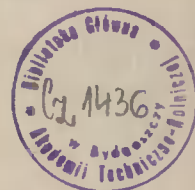


AKADEMIA TECHNICZNO-ROLNICZA
IM. JANA I JĘDRZEJA ŚNIADECKICH
W BYDGOSZCZY

ZESZYTY NAUKOWE 69

ELEKTROTECHNIKA 1



BYDGOSZCZ – 1980

AKADEMIA TECHNICZNO-ROLNICZA
IM. JANA I JĘDRZEJA ŚNIADECKICH
W BYDGOSZCZY



ZESZYTY NAUKOWE 69

ELEKTROTECHNIKA 1

BYDGOSZCZ - 1980

PRZEWODNICZĄCY KOMITETU REDAKCYJNEGO
doc. dr hab. Juliusz Skonieczny

REDAKTOR NAUKOWY
dr inż. Tadeusz Kuzora

OPRACOWANIE REDAKCYJNE
mgr Halina Koziolkiewicz

Wydano za zgodą Rektora
Akademii Techniczno-Rolniczej
w Bydgoszczy

**WYDAWNICTWO UCZELNIANE AKADEMII TECHNICZNO-ROLNICZEJ
W BYDGOSZCZY**

Wyd. I. Nakład 100+50. Ark. wyd.: 3,5. Ark. druk.: 4,7. Papier kl. V, 70 g, 70×100. Oddano do druku 28.2.1980 r. Druk ukończono w maju 1980 r. Zam. 538 MNSzWiT TR-8-358 Cena zł 15,-
WSiP Zakłady Graficzne w Bydgoszczy

18 2004 0 26 81

1. Zdzisław Gientkowski, Janusz Hebenstreit: Trójwymiarowa analiza silnika indukcyjnego o nieferromagnetycznym wirniku kubkowym	5
2. Jerzy Nazarko, Krzysztof Pieńkowski: Obliczanie parametrów i charakterystyk indukcyjnych silników liniowych płaskich	29
3. Michał Tall, Jerzy Nazarko, Zbigniew Piech: Silnik asynchroniczny liniowy z częścią wtórną obejmującą induktor	43
4. Ryszard Borowski, Jerzy Manikowski, Zbigniew Piech: Problemy doboru łącznika symistorowego współpracującego z silnikiem asynchronicznym	61

Zdzisław Gientkowski
Janusz Hebenstreit
Piotr Paul

TRÓJWYMIAROWA ANALIZA SILNIKA INDUKCYJNEGO O NIEFERROMAGNETYCZNYM WIRNIKU KUBKOWYM

Na podstawie trójwymiarowego rozkładu pola elektromagnetycznego wyznaczono impedancję oraz straty mocy w nieferromagnetycznym wirniku kubkowym maszyny indukcyjnej. Wyprowadzono również zależność na współczynnik uwzględniający zjawiska krańcowe w wirniku oraz podano wzór na moment elektromagnetyczny silnika uzyskany na podstawie teorii pola elektromagnetycznego.

Rozważania teoretyczne zweryfikowano doświadczalnie dla silnika indukcyjnego o wirniku wykonanym ze stopu aluminiowego.

Uzyskane wyniki porównano z wynikami otrzymanymi przez innych autorów.

1. Wstęp

Szerokie zastosowanie silników indukcyjnych dwufazowych o nieferromagnetycznym wirniku kubkowym w precyzyjnych układach regulacji automatycznej wymaga znajomości dokładnego przebiegu ich charakterystyk pracy już na etapie projektowania.

Dzięki intensywnemu rozwojowi elektronicznej techniki obliczeniowej zarysowuje się możliwość uwzględniania w obliczeniach tych silników takich zjawisk jak: skończona długość wirnika, nieliniowość obwodu magnetycznego stojana, wyższe harmoniczne rozkładu przestrzennego pola, niesymetryczne zasilanie, itp.

W artykule podano metodę obliczeń silników o wirniku kubkowym opierając się na trójwymiarowym rozkładzie pola elektromagnetycznego w wirniku. Pozwala to w sposób ściśły z matematycznego punktu widzenia uwzględnić zjawiska krańcowe wywołane skończoną długością rdzenia stojana oraz wirnika. Dotychczas silniki o nieferromagnetycznym wirniku kubkowym były przeważnie

analizowane przy założeniu jedno- lub dwuwymiarowego rozkładu pola, np. prace Arieszjana [1], Czeczota [2], Filmore'go [4] Łopuchiny i Somichiny [11], Westa i Hesmondhalgha [17]. Prace Wiewiórki [14,15] co prawda uwzględniają trójwymiarowość pola, ale zakładana jest nieskończenie duża przynikalność magnetyczna rdzenia stojana.

2. Założenia

- a/ rdzeń stojana zewnętrznego posiada gładką powierzchnię bez użłobkowania, na której rozłożona jest liniowo nieskończenie cienka warstwa prądowa symulująca uzwojenie;
- b/ przenikalność magnetyczna rdzenia stojana zewnętrznego $\mu_1 = \infty$, a jego konduktywność $\gamma_1 = 0$;
- c/ wypadkowa szczelina powietrzna, jak i grubość części cylindrycznej wirnika są dużo mniejsze od średnicy wewnętrznej pakietu stojana zewnętrznego, więc analizę można przeprowadzić w układzie współrzędnych prostokątnych x, y, z - rys.1;
- d/ wirnik po rozwinięciu jest jednorodnym i izotropowym prętem para - lub diamagnetycznym o przenikalności magnetycznej względnej $\mu_{r2} = \text{const}$ i konduktywności $\gamma_2 = \text{const}$;
- e/ obciążenie liniowe stojana zewnętrznego wzdłuż osi y jest funkcją trapezową - / składowa stała jest równa zeru/ [10];
- f/ rozkład obciążenia liniowego w kierunku osi x jest funkcją sinusoidalnie zmienną o okresie 2τ - w rozważaniach przyjęto tylko pierwszą harmoniczną rozkładu przepływu i obciążenia liniowego wzdłuż podziałki biegunowej;
- g/ prądy w wirniku płyną tylko w kierunku osiowym tzn. w kierunku osi y oraz w kierunku obwodowym tzn. w kierunku osi x , zatem składowe natężenia pola elektrycznego w kierunku osi z w wirniku oraz rdzeniu niezwojonym są równe zeru $E_{2z} = E_{Fez} = 0$;
- h/ rdzeń niezwojony o względnej zespolonej przenikalności magnetycznej zastępczej $\mu_{rz} = \text{const}$ i konduktywności $\gamma_{Fe} = \kappa \cdot \gamma_{Fe}'$, gdzie γ_{Fe}' - konduktywność pojedynczej blachy stojana, $\kappa < 1$ - współczynnik zależny od technologii wytwarzania rdzenia niezwojonego, potraktowano jako lity, jednorodny i izotropowy pręt z materiału ferromagnetycznego, przy czym jego przenikalność magnetyczna dla wyższych harmonicznnych jest taka sama jak dla pierwszej harmonicznnej;

i/ wielkości zmienne w czasie mają przebiegi sinusoidalne. Zgodnie z założeniem /e/ przestrzennoczasowy rozkład obciążenia liniowego stojana rozłożony na szereg Fouriera ma postać [6]:

$$a_n(x, y, t) = a_m \left[A_n^+ e^{j(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x - \frac{\pi}{\tau} y)} + A_n^- e^{-j(\omega t - \frac{\pi}{\tau} x - \frac{\pi}{\tau} y)} \right] \cos\left(n \frac{\pi}{L_i + 2h_{cz}} y\right);$$

gdzie:

$$a_m = \frac{4}{\pi^2} \frac{L_i + 2h_{cz}}{h_{cz}} (-1)^{\frac{n-1}{2}} \frac{1}{n^2} \sin\left(n \frac{\pi}{L_i + 2h_{cz}} \cdot h_{cz}\right)$$

$$A_n^+ = \frac{2z_s \cdot \dot{\phi}_s \cdot (J_s^+)^{max}}{\tau p}$$

$$A_n^- = \frac{2z_s \cdot \dot{\phi}_s \cdot (J_s^-)^{max}}{\tau p}$$

Bliższego wyjaśnienia wymaga założenie /h/. W analizie pól elektromagnetycznych w maszynach elektrycznych dopuszczalne jest przyjęcie nieskończenie dużej przenikalności magnetycznej rdzenia stojana uzwojonego. Pozornie wydawałoby się, że w rozważanej maszynie konsekwentnie należy przyjąć nieskończenie dużą przenikalność magnetyczną pomocniczego rdzenia nieuzwojonego. Należy jednak mieć na uwadze dodatkową obróbkę wiórową rdzenia bezżłobkowego, czego na ogół nie wykonuje się w przypadku rdzenia żłobkowego, zatem na pewnej głębokości następuje niszczenie izolacji międzyblachowej i po zwarciu sąsiednich blach tworzy się cienka warstwa masywnego ferromagnetyka. Konsekwencją tego jest wyżej wymienione założenie.

Założenie to jest tym słuszniejsze im większa jest przenikalność magnetyczna rdzenia nieuzwojonego i im większa jest częstotliwość pola elektromagnetycznego, gdyż maleje zastępcza głębokość wnicania pola elektromagnetycznego tego środowiska. Wobec tego celowym wydaje się uwzględnienie nieliniowej przenikalności magnetycznej oraz strat mocy na okresowe przemagnesowanie w rdzeniu nieuzwojonym przez wprowadzenie zastępczej zespolonej przenikalności magnetycznej [5]:

$$\mu_{rz} = \mu_{rs} (\mu' - j\mu'')$$

lub poprawkowego zespolonego współczynnika tłumienia [5]

$$\alpha_s = (a_R + ja_X) \sqrt{\frac{\omega \mu_0 \mu_{rs} \delta_{rs}}{2}} = (a_R + ja_X) \frac{1}{\Delta_s}$$

Bliższą interpretację zastępczej przenikalności magnetycznej oraz jej zależności od współczynników a_R, a_X zawiera pracy [5].

