ZESZYTY NAUKOWE POLITECHNIKI ŚLĄSKIEJ 1974

Seria: Elektryka z. 46 Nr kol. 427

Jacek T. Toporkiewicz

Instytut Podstawowych Problemów
Elektrotechniki i Energoelektroniki

WŁASNOŚCI SILNIKA SYNCHRONICZNEGO ZASILANEGO NAPIĘCIEM O ZMIENNEJ CZĘSTOTLIWOŚCI

Streszczenie. W artykule przedstawiono ogólną analizę maszyny synchronicznej zasilanej napięciem o zmiennej częstotliwości w stanie quasi-stacjonarnym. Jako podstawowy stan maszyny przyjęto stan silnikowy. Podano wzajemne zależności napięcia i częstotliwości przy stałej przeciążalności silnika oraz charakterystyki kątowe momentu dla różnych częstotliwości napięcia zasilającego.

1. Wprowadzenie

W nowoczesnym napędzie elektrycznym średniej i dużej mocy (powyżej ok. 100 kW) coraz częściej stosuje się silniki synchroniczne zamiast klasycznego, jak dotychczas, napędu asynchronicznego. Dotyczy to przede wszystkim bezpośredniego napędu maszyn wolnobieżnych, jak np. wolnoobrotowe pompy, sprężarki, młyny bębnowe itp. Zadecydowały o tym liczne zalety maszyn synchronicznych, z których najważniejsze to:

- możliwość regulacji współczynnika mocy $\cos\varphi$ poprzez zmianę prądu wzbudzenia silnika, a więc możliwość wykorzystania ich do celów kompensacji mocy biernej,
- największa sprawność wśród wszystkich maszyn wirujących, są to więc maszyny najbardziej ekonomiczne,
- liniowa zależność maksymalnego momentu synchronicznego od napięcia zasilania U przy stałym prądzie wzbudzenia (I_w = const)

$$M_{S\,max} = c\,U$$

Prędkość obrotowa silnika synchronicznego n pozostaje w ścisłej korelacji z częstotliwością f_1 napięcia zasilającego twornik:

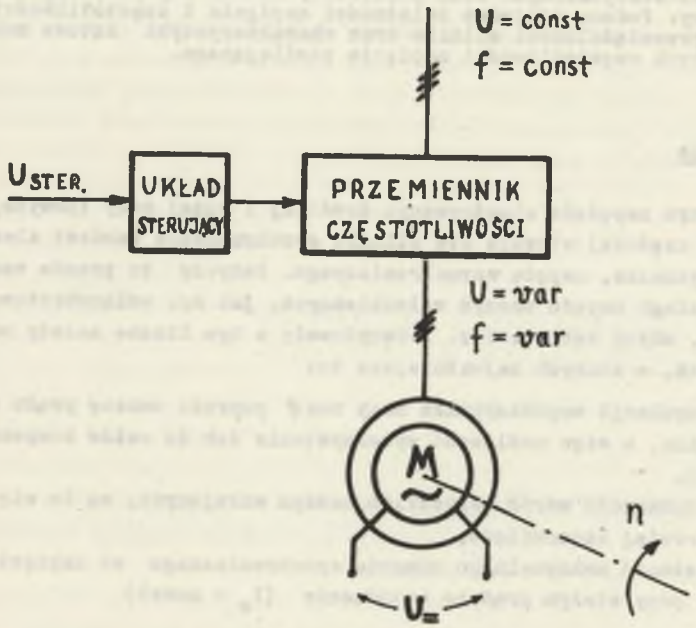
$$n = \frac{60\,f_1}{p_b} \tag{1.1}$$

Regulację prędkości silnika, tak ważną z punktu widzenia eksploatacji układu napędowego, można uzyskać poprzez:

- zmianę liczby par biegunów silnika (silnik wielobiegowy),
- zmianę częstotliwości napięcia zasilania silnika.

Idea sterowania częstotliwościowego polega na zasilaniu uzwojenia twornika silnika synchronicznego ze źródła napięcia o regulowanej częstotliwości (rys. 1.1). Zakres zmian częstotliwości napięcia zależy od wymaganego zakresu zmian prędkości obrotowej silnika i w najogólniejszym przypadku zawiera się on w granicach:

$$\Delta f = 0 \div f_{1N}$$



Rys. 1.1. Schemat układu: przemiennik częstotliwości silnik synchroniczny

Jako źródło napięcia o regulowanej częstotliwości służyć może:

- generator synchroniczny wraz z regulowanym układem napędowym o zakresie sterowania prędkości

$$\Delta n = 0 \div n_{MN} \frac{P_{bM}}{P_{bG}},$$

- statyczny przemiennik częstotliwości pośredni lub bezpośredni.

Obecny rozwój techniki, a zwłaszcza elektroniki przemysłowej, stwarza niezwykle dogodne warunki dla szerokiego stosowania napędu synchronicznego o regulowanej w całym zakresie prędkości obrotowej.

2. Założenia ogólne

Analizę silnika synchronicznego zasilanego napięciem o regulowanej częstotliwości przeprowadza się przy następujących założeniach:

- obwód magnetyczny silnika przyjmuje się jako nienasycony,
- pomija się reluktancję rdzenia maszyny, tzn. $\mu_{Fe} = \infty$,
- pola magnetyczne wytworzone przez uzwojenia przyjmuje się jako rozłożone sinusoidalnie w przestrzeni, przy czym uwzględnia się tylko podstawową harmoniczną strumieni skojarzonych,
- pomija się wpływ żłobków stojana na zmianę strumienia skojarzonego (zmiany indukcyjności wzajemnych uzwojeń silnika),
- twornik (stojan) silnika synchronicznego posiada uzwojenie 3-fazowe symetryczne, zasilane 3-fazowym symetrycznym i sinusoidalnym napięciem o zmiennej częstotliwości,
- wszelkie stany pracy maszyny synchronicznej przyjmuje się jako stany quasi-stacjonarne.

3. Ogólne równania maszyny synchronicznej zasilanej napięciem o zmiennej częstotliwości

W analizie własności maszyny synchronicznej wykorzystano uogólnione wektory napięcia, prądu i strumieni skojarzonych. Jako podstawowy stan maszyny przyjęto stan silnikowy (SSO). Układ współrzędnych przyjęto na stałe związany z układem biegunów magneśnicy. Wartości bezwzględne wszystkich wielkości maszynowych sprowadzone są na stronę obwodu twornika.

