Roman MIKSIEWICZ Katedra Maszyn i Urządzeń Elektrycznych

METODY POMIAROWE A OBLICZENIA MOMENTU ELEKTROMAGNETYCZNEGO INDUKCYJNYCH SILNIKÓW KLATKOWYCH

Streszczenie. Przedstawiono model obliczeniowy 3-fazowego silnika klatkowego z uwzględnieniem wyższych harmonicznych przestrzennych przepływu. Model ten pozwala na analizę stanów nieustalonych silnika dla różnych stopni uproszczenia. Analizowano następujące metody pomiarowe momentu: tensometryczny przez pomiar kąta skręcenia wałka pomiarowego, za pomocą tachogeneratora, przez pomiar chwilowych wartości mocy pobieranej z sieci.

Stwierdzono obliczeniowo, że dla modelu jednoharmonicznego niezależnie od zastosowanej metody wyznaczania momentu uzyskane przebiegi czasowe momentu są takie same, zaś dla modeli wieloharmonicznych są one różne. Dla rozważanych metod pomiarowych nie ma więc możliwości uzyskania prawidłowych wyników pomiarów momentów od wyższych harmonicznych przestrzennych przepływu.

MEASURING METHODS VERSUS CALCULATIONS OF ELECTROMAGNETIC TORQUE OF SQUIRREL CAGE MOTORS

Summary. The paper presents the analysis of different methods for determining the electromagnetic torque of the computational model of a 3-phase squirrel cage motor which takes into account higher harmonics of MMF. This model allows analysing the motor transient states for different degrees of its simplification. There are analysed the measuring methods of the torque based on: measurement of the shaft torsional angle by means of a strain gauge, measurement of the rotational speed and measurement of the input power instantaneous values.

It has been proved that the obtained waveforms of the torque for the monoharmonic model are the same independently of the applied method, whereas for polyharmonic models they are different. There is no possibility of obtaining the correct measurement results of the torques from higher space harmonics of MMF by means of the measuring methods considered in the paper.

1. WSTĘP

Stosowane metody pomiarowe nie wyznaczają bezpośrednio momentu elektromagnetycznego, lecz jest on określony w sposób pośredni, np. przez pomiar kąta skręcenia wałka pomiarowego momentomierza, prędkości obrotowej, mocy pobieranej z sieci, itp. Przy uwzględnieniu w obliczeniach wyższych harmonicznych przepływu uzyskuje się wyniki symulacji, np. rozruchu silnika znacznie odbiegające w swym charakterze od uzyskiwanych wyników pomiarów. Powstaje więc pytanie, która z metod pomiarowych daje lepsze wyniki i czego należy oczekiwać przy zastosowaniu konkretnej metody pomiarowej. Zagadnienie to jest nadal aktualne i otwarte.

Celem artykułu jest porównanie metod pomiarowych momentu z wynikami obliczeń posługując się modelem poliharmonicznym maszyny indukcyjnej i wskazanie, która z metod jest użyteczna przy pomiarowym wyznaczaniu momentów pochodzących od wyższych harmonicznych przestrzennych.

2. MODEL POLIHARMONICZNY INDUKCYJNEJ MASZYNY KLATKOWEJ

Przy założeniu stałej i gładkiej szczeliny powietrznej, stan nieustalony 3-fazowej maszyny indukcyjnej klatkowej o Q_r żłobkach wirnika (rys.1) opisuje we współrzędnych fazowych:

- układ 3 równań napięciowo-prądowych stojana:

$$[u_{s}] = [R_{s}][i_{s}] + [L_{cs}]\frac{d}{dt}[i_{s}] + [M_{ss}]\frac{d}{dt}[i_{s}] + \frac{d}{dt}([M_{sr}(\vartheta)][i_{r}]),$$
(1)

