ZESZYTY NAUKOWE POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ 2001
Seria: ELEKTRYKA z. 177 Nr kol. 1501

Jerzy KUDŁA[1)]

ESTYMACJA PARAMETRÓW NIELINIOWEGO MODELU MATEMATYCZNEGO MASZYNY INDUKCYJNEJ NA PODSTAWIE POMIARÓW W STANACH DYNAMICZNYCH

Streszczenie. Przedstawiono schemat zastępczy maszyny indukcyjnej dla stanów nieustalonych, w którym uwzględniono zjawisko nasycenia rdzeni magnetycznych maszyny przez pole magnetyczne główne i pola rozproszeń. Określono zbiór parametrów schematu zastępczego oraz przedstawiono metodykę ich estymacji na podstawie pomiarów przebiegów dynamicznych podczas rozruchu silnika. Wyniki estymacji parametrów podano dla silnika o mocy 3 kW.

ESTIMATION OF PARAMETERS OF INDUCTION MACHINE NONLINEAR MATHEMATICAL MODEL BASING ON MEASUREMENTS IN TRANSIENT STATES

Summary. An induction machine equivalent circuit in the transient states in which the saturation effect of the machine magnetic cores by the main and leakage magnetic fields is taken into account is presented in the paper. The set of the equivalent circuit parameters is determined and the methodology of their estimation basing on the measurement during the motor starting is shown. The results of the estimation for the 3 kW induction motor are given.

Key words: modelling , parameter estimation, induction machines, saturation

1. WPROWADZENIE

Zjawisko nasycenia spowodowane nieliniowymi charakterystykami magnesowania rdzeni magnetycznych stojana i wirnika w istotny sposób wpływa na właściwości maszyn indukcyjnych zarówno w stanach ustalonych, jak i nieustalonych [4]. W konsekwencji istnieje potrzeba uwzględnienia tego zjawiska w modelach matematycznych maszyn indukcyjnych wykorzystywanych w badaniach symulacyjnych oraz implementowanych w mikroprocesorowych układach sterowania. W obu wymienionych przypadkach wykorzystuje się zazwyczaj obwodowe modele matematyczne maszyn indukcyjnych, chociaż w badaniach symulacyjnych stosowane są także coraz częściej modele polowe. Modele obwodowe maszyn indukcyjnych w stosunku do modeli polowych w sposób mniej dokładny odwzorowują wpływ zjawisk elektromagnetycznych występujących w maszynie na jej właściwości eksploatacyjne. Są to jednak modele znacznie prostsze, łatwiejsze do implementacji komputerowej oraz wygodne w różnych zastosowaniach. Parametry elektromagnetyczne tych modeli można wyznaczyć nie tylko na podstawie danych konstrukcyjnych, ale także, co jest szczególnie cenne, na podstawie danych pomiarowych. Tej ostatniej cechy nie posiadają modele polowe. Uwzględnienie zjawiska nasycenia w obwodowym modelu matematycznym maszyny nie jest zagadnieniem prostym. Wymaga korzystania z zasady rozdziału wypadkowego pola magnetycznego w maszynie na pole główne i pola rozproszeń stojana i wirnika oraz przyjęcia założeń upraszczających opis wpływu zjawisk elektromagnetycznych spowodowanych przez te pola na wielkości elektromagnetyczne maszyny (napięcia, prądy, sprzężenia magnetyczne). Wpływ zjawisk elektromagnetycznych na te wielkości w stanach symetrycznych maszyny indukcyjnej wygodnie jest przedstawić za pomocą fazorów przestrzennych. Korzystając z tej formy zapisu w pracy przedstawiono model matematyczny maszyny indukcyjnej w stanach nieustalonych oraz określono zbiór jego parametrów elektromagnetycznych. Określono metodykę estymacji tych parametrów na podstawie pomiarów przebiegów dynamicznych, wykorzystując w tym celu metodę minimalizacji błędu średniokwadratowego. Do estymacji

1) Dr inż. Katedra Maszyn i Urządzeń Elektrycznych, Politechnika Śląska, Gliwice ul. Akademicka 10a
Tel, fax: 2371447, e-mail:

wykorzystano zmierzone przebiegi czasowe chwilowej mocy czynnej oraz umownej chwilowej mocy biernej stojana w czasie rozruchu maszyny.