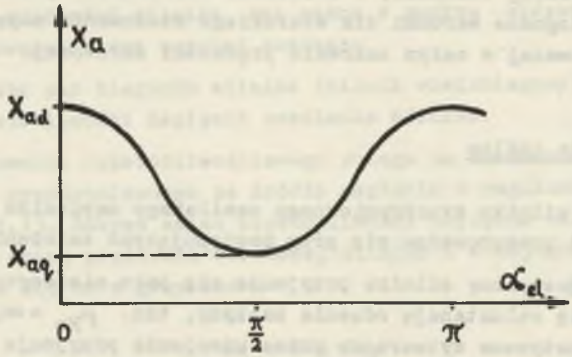
3.1. Układ biegunów wydatnych (maszyna jawnobiegunowa)

R ó w n a n i a n a p i ę ć:

Dla silnika synchronicznego w stanie ustalonym zachodzi:

$$\hat{\bar{U}} = \hat{\bar{I}} R_a + j\omega \hat{\bar{\psi}}$$

$$\hat{\bar{\psi}} = \hat{\bar{I}} L + \hat{\bar{I}}'_w L_a \tag{3.1}$$



Rys. 3.1. Zależność reaktancji oddziaływania twornika od kąta między osią przepływu twornika i osią jawnego bieguna magneśnicy

Rys. 3.2. Schemat przestrzenno-czasowy maszyny synchronicznej ($\varkappa = \frac{2\pi}{3}$)

W celu uzyskania niezmienniczości indukcyjności L i L_a względem położenia wektora prądu twornika i układu biegunów magneśnicy, to jest względem wartości kąta obrotu wirnika ϑ (rys. 3.2) celowym jest rozłożenie wektorów napięcia, prądu i liniozwojów na składowe osiowe (d, q, o) wg transformacji Parka:

$$\left[W_N\right] = \left[C\right] \times \left[W_K\right] \tag{3.2}$$

przy czym

$$\left[W_N\right] = \begin{bmatrix} W_d \\ W_q \\ W_o \\ W'_w \end{bmatrix}, \quad \left[W_K\right] = \begin{bmatrix} W_a \\ W_b \\ W_c \\ W'_w \end{bmatrix}, \quad \left[C\right] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\vartheta, & \cos(\vartheta + \frac{2\pi}{3}), & \cos(\vartheta + \frac{4\pi}{3}), & 0 \\ -\sin\vartheta, & -\sin(\vartheta + \frac{2\pi}{3}), & -\sin(\vartheta + \frac{4\pi}{3}), & 0 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{3}{2} \end{bmatrix}$$

Macierz [C] jest w tym wypadku identyczna dla transformacji napięć i prądów. Cechą ujemną takiej operacji jest to, że moc i moment elektromagnetyczny maszyny synchronicznej nie pozostają inwariantne względem transformacji. Inwariantność mocy i momentu względem przekształcenia można uzyskać przyjmując np. jako macierz transformacyjną prądu $\left[C_I\right]$ macierz [C],

a jako macierz transformacyjną napięć $[C_U]$ odwrotność transponowanej macierzy prądowej:

$$[C_U] = \begin{bmatrix} \cos\vartheta, & \cos(\vartheta + \frac{2\pi}{3}), & \cos(\vartheta + \frac{4\pi}{3}), & 0 \\ -\sin\vartheta, & -\sin(\vartheta + \frac{2\pi}{3}), & -\sin(\vartheta + \frac{4\pi}{3}), & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{3.3}$$

lub przyjąć identyczną macierz transformacyjną dla prądów i napięć, która jest macierzą ortogonalną względem macierzy $[C]$:

$$[C]_{ort} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\vartheta, & \cos(\vartheta + \frac{2\pi}{3}), & \cos(\vartheta + \frac{4\pi}{3}), & 0 \\ -\sin\vartheta, & -\sin(\vartheta + \frac{2\pi}{3}), & -\sin(\vartheta + \frac{4\pi}{3}), & 0 \\ 1/\sqrt{2}, & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} \end{bmatrix} \tag{3.4}$$

W niniejszej pracy zastosowano transformacje klasyczne (3.2), a więc niezmienniczość mocy i momentu nie jest zachowana.

Rozkładając wektory napięcia i strumienia skojarzonego na składowe osiowe (d, q, o) otrzymano:

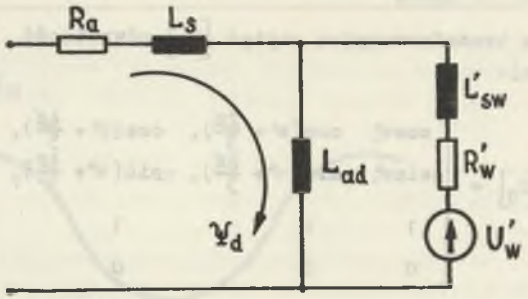
$$\hat{U} = U_d + jU_q = I_dR_a + jI_qR_a + j\omega\left[I_dL_d + I'_{wd}L_{ad} + j(I_qL_q + I'_{wq}L_{aq})\right] \tag{3.5}$$

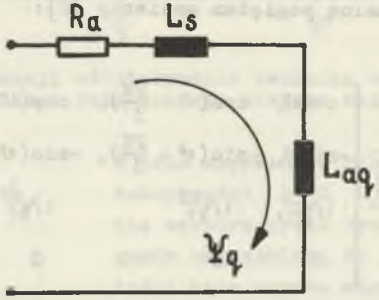
$$\hat{\psi} = \psi_d + j\psi_q = I_dL_d + I'_{wd}L_{ad} + j(I_qL_q + I'_{wq}L_{aq}) \tag{3.6}$$

Składowa zerowa ze względu na założenia w p. 2 nie występuje. Równania na pięć osiowych przy $I'_{wq}L_{aq} = 0$ są zatem następujące:

$$U_d = I_dR_a - \omega I_qL_q$$

$$U_q = I_qR_a + \omega(I_dL_d + I'_{wd}L_{ad}) \tag{3.7}$$





Rys. 3.3. Schemat zastępczy maszyny synchronicznej dla składowych osiowych: (A) - oś d, (B) - oś q

R ó w n a n i a p r ą d ó w :

Składowe osiowe prądu silnika określają równania:

$$I_d = \frac{U_d R_a + U_q \omega L_q - I'_{wd} \omega^2 L_{ad} L_q}{R_a^2 + \omega^2 L_d L_q}$$

$$I_q = \frac{U_q R_a - I'_{wd} \omega L_{ad} R_a - U_d \omega L_d}{R_a^2 + \omega^2 L_d L_q} \tag{3.8}$$

a stąd uogólniony wektor prądu twornika maszyny synchronicznej $\hat{\bar{I}}$ przy $E_m = I'_{wd}\omega L_{ad}$ oraz $I'_{wd} = I'_w$:

$$\hat{\bar{I}} = \frac{(U_d + jU_q)R_a - E_m(\omega L_q + jR_a) + U_q \omega L_q - jU_d \omega L_d}{R_a^2 + \omega^2 L_d L_q} \tag{3.9}$$