- układ Q_r równań napięciowo-prądowych wirnika:

$$[0] = [R_r][i_r] + [L_{\sigma r}] \frac{d}{dt}[i_r] + [M_{rr}] \frac{d}{dt}[i_r] + \frac{d}{dt} ([M_{rs}(\vartheta)][i_s]),$$
(2)

- równanie stanu mechanicznego:

$$J\frac{d\omega}{dt} = T_e - T_m , \qquad (3)$$

gdzie:

$$T_e = [i_s]^T \frac{\partial}{\partial \mathcal{G}} [M_{sr}(\mathcal{G})][i_r], \qquad (4)$$

 \mathcal{G} – kąt obrotu wirnika,

T_m - moment obciążenia silnika,

 T_e – moment elektromagnetyczny silnika,

 $[M_{ss}]$, $[M_{rr}]$, $[M_{sr}]$, $[M_{rs}]$ – macierze indukcyjności głównych stojan-stojan, wirnikwirnik, stojan-wirnik oraz wirnik-stojan,

 $[L_{\sigma\sigma}], [L_{\sigma\tau}]$ – macierze indukcyjności rozproszenia stojana i wirnika,

 $[R_s], [R_r]$ – macierze rezystancji uzwojenia stojana i wirnika.

Jeżeli uwzględnić wyższe harmoniczne przestrzenne, wówczas macierze indukcyjności głównych można przedstawić w postaci sum macierzy związanych z poszczególnymi harmonicznymi przestrzennymi wytwarzanymi przez uzwojenia.

Wprowadzając transformację do układu współrzędnych $\alpha\beta$, otrzymuje się układ równań napięciowych dla stojana i wirnika:

$$[u_{s}^{\alpha\beta}] = [R_{s}^{\alpha\beta}][i_{s}^{\alpha\beta}] + [L_{\alpha s}^{\alpha\beta}] \frac{d}{dt}[i_{s}^{\alpha\beta}] + [M_{ss}^{\alpha\beta}] \frac{d}{dt}[i_{s}^{\alpha\beta}] + \frac{d}{dt} \left[M_{sr}^{\alpha\beta}(9)\right] [i_{r}^{\alpha\beta}], \tag{5}$$

$$[0] = [R_r^{\alpha\beta}][i_r^{\alpha\beta}] + [L_{\sigma r}^{\alpha\beta}] \frac{d}{dt}[i_r^{\alpha\beta}] + [M_{rr}^{\alpha\beta}] \frac{d}{dt}[i_r^{\alpha\beta}] + \frac{d}{dt} \left[M_{rr}^{\alpha\beta}(\mathcal{G}) \right] \left[i_s^{\alpha\beta} \right], \tag{6}$$

Moment elektromagnetyczny silnika jest wówczas sumą momentów wytwarzanych przez poszczególne harmoniczne przestrzenne:

$$T_e = \sum_{\nu=1,2,3,\dots} T_{e\nu} = \sum_{\nu=1,2,3,\dots} [i_s^{\alpha\beta}]^T \frac{\partial}{\partial \mathcal{S}} [M_{sr\nu}^{\alpha\beta}(\mathcal{S})][i_r^{\alpha\beta}].$$
(7)

Poszczególne macierze we współrzędnych $\alpha\beta$ mają postać opisaną szczegółowo w pracach [2, 3]:

W układzie współrzędnych $\alpha\beta$ macierze $[M_{ss}]$ i $[M_{rr}]$ ulegają diagonalizacji, zaś w macierzach $[M_{sr}(\vartheta)]$ i $[M_{rs}(\vartheta)]$ większość elementów (z wyjątkiem najczęściej 4 elementów, a niekiedy 2 lub 1 elementu) przyjmuje wartość 0.