Nieco inną interpretację zastępczej przenikalności zawiera również praca [9].

3. Pole elektromagnetyczne w wirniku oraz rdzeniu nieuzwojonym

W celu wyznaczenia rozkładu pola elektromagnetycznego korzystano z równań Maxwella, przy pominięciu przesunięcia elektrycznego oraz prądów konwekcyjnych, jak również z podstawowych pozostałych praw elektrodynamiki [3,13].

Po znanych przekształceniach [13] otrzymuje się następujące wektorowe równania różniczkowe opisujące pole:

- w szczelinie powietrznej /obszary II i IV/

$$\nabla^2 \vec{H}_p = 0 \quad (2.1)$$

$$\nabla^2 \vec{E}_p = 0 \quad (2.2)$$

- w nieferromagnetycznym wirniku /obszar III/

$$\nabla^2 \vec{H}_2 = \alpha_2^2 \cdot \vec{H}_2 \quad (3.1)$$

$$\nabla^2 \vec{E}_2 = \alpha_2^2 \cdot \vec{E}_2 \quad (3.2)$$

- w rdzeniu nieuzwojonym /obszar V/

$$\nabla^2 \vec{H}_{Fe} = \alpha_{Fe}^2 \cdot \vec{H}_{Fe} \quad (4.1)$$

$$\nabla^2 \vec{E}_{Fe} = \alpha_{Fe}^2 \cdot \vec{E}_{Fe} \quad (4.2)$$

Zespolony parametr tłumienia pola w środowisku nieferromagnetycznym wynosi:

- dla pola współbieżnego

$$\alpha_2^+ = \sqrt{j s \omega_1 \mu_0 \mu_{r2} \delta_2^+} = (1+j) k_2^+ \quad (5.1)$$

gdzie:

$$k_2^+ = \sqrt{\frac{s \omega_1 \mu_0 \mu_{r2} \delta_2^+}{2}}$$

- gdzie:

- pola przeciwbieżnego

$$\alpha_2^- = \sqrt{j(2-s) \omega_1 \mu_0 \mu_{r2} \delta_2^-} = (1+j) k_2^- \quad (5.2)$$

gdzie:

$$k_2^- = \sqrt{\frac{(2-s) \omega_1 \mu_0 \mu_{r2} \delta_2^-}{2}}$$

Zespolony parametr tłumienia pola w środowisku ferromagnetycznym, tzn. rdzeniu nieuzwojonym jest natomiast równy:

- dla pola współbieżnego

$$\underline{\alpha}_s^+ = (a_R + ja_X) \frac{1}{\delta_1^2} = (a_R + ja_X) \sqrt{\frac{\omega_1 \mu_0 \mu_{r2} \delta_{re}}{2}} \quad (6.1)$$

- dla pola przeciwbieżnego

$$\underline{\alpha}_s^- = (a_R + ja_X) \frac{1}{\delta_1^2} = (a_R + ja_X) \sqrt{\frac{\omega_1 \mu_0 \mu_{r2} \delta_{re}}{2}} \quad (6.2)$$

Po rozpisaniu równań (2), (3), (4) na osie współrzędnych x, y, z uzyskuje się równania skalarne, które po rozwiązaniu metodą rozdzielania zmiennych Fouriera i uwzględnieniu następujących warunków brzegowych na granicy środowisk [3,10]:

- dla $z = 0$

$$H_{Nx}(xy, 0) = -A_1(x, y) \quad (7.1)$$

- dla $z = \delta_1$

$$\underline{H}_{Nx}(x, y, \delta_1) = \underline{H}_{2x}(x, y, \delta_1) \quad (7.2)$$

$$\underline{H}_{Nz}(x, y, \delta_1) = \mu_{r2} \underline{H}_{2z}(x, y, \delta_1) \quad (7.3)$$

- dla $z = \delta_1 + d$

$$\underline{H}_{2x}(x, y, \delta_1 + d) = \underline{H}_{Nx}(x, y, \delta_1 + d) \quad (7.4)$$

$$\mu_{r2} \underline{H}_{2z}(x, y, \delta_1 + d) = \underline{H}_{Nz}(x, y, \delta_1 + d) \quad (7.5)$$

- dla $z = \delta_1 + \delta_2 + d$

$$\underline{H}_{Nx}(x, y, \delta_1 + \delta_2 + d) = \underline{H}_{reX}(x, y, \delta_1 + \delta_2 + d) \quad (7.6)$$

$$\underline{H}_{Nz}(x, y, \delta_1 + \delta_2 + d) = \underline{H}_{reZ}(x, y, \delta_1 + \delta_2 + d) \quad (7.7)$$

- dla $z \rightarrow \infty$

$$\underline{H}_{reZ}(x, y, z \rightarrow \infty) = 0 \quad (7.8)$$

dają opis analityczny pola w poszczególnych obszarach w postaci:

- dla $\delta_1 \leq z \leq \delta_1 + d$

$$\underline{H}_{2x} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{H_n} \frac{\underline{\alpha}_{2n}}{\underline{\alpha}_{pn}} \left[- (A_n^+ e^{j\beta x} + A_n^- e^{j\beta x}) d_{\Lambda n} \cos \gamma_n y \right] \times \\ \times \left[K_n \operatorname{ch} \underline{\alpha}_{2n} (z - d - \delta_1) - L_n \operatorname{sh} \underline{\alpha}_{2n} (z - d - \delta_1) \right] \quad (8)$$

$$\begin{aligned} \underline{H}_{2y} &= \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{M_n} j \frac{\gamma_n}{\beta} \frac{\alpha_{2n}}{\alpha_{pn}} \left[-\left(A_1^+ e^{j\beta x} + A_1^- e^{j\beta x} \right) a_{1n} \sin \gamma_n y \right] \times \\ &\quad \times \left[K_n \operatorname{ch} \alpha_{2n} (z-d-\delta_1) - \underline{L}_n \operatorname{sh} \alpha_{2n} (z-d-\delta_1) \right] \\ \underline{H}_{2z} &= \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{M_n} j \frac{\alpha_{2n}}{\beta} \left[-\left(A_1^+ e^{j\beta x} + A_1^- e^{j\beta x} \right) a_{1n} \cos \gamma_n y \right] \times \\ &\quad \times \left[\underline{L}_n \operatorname{ch} \alpha_{2n} (z-d-\delta_1) - K_n \operatorname{sh} \alpha_{2n} (z-d-\delta_1) \right] \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \underline{E}_{2y} &= - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{M_n} \frac{j \omega \mu_0 \mu_{r2}}{\alpha_{pn}} \left[-\left(A_1^+ e^{j\beta x} + A_1^- e^{j\beta x} \right) a_{1n} \cos \gamma_n y \right] = \\ &\quad = \left[\underline{L}_n \operatorname{ch} \alpha_{2n} (z-d-\delta_1) - K_n \operatorname{sh} \alpha_{2n} (z-d-\delta_1) \right] = \end{aligned} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} \underline{E}_{2x} &= \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{M_n} j \frac{\gamma_n}{\beta} \frac{j \omega \mu_0 \mu_{r2}}{\alpha_{pn}} \left[-\left(A_1^+ e^{j\beta x} + A_1^- e^{j\beta x} \right) a_{1n} \sin \gamma_n y \right] = \\ &\quad = \left[\underline{L}_n \operatorname{ch} \alpha_{2n} (z-d-\delta_1) - K_n \operatorname{sh} \alpha_{2n} (z-d-\delta_1) \right] \end{aligned} \quad (11)$$

- dla $z \gg \delta_1 + \delta_2 + d$

$$\underline{H}_{F0x} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{M_n} \frac{\alpha_{2n}}{\alpha_{pn}} \left[-\left(A_1^+ e^{j\beta x} + A_1^- e^{j\beta x} \right) a_{1n} \cos \gamma_n y \right] e^{-\alpha_{2n}(z-\delta_1-\delta_2-d)} \quad (13)$$

$$\underline{H}_{F0y} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{M_n} j \frac{\gamma_n}{\beta} \frac{\alpha_{2n}}{\alpha_{pn}} \left[-\left(A_1^+ e^{j\beta x} + A_1^- e^{j\beta x} \right) a_{1n} \sin \gamma_n y \right] e^{-\alpha_{2n}(z-\delta_1-\delta_2-d)} \quad (14)$$

$$\underline{H}_{F0z} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{M_n} j \frac{\alpha_{2n}}{\beta} \left[-\left(A_1^+ e^{j\beta x} + A_1^- e^{j\beta x} \right) a_{1n} \cos \gamma_n y \right] e^{-\alpha_{2n}(z-\delta_1-\delta_2-d)} \quad (15)$$

$$\underline{E}_{F0y} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{M_n} \frac{j \omega \mu_0 \mu_{r2}}{\alpha_{pn}} \left[-\left(A_1^+ e^{j\beta x} + A_1^- e^{j\beta x} \right) a_{1n} \cos \gamma_n y \right] e^{-\alpha_{2n}(z-\delta_1-\delta_2-d)} \quad (16)$$

$$\underline{E}_{F0x} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{M_n} j \frac{\gamma_n}{\beta} \frac{j \omega \mu_0 \mu_{r2}}{\alpha_{pn}} \left[-\left(A_1^+ e^{j\beta x} + A_1^- e^{j\beta x} \right) a_{1n} \sin \gamma_n y \right] e^{-\alpha_{2n}(z-\delta_1-\delta_2-d)} \quad (17)$$

przy czym:

$$\alpha_{pn} = \sqrt{\left(\frac{\pi}{\tau}\right)^2 + \left(n \frac{\pi}{L_r + \lambda h_{rz}}\right)^2} = \sqrt{\beta^2 + \eta_n^2}; \quad \alpha_{1n} = \sqrt{\beta^2 + \eta_n^2 + \alpha_s^2}; \quad \alpha_{2n} = \sqrt{\beta^2 + \eta_n^2 + \alpha_s^2}$$

$$\underline{K}_n = \frac{\alpha_{pn}}{\alpha_{2n}} \left(\frac{\alpha_{1n}}{\alpha_{pn}} \operatorname{ch} \alpha_{pn} \delta_2 + \mu_{r2} \operatorname{sh} \alpha_{pn} \delta_2 \right)$$

$$\underline{L}_n = \frac{1}{\mu_{r2}} \left(\mu_{r2} \operatorname{ch} \alpha_{pn} \delta_2 + \frac{\alpha_{1n}}{\alpha_{pn}} \operatorname{sh} \alpha_{pn} \delta_2 \right)$$

$$\underline{A}_n = \underline{K}_n \operatorname{ch} \alpha_{2n} d + \underline{L}_n \operatorname{sh} \alpha_{2n} d$$

$$\underline{B}_n = \underline{L}_n \operatorname{ch} \alpha_{2n} d + \underline{K}_n \operatorname{sh} \alpha_{2n} d$$