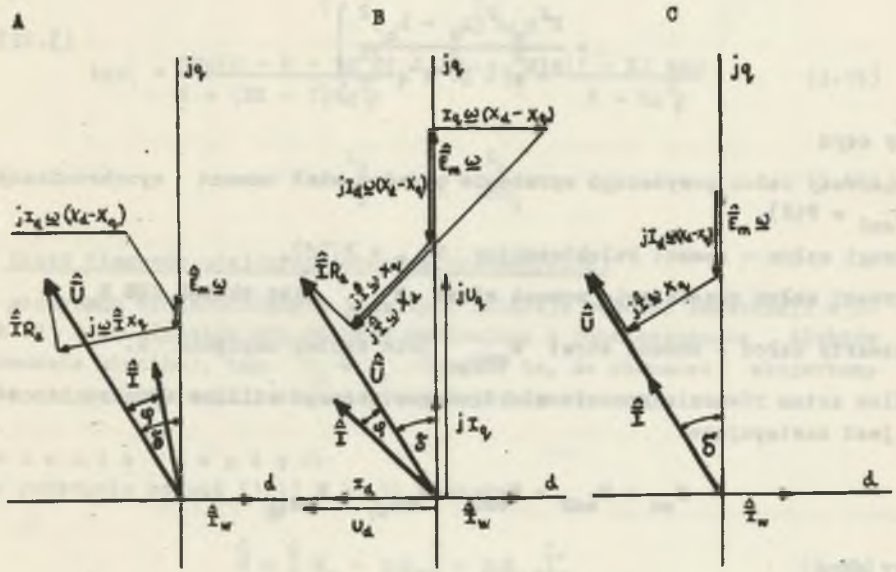
Uwzględniając, że

$$U_d = \hat{U}\, e^{j(\delta - \frac{\pi}{2})} \sin\delta, \quad jU_q = \hat{U}\, e^{j\delta} \cos\delta, \quad jE_m = \hat{E}_m$$

wówczas

$$\hat{I} = \frac{\hat{U}R_a - j\frac{\hat{U}}{2}(U_d + L_q) + j\frac{\hat{U}}{2}\omega(L_d - L_q)e^{j2\delta} + \hat{E}_m(j\omega L_q - R_a)}{R_a^2 + \omega^2 L_d L_q} \tag{3.10}$$

Na rys. 3.4 przedstawiono wykres wskazowy silnika synchronicznego jawnobiegunowego.



Rys. 3.4. Wykresy wskazowe jawnobiegunowego silnika synchronicznego (A) - silnik niedowzbudzony, (B) - silnik przewzbudzony, (C)- silnik przy $\cos\varphi = 1$

R ó w n a n i a m o m e n t ó w:

Moment elektromagnetyczny silnika synchronicznego, w ogólnym przypadku, jest określony następująco:

$$\left|\hat{M}_{em}\right| = \frac{3}{2} p_b\, \psi I \sin\alpha = \frac{3}{2} p_b(\psi_d I_q - \psi_q I_d) \tag{3.11}$$

Uwzględniając składowe osiowe strumienia i prądu silnika (3.6, 3.8) otrzymano:

$$M_{em} = \frac{3}{2} p_b \left\{ \frac{UI'_w L_{ad}\left[(2R_a^2\omega L_d - R_a^2\omega L_q + \omega^3 L_d L_q^2)\sin\delta - (R_a^3 - R_a\omega^2 L_d L_q + 2R_a\omega^2 L_q^2)\cos\delta\right]}{(R_a^2 + \omega^2 L_d L_q)^2} \right.$$

$$+ \frac{U^2\left[(L_d - L_q)(\omega^2 L_d L_q - R_a^2)\sin 2\delta - (L_d - L_q)\omega R_a (L_d + L_q)\cos 2\delta\right]}{2(R_a^2 + \omega^2 L_d L_q)^2} +$$

$$+ \frac{\omega I'_w L_{ad}^2 (R_a^2 + \omega^2 L_q^2)\, R_a}{(R_a^2 + \omega^2 L_d L_q)^2} +$$

$$\left. + \frac{U^2 R_a \omega^2 (L_d - L_q)^2}{2(R_a^2 + \omega^2 L_d L_q)^2} \right\} \tag{3.12}$$

przy czym

- pierwszy człon powyższego wyrażenia przedstawia moment synchroniczny $M_{emS} = F(\delta)$,
- drugi człon - moment reluktancyjny $M_{emR} = F(2\delta)$,
- trzeci człon przedstawia moment strat $M_{em\varrho_1}$ jako skutek SEM E_m,
- czwarty człon - moment strat $M_{em\varrho_2}$ jako skutek napięcia U.

Ogólne zatem równanie momentu elektromagnetycznego silnika synchronicznego jest następujące:

$$M_{em} = M_{emS} + M_{emR} + M_{em\varrho_1} + M_{em\varrho_2}$$

przy czym

$$M_{emS} = \frac{3}{2} p_b \frac{UI'_w L_{ad}}{R_a^2 + \omega^2 L_d^2} K_S \sin(\delta - \vartheta_1)$$

$$M_{emR} = \frac{3}{2} p_b \frac{U^2}{2} \frac{L_d - L_q}{R_a^2 + \omega^2 L_d L_q} K_R \sin 2(\delta - \vartheta_2) \tag{3.13}$$

$$M_{em\varrho_1} = \frac{3}{2} p_b \frac{I'_w L_{ad}^2}{L_d} \frac{tg\varrho\,(tg^2\varrho + 1)}{K(\frac{tg^2\varrho}{K} + 1)^2}$$

$$M_{em\varrho_2} = \frac{3}{2} p_b \frac{U^2}{2} \frac{L_d - L_q}{R_a^2 + \omega^2 L_d L_q} \frac{tg\varrho(1 - \frac{1}{K})}{\frac{tg^2\varrho}{K} + 1} \tag{3.13}$$