2. SCHEMAT ZASTĘPCZY MASZYNY INDUKCYJNEJ W STANACH NIEUSTALONYCH

Zjawisko nasycenia rdzeni magnetycznych stojana i wirnika maszyny indukcyjnej z wirnikiem klatkowym, w którym pomija się wypieranie prądu, można uwzględnić w jej monoharmonicznym modelu matematycznym przyjmując, oprócz tradycyjnych założeń [5], następujące dodatkowe założenia:

- charakterystyki magnesowania rdzeni magnetycznych stojana i wirnika są nieliniowe jednoznaczne,
- zjawiska nasycania się rdzeni magnetycznych maszyny w polu magnetycznym głównym i w polach rozproszenia są od siebie niezależne, tak że można je analizować oddzielnie,
- fazor przestrzenny sprzężenia magnetycznego pola magnetycznego głównego w dowolnym układzie współrzędnych 2-osiowych (x,y) jest nieliniową funkcją modułu i argumentu fazora przestrzennego prądu magnesujacego:

$$\underline{\Psi}_m = \underline{\Psi}_m(I_m, \gamma_m), \tag{1}$$

- w stanach symetrycznych fazory przestrzenne sprzężeń magnetycznych pola rozproszenia stojana i wirnika w układach współrzędnych związanych odpowiednio ze stojanem (s) i z wirnikiem (r) są nieliniowymi funkcjami modułów i argumentów fazorów przestrzennych odpowiednich prądów:

$$\underline{\Psi}^s_{\sigma s} = \underline{\Psi}^s_{\sigma s}(I^s_s, \gamma^s_s), \qquad \Psi^{*r}_{\sigma r} = \Psi^{*r}_{\sigma r}(I^{*r}_r, \gamma^r_r), \tag{2}$$

- fazory przestrzenne sprzężeń magnetycznych stojana i wirnika z odpowiednimi polami można wyrazić za pomocą nieliniowych syntetycznych charakterystyk sprzężeń magnetycznych zależnych tylko od modułów odpowiednich prądów:

$$\underline{\Psi}^s_{\sigma s}(I^s_s, \gamma^s_s) = \Psi^s_{\sigma s}(I^s_s)\, e^{j\gamma^s_s}, \quad \Psi^{*r}_{\sigma r}(I^{*r}_r, \gamma^r_r) = \Psi^{*r}_{\sigma r}(I^{*r}_r)\, e^{j\gamma^r_r}, \quad \underline{\Psi}_m(I_m, \gamma_m) = \Psi_m(I_m)\, e^{j\gamma_m}. \tag{3}$$

Przyjęcie powyższych założeń umożliwia sformułowanie modelu matematycznego maszyny w dowolnym 2-osiowym układzie współrzędnych (x,y), który wiruje względem stojana z dowolną prędkością kątową ω_x.

Uwzględniając, że przy transformacji fazorów przestrzennych stojana i wirnika z układu współrzędnych związanego ze stojanem (s) oraz z wirnikiem (r) do wspólnego układu współrzędnych (x,y) zmianie ulegają jedynie argumenty fazorów przestrzennych, a ich moduły pozostają stałe:

$$I_s = I^s_s, \quad I_r = I^{*r}_r, \qquad \Psi_{\sigma s}(I_s) = \Psi^s_{\sigma s}(I^s_s) \quad \Psi^*_{\sigma r}(I^*_r) = \Psi^{*r}_{\sigma r}(I^{*r}_r),$$

$$\gamma_s = \gamma^s_s - \gamma_x, \qquad \gamma_r = \gamma^r_r - (\gamma_x - \vartheta). \tag{4}$$

Fazory przestrzenne sprzężeń magnetycznych pól rozproszenia we wspólnym układzie współrzędnych można przedstawić w postaci:

$$\underline{\Psi}_{\sigma s}(I_s, \gamma_s) = \Psi_{\sigma s}(I_s)\, e^{j\gamma_s}, \qquad \Psi^*_{\sigma r}(I^*_r, \gamma_r) = \Psi^*_{\sigma r}(I^*_r)\, e^{j\gamma_r}. \tag{5}$$