- Rys.1. Uzwojenia stojana i wirnika silnika klatkowego
- Fig. 1. Stator and rotor windings of squirrel-cage motor

Można określić mnemotechniczny sposób obliczeń współczynników macierzy indukcyjności wirnik-stojan [2], znaleźć pary harmonicznych przestrzennych (v.o)uczestniczacych w generowaniu momentów synchronicznych. Znajomość rzedów harmonicznych przestrzennych uczestniczących generowaniu dominujących momentów synchronicznych pozwala również na znaczną redukcie liczby równań układu i liczby współczynników równań przez wybór tylko tych harmonicznych, które mają decydujący generowaniu momentów udział w pasożytniczych. Konsekwencja uproszczenia modelu dynamicznego jest również znaczne uproszczenie metody obliczeń momentów od wyższych harmonicznych w stanach ustalonych.

3. MODEL OBLICZENIOWY SILNIKA TM90-L4

Obliczenia, pomiary i analizę momentów z uwzględnieniem wyższych harmonicznych przestrzennych przedstawiono na przykładzie 3-fazowego silnika TM90-L4 o danych znamionowych: $P_N=1,5$ kW; $U_N=400$ V (y); oraz danych konstrukcyjnych: $p=2; Q_s=36; Q_r=28$. Na podstawie schematu rozkładu na maszyny elementarne tego silnika zestawiono pary harmonicznych (tabela 1) wytwarzających pasożytnicze momenty synchroniczne w zakresie do 43p harmonicznej. Analizowany silnik wytwarza momenty synchroniczne przy 3 prędkościach: $\Omega_{ms}=(22,4; -11,2; 0)$ rad/s. Dominujące znaczenie w tym przypadku ma para harmonicznych (2,26) odpowiadająca p-tej harmonicznej głównej i (Qr - p) harmonicznej żłobkowej wirnika.

	Tabela
Prędkość synchroniczna -	Rzędy harmonicznych
$\Omega_{\rm ms}$ rad/s	(ν,ρ)
$\frac{\omega_0}{14} = 22,4$	(2,26); (10,38); (22,50); (34,62); (46,74); (58,86)
$-\frac{\omega_0}{28} = -11,2$	(2,58);(10,46); (22,34); (26,82)
0	(10,74); (22,62); (26,58); (38,46)

W zależności od potrzeb analizy obliczenia silnika można uprościć biorąc pod uwagę oprócz p harmonicznej głównej, 5p harmoniczną wytwarzającą znaczący moment asynchroniczny oraz 13p harmoniczną biorącą udział w wytwarzaniu dominującego momentu synchronicznego. Uproszczony układ równań (obejmujący 2 równania napięciowe stojana i 4 równania wirnika) silnika we współrzędnych $\alpha\beta$, przy uwzględnieniu wymienionych harmonicznych, można zapisać w następującej postaci:

$$\begin{aligned} \mathbf{dla\ stojana:} \\ \begin{bmatrix} u_{xg} \\ u_{xg} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_{x} \\ R_{z} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{xg} \\ i_{tg} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{x} \\ L_{xg} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{xg} \\ i_{tg} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \sum_{\nu=2,10,14,22...} \\ \nu=2,10,14,22... \\ \sum_{\nu=2,10,14,22...} \\ \sum_{\nu=2,10,14,22...} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{xg} \\ i_{xg} \end{bmatrix} + \\ &+ \frac{d}{dt} \{ (L_{xr2} \begin{bmatrix} \cos 2.9 & -\sin 2.9 & | & 0 & 0 & | & 0 & 0 \\ \sin 2.9 & \cos 2.9 & | & 0 & 0 & | & 0 & 0 \\ \sin 2.9 & \cos 2.9 & | & 0 & 0 & | & 0 & 0 \\ \sin 2.9 & \cos 2.9 & | & 0 & 0 & | & 0 & 0 \\ \sin 2.9 & \cos 2.9 & | & 0 & 0 & | & 0 & 0 \\ \sin 2.9 & \cos 2.9 & | & 0 & 0 & | & 0 & 0 \\ \sin 2.9 & \cos 2.9 & | & 0 & 0 & | & 0 & 0 \\ \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ra2} \\ I_{rg2} \\ I_{ra10} \\ I_{rg10} \end{bmatrix} \\ \\ \mathbf{dla\ wirnika:} \\ \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_{p2} \\ R_{p2} \\ R_{p10} \\ R_{p10} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ra2} \\ I_{rg2} \\ I_{rg10} \\ I_{rg10} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{p2} \\ L_{p2} \\ L_{p10} \\ L_{p10} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{ra2} \\ I_{rg2} \\ I_{rg10} \\ I_{rg10} \end{bmatrix} + \\ \\ + \frac{d}{dt} \left\{ \begin{bmatrix} L_{xr2} \\ \cos 2.9 & \sin 2.9 \\ -\sin 2.9 & \cos 2.9 \\ -\sin 2.9 & \cos 2.9 \\ -\sin 10.9 & -\sin 10.9 \\ -\sin 10.9 & -\cos 10.9 \end{bmatrix} + L_{xr26} \begin{bmatrix} \cos 2.69 & \sin 2.69 \\ I_{rg10} \\ I_{rg10} \end{bmatrix} + \\ \\ \\ + \frac{\sum_{\nu=2,30,54,...} \\ \sum_{\nu=2,30,54,...} \\ \sum_{\nu=$$

