

Jerzy HICKIEWICZ

Mariusz BOGUCKI

Grzegorz HRYCAJ

Wyższa Szkoła Inżynierska w Opolu

CHARAKTERYSTYKI STATYCZNE SILNIKA PIERŚCIENIOWEGO DWUSTRONNIE ZASILANEGO

Streszczenie. W opracowaniu przedstawiono model matematyczny silnika pierścieniowego dwustronnie zasilanego. Przeprowadzono badania symulacyjne ustalonego stanu pracy. Określono sposób sterowania napięciem wirnika w celu uzyskania najkorzystniejszych właściwości silnika.

STEADY-STATE CHARACTERISTICS OF A DOUBLY-FED SLIP-RING MOTOR

Summary. The paper presents a mathematical model of a doubly-fed slip-ring induction motor. The investigations of various steady-state characteristics have been carried out basing on this model. The way of the rotor voltage regulation in order to obtain the most advantageous properties of the motor has been given.

1. WSTĘP

Pierwsze informacje o wielofazowej maszynie indukcyjnej pierścieniowej, której uzwojenia stojana jak i wirnika zasilane są z dwu odrębnych źródeł napięcia przemienne, o nastawianej amplitudzie i częstotliwości, pochodzą jeszcze z końca ubiegłego wieku i dotyczą patentu [1] firmy Siemens Halske. W opublikowanych w 1931 roku pracach [2] W. T. Kasjanow nazywa taką maszynę synchroniczną ze wzbudzeniem przemiennoprądowym. Jednak dopiero rozwój w dziedzinie techniki przekształtnikowej pozwolił na pełne wykorzystanie właściwości maszyn indukcyjnych pierścieniowych dwustronnie zasilanych MDZ. Zainteresowanie MDZ wynikało z możliwości osiągnięcia prędkości większej od synchronicznej, a

przede wszystkim z możliwości pracy przy stosunkowo dużym współczynniku mocy, jak i dużej sprawności przy nastawianej, w szerokim zakresie, prędkości kątovej wirnika.

W Polsce bardzo obszerne badania MDZ prowadzono w ośrodku Poznańskim. W pracach przede wszystkim Szaflarskiego jak również Samcika, Słodzinki [7] [8] [9] [10] [11] [12] [13], a ponadto w pracy [6] wykazano szereg właściwości MDZ, w szczególności charakterystyczną zależność prądów stojana i wirnika od napięcia wirnika, o kształcie krzywych „V”, jak i również określono wartości napięcia wirnika odpowiadające optymalnym warunkom pracy MDZ.

Korzystając z [3] [5] w przedstawionej pracy zajęto się zbadaniem niektórych statycznych właściwości MDZ.

2. MODEL MATEMATYCZNY

Formułując model matematyczny MDZ przyjęto zwykle stosowane założenia, a więc liniowość obwodów magnetycznych, jednoharmoniczny rozkład indukcji w szczelinie, pominięto straty w rdzeniu, jak i straty mechaniczne. Przyjęto ponadto, że uzwojenia stojana jak i wirnika połączone są w gwiazdę i zasilane napięciami sinusoidalnymi. Przy takich założeniach, wprowadzając dwuosiową transformację równań opisujących MDZ na płaszczyznę wirującą z prędkością odpowiadającą pulsacji napięcia stojana, równania obwodów stojana i wirnika

$$\begin{aligned} \underline{U}_s &= R_s \underline{I}_s + \frac{d\Psi_s}{dt} + j\omega_s \Psi_s, \\ \underline{U}_w &= R_w \underline{I}_w + \frac{d\Psi_w}{dt} + j(\omega_s - \omega) \Psi_w \end{aligned} \quad (1)$$

oraz zależności pomiędzy strumieniami sprzężonymi stojana i wirnika a prądami

$$\begin{aligned} \Psi_s &= \frac{x_\mu + x_\sigma}{\omega_s} \underline{I}_s + \frac{x_\mu}{\omega_s} \underline{I}_w, \\ \Psi_w &= \frac{x_\mu}{\omega_s} \underline{I}_s + \frac{x_\mu + x_\sigma}{\omega_s} \underline{I}_w \end{aligned} \quad (2)$$