Przyjmując powyższe założenia oraz uwagi można sformułować model matematyczny maszyny indukcyjnej. Przy formułowaniu równań różniczkowych napięciowo-prądowych konieczne jest obliczenie pochodnych sprzężeń magnetycznych względem czasu, co prowadzi do wprowadzenia do układu równań indukcyjności dynamicznych maszyny. Ponadto celowe jest wyrażenie w tych równaniach fazorów przestrzennych sprzężeń magnetycznych za pomocą iloczynu indukcyjności statycznych i fazorów przestrzennych odpowiednich prądów. Indukcyjności dynamiczne i statyczne maszyny mają postać [3]:

- indukcyjnosci dynamiczne związane z polem głównym

$$L_{Dmx}(I_m,\gamma_m)=L_{Dm}(I_m)\cos^2(\gamma_m)+L_m(I_m)\sin^2(\gamma_m),$$
$$L_{Dmy}(I_m,\gamma_m)=L_{Dm}(I_m)\sin^2(\gamma_m)+L_m(I_m)\cos^2(\gamma_m), \tag{6}$$
$$L_{Dmxy}(I_m,\gamma_m)=\frac{1}{2}(L_{Dm}(I_m)-L_m(I_m))\sin(2\gamma_m)=L_{Dmyx}(I_m,\gamma_m),$$

- indukcyjności dynamiczne rozproszenia stojana

$$L_{D\sigma sx}(I_s,\gamma_s)=L_{D\sigma s}(I_s)\cos^2(\gamma_s)+L_{\sigma s}(I_s)\sin^2(\gamma_s),$$
$$L_{D\sigma sy}(I_s,\gamma_s)=L_{D\sigma s}(I_s)\sin^2(\gamma_s)+L_{\sigma s}(I_s)\cos^2(\gamma_s), \tag{7}$$
$$L_{D\sigma sxy}(I_s,\gamma_s)=\frac{1}{2}\left(L_{D\sigma s}(I_s)-L_{\sigma s}(I_s)\right)\sin(2\gamma_s)=L_{D\sigma syx}(I_s,\gamma_s),$$

- indukcyjności dynamiczne rozproszenia wirnika

$$L^{\bullet}_{D\sigma rx}(I^{\bullet}_r,\gamma_r)=L^{\bullet}_{D\sigma r}(I^{\bullet}_r)\cos^2(\gamma_r)+L^{\bullet}_{\sigma r}(I^{\bullet}_r)\sin^2(\gamma_r),$$
$$L^{\bullet}_{D\sigma ry}(I^{\bullet}_r,\gamma_r)=L^{\bullet}_{D\sigma r}(I^{\bullet}_r)\sin^2(\gamma_r)+L^{\bullet}_{\sigma r}(I^{\bullet}_r)\cos^2(\gamma_r), \tag{8}$$
$$L^{\bullet}_{D\sigma rxy}(I^{\bullet}_r,\gamma_r)=\frac{1}{2}\left(L^{\bullet}_{D\sigma r}(I^{\bullet}_r)-L^{\bullet}_{\sigma r}(I^{\bullet}_r)\right)\sin(2\gamma_r)=L^{\bullet}_{D\sigma ryx}(I^{\bullet}_r,\gamma_r),$$

gdzie:

$$L_{Dm}(I_m)=\frac{\partial\Psi_m(I_m)}{\partial I_m},\qquad L_{D\sigma s}(I_s)=\frac{\partial\Psi_{\sigma s}(I_s)}{\partial I_s},\qquad L^{\bullet}_{D\sigma r}(I^{\bullet}_r)=\frac{\partial\Psi^{\bullet}_{\sigma r}(I^{\bullet}_r)}{\partial I^{\bullet}_r}, \tag{9}$$

- indukcyjności statyczne związane z polem głównym i polami rozproszeń:

$$L_m(I_m)=\frac{\Psi_m(I_m)}{I_m},\qquad L_{\sigma s}(I_s)=\frac{\Psi_{\sigma s}(I_s)}{I_s},\qquad L^{\bullet}_{\sigma r}(I^{\bullet}_r)=\frac{\Psi^{\bullet r}_r(I^{\bullet}_r)}{I^{\bullet}_r}. \tag{10}$$

Uwzględniając powyższe relacje formułuje się model matematyczny maszyny indukcyjnej. Model ten można przedstawić w postaci układu równań różniczkowych lub za pomocą schematu zastępczego. Schemat zastępczy maszyny uwzględniający zjawisko nasycenia dla pola głównego i pól rozproszenia stojana i wirnika przedstawiono na rys.1.

