

Walery Potapow

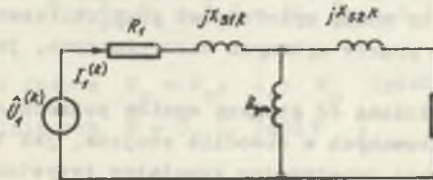
Zakład Maszyn Elektrycznych
Politechniki ŚląskiejWYZNACZENIE CHARAKTERYSTYK SILNIKA INDUKCYJNEGO
Z WIRNIKIEM KLATKOWYM ZASILANEGO PRZEZ KOMUTATOR
TYRYSTOROWY

Streszczenie. W artykule przedstawiono metodykę analizy własności silnika indukcyjnego zasilanego z sieci 3-fazowej poprzez układ tyrystorowy przeciwnie równoległy. Analizę przeprowadza się w oparciu o schematy zastępcze silnika obowiązujące w stanach pracy ustalonej. Obliczone charakterystyki mechaniczne $M = f(n)$ silnika indukcyjnego klatkowego 380 V, 11 kW, 960 obr/min. są praktycznie zgodne z charakterystykami zmierzonymi.

1. Wprowadzenie

Własności w stanie ustalonym silnika indukcyjnego zasilanego ze źródła symetrycznego trójfazowego niesinusoidalnego napięcia bez przewodu zerowego, wynikają ze schematu zastępczego i analizy harmonicznego odkształconych napięć i prądów fazowych.

Przy założeniu liniowości elementów w schemacie zastępczym maszyny (przy pominięciu nasycenia obwodu magnetycznego) obowiązuje zasada superpozycji, w wyniku której dla każdej harmonicznej napięcia i prądu fazowego (rys. 1.1) określamy zależność między napięciem a prądem stojana i wirnika dla każdej harmonicznej. W schemacie zastępczym pominięto straty w żelazie i przyjęto wirnik o stałej wartości rezystancji i impedancji rozproszenia (bez wypierania prądu w wirniku).



Rys. 1.1. Schemat zastępczy maszyny indukcyjnej w stanie ustalonym dla k-tej harmonicznej

Poślizg wirnika dla k-tej harmonicznej

$$S^{(k)} = \frac{n^{(k)} - n}{n^{(k)}} = 1 - (1-s) \cdot \frac{n_1}{n^{(k)}}$$

gdzie:

s - poślizg wirnika dla podstawowej harmonicznej;
 n_1 ; $n^{(k)}$ - prędkość synchroniczna podstawowej i k-tej harmonicznej.

Jeżeli istnieje symetria kształtu fazowego napięcia zasilania typu:

$$f(t) = -f\left(t + \frac{T}{2}\right) \quad (1.1)$$

gdzie:

T - okres zmienności funkcji

i uwzględnia się zasilanie stojana silnika bez przewodu zerowego wystąpią jedynie nieparzyste harmoniczne w napięciu i prądzie stojana

$$k = (6g + 1)$$

gdzie:

g - liczby całkowite dodatnie, ujemne i zero.

Przy symetrii napięć fazowych:

$$U_a(t) = U_b\left(t - \frac{T}{3}\right) = U_c\left(t - \frac{2T}{3}\right) \quad (1.2)$$

harmoniczne przy $g > 0$ wytwarzają pole wirujące w kierunku zgodnym z kierunkiem pola od harmonicznej podstawowej: ($k = 1$), a przy $g < 0$ o kierunku przeciwnym

$$S^{(k)} = 1 - \frac{1 - s}{6g + 1} \quad (1.3)$$

Założywszy, że rozpatruje się tylko pracę silnikową maszyny w zakresie poślizgów $0 < s < 1$, można przyjąć w przybliżeniu $S^{(k)} \approx 1$. Wynika stąd że dla wyższych harmonicznych maszyna ma impedancję zbliżoną do stanu zwarcia. Przybliżenie to można wykorzystać przy obliczaniu prądów harmonicznych i momentów od prądów wyższych harmonicznych, jeśli dane są napięcia harmoniczne.

Jeśli napięcie przyłożone do stojana wynika pośrednio z działania przełączalnych zaworów sterowanych w obwodzie stojana, jak to ma miejsce przy zasilaniu stojana poprzez symetryczny komutator tyrystorowy, nie jest a priori znana zawartość harmonicznych w napięciu stojana, wiadomo jedynie, że kształt napięcia stojana spełnia warunki symetrii (1.1); (1.2). W dalszej części wykazano, że można otrzymać dobre przybliżenie wyznaczając re-

zultaty analizy układu złożonego z trzech dwójników R-L połączonych w gwiazdę symetryczną bez przewodu zerowego i zasilanego z symetrycznego źródła napięcia trójfazowego o przebiegu sinusoidalnym poprzez komutator tyrystorowy. Ustalone przebiegi prądu i napięcia w tym przypadku są wynikiem sekwencyjnego ułożenia odcinków przebiegów niustalonych w skojarzonych elementach R-L. Wyniki analizy układu R-L przedstawiono w pracy [4], gdzie zamieszczono wyniki rozkładu odkształconych napięć i prądów na szereg Fouriera.

2. Zastosowanie dwuosiowej transformacji (α ; β) dla 3-fazowego układu R-L zasilanego z komutatora trójfazowego

Związki między trzema napięciami fazowymi na zaciskach dwójnika R-L a prądami fazowymi w dwójnikach można przedstawić w postaci kompleksorowej na płaszczyźnie liczb zespolonych o osi liczb rzeczywistych pokrywającej się z umyślną osią fazy a. Umyślone osie faz b i c są przesunięte wzajemnie o 120° .