gdzie:

 $R_{p2} = R_o - 2R_{pr}\cos 2\alpha; \qquad R_{p10} = R_o - 2R_{pr}\cos 10\alpha; \tag{11}$

$$L_{p2} = L_o - 2L_{pr} \cos 2\alpha ; \qquad L_{p10} = L_o - 2L_{pr} \cos 10\alpha ; \tag{12}$$

$$\alpha = 2\pi/Q_{\rm r.} \tag{13}$$

Rozwiązując układ równań różniczkowych (8-10) można uzyskać przebiegi czasowe prądów, prędkości, momentu wypadkowego oraz można wydzielić jego składowe. Dla obliczone wyodrebnionego analizowanego silnika przebiegi czasowe momentu asynchronicznego wytwarzanego przez 5p harmoniczną przedstawia rys. 2, zaś momentu synchronicznego wytwarzanego przez parę harmonicznych (p,13p) - rys. 3. Moment ten powstaje od współdziałania przede wszystkim podstawowych harmonicznych prądów stojana (o częstotliwości 50 Hz) z podstawowymi harmonicznymi prądów wirnika (o częstotliwości poślizgowej), w tym przypadku 13p harmoniczną indukcyjności stojan-wirnik. Przy predkościach wirnika różnych od predkości synchronicznej moment synchroniczny przekształca się w moment przemienny o zmieniajacej się częstotliwości:



- ści katowej wytwarzany przez 5p-harmoniczna
- Fig. 2. Asynchronous torque vs angular velocity Fig. 3. Alternating torque vs angular velocity developed by 5p harmonic
- Rys. 2. Moment asynchroniczny w funkcji prędko- Rys. 3. Moment przemienny w funkcji prędkości katowej wirnika wytwarzany przez parę harmonicznych (p.13p)
 - developed by pair of harmonics (p, 13p)

4. POMIAROWE WYZNACZANIE MOMENTU SILNIKA

Żadna ze stosowanych obecnie metod pomiarowych nie wyznacza bezpośrednio momentu elektromagnetycznego wytwarzanego przez silnik. Najczęściej przebiegi czasowe momentu określa się:

a) przez pomiar siły metodą tensometryczną. Tensometry są umieszczone na dodatkowym wałku skrętnym między silnikiem i obciążeniem (rys. 4).