3. PARAMETRY SCHEMATU ZASTĘPCZEGO MASZYNY

Schemat zastępczy wraz z równaniem ruchu mechanicznego tworzy model matematyczny maszyny indukcyjnej. Model ten nie jest modelem parametrycznym, ponieważ indukcyjności statyczne i dynamiczne występujące w tym modelu wyrażone są za pomocą syntetycznych charakterystyk sprzężeń magnetycznych oraz ich pochodnych. Aproksymując syntetyczne charakterystyki sprzężeń magnetycznych za pomocą funkcji analitycznych o nieznanych współczynnikach można model ten sprowadzić do modelu parametrycznego. W pracy przyjęto następujące funkcje aproksymujące syntetyczne charakterystyki sprzężeń magnetycznych:

$$\Psi_{\sigma s}(I_s)=A_{\sigma s}\operatorname{arctg}(B_{\sigma s}I_s)+C_{\sigma s}I_s,\qquad \Psi^{\bullet}_{\sigma r}(I^{\bullet}_r)=A_{\sigma r}\operatorname{arctg}(B_{\sigma r}I^{\bullet}_r)+C_{\sigma r}I^{\bullet}_r,$$
$$\Psi_m(I_m)=A_m\operatorname{arctg}(B_mI_m), \tag{11}$$

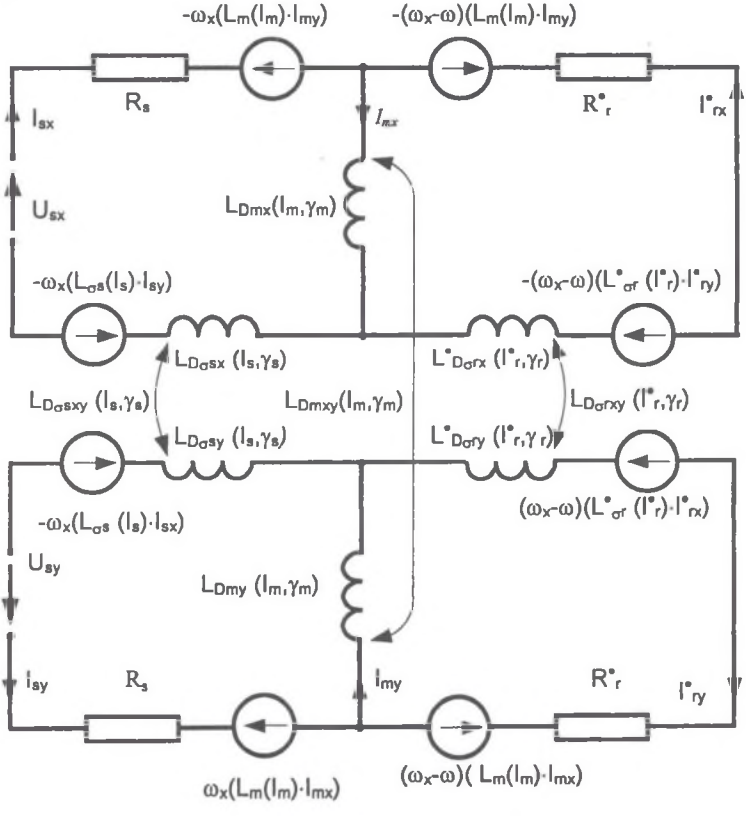
stąd obliczając:

$$\frac{\partial\Psi_m(I_m)}{\partial I_m}=\frac{A_m B_m}{1+B_m^2 I_m^2},\qquad \frac{\partial\Psi_{\sigma s}(I_s)}{\partial I_s}=\frac{A_{\sigma s}B_{\sigma s}}{1+B_{\sigma s}^2 I_s^2}+C_{\sigma s},$$

$$\frac{\partial \Psi_r^*(I_r^*)}{\partial I_r^*} = \frac{A_{\sigma r} B_{\sigma r}}{1 + B_{\sigma r}^2 I_r^{*2}} + C_{\sigma r}, \qquad \frac{\Psi_m(I_m)}{I_m} = \frac{A_m \operatorname{arctg}(B_m I_m)}{I_m}, \tag{12}$$

$$\frac{\Psi_{\sigma s}(I_s)}{I_s} = \frac{A_{\sigma s} \operatorname{arctg}(B_{\sigma s} I_s)}{I_s} + C_{\sigma s}, \qquad \frac{\Psi_{\sigma r}^*(I_r^*)}{I_r^*} = \frac{A_{\sigma r} \operatorname{arctg}(B_{\sigma r} I_r^*)}{I_r^*} + C_{\sigma r},$$

otrzymuje się parametryczny model matematyczny maszyny indukcyjnej uwzględniający zjawisko nasycenia.



