{\epsilon_2 d \mu_2 x}{\mu_2} \operatorname{ctgh}(\epsilon_2 \delta) \cos(q_n)}{p_n^2 \left[\frac{\sin(q_n)}{q_n} \left(1 + \frac{\epsilon_2 d \mu_2 x}{\mu_2} \operatorname{ctgh}(\epsilon_2 \delta) \right) + \cos(q_n) \right]}, \quad L_2(n) = - \frac{1}{p_n} R_2(n) \quad (12)$$

$$E = \frac{2\epsilon_2 \operatorname{ch}(\epsilon_2 \delta)}{C \mu_2 \mu_{3x} \gamma_3 d^2 \operatorname{sh}(\epsilon_2 \delta)}, \quad p_n = - \frac{\frac{\mu_{3x}}{\mu_{3y}} \left(\frac{q}{d}\right)^2 + \left(\frac{q}{d}\right)^2}{\mu_{3x} \gamma_3}. \quad (12)$$

Wartości q_n są pierwiastkami równania trygonometrycznego:

$$-q \sin(q) + 2 \mu_{3x} \frac{d}{2} \operatorname{ctgh}\left(\frac{d}{2}\right) \cos(q) = 0. \quad (13)$$

Zależności (11) wyznaczają parametry $R_2(0)$, $I_2(0)$ dwójnika resztkowego oraz wielkości wypadkowe $1/R_2$, T_0/R_2 , przy czym przykładowo konduktancja wypadkowa $1/R_2$ określona jest zależnością:

$$\frac{1}{R_2} = \frac{\gamma_3 \mu_{3x}^2}{2C \epsilon_2 \sqrt{\frac{\mu_{3x}}{\mu_{3y}}}} \cdot \frac{\operatorname{sh}\left(\sqrt{\frac{\mu_{3x}}{\mu_{3y}}} \epsilon_2 d\right) \operatorname{ch}\left(\sqrt{\frac{\mu_{3x}}{\mu_{3y}}} \epsilon_2 d\right) + \epsilon_2 d \sqrt{\frac{\mu_{3x}}{\mu_{3y}}}}{\left[\mu_2 \sqrt{\frac{\mu_{3x}}{\mu_{3y}}} \operatorname{sh}(\epsilon_2 \delta) \operatorname{sh}\left(\sqrt{\frac{\mu_{3x}}{\mu_{3y}}} \epsilon_2 d\right) + \mu_{3x} \operatorname{ch}(\epsilon_2 \delta) \operatorname{ch}\left(\sqrt{\frac{\mu_{3x}}{\mu_{3y}}} \epsilon_2 d\right)\right]^2} \quad (14)$$

Przyjęcie idealnego bezstratnego ferromagnetyka ($\gamma_z = 0$, $\mu_z = \infty$) otaczającego pręt implikuje parametry warstwy anizotropowej:

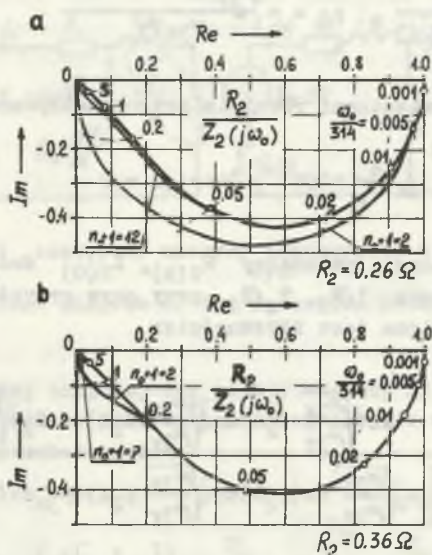
$$\gamma_3 = \frac{\tau_z - b_z}{\tau_z} \gamma_p, \quad \mu_{3x} = \frac{\tau_z}{\tau_z - b_z} \mu_p, \quad \mu_{3y} = \infty. \quad (15)$$

Parametry schematu zastępczego wyznaczają równania (12), (13), (11), w których:

$\epsilon_3 = \sqrt{\mu_{3x} \gamma_3 p}$, $p_n = - \frac{\left(\frac{q}{d}\right)^2}{\mu_{3x} \gamma_3}$, a równanie (14) sprowadza się do postaci:

$$\frac{1}{R_2} = \frac{\gamma_3 d}{C \operatorname{ch}^2(\epsilon_2 \delta)}. \quad (16)$$

Rys. 3 przedstawia względne częstotliwościowe charakterystyki admittancji operatorowej strony wtórnej: aproksymujące i dokładną, przy czym $p = j\omega_0$, a wielkość odniesienia dla charakterystyk stanowi konduktancja wypadkowa $\frac{1}{R_2}$. Obliczenia przeprowadzono dla silnika indukcyjnego SZJr-138 (6000 V, 400 kW) mającego prostokątne pręty w wirniku o wymia-