i równanie ruchu

$$\frac{J}{P} \frac{d\omega}{dt} = M_s - M_m, \quad (3)$$

w którym ω to prędkość kątovej wirnika, a moment elektromagnetyczny:

$$M_s = 3p \frac{x_\mu}{\omega_s} \operatorname{Im}\{\underline{I}_s \underline{I}_w^*\}, \quad (4)$$

w stanie pracy ustalonej zachodzi

$$\frac{d\Psi_s}{dt} = \frac{d\Psi_w}{dt} = 0,$$

natomiast:

$$\underline{U}_s = U_s e^{j\gamma}, \quad \underline{U}_w = U_w e^{j\gamma}$$

Równanie ruchu sprowadza się do tożsamości $M_e = M_m$, natomiast równania obwodów elektrycznych, po wyeliminowaniu z nich strumieni sprzężonych, sprowadzają się do zależności algebraicznych prądów od napięć i poślizgu s .

$$\begin{aligned} \underline{U}_s &= (R_s + jx_{cs} + jx_{\mu})I_s + jx_{\mu}I_w \\ \frac{\underline{U}_w}{s} &= jx_{\mu}I_s + \left(\frac{R_w}{s} + jx_{cw} + jx_{\mu} \right)I_w \end{aligned} \quad (5)$$

Wprowadzając dodatkowo oznaczenia

$$k_s = 1 + \frac{x_{cs}}{x_{\mu}} \quad k_w = 1 + \frac{x_{cw}}{x_{\mu}} \quad x_{\sigma} = x_{cs} + x_{cw}k_s$$

oraz przyjmując, że:

$$\begin{aligned} \underline{U}_s &= jU_s \\ \underline{U}_w &= U_w e^{j\gamma} = U_w (\cos \gamma + j \sin \gamma) \end{aligned}$$

można wyrazić składowe osiowe prądów stojana i wirnika w stanie pracy ustalonej:

$$I_{su} = \frac{U_s \left(k_w x_{\sigma} + \frac{R_w^2 k_s}{s^2 x_{\mu}} \right) - \frac{U_w}{s} \left[\left(R_s k_w + \frac{R_w k_s}{s} \right) \cos \gamma - \left(x_{\sigma} - \frac{R_s R_w}{x_{\mu} s} \right) \sin \gamma \right]}{\left(R_s k_w + \frac{R_w k_s}{s} \right)^2 + \left(x_{\sigma} - \frac{R_s R_w}{s x_{\mu}} \right)^2}$$

$$I_{sw} = \frac{U_s \left\{ R_s \left(k_w^2 + \frac{R_w^2}{s^2 x_{\mu}^2} \right) + \frac{R_w}{s} \right\} - \frac{U_w}{s} \left[\left(R_s k_w + \frac{R_w k_s}{s} \right) \sin \gamma - \left(x_{\sigma} - \frac{R_s R_w}{x_{\mu} s} \right) \cos \gamma \right]}{\left(R_s k_w + \frac{R_w k_s}{s} \right)^2 + \left(x_{\sigma} - \frac{R_s R_w}{s x_{\mu}} \right)^2}$$

$$I_{sw} = \frac{\frac{U_w}{s} \left[\left[R_s + \frac{R_w}{s} \left(k_s^2 + \frac{R_s^2}{x_{\mu}^2} \right) \right] \cos \gamma + \left(x_{\sigma} k_s + \frac{R_s^2 k_w}{x_{\mu}} \right) \sin \gamma \right] - U_s \left(x_{\sigma} - \frac{R_s R_w}{x_{\mu} s} \right)}{\left(R_s k_w + \frac{R_w k_s}{s} \right)^2 + \left(x_{\sigma} - \frac{R_s R_w}{s x_{\mu}} \right)^2}$$

$$I_{wv} = \frac{U_w}{s} \left\{ \left[R_s + \frac{R_w}{s} \left(k_s^2 + \frac{R_s^2}{x_\mu^2} \right) \right] \sin \gamma - \left(x_\sigma k_s + \frac{R_s^2 k_w}{x_\mu} \right) \cos \gamma \right\} - U_s \left(R_s k_w + \frac{R_w k_s}{s} \right) \quad (6)$$