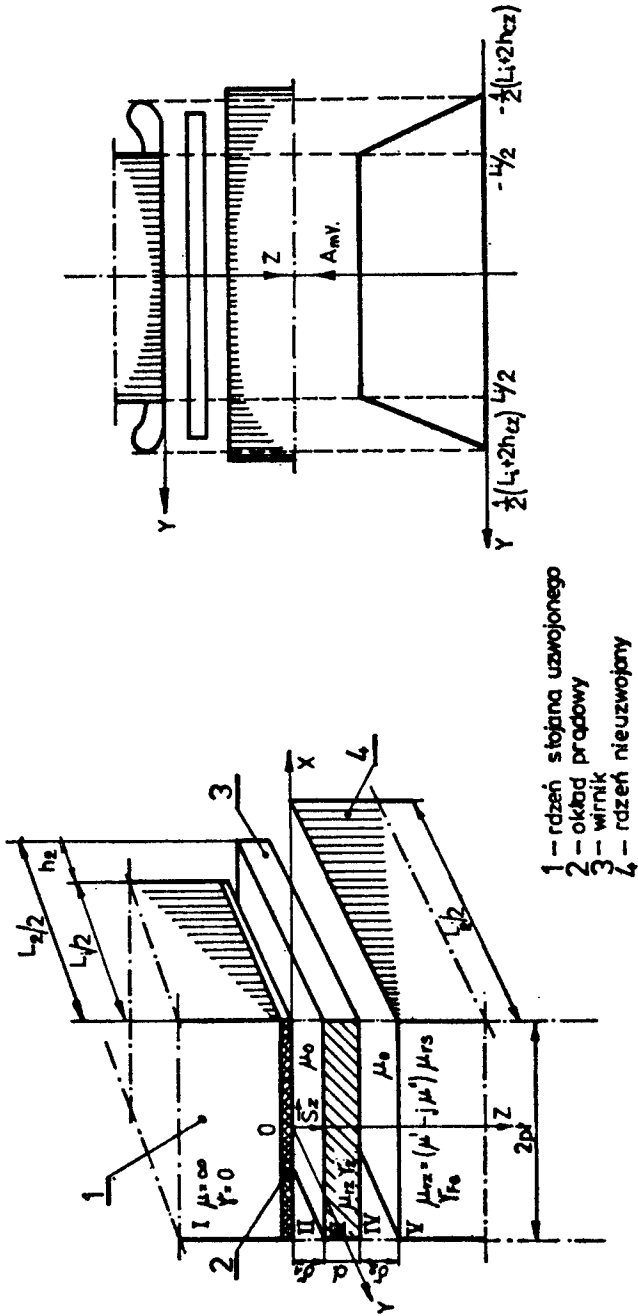
$$\underline{M}_n = \frac{\alpha_{2n}}{\alpha_{pn}} \underline{A}_n \operatorname{ch} \alpha_{pn} \delta_1 + \mu_{r2} \underline{B}_n \operatorname{sh} \alpha_{pn} \delta_1$$

Równania pola elektromagnetycznego dla szczelin powietrznych nie zostały podane, gdyż nie będą wykorzystane w dalszych rozważaniach - są one podane w pracy [7].

4. Impedancja wirnika oraz straty mocy w wirniku

Prądy oraz napięcia obwodowe, tzn. w kierunku osi x, oraz osiowe, tzn. w kierunku osi y, wyznacza się na podstawie równań pola elektrycznego według zależności:

$$\underline{J}_{2xn} = \frac{1}{\tau} \delta_2^2 \int_0^{\tau} \left(\int_0^{\frac{\tau-k}{2}} \int_{\delta_1}^{\delta_1+d} \underline{E}_{2xn} dy dz \right) dx \quad (18)$$



Rys.1. Maszyna indukcyjna o nieferromagnetycznym wirniku kubkowym w prostokątnym układzie współrzędnych

$$\underline{J}_{2yn} = \frac{n}{L_2} \delta_2^2 \int_{-\frac{h_2}{2n}}^{\frac{h_2}{2n}} \left(\int_{-\frac{\tau}{2}}^{\frac{\tau}{2}} \int_{\sigma_1}^{\sigma_1+d} \underline{E}_{2yn} dx dz \right) dy \quad (19)$$

$$\underline{U}_{2xn} = \frac{2n}{L_1} \int_0^{\frac{h_1}{2n}} \int_0^{\tau} (\underline{E}_{2xn})_{z=\sigma_1} dx dy \quad (20)$$

$$\underline{U}_{2yn} = \frac{1}{\tau} \int_{-\frac{\tau}{2}}^{\frac{\tau}{2}} \int_{-\frac{h_2}{2n}}^{\frac{h_2}{2n}} (\underline{E}_{2yn})_{z=\sigma_1} dy dx \quad (21)$$

Długości stojana oraz wirnika są różne /rys.1/, a zatem należy uwzględnić prądy w wystających poza rdzeń stojana częściach wirnika.

Pomijając część tarczową /"dna" kubka/ dla prądów osiowych zachodzi następująca zależność:

$$\underline{I}_{2yn} = 2 \underline{I}_{2xn} + \underline{I}_{2\tau n}$$

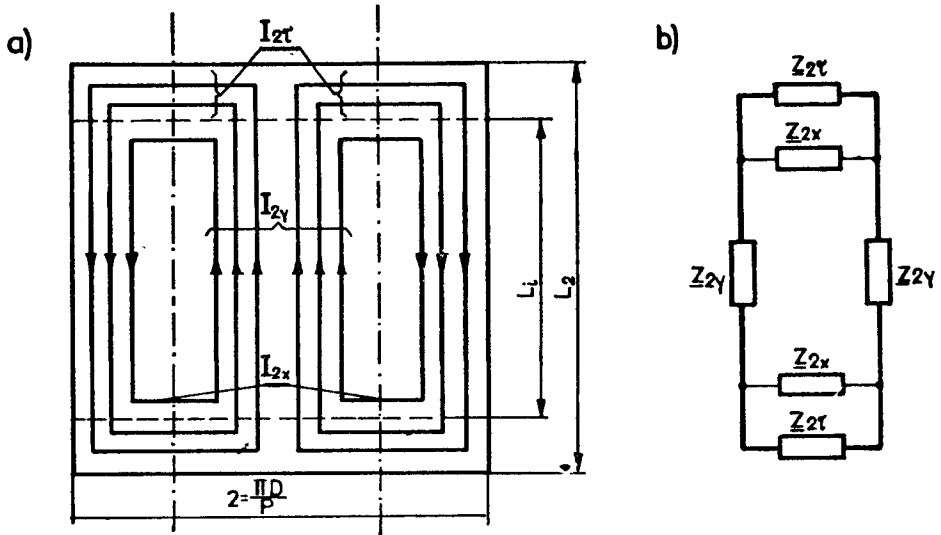
stąd prądy w wystających częściach wirnika są równe:

$$\underline{J}_{2\tau n} = \frac{n}{2L_2} \delta_2^2 \int_{-\frac{h_2}{2n}}^{\frac{h_2}{2n}} \int_{-\frac{\tau}{2}}^{\frac{\tau}{2}} \int_{\sigma_1}^{\sigma_1+d} \underline{E}_{2yn} dx \cdot dz \Big) dy - \frac{1}{\tau} \delta_2^2 \int_0^{\tau} \left(\int_0^{\frac{h_1}{2n}} \int_{\sigma_1}^{\sigma_1+d} \underline{E}_{2xn} dy dz \right) dx \quad (22)$$

Napięcia elektryczne w tych częściach można obliczyć według zależności:

$$\underline{U}_{2\tau n} = \frac{n}{h_2} \int_{-\frac{h_2}{2n}}^{\frac{h_2}{2n}} \int_{\frac{h_1}{2n}-h_2}^{\tau} (\underline{E}_{2xn})_{z=\sigma_1} dx \cdot dy \quad (23)$$

Przy wyznaczaniu parametrów schematu zastępczego maszyny indukcyjnej o wirniku nieferromagnetycznym rzeczywiste tory prądowe zastępuje się torami prostokątnymi /rys.2a/, pojedyncze obwody prądowe o parametrach rozłożonych zaś - obwodami o parametrach skupionych /rys.2b/.



Rys.2. Rozpływ prądów w wirniku wzdłuż idealnych torów prostokątnych -a/ rozpływ prądów, -b/ schemat zastępczy

Jak wspomniano wcześniej, w pracy pominięto obecność części tarczowej wirnika /"dno" kubka/.