Uogólnione napięcie

$$\hat{U} = U_{1\alpha} + j U_{1\beta} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 \\ \hat{a} \\ \hat{a}^2 \end{bmatrix}^T \cdot \begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Uogólniony prąd i liniozwoje

$$\hat{I}_1 = I_{1\alpha} + j I_{1\beta} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 \\ \hat{a} \\ \hat{a}^2 \end{bmatrix}^T \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad i \hat{\psi}_1 = \hat{I}_1 \cdot L_1$$

gdzie:

$$\hat{a} = e^{j 120^\circ}$$

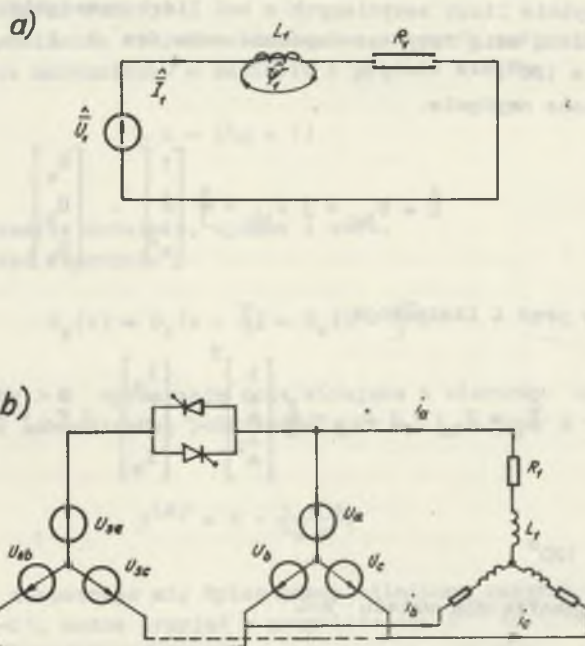
Prawo Kirchhoffa dla układu R-L

$$\hat{U} = \frac{d}{dt} \hat{\psi}_1 + \hat{I}_1 R = (L_1 \frac{d}{dt} + R_1) \hat{I}_1 \quad (2.2)$$

Z kolei wielkości fazowe $W_n = U_n$; i_n ; ψ_n (gdzie $n = a:b:c$) wynikają z wielkości uogólnionych $\hat{W} = \hat{U}$, \hat{I} bądź $\hat{\psi}$;

$$\begin{bmatrix} W_a \\ W_b \\ W_c \end{bmatrix} = \operatorname{Re} \left\{ \hat{W} \begin{bmatrix} 1 \\ \hat{a}^{-1} \\ \hat{a}^{-2} \end{bmatrix} \right\} \quad (2.3)$$

Rysunek 2.1a przedstawia schemat zastępczy wiążący wielkości uogólnione odpowiednio do równań (2.2). Schemat na rys. 2.1a można przekształcić na schemat w którym obowiązują relacje wielkości fazowych $W_n = U_n; i_n; \psi_n$, odpowiednio do równań (2.3) - rys. 2.1b. Na rysunku tym linią przerywaną uzupełniono schemat zastępczy układem komutatora tyrystorowego wytwarzającego symetrycznie odkształcone napięcie trójfazowe na zaciskach dwójnika R-L. Napięcia U_n i prądu i_n są znane z analizy układu R-L rozpatrzonej w pracy [4].



Rys. 2.1. Schemat zastępczy dwójnika R-L

a) we współrzędnych uogólnionych, b) we współrzędnych fazowych

3. Transformacja dwuosiowa ($\alpha; \beta$) silnika indukcyjnego i zastępczy schemat fazowy

Poczyniono następujące założenia upraszczające przy rozpatrywaniu zjawisk elektromagnetycznych w stanach nieustalonych maszyny n-fazowej:

- przyjęcie uzwojeń o rozłożeniu sinusoidalnym bądź ograniczenie rozważań do podstawowej harmonicznej przestrzennej przepływu,
- przyjęcie nienasyconego obwodu magnetycznego,
- przyjęcie wirnika o jednym elektrycznym obwodzie zastępczym o stałych skupionych;

Obowiązuje relacja między napięciem i prądem uogólnionym wyrażonym na płaszczyźnie liczb zespolonych nieruchomej względem stojana (płaszczyzna $\alpha; \beta$ we współrzędnych prostokątnych) o osi liczb rzeczywistych pokrywającej się z osią fazy a stojana. Osie faz b i c przesunięte symetrycznie o 120°

$$\begin{aligned}\hat{U}_1 &= \frac{d}{dt} \hat{\psi}_1 + \hat{I}_1 R_1 \\ 0 &= \left(\frac{d}{dt} - j\omega\right) \hat{\psi}_2 - \hat{I}_2 R_2 \\ \hat{\psi}_1 &= \hat{I}_1 L_1 - \hat{I}_2 L_{12} \\ \hat{\psi}_2 &= \hat{I}_1 L_{12} - \hat{I}_2 L_2\end{aligned}\quad (3.1)$$

Wielkości fazowe wynikają z równania (2.3). Rys. 3.1a przedstawia schemat zastępczy wiążący wielkości uogólnione $\hat{W} = \hat{U}_1; \hat{I}_1; \hat{I}_2; \hat{\psi}_1; \hat{\psi}_2$; odpowiednio do równań (3.1).