Rys. 4. Układ do pomiaru momentu silnika metodą tensometryczną z wałkiem skrętnym Fig. 4. System for measurement of a motor torque by strain gauge method with torsional shaft

Dla układu mechanicznego, składającego się z silnika o momencie bezwładności J_s , wałka skrętnego o sztywności k_w i współczynniku tłumienia c_w oraz urządzenia obciążającego o momencie bezwładności J_m, równania układu mechanicznego mają postać:

$$J_s \frac{d\Omega_{m1}}{dt} = T_e - k_w (\vartheta_1 - \vartheta_2) - c_w (\Omega_{m1} - \Omega_{m2}),$$
⁽¹⁵⁾

$$J_m \frac{d\Omega_{m2}}{dt} = -T_m + k_w (\vartheta_1 - \vartheta_2) + c_w (\Omega_{m1} - \Omega_{m2}).$$
⁽¹⁶⁾

Częstotliwość rezonansowa takiego układu wynosi:

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \sqrt{k_w \left(\frac{1}{J_s} + \frac{1}{J_m}\right)},\tag{17}$$

gdzie: \mathcal{G}_1 , \mathcal{G}_2 - kąty położenia wirnika silnika oraz urządzenia obciążającego.

Pomiarowy układ tensometryczny (rys. 4) mierzy w rzeczywistości kąt skręcenia wałka $(\mathcal{G}_1, \mathcal{G}_2)$, który przyjmuje się jako proporcjonalny do momentu użytecznego na wale silnika. Układ taki ma w praktyce istotną wadę, a mianowicie cechuje go stosunkowo niska częstotliwość drgań rezonansowych mieszcząca się w zakresie występowania przemiennych momentów synchronicznych. W wyniku tego ulegają zniekształceniu zmierzone przebiegi czasowe - szczególnie dotyczy to momentów przemiennych;

 b) przez pomiar prędkości obrotowej wirnika. Jeżeli założyć idealną sztywność sprzęgła, to obliczając pochodną z prędkości wirnika można z równania ruchu wyznaczyć moment dynamiczny i przy znanym obciążeniu moment elektromagnetyczny:

$$T_e - T_m = (J_s + J_m) \frac{d\Omega_m}{dt};$$
⁽¹⁸⁾

c) przez pomiar wartości chwilowych napięć i prądów fazowych; moment można obliczyć (przy znanej rezystancji uzwojenia stojana i pominięciu strat w żelazie) z mocy pola wirującego:

$$T_e = \frac{P_{\delta}}{\omega_0} p = \frac{u_A i_A + u_B i_B + u_C i_C - R_s \left(i_A^2 + i_B^2 + i_C^2\right)}{\omega_0} p .$$
(19)

Zakłada się tu, że wirnik jest sprzężony magnetycznie ze stojanem jedynie przez podstawową harmoniczną indukcyjności oraz że energia związana z indukcyjnościami stojana jest stała.





Fig. 5. Angular velocity vs time during starting the motor from reversal speed

5. WYNIKI SYMULACJI I POMIARÓW MOMENTU PODCZAS ROZRUCHU SILNIKA

Dla porównania, wykonano symulacje rozruchu silnika z nawrotu i obliczano moment elektromagnetyczny silnika wg wymienionych metod. Parametry niezbędne do obliczeń symulacyjnych wyznaczono na podstawie danych konstrukcyjnych analizowanego silnika przy założeniu stałych parametrów obwodowych. Przebieg czasowy prędkości obrotowej odpowiadający poszczególnym przypadkom symulacji przedstawia rys. 5. Na kolejnych rysunkach zamieszczono wyniki

symulacji dla trzech różnych modeli obliczeniowych silnika:

- uwzględniając tylko podstawową harmoniczną (rys. 6),
- uwzględniając oprócz p-tej harmonicznej podstawowej również harmoniczne: 5p oraz 13p (model poliharmoniczny uproszczony – rys. 7),

uwzględniając wszystkie harmoniczne uczestniczące w wytwarzaniu momentów _ elektromagnetycznych (rys. 7), zgodnie z tabelą 1.