Rys.1. Schemat zastępczy maszyny indukcyjnej uwzględniający zjawisko nasycenia
Fig. 1. Equivalent circuit of an induction machine taking into account saturation effect

4. METODYKA ESTYMACJI PARAMETRÓW SCHEMATU ZASTĘPCZEGO

Wektor parametrów P nieliniowego modelu matematycznego maszyny indukcyjnej obejmuje rezystancje stojana i wirnika oraz współczynniki funkcji analitycznych aproksymujących syntetyczne charakterystyki sprzężeń magnetycznych. Parametry te można estymować na podstawie pomiarów charakterystyk statycznych i dynamicznych maszyny [1,2,4,5], korzystając przy tym z różnych algorytmów optymalizacyjnych.

W niniejszej pracy przyjęto, że parametry nieliniowego modelu matematycznego maszyny będą estymowane na podstawie pomiarów przebiegów dynamicznych. Jako wielkości wykorzystywane w procesie estymacji obrano chwilową moc czynną oraz umowną chwilową moc bierną stojana podczas rozruchu maszyny. Dokonując pomiaru przebiegów czasowych prądów fazowych oraz napięć międzyfazowych stojana, oblicza się wartości chwilowe fazorów przestrzennych prądu i napięcia stojana (w pracy przyjęto, że $\gamma_x = \omega_{sn} t$)

$$\underline{i}_s = \sqrt{\frac{2}{3}}\left(i_{s1} + \underline{a}\, i_{s2} + \underline{a}^2 i_{s3}\right)e^{-j\gamma_x}, \qquad \underline{u}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{1}{1-\underline{a}^2}\left(u_{s12} + \underline{a}\, u_{s23} + \underline{a}^2 u_{s31}\right)e^{-j\gamma_x} \tag{13}$$

oraz na ich podstawie wyznacza się wartości chwilowe mocy czynnej i biernej stojana, które, jak wynika z relacji (14), nie zależą od prędkości wirowania układu współrzędnych

$$p_s = \mathrm{Re}(\underline{U}_s \underline{I}_s^*), \qquad q_s = \mathrm{Im}(\underline{U}_s \underline{I}_s^*) \ . \tag{14}$$

W procesie estymacji parametrów elektromagnetycznych jako miarę zgodności modelu matematycznego maszyny z maszyną rzeczywistą przyjęto błąd średniokwadratowy wyznaczony na podstawie określonych w dyskretnych chwilach czasu chwilowych wartości mocy czynnej i biernej stojana:

$$\varepsilon(P) = \sum_k \left\{ \left(\frac{p_{s(p)}(t_k) - p_{s(m)}(P, t_k)}{p_{s(p)}(t_k)} \right)^2 + \left(\frac{q_{s(p)}(t_k) - q_{s(m)}(P, t_k)}{q_{s(p)}(t_k)} \right)^2 \right\}. \tag{15}$$

Poszukiwany zbiór parametrów modelu matematycznego maszyny otrzymuje się w wyniku minimalizacji powyższego błędu. Do minimalizacji funkcji celu można stosować różne algorytmy (algorytmy bezgradientowe, gradientowe oraz algorytmy sztucznej inteligencji). W pracy wykorzystano nowe gradientowe algorytmy optymalizacyjne „reflective Newton methods" zaimplementowane w Optimizations Toolbox v.2.0 Matlaba wraz z ograniczeniami. W procesie minimalizacji błędu średniokwadratowego dla każdego potencjalnego zbioru parametrów konieczne jest numeryczne rozwiązanie układu równań różniczkowych tworzących model matematyczny maszyny i wyznaczenie wartości chwilowych mocy wynikających z modelu matematycznego. W pracy wykorzystano w tym celu procedurę ODE45 programu Matlab (zmodyfikowana metoda Rungego-Kutty).

5. WYNIKI ESTYMACJI PARAMETÓW ELEKTROMAGNETYCZNYCH

Estymację parametrów elektromagnetycznych przeprowadzono dla silnika indukcyjnego klatkowego o mocy 3 kW. Dane znamionowe badanego silnika wynoszą:

$P_N = 3$ kW ; $U_{sN} = 220/380$ V; $I_{sN} = 11{,}5/6{,}7$A;

$\cos(\varphi_{sN}) = 0{,}82$; $n_n = 1430$ obr/min.