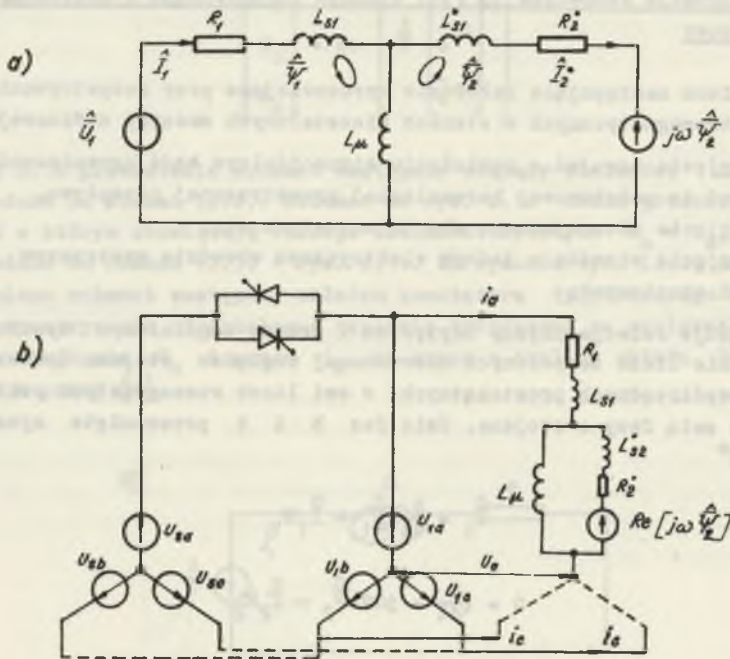
Uogólnione odkształcone napięcie stojana

$$\hat{U}_1 = \sum_{k=(6g+1)} \hat{U}(k) e^{j(6g+1)\omega_0 t}$$

W stanie ustalonym wszystkie wielkości \hat{W} ze schematu zastępczego (rys. 3.1a) mają postać analogiczną

$$\hat{W}(t) = \sum_{k=(6g+1)} \hat{W}(k) e^{j(6g+1)\omega_0 t} \quad (3.2)$$

Rys. 3.1b przedstawia schemat zastępczy wiążący wielkości fazowe, na którym uzupełniono linią przerywaną komutator tyrystorowy.



Rys. 3.1. Schemat zastępczy maszyny indukcyjnej
a) we współrzędnych uogólnionych, b) we współrzędnych fazowych

Napięcie rotacji w zastępczym obwodzie wirnika n -tej fazy jest uzależnione od prądów w fazach pozostałych.

W fazie a -tej:

$$\operatorname{Re}(j\omega \hat{\Psi}_2) = \omega \frac{L_2}{\sqrt{3}} \left[(i'_{2c} - i_{1c} k_r) - (i'_{2b} - i_{1b} k_r) \right] \quad (3.3)$$

i odpowiednio cyklicznie w fazach pozostałych.

Napięcie między punktami zerowymi jest równe zero z uwagi na symetrię układu i zasilania.

Schemat na rys. 3.1b może posłużyć do obliczenia przebiegu prądu i napięć fazowych a, b, c przy uwzględnieniu sekwencji przewodzenia tyristorów komutatora. Schemat ten jest o wiele bardziej skomplikowany niż schemat dwójnika R - L skojarzonego w układ trójfazowy z rys. 2.1b. Nawet przy zerowej prędkości wirowania (kiedy napięcie rotacji jest równe zero) schemat jest bardziej skomplikowany niż w 3-fazowym dwójniku na skutek indukcyjności poprzecznej L_{μ} . Można otrzymać relacje o dobrym przybliżeniu, jeśli uwzględni się, że w napięciu rotacji dominuje napięcie wyrażone przez harmoniczną podstawową prądu fazowego.

W obwodzie wirnika na schemacie zastępczym (rys. 3.1a) obowiązuje dla każdej harmonicznej równanie napięć

$$j(6g + 1)\omega \hat{\psi}_2^{(k)} - \hat{I}_2^{(k)} R_2^* - j\omega \hat{\psi}_2^{(k)} = 0$$

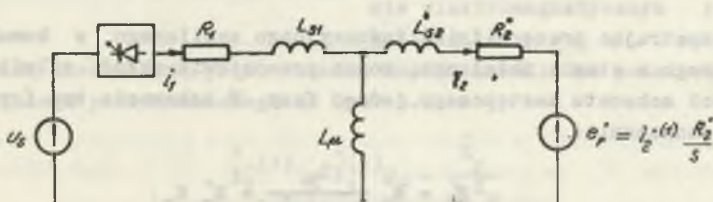
stąd

$$j\omega \hat{\psi}_2^{(k)} = \frac{\omega}{(6g + 1)\omega - \omega} \hat{I}_2^{(k)} R_2^* = \frac{1 - s}{6g + s} \hat{I}_2^{(k)} R_2^* \quad (3.4)$$

Dla harmonicznej podstawowej napięcia rotacji

$$j\omega \hat{\psi}_2^{(1)} = \hat{I}_2^{(1)} R_2^* \frac{1 - s}{s} \quad (3.5)$$

Stosownie do równań (3.4) napięcie rotacji dla wyższych harmonicznych jest znacznie mniejsze od $j\omega \hat{\psi}_2^{(1)}$. Przy pominięciu małego napięcia rotacji od wyższych harmonicznych obowiązuje przybliżony schemat zastępczy każdej z faz (rys. 3.2).