Impedancje składowe pojedynczych oczek jak na rys.2b wynoszą:

- w kierunku osi y

$$\underline{Z}_{2yn} = \frac{U_{2yn}}{I_{2yn}} = (k_{Rn} + jk_{Xn}) \frac{l}{n} \frac{l_2}{\tau \cdot d} \quad (24)$$

- w kierunku osi x w obszarze $-\frac{l_2}{2} \leq y \leq \frac{l_2}{2}$

$$\underline{Z}_{2xn} = \frac{U_{2xn}}{I_{2xn}} = (k_{Rn} + jk_{Xn}) n \frac{\tau}{l_2 \cdot d} \quad (25)$$

- w kierunku osi x w obszarach $-(\frac{l_2}{2} + h_2) \leq y \leq -\frac{l_2}{2}$; $\frac{l_2}{2} \leq y \leq \frac{l_2}{2} + h_2$

$$\underline{Z}_{2xn} = \frac{U_{2xn}}{I_{2xn}} = (k_{Rn} + jk_{Xn}) \frac{\sin(\eta_n \frac{l_2 + 2h_2}{n}) \sin(\eta_n \frac{h_2}{n})}{\frac{l_2 + 2h_2}{l_2} \sin(\eta_n \frac{l_2}{2n}) + \cos(\eta_n \frac{l_2}{2n}) - 1} n \frac{\tau}{h_2 \cdot d} \quad (26)$$

Występujące w równaniach 24, 25, 26 współczynniki k_{Rn} i k_{Xn} są równe:

$$k_{Rn} = d \cdot \operatorname{Re} \left\{ \alpha_{2n} \frac{L_n \cdot \operatorname{ch} \alpha_{2n} d + K_n \operatorname{sh} \alpha_{2n} d}{L_n \operatorname{sh} \alpha_{2n} d - K_n (1 - \operatorname{ch} \alpha_{2n} d)} \right\} \quad (27.1)$$

$$k_{Xn} = d \cdot \operatorname{Im} \left\{ \alpha_{2n} \frac{L_n \operatorname{ch} \alpha_{2n} d + K_n \operatorname{sh} \alpha_{2n} d}{L_n \operatorname{sh} \alpha_{2n} d - K_n (1 - \operatorname{ch} \alpha_{2n} d)} \right\} \quad (27.2)$$

Impedencja wypadkowa pojedynczego obwodu wirnika jak na rys. 2b wynosi:

$$Z_{o2n} = 2 \left(Z_{2yn} + \frac{Z_{2xn} \cdot Z_{2n}}{Z_{2xn} + Z_{2n}} \right) = 2 k_{2n} \cdot Z_{2yn} = 2 (k_{Rn} + j k_{Xn}) k_{2n} n \cdot \frac{L_2}{\tau} \quad (28)$$

Występujący w równaniu 28 współczynnik k_{2n} uwzględnia udział impedencji Z_{2xn} i Z_{2n} i jest określony zależnością:

$$k_{2n} = 1 + 2 n^2 \frac{C \cdot \tau^2}{L_2 (CL_1 + h_2)} \quad (29)$$

w której

$$C = \frac{\sin(\gamma_n \frac{L_1 + 2h_{e2}}{n}) \cdot \sin(\gamma_n \frac{h_2}{n})}{\frac{L_1 + 2h_{e2}}{L_2} \sin(\gamma_n \frac{L_1}{2n}) + \cos(\gamma_n \frac{L_1}{2n}) - 1}$$

Przyjmując $m_2 = 2p$, $z_2 = \frac{1}{2}$, $J_2 = 1$ sprowadzona do strony stojana impedancja nieferromagnetycznego wirnika wynosi:

- dla pola współbieżnego

$$Z_{2n}^+ = R_{2n}^+ + j X_{2n}^+ = (k_{Rn}^+ + j k_{Xn}^+) k_{2n} \frac{1}{n} \frac{2m_1 (z_1 J_1)^2}{\rho \tau d} \cdot L_2 \quad (30)$$

- dla pola przeciwbieżnego

$$Z_{2n}^- = R_{2n}^- + j X_{2n}^- = (k_{Rn}^- + j k_{Xn}^-) k_{2n} \frac{1}{n} \frac{2m_1 (z_1 J_1)^2}{\rho \tau d} \cdot L_2 \quad (31)$$

Gęstość mocy wnikającej do wirnika oraz rdzenia niezwojonego wyraża składowa normalna wektora Poyntinga \vec{S} o zwrocie zgodnym ze zwrotem osi z dla przyjętego układu współrzędnych /rys.1a/. Całkowite staty mocy wnikającej do wirnika i rdzenia niezwojonego oblicza się na podstawie twierdzenia Poyntinga. Całkując

gęstość mocy od $-\rho^2$ do ρ^2 względem współrzędnej x oraz od $-0,5L_2$ do $0,5L_2$ względem współrzędnej y otrzymuje się:
 - dla wirnika ($\delta_1 \leq z \leq \delta_1 + d$)

$$\Delta S_{1z} = \Delta P_{1z} + j \Delta Q_{1z} = \frac{1}{2} \left\{ \int_{-\rho^1}^{\rho^1} \int_{-\frac{L_2}{2}}^{\frac{L_2}{2}} \sum_{n=1}^{\infty} \left[(E_{1zn} \cdot H_{1yn}^* - E_{1yn} \cdot H_{1zn}^*)_{z=\delta_1} + (E_{1zn} \cdot H_{1yn}^* - E_{1yn} \cdot H_{1zn}^*)_{z=\delta_1+d} \right] dx \cdot dy \right\} \quad (32)$$

- dla rdzenia niezwojonego ($z \geq \delta_1 + \delta_2 + d$)

$$\Delta S_{Fez} = \Delta P_{Fez} + j \Delta Q_{Fez} = \frac{1}{2} \int_{-\rho^1}^{\rho^1} \int_{-\frac{L_2}{2}}^{\frac{L_2}{2}} \sum_{n=1}^{\infty} (E_{Fexn} \cdot H_{Feyn}^* - E_{Feyn} \cdot H_{Fexn}^*)_{z=\delta_1+\delta_2+d} dx \cdot dy \quad (33)$$

Występujące w równaniach składowe sprzężone natężeń pól magnetycznych w kierunku osi x i y wyznacza się według równań (8), (9), (13), (14).

5. Moment elektromagnetyczny

W podobny sposób jak straty mocy można wyznaczyć siły pomiędzy stojanem a wirnikiem [8]. Siłę w kierunku osi x oblicza się według zależności:

$$F_{2x} = \frac{1}{2} \mu_0 \mu_{rz} \delta_2^2 \sum_{n=1}^{\infty} \int_{-\frac{L_2}{2}}^{\frac{L_2}{2}} \operatorname{Re} \left\{ \int_{-\rho^1}^{\rho^1} \int_{\delta_1}^{\delta_1+d} H_{2zn} \cdot E_{1ym}^* dx \cdot dy \right\} dy \quad (34)$$

W przypadku niesymetrycznego zasilania poszczególnych uzwojeń stojana siła działająca na wirnik jest sumą sił pochodzących od pola współbieżnego i przeciwbieżnego, tzn:

$$F_{2x} = F_{2x}^+ + F_{2x}^- \quad (35)$$

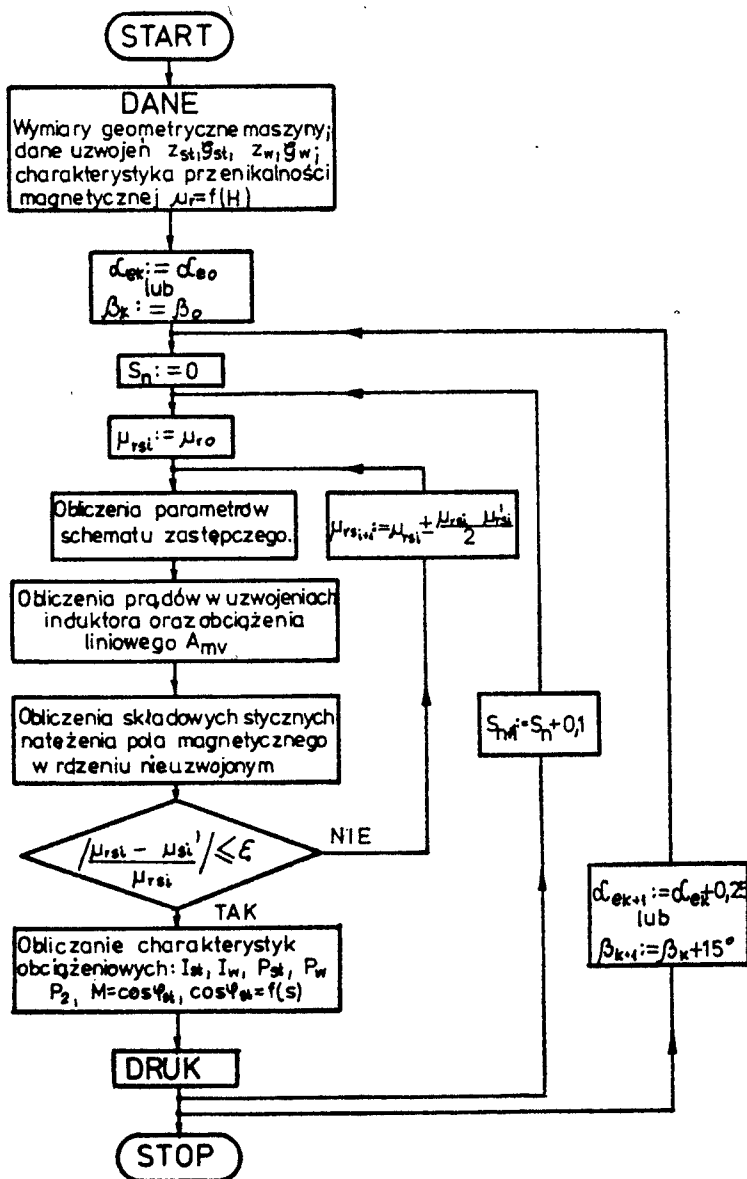
Moment elektromagnetyczny natomiast wynosi:

$$M = \frac{D_2}{2} \cdot F_{2x} \quad (36)$$

Po podstawieniu do równania (36) zależności (34) i (35), wzór końcowy na moment elektromagnetyczny ma postać:

$$M = \frac{1}{2} \mu_0 \mu_{rz} \delta_2^2 D_2 \sum_{n=1}^{\infty} \int_{-\frac{L_2}{2}}^{\frac{L_2}{2}} \operatorname{Re} \left\{ \int_{-\rho^1}^{\rho^1} \int_{\delta_1}^{\delta_1+d} \left[H_{1zn}^+ (E_{1yn}^+)^* + H_{1zn}^- (E_{1yn}^-)^* \right] dx \cdot dz \right\} dy \quad (37)$$

6. Algorytm obliczeń charakterystyk pracy silnika dwufazowego



Rys.3. Algorytm obliczeń charakterystyk obciążeniowych dwufazowego silnika indukcyjnego nieferromagnetycznego części wtórnej przy uwzględnieniu skończonej wartości przenikalności magnetycznej rdzenia nieuzwojonego

Przedstawiony na rys.3 algorytm obliczeń charakterystyk pracy za pomocą maszyny cyfrowej silników indukcyjnych wykonawczych o nieferromagnetycznym wirniku kubkowym dotyczy sterowania amplitudowego lub sterowania fazowego.