Ponieważ na podstawie pomiarów chwilowej mocy czynnej i biernej stojana trudno jest w sposób jednoznaczny określić charakterystyki sprzężeń magnetycznych pola rozproszenia stojana i wirnika przyjęto, że współczynniki funkcji aproksymujących te charakterystyki są jednakowe. Uwzględniając ponadto, że zastosowany algorytm optymalizacji jest algorytmem optymalizacji lokalnej oraz że dla uzyskania jego zbieżności konieczne jest precyzyjne określenia punktu startowego, w pracy jako punkt startowy przyjęto wyniki estymacji parametrów maszyny na podstawie pomiarów charakterystyk statycznych [4].

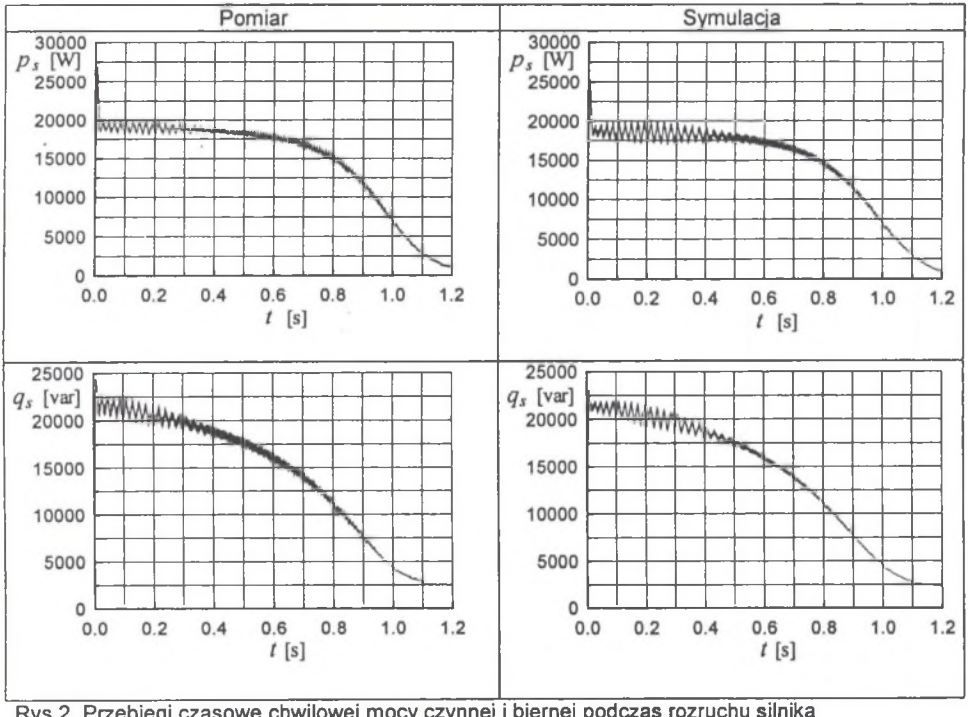
Poniżej w tabeli 1 przedstawiono wyniki estymacji parametrów modelu matematycznego maszyny indukcyjnej określone na podstawie pomiaru procesu rozruchu maszyny. Pomiary wykonano załączając maszynę do sieci o napięciu zbliżonym do napięcia znamionowego. W obliczeniach przyjęto, że moment bezwładności badanego układu J=0.35 kgm^2. W tabeli zmieszczono także wartości parametrów dla punktu startowego oraz wartości ograniczeń.