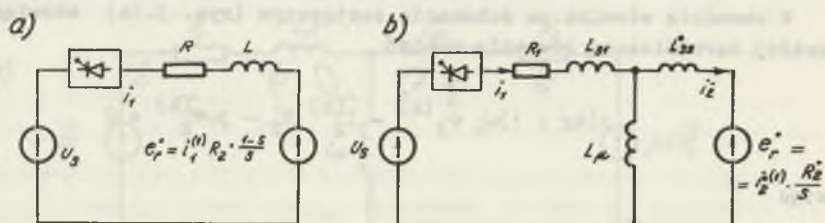
Rys. 3.2. Schemat zastępczy maszyny indukcyjnej przy pominięciu napięcia rotacji wyższych harmonicznych

Schemat ten można wykorzystać jako podstawę do przybliżonej analizy harmonicznych napięcia i prądu silnika. Przybliżenie polega na doprowadzeniu schematu do układu R-L, rozwiązanego pod względem zawartości harmonicznych napięcia i prądu.

Można wyodrębnić dwie drogi postępowania:

- w przypadku silnika z wirnikiem pierścieniowym z dużą rezystancją dodatkową w obwodzie wirnika można pominąć poprzeczną indukcyjność magnesowania L_{μ} w schemacie zastępczym (rys. 3.3a),
- w przypadku silnika z wirnikiem klatkowym można pominąć wpływ rezystancji R_2^* na rozpył prądów wyższych harmonicznych w schemacie zastępczym i przy ścisłym jej uwzględnieniu dla harmonicznej podstawowej (rys. 3.3b). W schemacie tym przyjęto oznaczenie:

$$e_r^* = i_2^{(1)} \frac{R_2^*}{s}$$



Rys. 3.3. Schemat zastępczy maszyny indukcyjnej

a) z wirnikiem pierścieniowym z dużą rezystancją dodatkową w obwodzie wirnika, b) z wirnikiem klatkowym

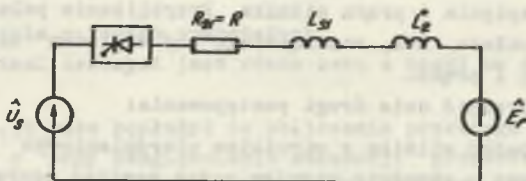
W dalszym ciągu artykułu ograniczono się do analizy schematu (3.3b) obowiązującego dla silników klatkowych. Metoda daje dobre przybliżenie również w przypadku silników z wirnikiem pierścieniowym ze stosunkowo niewielką rezystancją dodatkową w wirniku.

4. Określenie charakterystyk elektromechanicznych silnika indukcyjnego zasilanego z tyrystorowego komutatora napięcia

Rozpatrując pracę silnika indukcyjnego zasilanego z komutatora tyrystorowego w stanie ustalonym, można przedstawić układ silnik-komutator w postaci schematu zastępczego jednej fazy. W schemacie tym (rys. 4.1) przyjęto oznaczenia:

$$E_r = E_r^* \frac{L_{\mu}}{L_{B2} + L_{\mu}} = E_r^* k_r$$

$$i_2^* = \frac{L_{B2}}{L_{B2} + L_{\mu}} i_1$$



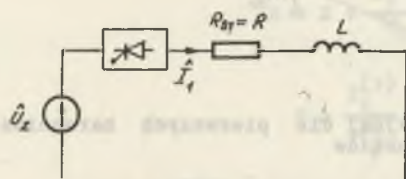
Rys. 4.1. Schemat zastępczy maszyny indukcyjnej zasilanej z tyrystorowego komutatora napięcia

Z uwagi na to, że napięcie $E_r(t)$ jest napięciem sinusoidalnym o częstotliwości podstawowej harmonicznej, można działające napięcia $\hat{U}_s(t)$ i $\hat{E}_r(t)$ zastąpić jednym napięciem zastępczym $\hat{U}_z(t)$

$$\hat{U}_z = \hat{U}_s - \hat{E}_r \quad (4.1)$$

Stąd rozpatrywany układ zasilania maszyny indukcyjnej doprowadza się do układu przedstawionego na rys. 4.2

gdzie:



$$R = R_s$$

$$L = L_{s1} + L_2^*$$

$$\hat{U}_z = \hat{U}_s - \hat{E}_r$$

Rys. 4.2. Schemat zastępczy maszyny indukcyjnej zasilanej z tyrystorowego komutatora napięcia

Dalsze rozważania dotyczyć będą tylko pierwszej harmonicznej prądu i napięcia, gdyż one decydują o momencie elektromagnetycznym rozwijanym przez silnik.

Pierwszą harmoniczną prądu wirnika można określić na podstawie schematu zastępczego przedstawionego na rys. 3.2

$$\hat{I}_2^{(1)} = \hat{I}_1^{(1)} k_r - \frac{\hat{E}_r}{j X_{\mu}} \quad (4.2)$$

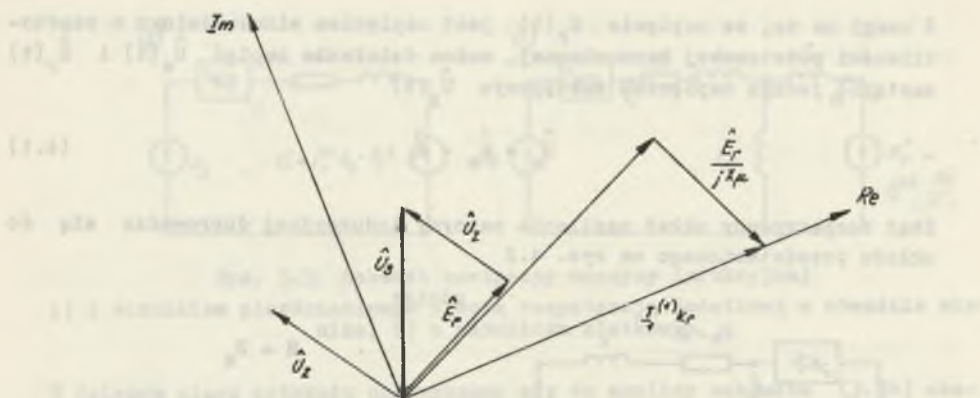
Wstawiając zamiast \hat{E}_r wielkość $\hat{U}_s - \hat{U}_z$ otrzymuje się

$$\hat{I}_2^{(1)} = \hat{I}_1^{(1)} k_r - \frac{\hat{U}_s - \hat{U}_z}{j X_{\mu}} \quad (4.3)$$

Równanie (4.3) można przedstawić w innej postaci wprowadzając płaszczyznowe liczby zespolone, której oś rzeczywista pokrywa się ze wskazem $\hat{I}_1^{(1)}$.