$$\left(R_s k_w + \frac{R_w k_s}{s} \right)^2 + \left(x_\sigma - \frac{R_s R_w}{s x_\sigma} \right)^2$$

a na ich podstawie określić moment elektromagnetyczny

$$M_e = 3p \frac{x_\mu}{\omega_s} (I_{sv} I_{wu} - I_{su} I_{wv}) \quad (7)$$

Moment elektromagnetyczny [3] ma trzy składowe, dwie asynchroniczne zależne odpowiednio od kwadratu napięć stojana i wirnika oraz synchroniczną zależną od iloczynu obu napięć. Znajomość składowych osiowych prądu pozwala określić moce czynne stojana i wirnika

$$P_s = U_s I_{sv} \quad (8)$$

$$P_w = U_w I_{wu} \cos \gamma + U_w I_{wv} \sin \gamma$$

moce bierne

$$Q_s = U_s I_{su} \quad (9)$$

$$Q_w = U_w I_{wu} \sin \gamma - U_w I_{wv} \cos \gamma$$

całkowite straty

$$\Delta P = 3R_s I_s^2 + 3R_w I_w^2 \quad (10)$$

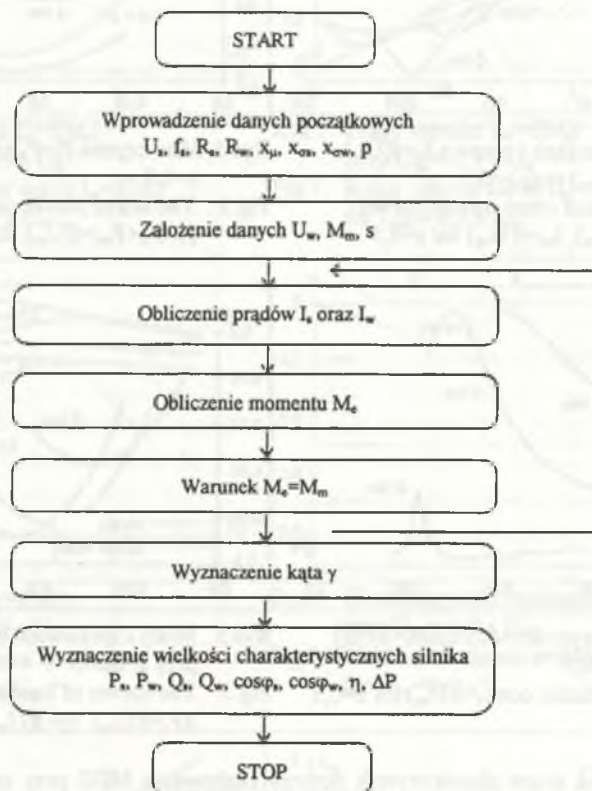
oraz sprawność MDZ

$$\eta = \frac{M_e \omega_s (1-s)}{P_s + P_w + \Delta P} \quad (11)$$

3. WYNIKI OBLICZEŃ

Przyjmując, że amplituda napięcia zasilania stojana i jego częstotliwość są wartościami stałymi, zachowanie MDZ w stanie ustalonym zależy od trzech niezależnie nastawianych wielkości: momentu obciążenia, wartości skutecznej napięcia wirnika oraz jego częstotliwości. Zakładając, że uzwojenia wirnika są zasilane z niezależnego źródła, przeprowadzono obliczenia zgodne z algorytmem pokazanym na rysunku 1. Przyjmując jako zadane do obliczeń wartości napięcie wirnika, jego częstotliwość, moment obciążenia określono kąt γ , a następnie obliczono prądy, moce, sprawność itp. wielkości MDZ. Obliczenia przeprowadzono w języku Turbo Pascal 6.0 wykorzystując do obliczeń silnik typu Szue24b (przezwojony) o danych