Tabela 1

Parametry procedury estymacji oraz wyniki estymacji

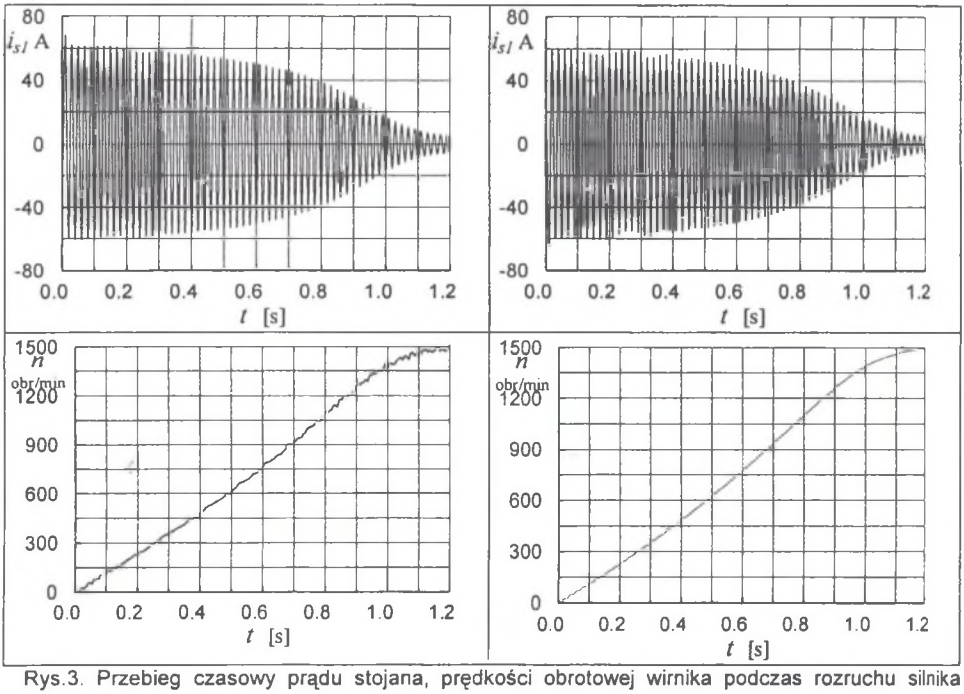
Parametry	Parametry startowe	Ograniczenia górne	Ograniczenia dolne	Parametry końcowe
R_s [Ω]	2.255	5.00	1.00	**2.2703**
R_r^* [Ω]	1.258	3.00	0.50	**1.238**
$A_{\sigma s} = A_{\sigma r}$	0.1372	0.30	0.05	**0.1376**
$B_{\sigma s} = B_{\sigma r}$	0.076	0.20	0.010	**0.0765**
$C_{\sigma s} = C_{\sigma r}$	0.00372	0.01	0.0005	**0.00372**
A_m	1.309	2.00	0.70	**1.2766**
B_m	0.225	0.50	0.10	**0.2234**

Jakość estymowanych parametrów można ocenić porównując zmierzone i obliczone przebiegi czasowe wybranych wielkości. Porównania te przedstawiono na rys.2,3.



Rys.2. Przebiegi czasowe chwilowej mocy czynnej i biernej podczas rozruchu silnika

Fig.2. Time waveforms of the measured and calculated stator active and passive power during starting



Rys.3. Przebieg czasowy prądu stojana, prędkości obrotowej wirnika podczas rozruchu silnika zmierzony i obliczony

Fig.3. Time waveform of the measured and calculated stator current and rotor speed during starting

Z porównania przebiegów czasowych wynika dobra zgodność charakterystyk dynamicznych maszyny rzeczywistej z charakterystykami wyznaczonymi na podstawie modelu. Pojawiające się rozbieżności pomiędzy wynikami symulacji oraz pomiarów, szczególnie widoczne w przebiegach chwilowej mocy czynnej i biernej na początku rozruchu, mogą być wynikiem przyjęcia podczas estymacji uśrednionych wartości napięć osiowych stojana, a w obliczeniach symulacyjnych rzeczywistych wartości napięć. Natomiast różnice w wartościach maksymalnych prądu w początkowych chwilach rozruchu spowodowane są małym udziałem tych wartości w obliczanym błędzie, będącym podstawą estymacji.

6. UWAGI KOŃCOWE

Przedstawiony w artykule model matematyczny maszyny indukcyjnej uwzględniający zjawisko nasycania się rdzeni magnetycznych maszyny w polu magnetycznym głównym oraz w polach rozproszenia w dostatecznie dokładny sposób odwzorowuje właściwości rzeczywistej maszyny indukcyjnej klatkowej, w której można pominąć zjawisko wypierania w prętach wirnika oraz wpływ wyższych harmonicznych przestrzennych. Parametry tego modelu można określić na podstawie pomiaru typowego stanu pracy silnika bez konieczności wykonywania specjalnych testów. Zastosowany w pracy algorytm optymalizacji lokalnej wymaga starannego wyboru punktu startowego, co może utrudnić jego wykorzystanie. Można temu zaradzić wyznaczając punkt startowy przy wykorzystaniu algorytmu genetycznego.