Równanie (4.3) przyjmie postać:

$$\hat{I}_2^{(1)} e^{j\psi_2} = \hat{I}_1^{(1)} k_r - \frac{U_s e^{j(\psi_1^{(1)} - \alpha^n)} - U_z e^{j\psi_1^{(1)}}}{j X_{\mu}}; \quad (4.4)$$



Rys. 4.3. Wykres wskazowy maszyny indukcyjnej dla pierwszych harmonicznych napięć i prądów

W równaniu powyższym nieznanne są następujące wielkości:

$$I_2^{(1)}; \varphi_2; \text{ oraz } \alpha'';$$

$$\operatorname{ctg} \varphi_2 = \frac{U_s \cos(\psi_1^{(1)} - \alpha'') - U_z \cos \psi_1^{(1)}}{U_s \sin(\psi_1^{(1)} - \alpha'') - U_z \sin \psi_1^{(1)}} \quad (4.5)$$

Równanie (4.5) wynika z wykresu wskazowego oraz z warunku, że siła elektromotoryczna \hat{E}_r ma ten sam kierunek co prąd $\hat{I}_2^{(1)}$, gdyż zachodzi

$$\hat{E}_r = \hat{I}_2^{(1)} \frac{R_2}{s} \quad \text{ i } \quad \hat{E}_r = \hat{E}_r^* k_r$$

Rozkładając równanie (4.4) na część rzeczywistą i urojoną oraz dołączając do układu tych równań równanie (4.5), uzyskuje się układ trzech równań.

$$\begin{aligned} I_2^{(1)} \cos \varphi_2 &= I_1^{(1)} k_r + \frac{U_z}{X_m} \sin \psi_1^{(1)} - \frac{U_s}{X_m} \sin(\psi_1^{(1)} - \alpha'') \\ I_2^{(1)} \sin \varphi_2 &= -\frac{U_z}{X_m} \cos \psi_1^{(1)} + \frac{U_s}{X_m} \cos(\psi_1^{(1)} - \alpha'') \end{aligned} \quad (4.6)$$

$$\frac{U_s \cos(\psi_1^{(1)} - \alpha'') - U_z \cos \psi_1^{(1)}}{U_s \sin(\psi_1^{(1)} - \alpha'') - U_z \sin \psi_1^{(1)}} = \operatorname{ctg} \varphi_2$$

Po przekształceniu równań (4.6) otrzymuje się

$$(2 U_s U_z + I_1^{(1)} k_r X_{\mu} U_s \sin \psi_1^{(1)}) \cos \alpha'' - \\ - I_1^{(1)} k_r X_{\mu} U_s \cos \psi_1^{(1)} \sin \alpha'' - I_1^{(1)} k_r X_{\mu} U_z \sin \psi_1^{(1)} - U_s^2 - U_z^2 = 0$$

Dzieląc obie strony przez $U_s \cdot U_z$ oraz oznaczając

$$A = 2 + \frac{I_1^{(1)}}{U_z} k_r X_{\mu} \sin \psi_1^{(1)} \\ B = \frac{I_1^{(1)}}{U_z} k_r X_{\mu} \cos \psi_1^{(1)} \quad (4.7)$$

$$C = \frac{I_1^{(1)}}{U_s} k_r X_{\mu} \sin \psi_1^{(1)} + \frac{U_s}{I_1^{(1)}} \cdot \frac{I_1^{(1)}}{U_z} + \frac{I_1^{(1)}}{U_s} \cdot \frac{U_z}{I_1^{(1)}}$$

uzyskuje się równanie trygonometryczne z niewiadomym kątem

$$A \cos \alpha'' - B \sin \alpha'' - C = 0$$

stąd

$$\sin \alpha'' = \frac{-BC \pm A \sqrt{A^2 + B^2 - C^2}}{A^2 + B^2}; \quad (4.8)$$

Znając kąt α'' określa się wartość siły elektromotorycznej \hat{E}_r

$$\hat{E}_r e^{j\psi_2} = U_s e^{j(\psi_1^{(1)} - \alpha'')} - U_z e^{j\psi_1^{(1)}} \quad (4.9)$$

Dzieląc równanie (4.9) przez $I_1^{(1)}$ i rozkładając na część rzeczywistą i urojoną otrzymuje się:

$$\operatorname{Re} \left(\frac{\hat{E}_r}{I_1^{(1)}} \right) = \frac{U_s}{I_1^{(1)}} \cos(\psi_1^{(1)} - \alpha'') - \frac{U_z}{I_1^{(1)}} \cos \psi_1^{(1)} \\ \operatorname{Im} \left(\frac{\hat{E}_r}{I_1^{(1)}} \right) = \frac{U_s}{U_1^{(1)}} \sin(\psi_1^{(1)} - \alpha'') - \frac{U_z}{I_1^{(1)}} \sin \psi_1^{(1)}$$