Wydaje się, że algorytm ten nie jest optymalnym z punktu widzenia czasu pracy maszyny cyfrowej. Jest to zagadnienie drugorzędne, gdyż opracowany algorytm i program obliczeń ma służyć celom badawczym.

Wyjaśnienia wymaga pętla wewnętrzna w schemacie blokowym, w której ustalana jest wartość przenikalności magnetycznej powierzchni μ_{rs} . Do pamięci maszyny cyfrowej jest wprowadzana charakterystyka magnesowania $\mu_r = f/H$ nieuzwojonego rdzenia w postaci tablicy.

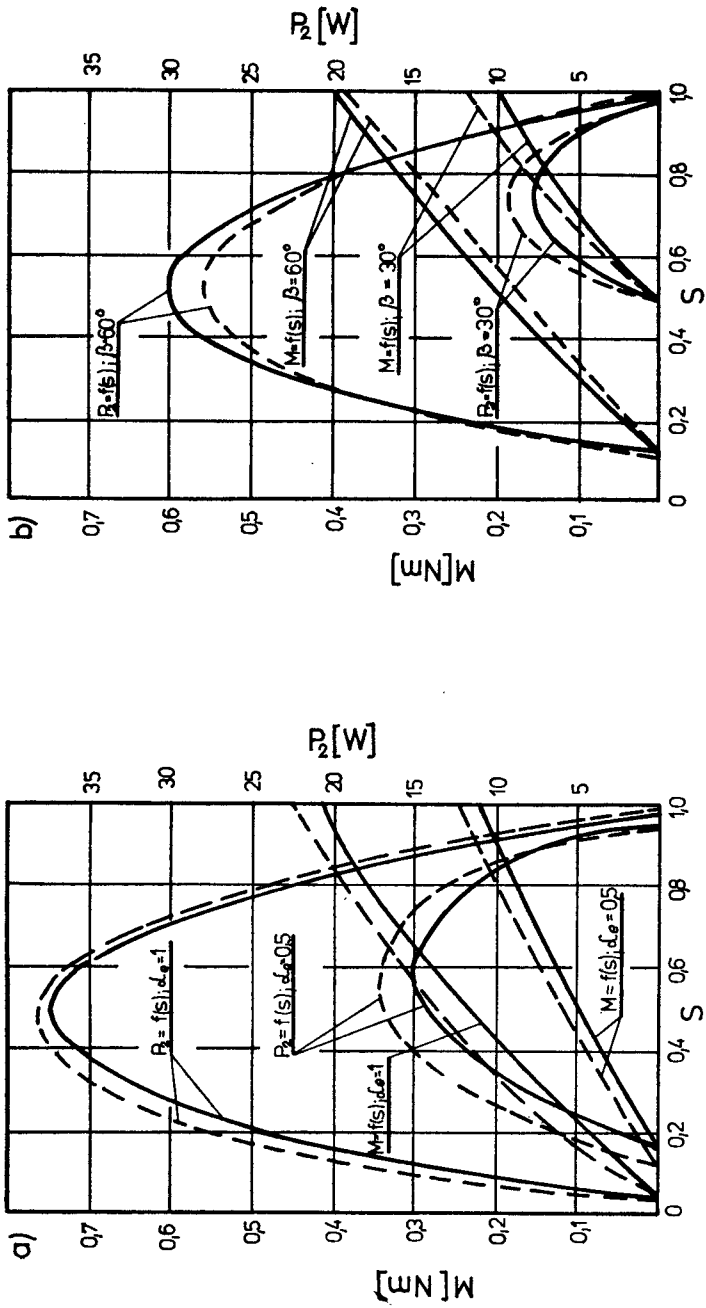
Przy obliczaniu parametrów schematu zastępczego wirnika, a w szczególności przy wyznaczaniu współczynników k_{RN} i k_{XN} według wzorów (27.1), (27.2) należy wstępnie założyć pewną wartość przenikalności powierzchni nieuzwojonego rdzenia. Po obliczeniu prądów uzwojeń i obciążeń liniowych A_1^+ i A_1^- stojana oraz składowych stycznych natężenia pola magnetycznego na powierzchni rdzenia nieuzwojonego tzn. $H_{Fex}/z \cdot \delta_1 + \delta_2 + d$ i $H_{Fey}/z \cdot \delta_1 + \delta_2 + d$, wstępnie założoną przenikalność magnetyczną jest korygowana do wartości rzeczywistej, tzn. aż do spełnienia warunku:

$$(\mu_{rsi} - \mu_{rsi}') / \mu_{rsi} \leq \varepsilon \%$$

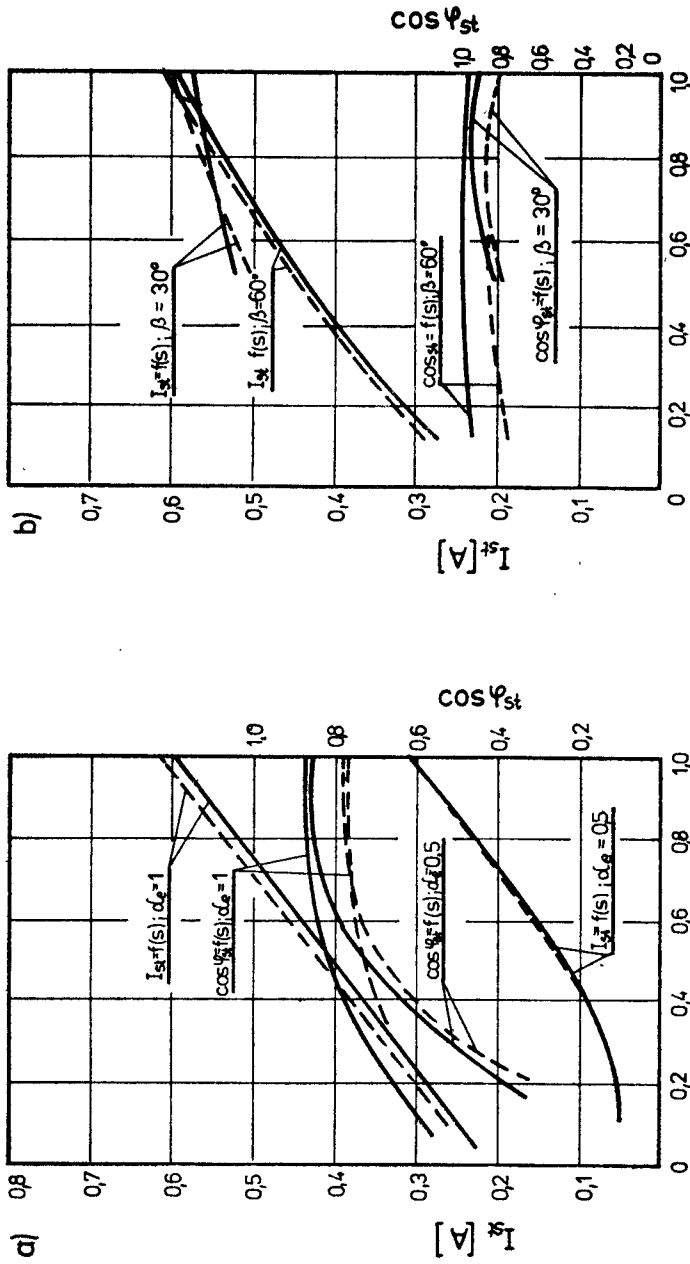
Ponieważ natężenie pola magnetycznego, a tym samym wartość przenikalności μ_{rs} , zależą przy sterowaniu amplitudowym od wartości efektywnego współczynnika sygnału u_e oraz przy sterowaniu fazowym od kąta przesunięcia fazowego między napięciem sterującym i wzbudzenia β , jak również od poślizgu s , więc rozważana pętla jest pętlą wewnętrzną. Pozostałe obliczenia wykonywane są analogicznie jak dla maszyn konwencjonalnych.

7. Obliczenia przykładowe i ich weryfikacja doświadczalna

W celu sprawdzenia dokładności metody analizy trójwymiarowej wykonano obliczenia oraz pomiary charakterystyk pracy silnika dwufazowego typu SF-40 produkowanego przez MERA-ZAP w Ostrowie Wielkopolskim. Poniżej zestawiono dane techniczne silnika SF-40:



Rys.4. Moment obrotowy i moc na wale maszyny jako funkcje poślizgu przy sterowaniu:
 a/ amplitudowym i b/ fazowym
 — charakterystyki pomierzone - - - charakterystyki obliczone



Rys.5. Prądy i współczynniki mocy uzwojenia sterującego przy sterowaniu:

a/ amplitudowym — charakterystyki pomierzone
 b/ fazowym - - - charakterystyki obliczone

częstotliwość znamionowa	50 Hz
liczba biegunów	$2p=2$
średnica wewnętrzna stojana zewnętrznego	$D_{1w}=64 \cdot 10^{-3}$
średnica zewnętrzna stojana wewnętrznego	$D_{2z}=62,88 \cdot 10^{-3}$
grubość części cylindrycznej wirnika	$d = 0,8 \cdot 10^{-3}$
długość rdzenia stojana	$L_p = 0,1119$
długość wirnika	$L_2 = 0,1328$

dane uzwojenia stojana :

liczba żłobków	$z = 24$
poskok żłobkowy	$y = 10$
liczba żłobków na biegun i fazę	$q = 12$
liczba zwojów w jednej cewce	$z_c = 107$
liczba warstw	2

Uzwojenie wykonane było jako mostkowe.