gdzie

$$K_S = \sqrt{1 + tg^2\varrho \frac{5(1 - \frac{1}{K})^2}{(\frac{tg^2\varrho}{K} + 1)^4} + tg^4\varrho \frac{(1 - \frac{1}{K})^2 - \frac{6}{K}(1 - \frac{1}{K})^2}{(\frac{tg^2\varrho}{K} + 1)^4} + tg^6\varrho \frac{\frac{5}{K^2}(1 - \frac{1}{K})^2}{(\frac{tg^2\varrho}{K} + 1)^4}} \tag{3.14}$$

$$K_R = \sqrt{1 + tg^2\varrho \frac{(1 - \frac{1}{K})^2}{(\frac{tg^2\varrho}{K} + 1)^2}} \tag{3.15}$$

$$tg\vartheta_1 = \frac{tg\varrho(2 - K + tg^2\varrho)}{K + (2K - 1)tg^2\varrho}, \quad tg\, 2\vartheta_2 = \frac{(1 + K)\, tg\varrho}{K - tg^2\varrho} \tag{3.16}$$

$$K = \frac{L_d}{L_d}, \quad tg\varrho = \frac{R_a}{\omega L_q} \tag{3.17}$$

3.2. Układ biegunów utajonych (maszyna cylindryczna)

W maszynach synchronicznych tego typu istnieje równość reaktancji w osiach d i q (pomija się różnice wynikające z rozmieszczenia żłobków na obwodzie wirnika), tzn. $X_d = X_q$. Oznacza to, że strumień skojarzony zamyka się wzdłuż drogi o stałej permeancji magnetycznej.

R ó w n a n i a n a p i ę ć:

Na podstawie równań (3.1) i (3.5) zachodzi

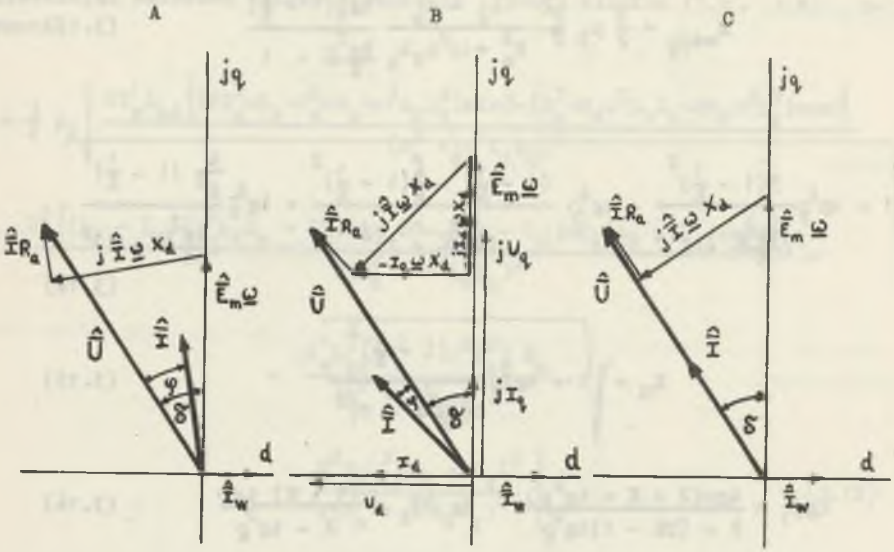
$$\hat{\bar{U}} = \hat{\bar{I}} R_a + j\omega L_d \hat{\bar{I}} + j\omega L_{ad} \hat{\bar{I}}'_w \tag{3.18}$$

R ó w n a n i a p r ą d ó w:

Z równania (3.10) wynika:

$$\hat{\bar{I}} = \frac{\hat{\bar{U}} - \hat{\bar{E}}_m}{R_a + j\omega L_d} \tag{3.19}$$

Na rys. 3.5 przedstawiono wykres wskazowy silnika synchronicznego cylindrycznego.



Rys. 3.5. Wykresy wskazowe cylindrycznego silnika synchronicznego (A) - silnik niedowzbudzony, (B) silnik przewzbudzony, (C) - silnik przy $\cos\varphi = 1$

R ó w n a n i a m o m e n t ó w:

Uwzględniając, że

$$K = 1, \quad K_S = 1, \quad tg\,\delta_1 = tg\,\varrho = \frac{R_a}{\omega L_d} = \frac{R_a}{\omega L_q},$$

$$M_{emR} = 0, \quad M_{em\varrho_2} = 0$$

moment elektromagnetyczny silnika jest określony następująco:

$$M_{em} = \frac{3}{2}\, p_b \left\{ \frac{U\, L_{ad} I'_w}{R_a^2 + \omega^2 L_d^2} \sin(\delta - \varrho) + \frac{\omega L_{ad}^2 I_w'^2}{\sqrt{R_a^2 + \omega^2 L_d^2}} \sin\varrho \right\} \tag{3.20}$$

3.3. Układ biegunów wydatnych, brak obwodu wzbudzenia (silnik reluktancyjny)

Dla silnika reluktancyjnego obowiązuje:

$$I_w = 0 \Leftrightarrow E_m = 0$$

R ó w n a n i a n a p i ę ć:

Na podstawie równania (3.5) otrzymano:

$$\hat{\bar{U}} = I_d R_a + jI_q R_a + j\omega(I_d L_d + jI_q L_q) \tag{3.21}$$

a stąd składowe osiowe napięcia twornika

$$\begin{aligned} U_d &= I_d R_a - \omega I_q L_q \\ U_q &= I_q R_a + \omega I_d L_d \end{aligned} \tag{3.22}$$

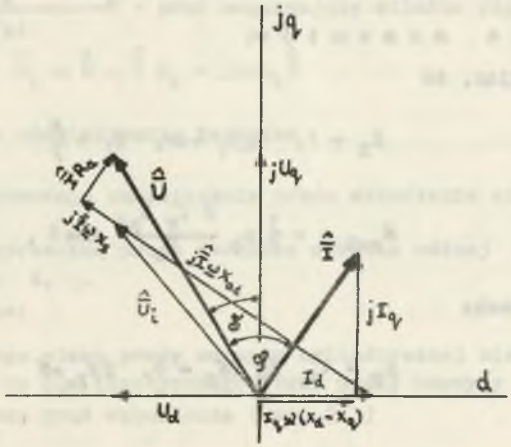
R ó w n a n i a p r ą d ó w:

$$\begin{aligned} I_d &= \frac{U_d R_a + U_q \omega L_q}{R_a^2 + \omega^2 L_d L_q} \\ I_q &= \frac{U_q R_a - U_d \omega L_d}{R_a^2 + \omega^2 L_d L_q} \end{aligned} \tag{3.23}$$

Wprowadzając uogólniony wektor prądu twornika otrzymano:

$$\hat{\bar{I}} = \frac{\hat{\bar{U}} R_a - j\frac{\hat{\bar{U}}}{2}\omega(L_d + L_q) + j\frac{\hat{\bar{U}}}{2}\omega(L_d - L_q)e^{j2\delta}}{R_a^2 + \omega^2 L_d L_q} \tag{3.24}$$

Wykres wskazowy silnika reluktancyjnego przedstawiono na rys. 3.6.