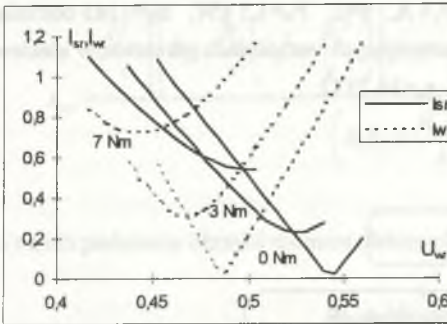
znamionowych: $U_{SN}=195$ V, $f_{SN}=50$ Hz, $I_{SN}=5,4$ A, $p=2$, $P_N=1,1$ kW, $n_N=1385$ obr/min, $M_N=7,59$ Nm, $U_{WN}=185$ V, $I_{WN}=4,2$ A oraz o następujących wartościach parametrów elektromagnetycznych: $R_s=R_w=1,32$ Ω , $x_{\sigma s}=x_{\sigma w}=1,9$ Ω , $x_{\mu}=34,75$ Ω .



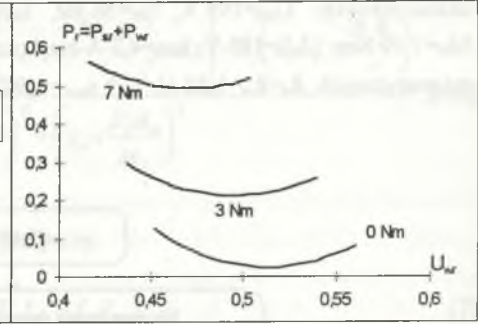
Rys. 1. Algorytm obliczeniowy

Fig. 1. The algorithm of computations

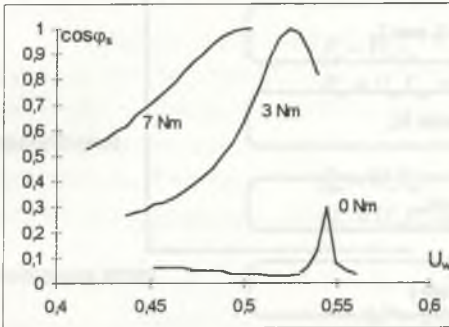
Pierwsza grupa charakterystyk dotyczy zachowania się MDZ przy stałym momencie obciążenia w zależności od wartości napięcia wirnika. Na rysunkach 2, 3, 4, 5 podano zależności prądów stojana i wirnika, mocy pobieranej, współczynnika mocy stojana, strat oraz sprawności silnika od napięcia wirnika przy stałych wartościach momentu obciążenia i częstotliwości wyrażone w jednostkach względnych.



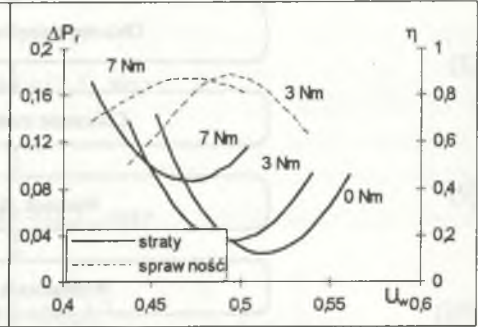
Rys. 2. Prądy stojana i wirnika $I_{sr}=f(U_{wr})$,
 $I_{wr}=f(U_{wr})$ przy $s=0,5$
 Fig. 2. Stator and rotor current curves
 $I_{sr}=f(U_{wr})$, $I_{wr}=f(U_{wr})$ for $s=0,5$



Rys. 3. Moc czynna $P_r=P_{sr}+P_{wr}=f(U_{wr})$ przy
 $s=0,5$
 Fig. 3. The active power curve
 $P_r=P_{sr}+P_{wr}=f(U_{wr})$ for $s=0,5$

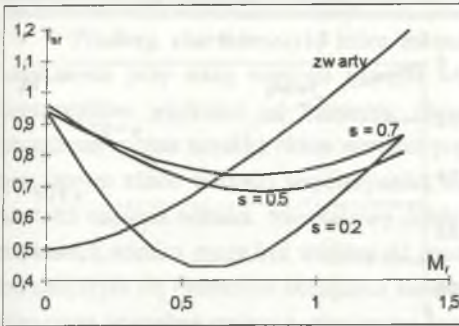


Rys. 4. Współczynnik mocy $\cos \phi_s=f(U_{wr})$
 przy $s=0,5$
 Fig. 4. Power factor $\cos \phi_s=f(U_{wr})$ for $s=0,5$