Wirnik wykonany był ze stopu aluminium, dla którego przyjęto, że konduktywność $\delta'_l = 37,5 \cdot 10^6$ s/m. Stojan zewnętrzny oraz wewnętrzny był natomiast wykonany z blachy gorącowalcowanej, silnie nakrzemionej /3,8% Si/ typu 1,45 - E4-05 o charakterystyce magnesowania oraz stratności podanej w normie PN-54/H-92124'. Konduktywność rdzenia stojana wewnętrznego zgodnie z założeniem h/ przyjęto jako $\delta'_{Fe} = k \delta'_{Fe'} = 6 \cdot 10^6$ s/m

Względna przenikalność magnetyczną μ_{rs} na powierzchni rdzenia nieuzwojonego wyznaczono dla pola wypadkowego składowych stycznych tzn. $H_{sFe}^+ + H_{sFe}^-$. Charakterystyki pracy dla sterowania amplitudowego oraz fazowego zostały obliczone za pomocą maszyny cyfrowej ODRA 1204.

Te same charakterystyki zostały pomierzone doświadczalnie, przy czym wielkości elektryczne mierzono miernikami klasy 0,2, moment obrotowy - hamulcem Prony'ego, prędkość obrotową zaś obrotomierzem cyfrowym.

Charakterystyki obliczone oraz zmierzone przedstawiono graficznie:

- na rys.4 moc na wale P_2 f/s/ oraz moment $M = f/s/$,
- na rys.5 prąd $I_{1s} = f/s/$ oraz współczynnik mocy $\cos \varphi_{st} = f/s/$ uzwojenia sterowania.

Ekstremalne odchyłki między wielkościami uzyskanymi z obliczeń oraz pomiarów na ogół nie przekraczają $\pm 10\%$ zarówno dla sterowania amplitudowego jak i fazowego.

W tabeli 1 zestawiono niektóre parametry silnika SF-40 przy sterowaniu amplitudowym uzyskane z pomiarów, według obliczeń na podstawie metody Aresjana [1,11] oraz metody analizy trójwymiarowej. W tabeli 2 natomiast zestawiono te same parametry przy sterowaniu fazowym.

Tabela 1

Parametry silnika wykonawczego o nieferromagnetycznym wirniku kubkowym przy sterowaniu amplitudowym

	S	Z pomiarów			Wg Aresjana			Wg analizy trójwymiar.		
		M	P ₂	J _{st}	M	P ₂	J _{st}	M	P ₂	J _{st}
		Nm	W	A'	Nm	W	A	Nm	W	A
0,5	0,4	0,07	12	0,09	0,03	9,0	0,05	0,09	15	0,09
	0,6	0,13	16	0,15	0,06	10	0,10	0,14	17	0,165
	1,0	0,22	-	0,31	0,12	-	0,2	0,24	-	0,31
1,0	0,2	0,09	25	0,29	0,03	8,0	0,22	0,11	27	0,30
	0,6	0,28	35	0,45	0,17	21	0,34	0,31	36	0,46
	1,0	0,42	-	0,60	0,29	-	0,50	0,44	-	0,61

Tabela 2

Parametry silnika wykonawczego o nieferromagnetycznym wirniku kubkowym przy sterowaniu fazowym

	S	Z pomiarów			Wg Aresjana			Wg analizy trójwymiar.		
		M	P ₂	I _{st}	M	P ₂	I _{st}	M	P ₂	I _{st}
		Nm	W	A	Nm	W	A	Nm	W	A
30°	0,6	0,05	5,0	0,53	0,02	2,5	0,45	0,06	7,0	0,52
	0,8	0,13	7,0	0,54	0,09	5,7	0,48	0,14	8,0	0,55
	1,0	0,20	-	0,58	0,12	-	0,50	0,22	-	0,60
60°	0,4	0,15	28	0,40	0,08	15	0,31	0,12	24	0,40
	0,6	0,24	28,5	0,48	0,15	19	0,35	0,21	24,5	0,49
	1,0	0,40	-	0,595	0,30	-	0,50	0,39	-	0,60

Metoda analizy trójwymiarowej przy jednoczesnym uwzględnieniu skończonej wartości przenikalności magnetycznej rdzenia nieuzwojonego daje wyniki bliższe wynikom pomiarów niż metoda Aresjana.

8. Wnioski

Przeprowadzona analiza teoretyczna, obliczenia numeryczne oraz badania eksperymentalne silnika indukcyjnego o nieferromagnetycznym wirniku kubkowym wykazały, że wyprowadzone zależności na impedancję (30), (31), prądy wirowe (18), (19), (22), napięcia (20), (21), (23) oraz moment elektromagnetyczny (37) są dokładniejsze niż w dotychczasowych pracach [1,2,11,14,15]. Założenie trapezowego rozkładu obciążenia liniowego stojana (1) pozwala na ścisły z matematycznego punktu widzenia sposób wyrowadzenia zależności (29) na współczynnik uwzględniający zjawiska krańcowe. Uzyskane wzory (30), (31), (18), (19), (22), (20), (21), (23), (35) mogą być również stosowane przy obliczeniach charakterystyk pracy innych maszyn indukcyjnych np. silników liniowych [12] lub płaskich pomp indukcyjnych do płynnych metali [17].

LITERATURA

1. Aresjan T.L.: K teorii asynchronnego dwigatelja s monolitnym rotorom, Dissertacja MEI, 1952
2. Czeczet J.S.: Mikromaszyny elektryczne w automatyce. WNT, Warszawa 1968
3. Dąbrowski M.: Pola i obwody magnetyczne maszyn elektrycznych. WNT, Warszawa 1971
4. Filmore R.L.: Calculation of eddy current paths in drag-cup induction motor rotors. Transactions AIEE, vol. PAS-75, October 1956, pp.922-926
5. Gieras J.: Analiza pola elektromagnetycznego w środowisku ferromagnetycznym z uwzględnieniem zmiennej przenikalności magnetycznej i strat mocy na przemagnesowanie. Archiwum Elektrotechniki, t. XXV, Nr 4, 1976
6. Gieras J.: The teory of induction machines with the double leayer secondary, Rozprawy Elektrotechniczne. t. XXIII, 1977, w druku
7. Gieras J., Hebenstreit J.: Trojrozmera analiza indukcnio

- stroje s neferromagnetickou sekundarni casti, Elektrotechnic-
koy casopis, Slovenska akademie ved, Bratislava, 1977, w dru-
ku
8. Gieras J., Józefowicz W.: Siły wzajemnego oddziaływania między stojanem a nieliniowym obwodem wtórnym w parametrach rozłożonych w maszynie indukcyjnej. Prace Naukowe Politechniki Szczecińskiej, 1975, Nr 37, s.37-45
 9. Kaźmierski M.: Przenikalność zastępcza masywnego żelaza przy częstotliwościach technicznych. Rozprawy Elektrotechniczne, t.XXI, 1975, s.435-453
 10. Lasociński J.: Pole elektromagnetyczne w szczelinie maszyny o masywnym wirniku ferromagnetycznym przy uwzględnieniu skończonej długości maszyny. Rozprawy Elektrotechniczne, t.XII, z.1, 1966
 11. Łopuchina E.M., Somichina G.S.: Asinchronnyje mikromasiny s połym rotorom. Energija, Moskwa 1967
 12. Oberrefl M.: Dreidimensional Berechnung des Linearmotors mit Berücksichtigung der Endeffekte und der Wicklungsrrertcilung. Archiv fur Elektrotechnik, Bd.55.,H 4, 1973, s.181-190
 13. Turowski J.: Elektrodynamika techniczna, WNT, Warszawa 1968
 14. Wiewjurko I.A.: O rascete asinchronnoj masiny s połym rotorom metodom simmetriceskich sostawljajuscich. Westnik Elektropromyslennosti, 1957
 15. Wiewjurko J.A.: K rascetu charakteristik dvochfaznoj indukcionnoj masziny s połym rotorom. Westnik Elektropromyslennosti, Nr 6, 1957
 16. Woldek A.J.: Indukcionnye magnitogidrodinamiceskie masiny s zidkometalliceskim rabocim tełom. Izd.Energija, Leningrad, 1970
 17. West J.C., Hesmondhalgh D.E.:The analysis of thick-cylinder induction machines. Proceedings IEE, vd.109C, 1962, Monograph Nr 477v, pp. 172-181

Wykaz ważniejszych oznaczeń:

- A_1 - obciążenie liniowe stojana dla pierwszej harmonicznej rozkładu przestrzennego w kierunku osi X, wartość maksymalna [A/m];
 a_1 - obciążenie liniowe, wartość chwilowa [A/m];
 a_R, a_X - współczynniki rezystancji i strat mocy czynnej oraz reaktancji i strat mocy biernej uwzględniające zmienną przenikalność magnetyczną i straty mocy na okresowe przemagnesowania w środowisku ferromagnetycznym;
 B - indukcja magnetyczna [T];
 d - grubość dobrze przewodzącej nieferromagnetycznej części cylindrycznej wirnika [m];
 D_2 - średnica zewnętrzna kubka nieferromagnetycznego [m];
 E - natężenie pola elektrycznego, wartość maksymalna [V/m];
 F_{2x} - siła w kierunku osi x działająca na wirnik [N];
 H - natężenie pola magnetycznego, wartość maksymalna [A/m];
 h_{cz} - jednostronny wysięg połączeń czołowych uzwojeń stojana [m];
 I_2 - natężenie prądu wirnika [A];
 j - jednostka urojona;
 k_{Rn}, k_{Xn} - współczynniki uwzględniające zmianę rezystancji i reaktancji nieferromagnetycznego wirnika;
 k_{zn} - współczynnik uwzględniający zwiększenie impedancji wirnika na skutek przepływu prądów w kierunku osi x;
 k_2 - współczynnik tłumienia pola elektromagnetycznego w wirniku [1/m];
 L_1 - długość idealna pakietu stojana [m];
 L_2 - długość wirnika [m];
 M - moment elektromagnetyczny [Nm];
 m_1 - liczba faz uzwojenia stojana;
 $n=1,3,5,\dots$ - harmoniczne nieparzyste rozkładu pola w kierunku osi y;
 ΔP_{2z} - straty mocy czynnej w wirniku [W];
 p - liczba par biegunów stojana;
 ΔQ_{2z} - straty mocy biernej w wirniku [VA];

R_{2n}'	- rezystancja wirnika dla n-tych harmoniczných sprowadzona do strony stojana [Ω];
\vec{S}	- zespolony wektor Poyntinga ;
s	- poślizg;
t	- czas s ;
U_2	- napięcie elektryczne w wirniku [V];
Z	- impedancja;
Z_1	- liczba zwojów szeregowych uzwojenia stojana;
x_{2n}'	- reaktancja wirnika dla n-tych harmoniczných sprowadzona do strony stojana [Ω];
x, y, z	- współrzędne prostokątne ;
α_2, α_3	- zespolone współczynniki tłumienia pola elektromagnetycznego odpowiednio w wirniku oraz rdzeniu nieuzwojonym [$1/m$];
α_e	- efektywny współczynnik sygnału;
β	- kąt przesunięcia fazowego napięć uzwojenia wzbudzenia i sterowania;
δ	- konduktywność [$1/\Omega m$];
δ	- szczelina powietrzna [m];
μ	- przenikalność magnetyczna, μ_{r2} - względna powierchniowa, μ_{r2} - względna zastępcza zespolona;
γ	- współczynnik uzwojenia;
τ	- podziałka biegunowa [m];
ω_1	- pulsacja prądu w uzwojeniach stojana [1/s] ;
ω_2	- pulsacja prądu w wirniku [1/s] ;

THREE-DIMENSIONAL ANALYSIS OF ASYNCHRONOUS INDUCTION
MOTOR WITH NON-FERROMAGNETIC CUP ROTOR

Summary

On the basis of the three-dimensional distribution of electromagnetic field, impedance as well as power losses with non-ferromagnetic cup rotor of the induction engine have been determined.

There has been introduced the dependence on the coefficient including extremal phenomena in the rotor and the formula of the motor electromagnetic moment determined on the basis of the theory of electromagnetic field has been given.

Theoretical assumptions have been verified experimentally for the induction motor with the rotor made of aluminium.

The obtained results have been compared with those by other authors.

ТРЕХКАМЕРНЫЙ АНАЛИЗ ИНДУКЦИОННОГО ДВИГАТЕЛЯ С НЕФЕРРОМАГНИТНЫМ
ПОЛЫМ РОТОРОМ

Резюме

На основе трехмерного электромагнитного поля определено полное сопротивление, а также потери мощности в неферромагнитном полом роторе индукционной машины.

Выведены также зависимости на коэффициент учитывающий крайние эффекты в роторе, а также приведена формула на электромагнитный момент двигателя полученный на основании теории электромагнитного поля.

Jerzy Nazarko
Krzysztof Pieńkowski

OBLICZANIE PARAMETRÓW I CHARAKTERYSTYK INDUKCYJNYCH SILNIKÓW LINIOWYCH PŁASKICH

W pracy przedstawiono metodę obliczania parametrów i charakterystyk roboczych indukcyjnego silnika liniowego płaskiego z bieźnią ferromagnetyczną: siły ciągu, mocy mechanicznej, mocy elektromagnetycznej, prądu pobieranego z sieci w zależności od poślizgu, z uwzględnieniem zmian przenikalności magnetycznej materiału bieźni.

Opracowana metoda może stanowić podstawę do analizy własności silników liniowych w stanach ustalonych i służyć pomocą w projektowaniu napędów elektrycznych z silnikami liniowymi.

1. Wstęp

Indukcyjny silnik liniowy jest przetwornikiem elektromechanicznym realizującym bezpośrednią przemianę pobranej z sieci energii elektrycznej na energię mechaniczną ruchu postępowego.

Najczęściej stosowanymi są indukcyjne silniki liniowe płaskie. Część wtórną tych silników nazywaną dalej bieźnią, stanowi przeważnie masywna płyta prostopadłościenna z materiału ferromagnetycznego o dobrej przewodności elektrycznej.

Z katalogów zakładów produkujących silniki liniowe wynika, że przeważnie jedynym elementem silnika wykonywanym fabrycznie jest twornik /uźłobkowana, uzwojona część zasilana prądem prądmiennym sieci/. Bieźnia na ogół stanowi bezpośrednio napędzaną część maszyny roboczej lub jest wykonywana przez użytkownika.

Parametry silnika liniowego oraz przebieg jego charakterystyk zależą od rodzaju zastosowanego materiału bieźni, jej wymiarów geometrycznych oraz wielkości szczeliny przetwornikowej. Wyznaczenie parametrów i charakterystyk indukcyjnego silnika

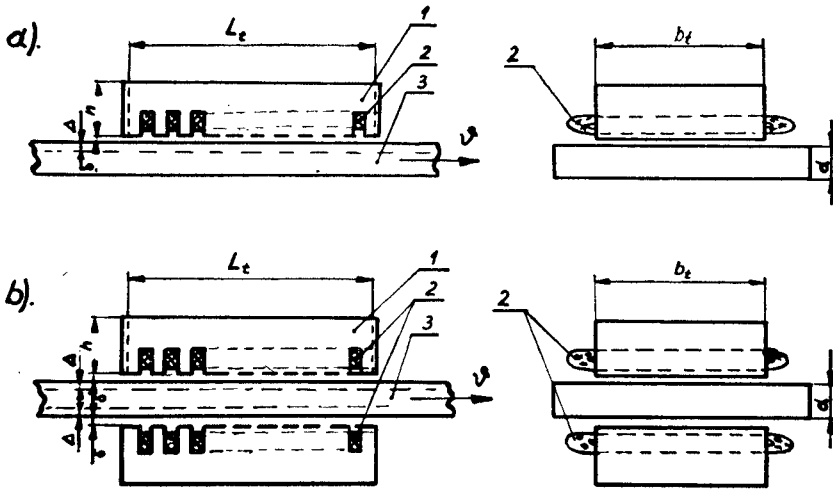
liniowego stanowi zagadnienie interesujące konstruktorów oraz projektantów i użytkowników układów napędowych z silnikami liniowymi

Jako cel pracy przyjęto opracowanie dostatecznie prostej i dokładnej, przydatnej w obliczeniach inżynierskich metody wyznaczenia parametrów i przebiegu charakterystyk roboczych indukcyjnych silników liniowych płaskich jedno-i dwustronnych z masywną bieżnią ferromagnetyczną.

2. Obliczanie parametrów elektrycznych twornika i bieżni

2.1. Założenia wstępne

Przedstawione dalej założenia dotyczą indukcyjnych silników liniowych jedno-i dwustronnych. Rys.1 przedstawia stosowane w pracy oznaczenia wymiarów geometrycznych silnika oraz układy pracy silników.



Rys.1. Indukcyjny silnik liniowy płaski: a/ jednostronny, b/dwu - stronny, 1-twornik, 2-bieżnia, 3-uzwojenie twornika, δ - szczelina powietrzna, Δ - zastępcza głębokość wnikania pola w głąb bieżni ferromagnetycznej, a_t - długość nieuzwojonego nieuzębionego skrajnego odcinka twornika, L_t - całkowita długość twornika / $L_t=2L$ dla silnika jednostronnego, $L_t=L$ dla silnika dwustronnego

Przedstawione w pracy zależności słuszne są przy przyjęciu następujących założeń upraszczających:

1. Wszystkie wielkości elektryczne i magnetyczne zmieniają się w czasie i przestrzeni sinusoidalnie /uwzględnia się tylko podstawową harmoniczną/.
2. Bieżnia jest idealnie gładką płytą z izotropowego jednorodnego materiału o stałej konduktywności γ i stałej przenikalności względnej μ_T równej względnej przenikalności magnetycznej na powierzchni bieżni μ_{T5} . Uwzględnienie występującej zmienności przenikalności magnetycznej materiału w głąb bieżni przeprowadza się wg metody Nejmana, której przydatność do obliczeń technicznych została wykazana w wielu pracach [1], [2], [6].
3. Twornik silnika liniowego ma symetryczne uzwojenie 3-fazowe zasilane napięciem 3-fazowym sinusoidalnie zmiennym.
4. Bieżnia jest umieszczona symetrycznie względem twornika, długość bieżni jest większa od długości twornika, szczelina przytwornikowa jest równomierna. Istniejącą praktycznie nierównomierność szczeliny powietrznej wywołaną żłobkami twornika uwzględnia się podobnie jak w maszynach wirujących przez wprowadzenie szczeliny zastępczej będącej iloczynem szczeliny rzeczywistej i współczynnika Cartera k_C .
5. W obrębie szczeliny przetwornikowej występuje pole magnetyczne biegnące z prędkością synchroniczną liniową v_1 , którego amplituda wzdłuż szerokości bieżni jest stała, a wzdłuż długości bieżni ma rozkład okresowy o półokresie równym podziałce biegunowej silnika τ .
6. Szerokość bieżni jest dużo większa od podziałki biegunowej, dlatego przyjmuje się, że prądy indukowane w bieżni mają kierunek poprzeczny do ruchu bieżni. Rzeczywisty rozptyw prądów uwzględnia się za pomocą współczynnika poprawkowego.
7. Grubość bieżni jest większa od głębokości wnikania pola elektromagnetycznego w głąb bieżni w rozpatrywanym okresie zmian poślizgu.