Rys. 3. Częstotliwościowa charakterystyki admitancji operatorowej strony wtórnej dla maszyny a) z litym, b) z pakietowanym ferromagnetykiem części wtórnej

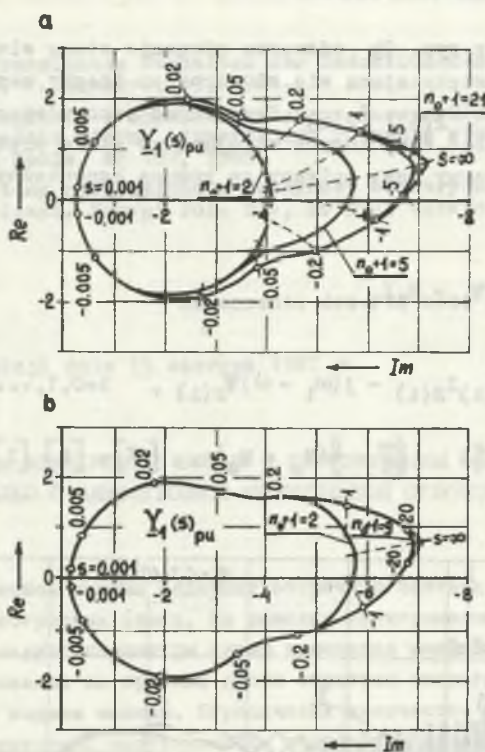
Fig. 3. Frequency plots of the operational secondary admittance for the machine a) with solid ferromagnetic of the secondary structure b) with the sheet - packed one

racz $4 \times 53 \text{ mm}^2$ i konduktywności $\gamma_p = 57 \cdot 10^6 \text{ S/m}$ umieszczone w:
 a) litym ($\mu_z = 100 \mu_0$, $\gamma_z = 4.6 \cdot 10^6 \text{ S/m}$), b) pakietowanym ($\mu_z = \infty$, $\gamma_z = 0$)
 ferromagnetyku strony wtórnej. Pominięto impedancję pierścieni zwierających. Przy zachowaniu tej samej szerokości dolnoprzepustowego pasma częstotliwości trzeba uwzględnić większą liczbę dwójników aproksymujących w przypadku litego wirnika.

6. Ocena dokładności odwzorowania admitancji strony pierwotnej

W przypadku symetrycznego napięcia sinusoidalnego strony pierwotnej $\underline{U}_1 = \underline{U}_1(0)\exp(j\omega_1 t)$ poślizgowa admitancja strony pierwotnej:

$$\underline{Y}_1(s) = \frac{1}{R_1 + j\omega_1 L_1 (p=j\omega_1)} \quad (17a)$$



Rys. 4. Poślizgowe charakterystyki admittancji strony pierwotnej dla maszyny a) z litym, b) z pakietowanym ferromagnetykiem części wtórnej
 Fig. 4. Primary slip dependent admittance characteristics for the machine: a) - with solid ferromagnetic of the secondary structure, b) - with the sheet - packed one

Z przybliżonego schematu zastępczego dla stanu ustalonego wynika przybliżenie poślizgowej admittancji strony pierwotnej:

$$\underline{Y}_1(s) = \frac{1}{R_1 + j\omega_1 L_{1\sigma} + \frac{1}{\frac{1}{j\omega_1 L_{1\mu}} + \sum_{n=1}^{n_0} \left(\frac{1}{\frac{R_2(n)}{s} + j\omega_1 L_2(n)} \right) + \frac{1}{\frac{R_2(0)}{s} + j\omega_1 L_2(0)}}}$$

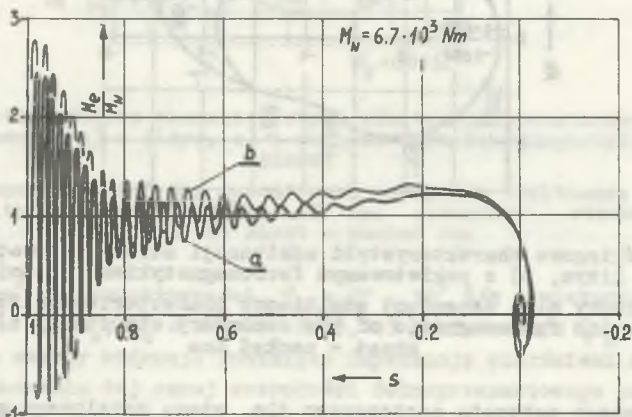
(17b)

Na rys. 4 pokazano poślizgowe charakterystyki admittancji strony pierwotnej dokładne i przybliżone dla obu wersji maszyny.