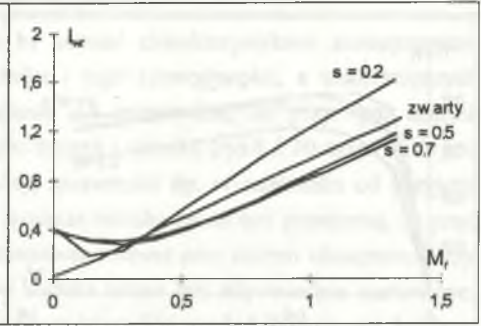
Rys. 5. Straty i sprawność $\Delta P_r=f(U_{wr})$, $\eta=f(U_{wr})$
 przy $s=0,5$
 Fig. 5. The curves of losses and efficiency
 $\Delta P_r=f(U_{wr})$, $\eta=f(U_{wr})$ for $s=0,5$

Następna grupa charakterystyk dotyczy zachowania MDZ przy zadanych warunkach zasilania wirnika, a zmieniającym się obciążeniu, jak również porównania MDZ z silnikiem o zwartych pierścieniach wirnika. Na kolejnych rysunkach przedstawiono zależności prądu stojana, prądu wirnika, sprawności i prędkości wirnika (charakterystyka mechaniczna) od momentu obciążenia przy różnych wartościach częstotliwości napięcia wirnika, jak i przy zwartych pierścieniach. Charakterystyki mechaniczne przedstawiono linią ciągłą w zakresie obciążeń, w których prądy stojana bądź wirnika nie przekraczają wartości znamionowych. Linią przerywaną przedstawiono charakterystyki mechaniczne aż do wartości momentu krytycznego. Rysunki 6, 7, 8, 9 sporządzono dla napięcia wirnika $U_{wr} = 0,9 s U_{sr}$, a rysunki 10, 11, 12, 13 dla napięcia wirnika $U_{wr} = s U_{sr}$.



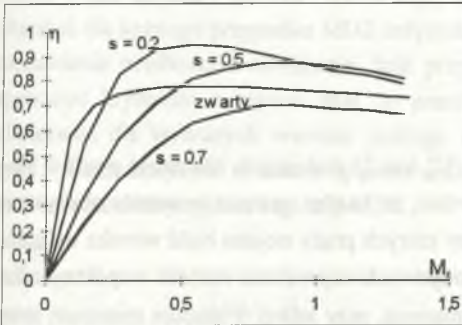
Rys. 6. Prądy stojana $I_{sr}=f(M_r)$
przy $U_{wr} = 0,9 s U_{sr}$

Fig. 6. Stator current curve $I_{sr}=f(M_r)$
for $U_{wr} = 0,9 s U_{sr}$



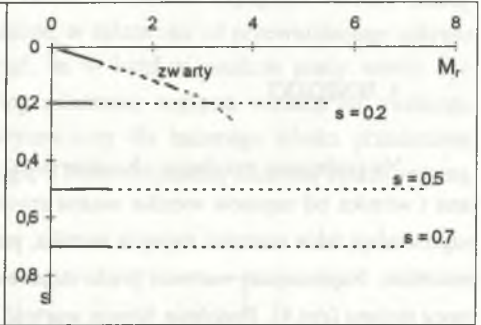
Rys. 7. Prądy wirnika $I_{wr}=f(M_r)$
przy $U_{wr} = 0,9 s U_{sr}$