Rys. 3.6. Wykres wskazowy silnika reluktancyjnego

R ó w n a n i a m o m e n t ó w:

Uwzględniając, że $M_{emS} = 0$, $M_{em\varrho_1} = 0$, moment silnika osiąga wartość:

$$M_{em} = M_{emR} + M_{em\varrho_2}$$

to jest:

$$M_{em} = \frac{3}{2} p_b \frac{U^2}{2} \frac{L_d - L_q}{R_a^2 + \omega^2 L_d L_q} \left[K_R \sin 2(\delta - \vartheta_2) + \frac{tg\varrho(1 - \frac{1}{K})}{\frac{tg^2\varrho}{K} + 1} \right] \tag{3.25}$$

4. <u>Ogólne równania silnika synchronicznego dla częstotliwości napięcia zasilania $f = 0$</u>

R ó w n a n i a n a p i ę ć:

Z równań ogólnych silnika synchronicznego (3.1), (3.7) przy $f = 0 \Leftrightarrow$ $\Leftrightarrow \omega = 0$ wynikają zależności:

$$\hat{\bar{U}} = \hat{\bar{I}} R_a, \quad U_d = I_d R_a, \quad U_q = I_q R_a \tag{4.1}$$

R ó w n a n i a p r ą d ó w:

Z układu równań (4.1) wynikają wartości prądów $\hat{\bar{I}}$, I_d, I_q:

$$I_d = \frac{U_d}{R_a}, \quad I_q = \frac{U_q}{R_a}, \quad \hat{\bar{I}} = \frac{\hat{\bar{U}}}{R_a} = \frac{U_d + j\,U_q}{R_a} \tag{4.2}$$

R ó w n a n i a m o m e n t ó w:

Uwzględniając, że

$$K_S = 1, \quad tg\vartheta_1 = \infty, \quad \vartheta_1 = \frac{\pi}{2}$$

$$M_{emS} = -\frac{3}{2} p_b \frac{U I'_w L_{ad}}{R_a} \cos\delta ,$$

przy wartościach:

$$K_R = 1, \quad tg\, 2\vartheta_2 = 0, \quad 2\vartheta_2 = \pi \tag{4.3}$$

$$M_{emR} = -\frac{3}{2} p_b \frac{U^2}{R_a^2} \frac{L_d - L_q}{2} \sin 2\delta$$

oraz

$$M_{em\varrho_1} = 0, \quad M_{em\varrho_2} = 0$$

Tak więc moment elektromagnetyczny silnika osiąga wartości:

dla silnika jawnobiegunowego $M_{em\ jaw} = M_{emS} + M_{emR}$

dla silnika cylindrycznego $M_{em\ cyl} = M_{emS}$

dla silnika reluktancyjnego $M_{em\ rel} = M_{emR}$

5. Wpływ systemu biegunów na wielkość wzbudzenia silnika

Rozwiązując równanie (3.5) względem $I'_{wd} = I'_w$ (przy $I'_{wq} = 0$) uzyskuje się:

$$\hat{I}'_w = I'_w = -j\frac{\hat{U}}{L_{ad}} + j\frac{\hat{I}R_a}{L_{ad}} - \hat{I}\frac{L_s}{L_{ad}} - \hat{I} + jI_q\frac{L_d - L_q}{L_{aq}} =$$

$$= \hat{I}_\mu - \hat{I} + jI_q\frac{L_d - L_q}{L_{aq}} \tag{5.1}$$

Poszczególne składowe prądu wzbudzenia mają następujące znaczenie fizykalne:

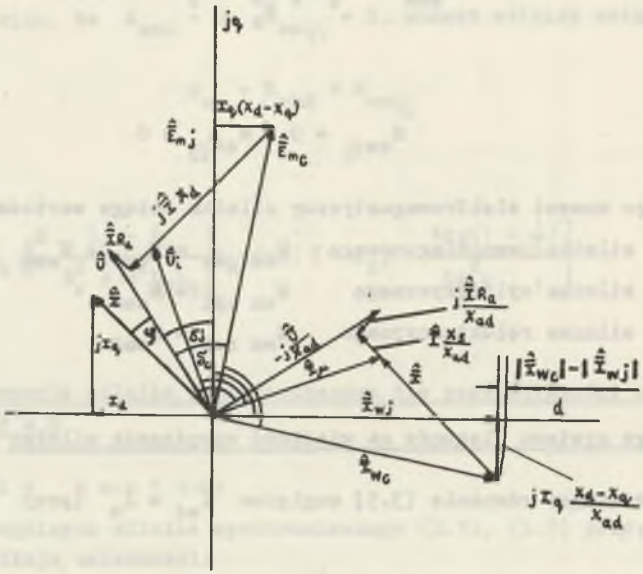
$\hat{I}_\mu = \dfrac{-j\hat{U} + \hat{I}R_a - \hat{I}\omega L_s}{\omega L_{ad}}$ - prąd magnesujący silnika dla wytworzenia wewnętrznej SEM: $\hat{U}_i = \hat{U} - \hat{I}R_a - j\omega L_s\hat{I}$

$\hat{I}$ - reprezentuje oddziaływanie twornika

$jI_q\dfrac{L_d - L_q}{L_{aq}}$ - powoduje zmniejszenie prądu wzbudzenia silnika, a wywołany jest składową poprzeczną prądu twornika wskutek różnej permeancji magnetycznej w osiach d, q.

Oznacza to, że:

- jeśli dla danego stanu pracy maszyny cylindrycznej niezbędny jest prąd wzbudzenia I'_w, to dla identycznego stanu pracy maszyny jawnobiegunowej wystarcza mniejszy prąd wzbudzenia (rys. 5.1)



Rys. 5.1. Porównanie wykresów wskazowych maszyn synchronicznych jawnobiegunowej i cylindrycznej

$$\hat{\bar{I}}'_{w\ jaw} = \hat{\bar{I}}'_{w\ cyl} - j\, I_q \frac{L_d - L_q}{L_{aq}} \tag{5.2}$$

- ponieważ $\hat{\bar{E}}_m = j\omega L_{ad} I'_w$, zatem dla danego stanu pracy maszyna jawnobiegunowa wymaga mniejszego napięcia magneśnicy niż maszyna cylindryczna.