Rys. 6. Obliczeniowe przebiegi czasowe momentu podczas rozruchu silnika z nawrotu wyznaczone metodami: a) obliczeń symulacyjnych; b) z zastosowaniem walka skrętnego, c) napięcia tachoprądnicy; d) z obliczeń mocy pola wirującego

Fig. 6. Calculated torque vs time during starting the motor determined by the methods: a) simulated calculations, b) using torsional shaft, c) tachogenerator voltage, d) calculation of air gap power Model z p, 5p, 13p harmoniczną



Model ze wszystkimi harmonicznymi







Fig. 7. Calculated torque vs time during starting the motor determined by the methods: a) simulated calculations, b) using torsional shaft, c) tachogenerator voltage, d) calculation of air gap power





Fig. 8. Torque vs time measured by tension gauge method during starting the TM90-L4 motor: a) from reversal speed, b) from zero speed

Dla porównania wyników symulacji wykorzystano wyniki pomiarów momentu silnika metodą tensometryczną zamieszczone w [6] podczas nawrotu i rozruchu silnika (rys. 8). Metoda ta pozwala na wyznaczenie momentu synchronicznego, lecz prowadzi do niedokładnego pomiaru momentów przemiennych. Na rys. 9 przedstawiono wyniki pomiarów (a) oraz symulacji (b) mocy pobieranej podczas nawrotu silnika. Widoczne duże różnice czasu trwania rozruchu wynikają z przyjęcia do obliczeń mniejszego momentu bezwładności układu.

Na podstawie przeprowadzonych symulacji i pomiarów momentu stwierdzono, że:

 można w znacznym stopniu uprościć model matematyczny silnika uwzględniając tylko dominujace harmoniczne,



Rys. 9. Przebiegi czasowe mocy chwilowej pobieranej podczas rozruchu silnika TM90-L4 z nawrotu: a) zmierzony; b) obliczony

- Fig. 9. Waveforms of the instantaneous input power during the TM90-L4 motor starting from reversal speed: a) measured, b) calculated
 - wszystkie wymienione metody wyznaczania momentu dają takie same wyniki, jeżeli uwzględnić tylko harmoniczną podstawową,
 - pomiar za pomocą tachoprądnicy daje wyniki zbliżone do pozostałych, pod warunkiem że ona sama nie wprowadza dodatkowych zakłóceń,
 - moment obliczony z mocy pola wirującego nie pozwala na wyznaczenie momentów pochodzących od wyższych harmonicznych zarówno momentów synchronicznych, jak i przemiennych. Mierzone są momenty asynchroniczne.

6. WNIOSKI

Przedstawiony model obliczeniowy silnika we współrzędnych $\alpha\beta$ umożliwia znaczne ograniczenie i uproszczenie rozwiązywanych równań dla stanu nieustalonego silnika przez wyodrębnienie dominujących harmonicznych przestrzennych. Dzięki możliwości łatwego wydzielenia harmonicznych możliwa jest łatwiejsza analiza wpływu poszczególnych harmonicznych na momenty pasożytnicze. Wymaga to jednak znajomości szczegółowych danych konstrukcyjnych silnika. Występujący w silniku decydujący moment synchroniczny przy prędkości ω =22,4 rad/s został również potwierdzony pomiarowo przy zastosowaniu różnych metod z wyjątkiem metody pomiaru chwilowej mocy pobieranej przez silnik z sieci.

pośrednie metody pomiaru nie wyznaczaja dokładnie momentów Różne elektromagnetycznych od wyższych harmonicznych przestrzennych. Jeśli odnosić wyniki tych momentu elektromagnetycznego obliczanego na podstawie modelu metod do monoharmonicznego, to są one poprawne. Jeśli natomiast odniesieniem są momenty elektromagnetyczne uzyskiwane z modeli poliharmonicznych, to wyniki pomiarowe znacznie od nich odbiegaja. Dotyczy to zwłaszcza pomiarów momentów przemiennych.