Fig. 7. Rotor current curve $I_{wr}=f(M_r)$
for $U_{wr} = 0,9 s U_{sr}$



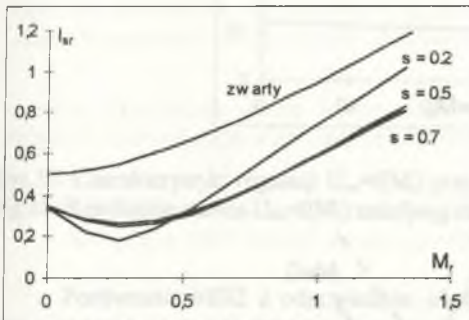
Rys. 8. Sprawność $\eta=f(M_r)$
przy $U_{wr} = 0,9 s U_{sr}$

Fig. 8. Efficiency curve $\eta=f(M_r)$
for $U_{wr} = 0,9 s U_{sr}$



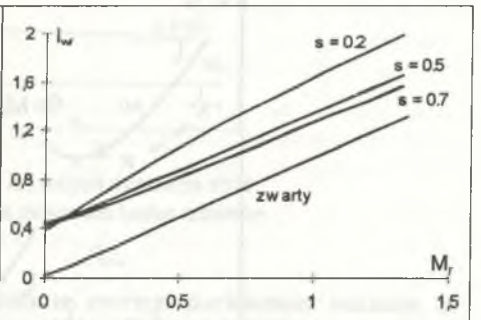
Rys. 9. Charakterystyki mechaniczne $s=f(M_r)$
przy $U_{wr} = 0,9 s U_{sr}$

Fig. 9. Mechanical curves $s=f(M_r)$
for $U_{wr} = 0,9 s U_{sr}$



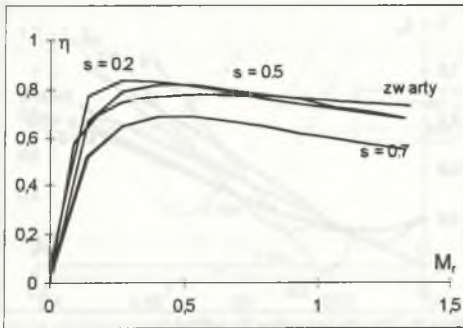
Rys. 10. Prądy stojana $I_{sr}=f(M_r)$
przy $U_{wr} = s U_{sr}$

Fig. 10. Stator current curve $I_{sr}=f(M_r)$
for $U_{wr} = s U_{sr}$



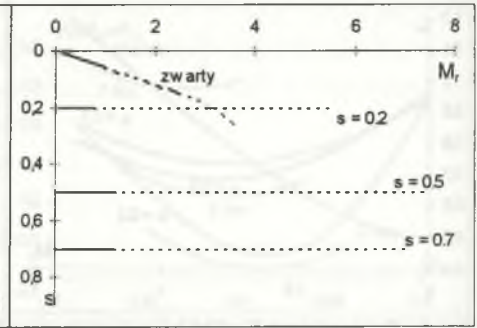
Rys. 11. Prądy wirnika $I_{wr}=f(M_r)$
przy $U_{wr} = s U_{sr}$