Jako przykład przeprowadzono obliczenia dla 3-fazowego silnika synchronicznego o danych znamionowych:

$$P_N = 3{,}7\ \text{kW},\quad U_N = 380\ \text{V},\quad I_N = 5{,}7\ \text{A},\quad f_N = 50\ \text{Hz},\quad n_N = 1500\ \frac{\text{obr}}{\text{min}}$$

maszyna jawnobiegunowa	maszyna cylindryczna
$\underline{X}_d = 0{,}910$	$\underline{X}_q = 0{,}910$
$\underline{X}_q = 0{,}404$	$\underline{X}_q = 0{,}910$
$\underline{X}_s = 0{,}094$	$\underline{X}_s = 0{,}094$
$\underline{R}_a = 0{,}047$	$\underline{R}_a = 0{,}047$

Silnik pracuje w warunkach znamionowych:

$$\underline{U} = 1,\quad \underline{I} = 1,\quad f = 50\ \text{Hz},\quad \cos\varphi = 1$$

O t r z y m a n o:

dla silnika jawnobiegunowego $E_{m\ jaw} = 1{,}232$

dla silnika cylindrycznego $E_{m\ cyl} = 1{,}317$

stosunek względnych wartości SEM: $\frac{E_{m\ cyl}}{E_{m\ jaw}} = 1{,}068$

Różnica wartości SEM silników: cylindrycznego i jawnobiegunowego jest więc zupełnie wyraźna i należy ją uwzględniać.

6. Charakterystyka kątowa momentu silnika synchronicznego

6.1. Wzajemne zależności napięcia zasilania U, częstotliwości f i prądu wzbudzenia I_w silnika synchronicznego

Przy częstotliwościowym sterowaniu prędkości obrotowej silnika synchronicznego wymaga się stałej przeciążalności maszyny

$$p = \frac{M_{em\ max}}{M_{em\ N}} = const \tag{6.1}$$

Z warunku tego wynika zasada częstotliwościowego sterowania silnika

$$\frac{U}{U_N} = \frac{f}{f_N}\frac{\Phi_N}{\Phi} \cdot \frac{M_m}{M_{mN}} \tag{6.2}$$

Przyjmując, że

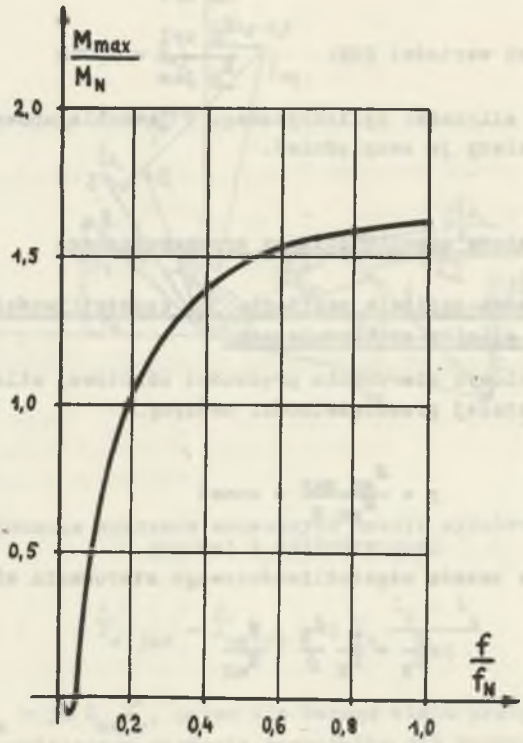
$$\frac{U}{U_N} = \frac{f}{f_N}\sqrt{\frac{M_m}{M_{mN}}}, \quad \frac{I_w}{I_{wN}} = \frac{\Phi}{\Phi_N} = \sqrt{\frac{M_m}{M_{mN}}} \tag{6.3}$$

wówczas silnik będzie pracował z dużą sprawnością i wysokim współczynnikiem mocy. Dlatego związki (6.3) są warunkami ekonomicznej regulacji częstotliwościowej silnika synchronicznego.

Zakładając, że silnik pracuje przy stałym momencie na wale (M_m = const) i przy stałym strumieniu w szczelinie powietrznej (Φ = const) na mocy (6.2) wynika korelacja wzajemna częstotliwości i wartości napięcia zasilania:

$$\frac{U}{f} = \frac{U_N}{f_N} = const \tag{6.4}$$

to jest wartość napięcia przyłożonego do zacisków twornika winna zmieniać się proporcjonalnie do jego częstotliwości.



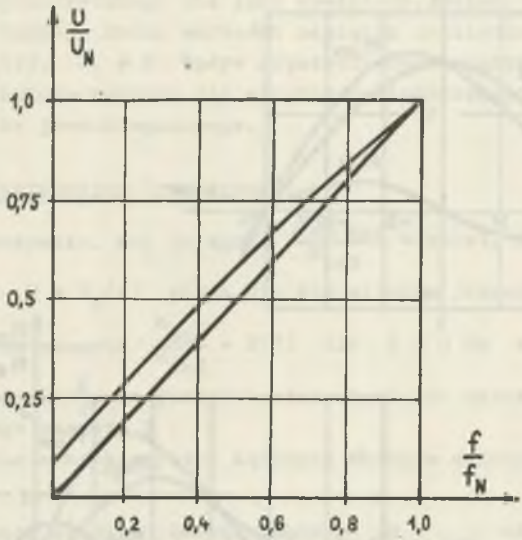
Rys. 6.1. Krzywa $\frac{M_{max}}{M_N} = F(\frac{f}{f_N})$ przy regulacji $U = U_N \frac{f}{f_N}$

Przy tak przyjętym warunku regulacji zależność względnego momentu maksymalnego silnika od częstotliwości napięcia zasilania jest silnie nieliniowa: (rys. 6.1) przy $f = 0$ moment maksymalny jest równy zero ($M_{em\,max} = 0$), w przedziale $0 < f/f_N < 0,1$ - $M_{em\,max} < 0$, co oznacza, że praca silnikowa w tym zakresie częstotliwości jest w ogóle niemożliwa.