Wobec tego

$$E_R = I_1^{(1)} \sqrt{\left[\operatorname{Re} \left(\frac{\hat{E}_R}{I_1^{(1)}} \right) \right]^2 + \left[\operatorname{Im} \left(\frac{\hat{E}_R}{I_1^{(1)}} \right) \right]^2}$$

Znając E_R określi się prąd $I_2^{(1)}$ z równania (4.4). Określenie E_R i $I_2^{(1)}$ pozwala na znalezienie momentu elektromagnetycznego i poślizgu silnika indukcyjnego

$$M = \frac{P_{\psi}}{\omega_1} = \frac{m}{\omega_1} \left[I_2^{(1)} \right]^2 \frac{R_r'}{s} = \frac{3}{\omega_1 k_r} E_R I_2^{(1)} \quad (4.10)$$

$$S = \frac{R_2' I_2^{(1)}}{E_R} \cdot k_r \quad (4.11)$$

Jak wynika z układu równań (4.6) dla określenia α'' ; \hat{E}_R i $\hat{I}_2^{(1)}$ konieczna jest znajomość

$$I_1^{(1)}; \frac{U_z}{I_1^{(1)}}; \psi_1^{(1)}$$

W pracy [4] podano dla układu R-L równania umożliwiające obliczenie następujących charakterystyk:

$$\frac{U_1^{(1)}}{U_z} = f_1(\alpha)$$

$$\varphi_1 = f(\alpha)$$

Biorąc pod uwagę, że $\hat{U}_1^{(1)} = \hat{I}_1^{(1)} \hat{Z}$ można określić charakterystykę

$$1) \frac{I_1^{(1)}}{U_z} = \frac{1}{Z} f_1(\alpha) = f_z(\alpha)$$

$$2) \cdot \psi_1^{(1)} = \varphi_1 + \varphi = f_2(\alpha)$$

gdzie:

$$Z = \sqrt{R^2 + (\omega_1 L)^2} \quad \varphi = \arctg \frac{\omega_1 L}{R}$$

Kąt α' jest kątem wysterowania tyrystorów względem napięcia \hat{U}_z , dla rzeczywistego napięcia \hat{U}_z kąt wysterowania tyrystorów wynosi:

$$\alpha = \alpha' - \alpha''$$

Znając

$$\frac{I_1^{(1)}}{U_z} = f_1(\alpha') \quad \psi_1^{(1)} = f_2(\alpha')$$

dla schematu zastępczego z rys. 4.2, można dla zadanego $I_1^{(1)}$ z przedziału

$$I_0 \leq I_1^{(1)} \leq I_z$$

gdzie:

I_0 - prąd biegu jałowego silnika,

I_z - prąd zwarcia silnika,

określić:

$$\begin{aligned} I_2^{(1)} = f(\alpha); \quad E_r = f(\alpha), \\ M = f(\alpha), \quad s = f(\alpha) \end{aligned} \quad \text{dla } I_1^{(1)} = \text{const}$$

Na tej podstawie otrzymuje się charakterystykę mechaniczną silnika

$$M = f(s) \quad \text{dla } \alpha = \text{const}$$

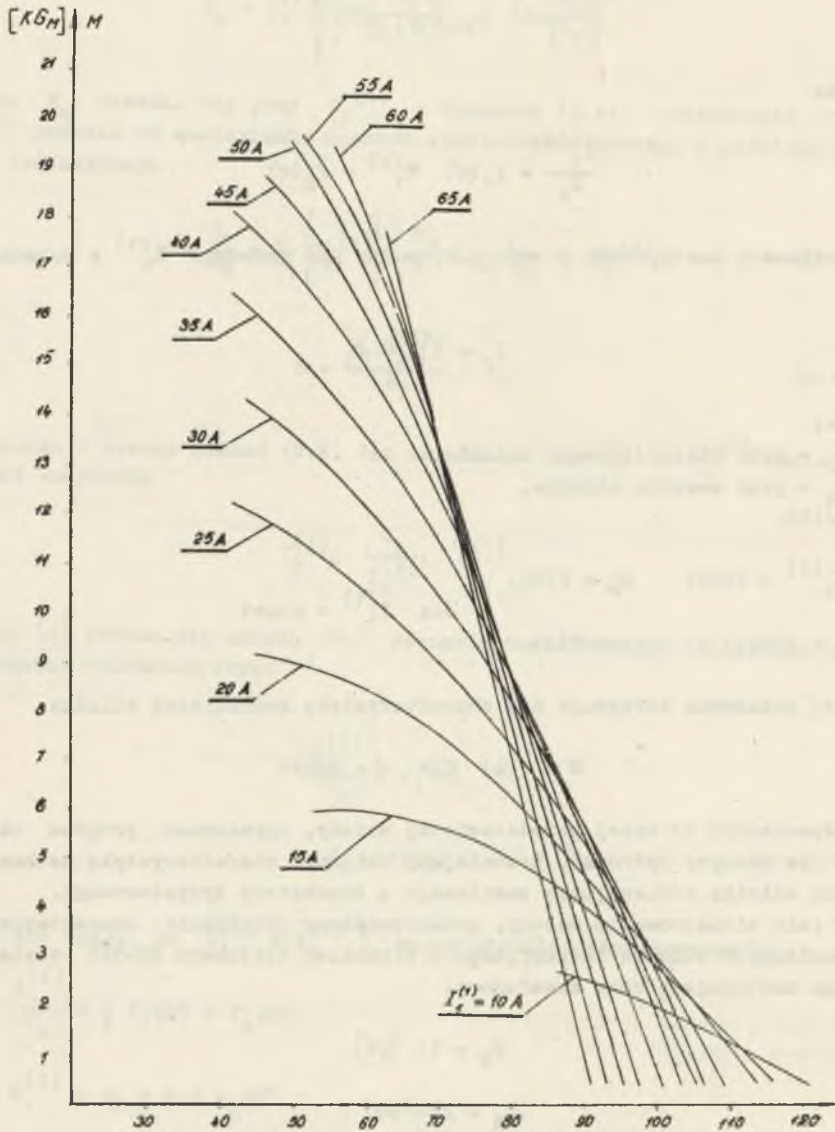
Odpowiednio do wyżej przedstawionej metody, opracowano program obliczeń dla maszyny cyfrowej, pozwalający obliczyć charakterystykę mechaniczną dla silnika indukcyjnego zasilanego z komutatora tyrystorowego.