Fig. 11. Rotor current curve $I_{wr}=f(M_r)$
for $U_{wr} = s U_{sr}$



Rys. 12. Sprawność $\eta=f(M_r)$ przy $U_{wr} = s U_{sr}$

Fig. 12. Efficiency curve $\eta=f(M_r)$ for $U_{wr} = s U_{sr}$

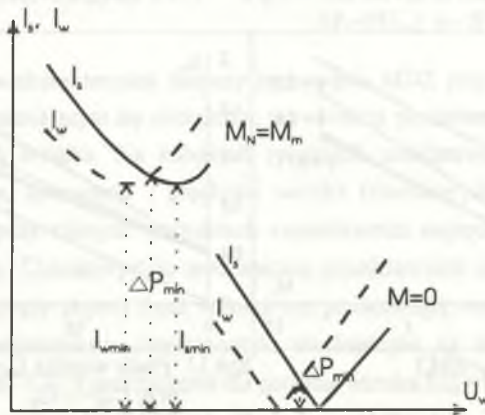


Rys. 13. Charakterystyki mechaniczne $s=f(M_r)$ przy $U_{wr} = s U_{sr}$

Fig. 13. Mechanical curves $s=f(M_r)$ for $U_{wr} = s U_{sr}$

4. WNIOSKI

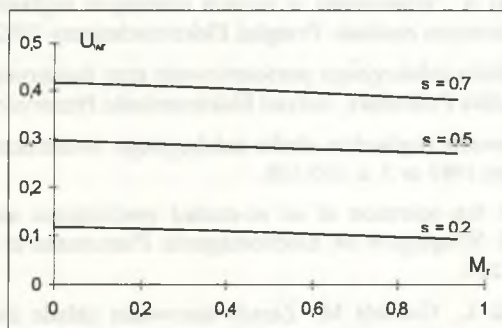
Na podstawie przebiegu charakterystyk „V” (rys.2) podających zależność prądów stojana i wirnika od napięcia wirnika można stwierdzić, że każdej wartości momentu obciążenia odpowiadają takie wartości napięcia wirnika, przy których prądy stojana bądź wirnika osiągają minimum. Najmniejszej wartości prądu stojana odpowiada największa wartość współczynnika mocy stojana (rys.4). Podobnie istnieje wartość napięcia, przy której występuje minimum strat w silniku, czyli maximum sprawności (rys.5). Praktycznie odpowiada ona wartości napięcia, przy której prąd stojana i sprowadzony na stronę stojana prąd wirnika są sobie równe (rys. 14).



Rys. 14. Krzywe „V”

Fig. 14. The „V” curves

Przebieg charakterystyk, które można by nazwać charakterystykami zewnętrznymi, uzyskanych przy stałej wartości napięcia wirnika i jego częstotliwości, a uzależniających poszczególne wielkości od momentu obciążenia też potwierdza, że przy tym samym obciążeniu można uzyskać różne wartości prądu stojana i wirnika (rys.6 i 10 oraz 7 i 11), a tym samym różne wartości współczynnika mocy, sprawności itp. w zależności od przyjętej wartości napięcia wirnika. Niewłaściwy dobór napięcia wirnika może być przyczyną, że prąd stojana lub wirnika może być większy od znamionowego nawet przy małym obciążeniu. Przy zmieniającym się momencie obciążenia napięcie wirnika winno być odpowiednio nastawiane, przy czym potrzebne zmiany nastawianego napięcia są niewielkie, rzędu kilku procent, bowiem nawet niewielkie zmiany napięcia wirnika powodują wyraźną zmianę w rozplywie prądów stojana i wirnika. Najkorzystniejszy przedział zmian napięcia wirnika zawarty jest pomiędzy charakterystycznymi punktami podanymi na rysunku 14 odpowiadającymi minimalnym wartościom prądu stojana i wirnika. Widać stąd, że zakres sterowania napięciem wirnika należy określać dla każdego przypadku MDZ indywidualnie, w zależności od przewidzianego zakresu nastawiania prędkości i obciążenia. Jeśli przyjąć, że w każdym punkcie pracy winno być spełnione kryterium minimum strat, to przebieg zależności napięcia wirnika od momentu obciążenia dla wybranych wartości poślizgu wyznaczony dla badanego silnika przedstawia rys.15. Charakterystyki te można by przez analogię z konwencjonalną maszyną synchroniczną nazwać charakterystykami regulacji MDZ.



Rys.15. Charakterystyki regulacji $U_{wr}=f(M_r)$ przy kryterium minimum strat
Fig.15. Regulation curves $U_{wr}=f(M_r)$ satisfying the minimum losses criterion

Porównanie MDZ z odpowiednim silnikiem ze zwartymi pierścieniami wskazuje, że MDZ niezależnie od możliwości nastawiania prędkości wirnika daje możliwość uzyskania większej sprawności, współczynnika mocy przez odpowiednie sterowanie napięciem wirnika, jak również posiada większą przeciążalność momentem. Wnioski uzyskane z badań potwierdzają wyniki przedstawione w cytowanych uprzednio pracach.