LITERATURA

- 1. Janik T., Kudła J., Tokarz M.: Sposoby pośredniego wyznaczania momentu elektromagnetycznego silnika indukcyjnego zasilanego z układu łagodnego rozruchu i zatrzymania Altistart 46. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej, Elektryka z.171, Gliwice 2000, p.143-156.
- Kluszczyński K., Miksiewicz R.: Momenty pasożytnicze w indukcyjnych silnikach klatkowych. Prace Sekcji Maszyn Elektrycznych i Transformatorów Komitetu Elektrotechniki PAN, tom I. PTETIS, Warszawa - Gliwice 1993.

- Kluszczyński K., Miksiewicz R.: Modelowanie 3-fazowych maszyn indukcyjnych przy uwzględnieniu wyższych harmonicznych przestrzennych przepływu. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej, Elektryka, z.142, Gliwice 1995.
- Kluszczyński K., Miksiewicz R., Drak B., Kudła J.: Additional ring of squirrel-cage motor as means for suppressing electromagnetic pulsating torques and torsional vibration of the shaft. International Seminar on vibrations and acoustic noise of electric machinery, Bethune, France 25-26 May 1998, p.195-199.
- Kudła J.: Metodyka wyznaczania charakterystyk statycznych silników indukcyjnych na podstawie pomiarów przebiegów czasowych w stanach quasi-ustalonych. Vedecko-Technické Konference "Measurement, Analysis and Experimental Parameters Identification Models of Induction Machines". Šlapanice, listopad 2001.

Recenzent: Prof. dr hab. inż. Jan Rusek

Wpłynęło do Redakcji dnia 10 grudnia 2003 r.

Abstract

The paper presents the analysis of different methods for determining the electromagnetic torque of the computational model of a 3-phase squirrel cage motor which takes into account higher harmonics of MMF. The transient state of a 3-phase squirrel cage induction machine is described in the phase coordinate system by equations (1-4). When transforming into the $\alpha\beta$ coordinate system one obtains the system of voltage equations (5-7). This model allows analysing the motor transient states for different degrees of its simplification (8-10) by selecting only those harmonics whose participation in generation of parasitic torques is essential - in this case p, 5p and 13p harmonics.

Computations, measurements and analysis of the torques when taking into account the higher space harmonics are presented on the example of the TM90-L4 3-phase motor of the rating: $P_N=1.5 \text{ kW}$; $U_N=400 \text{ V}$ (y); and of the following constructional data p=2; $Q_s=36$; $Q_r=28$. In the Table 1 there are given the pairs of harmonics producing the parasitic synchronous torques within the range up to the 43p harmonic. For the analysed motor the calculated waveforms of the asynchronous torque produced by the 5p harmonic are shown in Fig.2, whereas Fig.3 presents the synchronous torque produced by the pair of the (p, 13p) harmonics. This torque at rotor speeds different from the synchronous one becomes the pulsating torque of the frequency varying in accordance with the formula (13).

There are analysed the measuring methods of the torque based on: measurement of the shaft torsional angle (14, 15) by means of a strain gauge (Fig.4), measurement of the rotational speed (16) and measurement of the input power instantaneous values (17).

Simulations of the motor starting from the reversal and calculations of the electromagnetic torque by means of the considered methods have been carried out. There are presented the simulation results for computational models of the motor when taking into account:

- the fundamental harmonic only (Fig.6),
- the p fundamental harmonic together with the harmonics 5p and 13p (the simplified polyharmonic model Fig.7),
- all the harmonics participating in production of the electromagnetic torques according to Table 1 (Fig.7).

The results of measurements of the torque by the tension gauge method during starting of the TM90-L4 motor from reversal and zero speeds are shown in Fig.8. The comparison of the measurement and calculation results for the instantaneous input power during the TM90-L4 motor starting from reversal speed are shown in Fig.9.

It has been proved that the obtained waveforms of the torque for the monoharmonic model are the same independently of the applied method, whereas for polyharmonic models they are different. There is no possibility of obtaining the correct measurement results of the torques originating from higher space harmonics of MMF by means of the measuring methods considered in the paper.