W celu zilustrowania metody, przeprowadzono obliczenia charakterystyk mechanicznych silnika indukcyjnego z wirnikiem klatkowym SE-160 posiadającego następujące dane znamionowe:

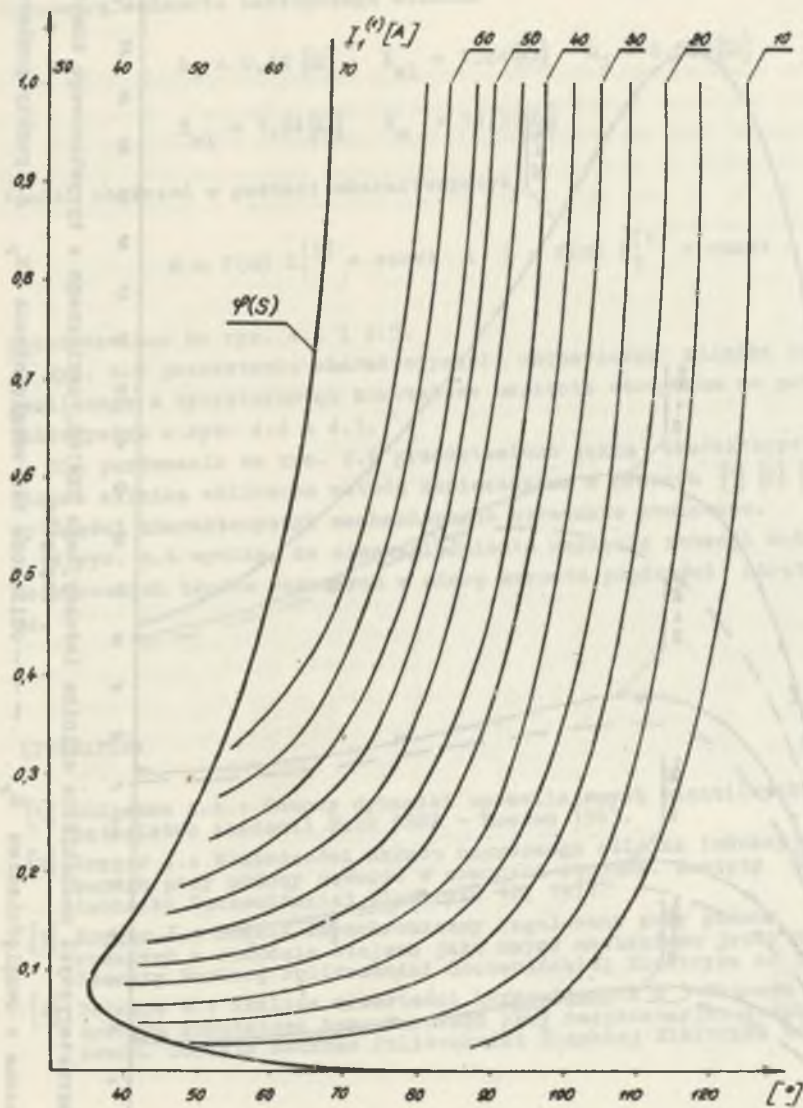
$$P_N = 11 \text{ [kW]}$$

$$U_N = 220/380 \text{ V}$$

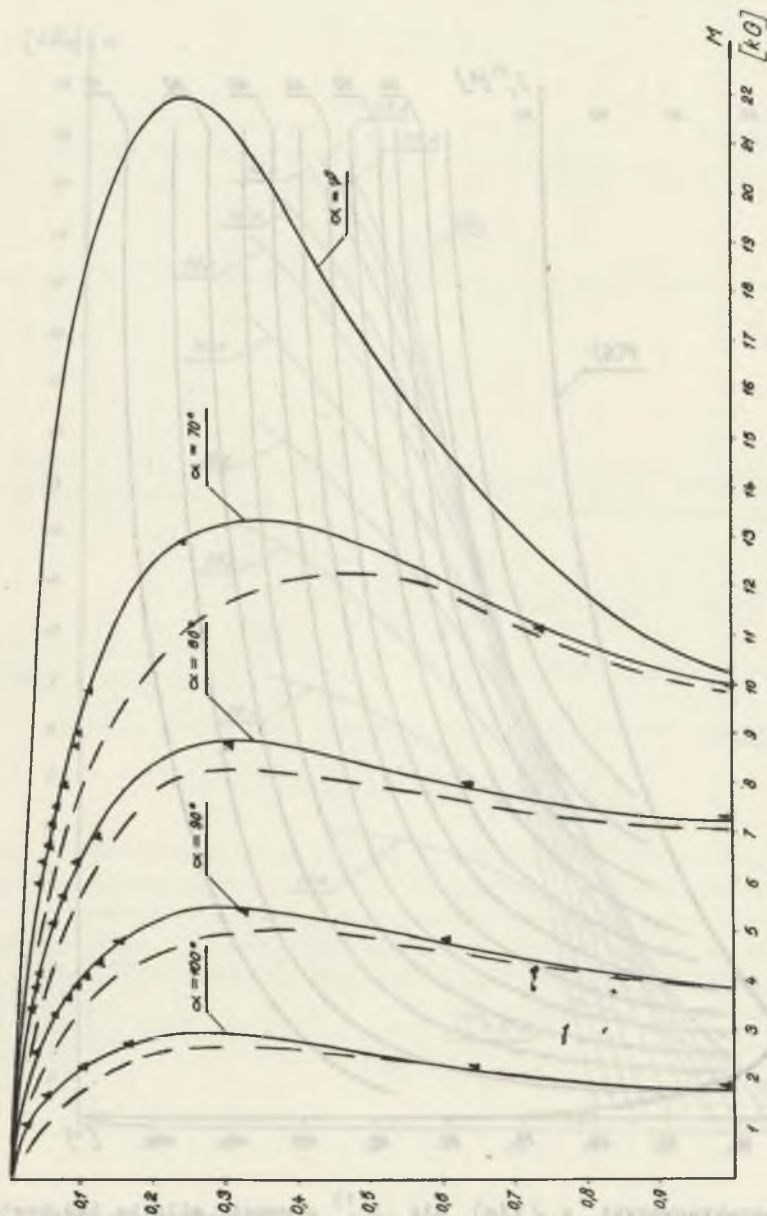
$$I_N = 39,6/23 \text{ A}$$



Rys. 4.4. Charakterystyki $M = f(\alpha)$ dla $I_1^{(1)} = \text{const}$ silnika indukcyjnego SE-160



Rys. 4.5. Charakterystyki $s = f(\alpha)$ dla $I_1^{(1)} = \text{const}$ silnika indukcyjnego SE-160



Rys. 4.6. Charakterystyki mechaniczne silnika indukcyjnego SE-160, zasilanego z tyrystorowego komutatora napięcia

— obliczone z uwzględnieniem E_T - - - obliczone bez uwzględnienia E_T \blacktriangle punkty pomiarowe

$$\cos \varphi_N = 0,63$$

$$n_N = 960 \text{ obr/min.}$$

Parametry schematu zastępczego silnika

$$R_1 = 0,42 [\Omega] \quad X_{\sigma 1} = 1,24 [\Omega] \quad R_2 = 0,553 [\Omega]$$

$$X_{r1} = 1,24 [\Omega] \quad X_m = 19,35 [\Omega]$$

Wyniki obliczeń w postaci charakterystyk

$$M = f(\alpha) I_1^{(1)} = \text{const} \quad \text{ i } \quad S = f(\alpha) I_1^{(1)} = \text{const}$$

przedstawiono na rys. 4.4 i 4.5.

Rys. 4.6 przedstawia charakterystyki mechaniczne silnika indukcyjnego zasilanego z tyrystorowego komutatora napięcia otrzymane na podstawie charakterystyk z rys. 4.4 i 4.5.

Dla porównania na rys. 4.6 przedstawiono także charakterystyki mechaniczne silnika obliczone metodą zamieszczoną w pracach [1] [2] [3], oraz punkty części charakterystyk mechanicznych otrzymane pomiarowo.

Z rys. 4.6 wynika, że nieuwzględnienie napięcia rotacji może prowadzić do znacznych błędów rosnących w miarę wzrostu prędkości obrotowej wirnika.

LITERATURA

- [1] Bulgakow A.A.: Osnovy dynamiki upravljajemych videntilnyh system. Izdatelstwo Akademii Nauk SSSR - Moskwa 1963.