LITERATURA

1. Patentschrift nr 109208 Keiserliches Patentamt, Deutsches Reich 18.11.1898, opublikowane 14.03.1900 Kraftmaschine Antriebs und Control system für elektrische Kraftübertragung Siemens und Halske Berlin.
2. Kasjanow W.T.: Elektriczeskaja maszina dwojnogo pitanija kak obszczij slučaj masziny peremennogo toka. Elektriczesstwo 1931 Nr 21: s. 1189-1197, Nr 22: s. 1282-1288.
3. Dzierżanowski A., Hickiewicz J., Michalski M., Wach P.: Badania statycznych i dynamicznych własności napędowych silnika indukcyjnego dwustronnie zasilanego na podstawie modelu matematycznego. Materiały Krajowej Konferencji Napędu Elektrycznego i Energoelektryki. Komitet Elektroniki PAN, AGH Kraków, Zeszyt 3B, 1977, s. 216-228.
4. Hickiewicz J.: Praktyczne aspekty dynamiki silników indukcyjnych. Studia i monografie Z73 WSI Opole 1994.
5. Hrycaj G., Bogucki M.: Badania symulacyjne silnika indukcyjnego dwustronnie zasilanego. Praca dyplomowa, WSI w Opolu, Katedra Automatyzacji i Diagnostyki Układów Elektromechanicznych, 1995.
6. Przybylski J., Walczyna A.: Właściwości statyczne i dynamiczne układu napędowego z maszyną indukcyjną dwustronnie zasilaną. Przegląd Elektrotechniczny 1985, nr 2.
7. Samcik L.: Właściwości asynchronicznej maszyny pierścieniowej przy dwustronnym zasilaniu. Praca doktorska, Politechnika Poznańska, Wydział Elektryczny 1983.
8. Samcik L., Szaflarski A.: Właściwości w stanach ustalonych trójfazowej maszyny pierścieniowej przy dwustronnym zasilaniu. Przegląd Elektrotechniczny 1992, nr 4, s. 78-82.
9. Simiński R.: Praca silnika indukcyjnego pierścieniowego przy dwustronnym zasilaniu. Praca dyplomowa, Politechnika Poznańska, Instytut Elektrotechniki Przemysłowej 1972.
10. Słodzinka W.: Sterowanie prędkością silnika indukcyjnego dwustronnie zasilanego. Przegląd Elektrotechniczny 1983 nr 3, s. 105-108.
11. Szaflarski A.: About the operation of an ac-excited synchronous machine at the near-optimum region. XII Sympozjum on Electromagnetic Phenomena in Nonlinear Circuits, Poznań 1994, s. 249-254.
12. Szaflarski A., Samcik L., Gwóźdź M.: Zasady sterowania układu dwustronnie zasilanej trójfazowej maszyny pierścieniowej z tranzystorową przetwornicą częstotliwości. Przegląd Elektrotechniczny, 1992, nr 12, s. 269-273.
13. Szaflarski A.: O pewnych właściwościach maszyny dwustronnie zasilanej. Mat. V Symp. „Podstawowe problemy energoelektroniki”, Gliwice-Ustroń, marzec 1993, s. 251-256.

Recenzent: Prof. dr hab. inż. Tadeusz Glinka, Politechnika Śląska

Wpłynęło do Redakcji dnia 15 marca 1996 r.

Abstract

The paper presents a mathematical model of an induction slip-ring motor formed under typical assumptions, which is supplied from a stator as well as a rotor side - the so called doubly fed motor (DFM). This model has been used to prepare an algorithm for computations of steady-state curves of the DFM. All exemplary characteristics have been computed for a small 1,1 kW; 1385 rev/min motor. Two groups of curves are presented: the first one giving the currents, power, efficiency, etc. of DFM as the rotor voltage function for the constant torque of the motor. The second group of curves, called external characteristics, present the currents, power, efficiency, etc. as the function of the load torque. This group of curves has been compared with the characteristics of the same motor with shorted rings.

It is shown in the paper that if the DFM works with various velocities and load, the rotor voltage should be matched so that the steady operation in full range is possible with the advantageous efficiency, power factor, etc. Employing the minimum losses criterion for the DFM, the function of the rotor voltage versus load torque has been found. This function has been called the regulation function of the motor. The comparison of DFM with the motor with shorted slip-rings shows, that the former has got higher overload factor and can achieve better efficiency and power factors, due to the possible adjustment of the rotor voltage.