Zasada regulacji $\frac{U}{f} = const$ tylko w przybliżeniu określa optymalne warunki pracy silnika, albowiem wraz ze zmniejszaniem się częstotliwości wzrasta względna wartość spadku napięcia na rezystancji twornika, wskutek czego strumień magnetyczny w szczelinie powietrznej silnika nie pozostaje stały ($\Phi \neq const$). W celu utrzymania stałej przeciążalności silnika ($p = const$) należy zwiększyć wartość napięcia proporcjonalnego do częstotliwości o ΔU, to jest o spadek napięcia na rezystancji twornika:

$$\frac{U - \Delta U}{f} = const \tag{6.5}$$

Zależność tę można wyznaczyć analitycznie z równania momentu silnika synchronicznego (3.13) metodą iteracyjną (rys. 6.2).



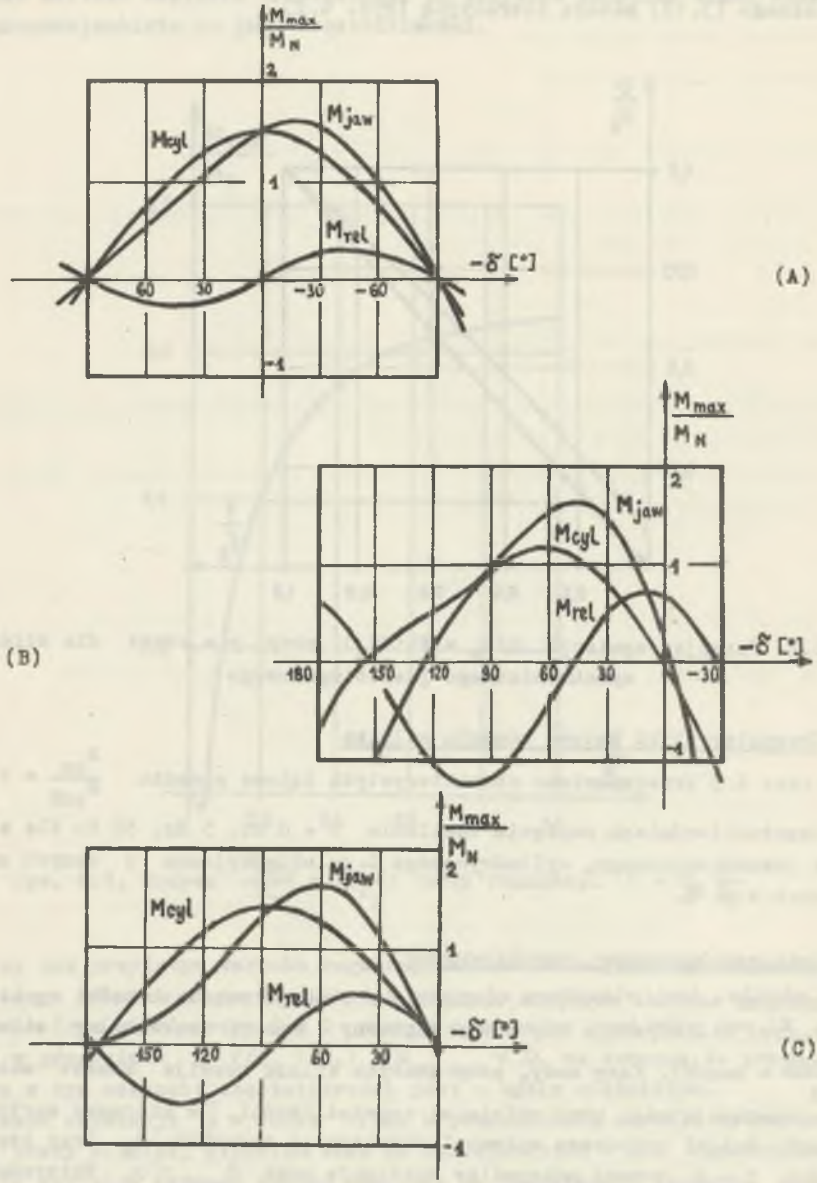
Rys. 6.2. Funkcja regulacji $U/U_N = F(f/f_N)$ przy $p = const$ dla silnika synchronicznego jawnobiegunowego

6.2. Charakterystyki kątowe momentu silnika

Na rys. 6.3 przedstawiono charakterystyki kątowe momentu $\frac{M_{em}}{M_{emN}} = F(\delta)$ przy częstotliwościach napięcia zasilania $f = 0$ Hz, 5 Hz, 50 Hz dla silników: jawnobiegunowego, cylindrycznego i reluktancyjnego o danych znamionowych w p. 5.

Silnik synchroniczny jawnobiegunowy

Regulując wartość napięcia zasilania w funkcji częstotliwości wg krzywej na rys. 6.2 uzyskuje się stały względny moment maksymalny silnika ($\frac{M_{em\,max}}{M_{emN}} = const$). Kąty mocy, przy których silnik rozwija moment maksymalny przesuwają się, przy malejącej częstotliwości, w kierunku wartości ujemnych, dzięki rosnącemu wpływowi rezystancji twornika R_a. Przy częstotliwości $f = 0$ moment maksymalny występuje przy $\delta_{max} < 0$. Ekstremalne przesunięcie charakterystyki kątowej momentu dla $f = 0$ Hz względem $f = 50$ Hz wynosi około $\frac{\pi}{2}$.



Rys. 6.3. Charakterystyki kątowe momentu silnika synchronicznego (A) - przy f = 0 Hz, (B) - przy f = 5 Hz, (C) - przy f = 50 Hz

Silnik synchroniczny cylindryczny

Przy regulacji napięcia $U = F(f)$ jak na rys. 6.2 warunek $p = const$ dla silnika cylindrycznego nie jest spełniony. Należy w tym przypadku określić inną funkcję zmian wartości napięcia zasilania i jego częstotliwości: $U = F_1(f)$, $F_1 \neq F$. Wpływ częstotliwości napięcia zasilania na charakterystyki kątowe momentu dla silnika cylindrycznego jest analogiczny jak dla silnika jawnobiegunowego.

Silnik reluktancyjny (reaktywny)

I w tym przypadku, aby osiągnąć $\frac{M_{em\,max}}{M_{emN}} = const$, należy określić funkcję regulacji $U = F_2(f)$ różną niż dla silnika jawnobiegunowego. Przesunięcie krzywych momentu $\frac{M_{em}}{M_{emN}} = F(\delta)$ dla $f = 0$ Hz względem $f_N = 50$ Hz wynosi również ok. $\frac{\pi}{2}$, co jednak w odniesieniu do okresu funkcji momentu reluktancyjnego oznacza π.