LITERATURA

1. Hickiewicz J., Macek-Kamińska K., Wach P.: Algorithmic Methods of Induction Machines Parameters Estimation from Measured Slip-Curves, Archiv fur Elektrotechnik, 1989, no. 72 s. 239-249.
2. Hickiewicz J., Macek-Kamińska K., Wach P.: Simulation investigations and parameters estimation of induction machine's model considering saturation of leakage inductances. Proc. of ICEM 1988, s. 271-276.2.
3. Kudła J.: Równania i schematy zastępcze nieliniowego modelu matematycznego maszyny indukcyjnej, Zeszyty Naukowe Pol. Śl. s. Elektryka z.168, Gliwice 1999, s. 21-33.
4. Kudła J.: Wykorzystanie algorytmu genetycznego i gradientowego do estymacji parametrów elektromagnetycznych nieliniowego modelu matematycznego maszyny indukcyjnej, Zeszyty Naukowe Pol. Śl. s. Elektryka z.171 Gliwice 2000, s.107-120.
5. Paszek W.: Dynamika maszyn elektrycznych prądu przemiennego, Wyd. Helion, Gliwice 1998.

Recenzent: Dr hab. inż. Krystyna Macek-Kamińska
Profesor Politechniki Opolskiej

Wpłynęło do Redakcji dnia 2 kwietnia 2001 r.

Abstarct

In the paper an equivalent circuit of an induction machine taking into account the saturation effect of the stator and rotor ferromagnetic cores is presented (Fig.1). Nonlinear static and dynamic inductances (6-10) that appear in this equivalent circuit are expressed by means of the nonlinear synthetic flux linkage characteristics (1,5). The set of the machine electromagnetic parameters is determined when approximating the synthetic characteristics by the analytical function with unknown coefficients (11). The methodology of the parameter estimation basing on the measurement of the instantaneous active and passive stator power is presented in Chapter 4. The results of the parameter estimations for the rated stator voltage are given in the table 1. The quality of the parameter estimation is determined from the waveforms of the active, passive stator power as well as of the stator current and rotation speed which are presented in Fig.2. 3. Comparing these waveforms one can draw a conclusion that the nonlinear mathematical model of an inductions machine describes the dynamic behaviour of this machine with the sufficient accuracy.

WYKAZ WAŻNIEJSZYCH OZNACZEŃ

$\underline{I}_s, I_s, \gamma_s$ $\underline{I}_r, I_r, \gamma_r$, - wektory przestrzenne prądu stojana, wirnika oraz ich moduły i argumenty

$\underline{I}_m, I_m, \gamma_m, \underline{U}_s, U_s$ – wektory przestrzenne prądu magnesującego oraz jego moduł i argument, napięcia stojana oraz jego moduł

$\underline{\Psi}_{\sigma s}, \underline{\Psi}_{\sigma r}, \underline{\Psi}_m$, – wektory przestrzenne sprzężeń magnetycznych pola rozproszenia stojana, wirnika oraz pola głównego

$\Psi_{\sigma s}(I_s), \Psi^{*}_{\sigma r}(I^{*}_r), \Psi_m(I_m)$ –syntetyczne charakterystyki sprzężeń magnetycznych pola rozproszenia stojana, wirnika, oraz pola głównego.

$i_{s1,2,3}, u_{s12,23,31}, p_s, q_s$ - wartości chwilowe prądów fazowych i napięć międzyfazowych stojana, chwilowa moc czynna i umowna bierna stojana

$p_{s(p)}, p_{s(m)}, q_{s(p)}, q_{s(m)}$ - chwilowa moc czynna i bierna stojana zmierzona (p) i obliczona na podstawie modelu (m)

P – wektor parametrów modelu matematycznego maszyny

γ_x, ϑ, ω_{sn} - kąt zawarty między osią fazy 1 stojana a osią x układu współrzędnych (x,y), kąt zawarty między osią fazy 1 stojana i osią fazy 1 wirnika, pulsacja znamionowa napięcia stojana

• - kropka oznacza, że parametry i wielkości wirnika są sprowadzone na stronę stojana

Indeksy górne (s) i (r) oznaczają układy współrzędnych 2-osiowych związane ze stojane i wirnikiem.