7. Stan elektrodynamiczny maszyny

Schemat zastępczy z rys. 2b odtwarza równanie stanu elektrodynamicznego z dokładnością zwiększającą się ze wzrostem liczby uwzględnianych dwójników zastępczych $R_{2(n)}$, $L_{2(n)}$. Przyjmując jako płaszczyznę odniesienia płaszczyznę liczb zespolonych wirująca ze stałą prędkością ω_1 stan elektrodynamiczny maszyny jest opisany za pomocą kanonicznych równań stanu:

$$\begin{cases} \frac{d\Psi_1}{dt} = U_1 - j\omega_1\Psi_1 - R_1 I_1 \\ \frac{d\Psi_{2(i)}}{dt} = -R_{2(i)} I_{2(i)} - j(\omega_1 - \omega)\Psi_{2(i)}, \quad i=0,1,\dots,n_0 \\ M_e = \bar{p} \operatorname{Re}(j\Psi_1 I_1^*), \quad \frac{d\omega}{dt} = \frac{\bar{p}}{J}(M_e + M_m), \quad [\Psi] = [L][I]. \end{cases} \quad (18)$$



Rys. 5. Trajektorie $M_e(s)$ rozruchu silnika a) z litym, b) z pakietowanym ferromagnetykiem części wtórnej

Fig. 5. Trajectories $M_e(s)$ at the motor run up a) - with solid ferromagnetic of the secondary structure, b) - with the sheet - packed one

Układ równań (18) rozwiązano za pomocą maszyny cyfrowej z wykorzystaniem metody Rungego-Kutty czwartego rzędu. Dokonano symulacji rozruchu nieobciążonej maszyny (rys. 5) przy symetrycznym sinusoidalnym napięciu zasilania U_{1N} jednakowym dla obu modeli maszyny.

LITERATURA

- [1] Paszek W.: Transientes Verhalten der Induktionsmaschine mit Hochstabiläufer. Arch. f. Elektr., 63, 1981.
- [2] Paszek W., Kapłon A.: Schemat zastępczy maszyny indukcyjnej z dwuwarstwowa częścią wtórną odtwarzający równania stanu elektrodynamicznego. ZN WSI Opole, Nr 109, 1985.
- [3] Paszek W.: Stany nieustalone w maszynach elektrycznych. Cz. I.: Maszyny asynchroniczne. Skrypt Pol. Śl., Nr 992, Gliwice 1981.

Recenzent: doc. dr hab. inż. Ernest Mendrela

Wpłynęło do redakcji dnia 15 czerwca 1987 r.

ПЕРЕХОДНЫЕ РЕЖИМЫ АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ С ГЛУБОКОПАЗНОЙ ВТОРИЧНОЙ ЧАСТЬЮ
ОПИСЫВАЕМЫЕ МОДЕЛЬЮ С АНИЗОТРОПНОЙ МНОГОСЛОЙНОЙ СТРУКТУРОЙ

R e z y m e

Model asynchronnej maszyny zawiera wtórną część o dwóch albo o wielu izotropnych i anizotropnych warstwach. Z rozwiązania elektromagnetycznego pola w przejściowych trybach otrzymuje się parametry schematu zastępczego maszyny. Te parametry otrzymuje się z rozkładu na proste ułamki odwrotnej operatornej indukcyjności pierwotnej strony modelu maszyny. Ograniczając liczbę uwzględnianych własnych wartości operatornej indukcyjności otrzymuje się przybliżone schematy zastępczego modelu maszyny. Przejściowe tryby opisywane są zwykłymi różniczkowymi równaniami. Model z anizotropną warstwową strukturą dobrze opisuje maszyny z pазnym rotorem i szczególnie, maszyny z głębokimi, prostokątnymi pazami rotora. Przedstawione są charakterystyki admittancji rotora, charakterystyki admittancji statora zależne od poślizgu w trybie stacjonarnym, a także charakterystyki elektromagnetycznego momentu w przejściowym trybie jako funkcji poślizgu dla maszyny z gładkimi i szkieletowanymi zębami rotora przy włączeniu do nominalnego napięcia statora.

TRANSIENT STATES OF THE INDUCTION MACHINE WITH DEEP SLOTTED SECONDARY
REPRESENTED BY MEANS OF THE MODEL WITH ANISOTROPIC MULTILAYER STRUCTURE

S u m m a r y

The induction machine model contains a secondary structure of two or more isotropic or anisotropic layers.

The parameters of elements in the equivalent machine diagram result from the solution of electromagnetic field in transient states. These pa-

parameters are obtained from the expansion of the inverse primary operational inductance of the machine model into partial fractions.

Limiting the number of operational inductance eigenvalues the approximate equivalent diagrams of the machine are obtained. Electrodynamics transients of the machine are described by ordinary differential equations.

The machine model of anisotropic layer structure represents well a machine with a slotted rotor and particularly a machine with a deep - slotted rotor of rectangular slots. There have been presented the frequency characteristics of the rotor admittance, stationary slip dependent stator admittance and slip dependent electromagnetic torque of the motor in transient state (with solid or sheet packed rotor), at run up after switching on the rated stator voltage.