Z porównania charakterystyk kątowych momentu silników synchronicznych widać, że:

- krzywe momentu silnika jawnobiegunowego $M_{em\,jaw}$ nie wynikają ściśle z sumowania momentów $M_{em\,cyl}$ i $M_{em\,rel}$, ponieważ składowe synchroniczne momentu $M_{emS}(\delta)$ obu maszyn nie są dokładnie równe,
- w zakresie użytecznych kątów mocy ($\delta < \delta_{max}$) silnik z biegunami wydatnymi rozwija największe momenty elektromagnetyczne ze wszystkich maszyn synchronicznych w całym zakresie zmian częstotliwości napięcia zasilającego ($f = 0 \div f_{1N}$).

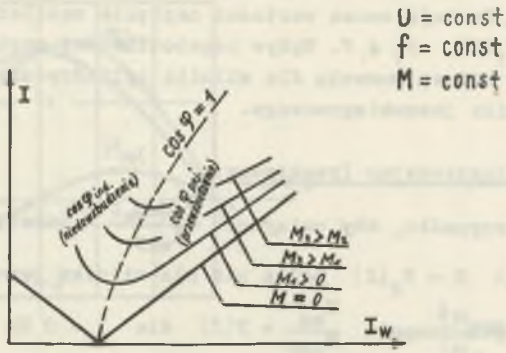
7. Prąd pobierany przez silnik przy niskich częstotliwościach Kompensacja mocy biernej silnika synchronicznego

Na skutek wzrostu wartości napięcia przy niskich częstotliwościach silnik synchroniczny pobiera znaczną moc bierną z sieci. Powoduje to wzrost prądu w uzwojeniu twornika, tak że jego wartość znamionowa zostaje przekroczona. Konieczna staje się zatem kompensacja mocy biernej drogą regulacji strumienia magnetycznego, a więc prądu wzbudzenia I_w silnika synchronicznego, tak by na jego zaciskach $\cos\varphi = 1$.

Przypadek ten jest niezwykle korzystny tak dla samego silnika, jak również i sieci zasilającej, pracującej w systemie elektroenergetycznym, gdyż:

- silnik, jako odbiornik energii elektrycznej, pobiera wyłącznie moc czynną, nie obciążając dodatkowo linii przesyłowych, transformatorów, ani generatorów mocą bierną; nie powoduje tym samym dodatkowych strat energii, spadków napięć itp.,

- jako maszyna elektryczna pracująca przy danym obciążeniu na wale pobiera najmniejszy prąd w obwodzie twornika (rys. 7.1).



Rys. 7.1. Krzywe V silnika synchronicznego

Tak więc dla zapewnienia optymalnej pracy silnika synchronicznego niezbędna okazuje się automatyczna stabilizacja współczynnika mocy $\cos\varphi = 1$ w całym zakresie sterowania prędkości obrotowej silnika.

8. Uwagi końcowe

Z całokształtu przeprowadzonych rozważań wynika, iż:

- ogólnie biorąc wszystkie trzy typy silnika synchronicznego (jednobiegunowy, cylindryczny, reluktancyjny) nadają się do częstotliwościowego sterowania prędkości obrotowej; zawsze jednak powinna być odpowiednio dobrana funkcja regulacji napięcia i częstotliwości

$$U = F_{opt}(f)$$

- najkorzystniejsze własności ruchowe w całym zakresie zmian częstotliwości napięcia zasilającego $(f = 0 \div f_{1N})$ wykazuje silnik synchroniczny jawnobiegunowy,
- istnieje możliwość stosowania częstotliwościowego sterowania prędkości obrotowej silników reluktancyjnych jako elementów wykonawczych w układach napędowych ułamkowej mocy.

Przedstawiona analiza pozwala na ocenę własności silnika synchronicznego zasilanego napięciem sinusoidalnym o zmiennej częstotliwości. Przy zasilaniu silnika z przemienników tyrystorowych kształt napięcia może znacznie odbiegać od przebiegu sinusoidalnego. Z tego powodu przedstawioną analizę należy traktować jako przybliżoną, uwzględniającą wyłącznie pierwszą harmoniczną napięcia zasilania (p. 2).

Przyjęte oznaczenia:

W_k, (k = A, B, C, W) - wielkości fazowe maszyny synchronicznej

W_N, (N = d, q, o, w) - wielkości osiowe maszyny synchronicznej

p_b, (p_{bG}, p_{bM}) - liczba par biegunów maszyny (generatora, silnika)

α - kąt pomiędzy wektorami $\hat{\bar{\psi}}$, $\hat{\bar{I}}$

δ - kąt mocy maszyny synchronicznej

$\hat{\ }$ - oznacza uogólniony wektor danej wielkości

$'$ - oznacza wielkości sprowadzone na stronę obwodu twornika.

Pozostałe parametry mają znaczenie ogólnie przyjęte w teorii maszyn synchronicznych.

LITERATURA

[1] Chamudchanov M.E., Usmanov S.Z. i inni: Častotnoje regulirovanie skorosti elektroprivodov peremennogo toka. Izd. FAN Uzbeckoj SSR. Taškient 1966.

[2] Gierth J.: Das Drehmoment des Synchronmotors bei Speisung mit veränderlicher Frequenz. Wissenschaftliche Zeitschrift der Technischen Hochschule Ilmenau. 1965 nr 1.

[3] Jezierski E.: Maszyny synchroniczne. PWT Warszawa 1951.

[4] Pawluk K., Bednarek S.: Rozruch i stany asynchroniczne silników synchronicznych. WNT Warszawa 1968.

[5] Plamitzer A.M.: Maszyny elektryczne. WNT Warszawa 1970.

[6] Svidirov A.A.: Eksperimentalnyje isledovania častotnogo regulirovania skorosti beskontaktnogo sinchronnogo elektrodvigatela. Zinatne, Riga 1967.

Przyjęto do druku w grudniu 1973 r.

СВОЙСТВА СИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ, ПИТАЕМОГО НАПРЯЖЕНИЕМ ПЕРЕМЕННОЙ ЧАСТОТЫ

Р е з ю м е

В статье представлен общий анализ синхронной машины, питаемой напряжением переменной частоты в стационарном режиме. Стандартное состояние машины - это двигательный режим. Приведены взаимозависимости напряжения и частоты при постоянной перегрузке двигателя, а также угловые характеристики момента для разных частот напряжения питания.

PROPERTIES OF THE SYNCHRONOUS MOTOR SUPPLIED BY A VARIABLE FREQUENCY VOLTAGE

S u m m a r y

The general analysis of the synchronous machine supplied by variable frequency voltage in the quasistationary state is presented. The motor condition is assumed as the basic state of the machine. The paper contains voltage-frequency relationships at stable overlad capacity of the motor and the torque-load angle characteristics for varicus frequency of the supply voltage.