- [2] Kryger J.: Właściwości układu napędowego silnika indukcyjnego sterowanego przy pomocy zaworów w obwodzie stojana. Zeszyty Naukowe Politechniki Szczecińskiej Elektryka 12, 1971.
- [3] Kryger J.: Silnik asynchroniczny regulowany przy pomocy zaworów sterowanych w obwodzie stojana jako napęd mechanizmu jazdy w dźwignicach. Zeszyty Naukowe Politechniki Szczecińskiej Elektryka nr 14, 1972.
- [4] Potapow W.: Analiza zawartości harmonicznych w 3-fazowym napięciu wyjściowym komutatora tyrystorowego przy rezystancyjno-indukcyjnym obciążeniu. Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej Elektryka nr 38. 1973.

Przyjęto do druku w styczniu 1974 r.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ИНДУКЦИОННОГО
ДВИГАТЕЛЯ С КОРОТКОЗАМКНУТЫМ РОТОРОМ
ПИТАЕМОГО ОТ ТИРИСТОРНОГО КОММУТАТОРА

Р е з ю м е

В статье представлена методика построения механических характеристик асинхронного двигателя с тиристорным коммутатором напряжения. Методика основана на анализе схем замещения асинхронного двигателя в установившемся режиме. Рассчитанные по этой методике механические характеристики асинхронного двигателя 380 в, 11 квт, 960 об/мин хорошо согласуются с характеристиками, снятыми экспериментально.

EVALUATION OF THE STEADY-STATE TORQUE-SPEED
CHARACTERISTICS OF AN INDUCTION MOTOR CONTROLLED
BY MEANS OF SYMMETRICALLY TRIGGERED THYRISTORS

S u m m a r y

A method for analysis of steady-state performance characteristics of induction motor controlled by means of symmetrically triggered thyristors in the stator phase is presented. The method bases on the steady-state equivalent circuit of induction motor. Calculated mechanical characteristics $M = f(n)$ of the 380 V, 11 kW, 960 rpm squirrel-cage induction motor are practically in accordance with measured characteristics (Fig.4,6).