2.2. Pole magnetyczne w szczelinie silnika liniowego

Obwód magnetyczny indukcyjnego silnika liniowego w odróżnieniu od maszyn wirujących jest obwodem otwartym. Jest to przyczyną tego, że nawet przy sinusoidalnym rozkładzie gęstości liniowej prądu twornika, wzbudzone nim pole magnetyczne w szczelinie jest odkształcone.

Pole magnetyczne w szczelinie przetwornikowej składa się z trzech składowych: pierwsza określa pole biegnące, przemieszczające się ze stałą liniową prędkością synchroniczną v_1 wzdłuż szczeliny, dwie następne składowe stanowią pola pulsujące wywołane otwarciem obwodu magnetycznego. Pola pulsujące będące sumą składowej współbieżnej i przeciwbieżnej są powodem zmniejszenia się siły ciągu silnika oraz przyczyniają się do powstania dodatkowych strat. Praktycznie jednak wg [3], [5] dla silników o całkowitej liczbie podziałek większej od 4 oraz dla silników z uzwojeniami kompensującymi składowe oscylujące pola magnetycznego wpływ tych składowych może być pominięty.

Przy spełnieniu powyższych warunków i założeń pole magnetyczne biegnące w szczelinie przetwornikowej opisane jest zależnością:

$$B(x, t) = B_g \sin \left(\omega_1 t - \frac{\pi}{\tau} x \right) = B_g \sin \left(\frac{\pi}{\tau} v_1 t - x \right) \quad (1)$$

$$v_1 = \frac{\omega_1 \tau}{\pi} = 2f_1 \tau$$

gdzie:

B_g - amplituda indukcji magnetycznej w szczelinie

f_1 - częstotliwość prądu zasilającego

2.3. Pole elektromagnetyczne w masywnej bieźni ferromagnetycznej

Przy przyjętych w p.2.1 założeniach tory prądów wirowych indukcyjnych w masywnej bieźni ferromagnetycznej można uważać jako równoległe do kierunku prądów płynących przez uzwojenie twornika oraz prostopadłe do kierunku ruchu bieźni.

Największa amplituda gęstości prądów wirowych w bieźni występuje na jej powierzchni i maleje wykładniczo w miarę odległości bieźni ferromagnetycznej.

Z analizy pola elektromagnetycznego wnikaającego do masywnej przestrzeni ferromagnetycznej [6] wynika, że rzeczywisty rozptyw prądów w bieźni można zastąpić równomiernym rozptywem prądów o gęstości jak na powierzchni bieźni t.j. jej wartości skutecznej, płynących w warstwie o grubości Δ .

Ta odległość Δ nazywa się równoważną głębokością wnikania pola elektromagnetycznego w głąb bieźni i opisuje się ją zależnością:

$$\Delta = \sqrt{\frac{2}{\omega_2 \mu_0 \mu_{rs} \gamma}} = \sqrt{\frac{2}{s \omega_1 \mu_0 \mu_{rs} \gamma}} \quad (2)$$

gdzie:

ω_2 - pulsacja prądów indukowanych w bieźni

s - poślizg silnika liniowego

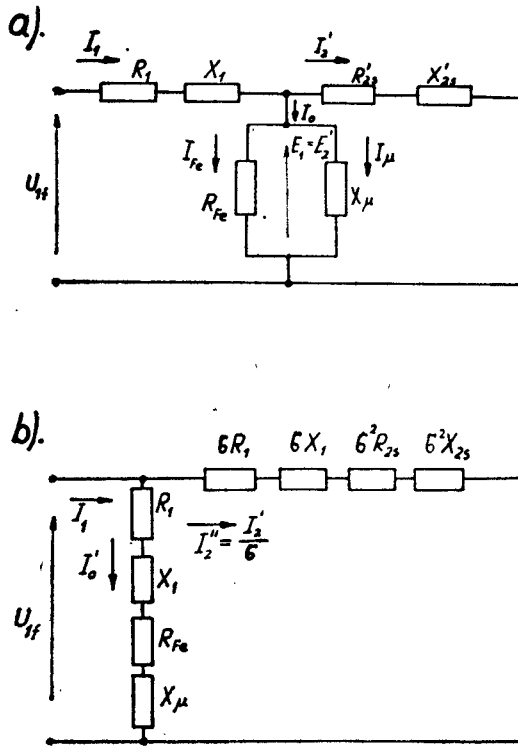
μ_0 - przenikalność magnetyczna próżni

Ponieważ równoważna głębokość wnikania Δ zmienia się wraz z poślizgiem silnika s oraz zależy od stopnia nasycenia magnetycznego materiału bieźni /czyli od wielkości prądów płynących w bieźni/ poprzez μ_{rs} dlatego określenie parametrów i charakterystyk roboczych silnika liniowego jest bardzo kłopotliwe.

Własność silnika liniowego podczas pracy wygodnie jest określać na podstawie jego schematu zastępczego, który buduje się na podobnych zasadach jak dla maszyn wirujących. Masywną bieźnię będącą obwodem wtórnym silnika liniowego o parametrach rozłożonych zastępuje się obwodem elektrycznym o parametrach skupionych składających się z szeregowo połączonej rezystencji i reaktancji /przeliczonych na stronę uzwojenia twornika/, których wartości zmieniają się wraz z poślizgiem i nasyceniem materiału bieźni.

Słuszność takiego sposobu postępowania została wykazana w wielu pracach poświęconych teorii silników liniowych [3], [5] oraz dla indukcyjnych maszyn wirujących z masywnym wirnikiem [1], [2].

Schemat zastępczy silnika liniowego przedstawiono na rys.2.



Rys.2. Schemat zastępczy indukcyjnego silnika liniowego a/ naj -
 częściej spotykany typu T b/ schemat przekształcony typu T

2.4. Określenie parametrów elektrycznych bieźni

Na podstawie uproszczonej analizy pola elektromagnetycznego w bieźni silnika liniowego [4], [5] otrzymuje się wyrażenia pozwalające na obliczenie parametrów schematu zastępczego przy założeniu, że znane są wymiary geometryczne silnika oraz własności materiałowe bieźni.

Z porównania całkowitej mocy elektromagnetycznej pola wnioskującego do bieźni z mocą wydzieloną na rezystencji i reaktancji schematu zastępczego bieźni, otrzymuje się poniższe zależności na rezystencję i reaktancję masywnej bieźni sprowadzonej

na stronę uzwojenia twornika.

Rezystancja masywnej bieźni sprowadzona na stronę uzwojenia twornika z uwzględnieniem rzeczywistego rozptywu prądów wirowych w bieźni oraz zmian przenikalności magnetycznej w głąb materiału bieźni, określona jest zależnością:

$$R'_{2s} = \frac{R'_2}{s} = 4m_1/z_1k_{ul}/^2 N_R k_z \frac{b_t}{L_t} \sqrt{\frac{\omega_1 \mu_0}{2\gamma}} \sqrt{\frac{\mu_{rs}}{s}} \quad (3)$$

Podobnie reaktancja masywnej bieźni sprowadzona na stronę uzwojenia twornika:

$$X'_{2s} = \frac{X'_2}{s} = 4m_1/z_1k_{ul}/^2 N_x k_z \frac{b_t}{L_t} \sqrt{\frac{\omega_1 \mu_0}{2\gamma}} \sqrt{\frac{\mu_{rs}}{s}} \quad (4)$$

gdzie:

- m_1 - liczba faz uzwojenia twornika
- z_1 - liczba zwojów jednej fazy uzwojenia twornika
- k_{ul} - współczynnik uzwojenia
- N_R, N_x - współczynniki uwzględniające zmienność przenikalności magnetycznej z głębokością wnikania wg metody Nejmana [6]
- k_z - współczynnik poprawkowy uwzględniający rzeczywisty rozptyw prądów wirowych w bieźni, najczęściej przyjmuje się go równym [2], [5] :

$$k_z = 1 + \frac{2}{\pi} \cdot \frac{\tau}{b_t}$$

W dalszej części wyrażenia (3) i (4) przedstawia się w prostszej postaci:

$$R'_{2s} = R'_{20} \sqrt{\frac{\mu_{rs}}{s}} \quad (5)$$

$$X'_{2s} = a R'_{20} \sqrt{\frac{\mu_{rs}}{s}}$$

gdzie:

$$R'_{20} = 4m_1/z_1k_{ul}/^2 N_R k_z \frac{b_t}{L_t} \sqrt{\frac{\omega_1 \mu_0}{2\gamma}}$$

$$a = \frac{N_X}{N_R} \quad (6)$$

2.5. Obliczanie parametrów elektrycznych twornika i prądu magnesującego silnika

Sposób określania parametrów elektrycznych twornika R_1, X_1, R_{Fe}, X_μ jest podobny jak dla maszyn wirujących, dlatego nie poświęcono temu problemowi więcej uwagi.

Ponieważ szczelina powietrzna w silniku liniowym jest z reguły o wiele większa niż w maszynach wirujących, można przyjąć z wystarczającą dokładnością, że całkowity przepływ twornika jest równy spadkowi napięcia magnetycznego w szczelinie powietrznej, stąd otrzymuje się wyrażenie na prąd magnesujący silnika liniowego:

$$I_\mu = \frac{\pi p k_c \delta B_\delta}{\sqrt{2} \mu_0 m_1 z_1 k_{u1}} \quad (7)$$

gdzie:

k_c - współczynnik Cartera
 p - liczba par biegunów

Jak widać (7), prąd magnesujący silnika liniowego jest proporcjonalny do wielkości szczeliny powietrznej

3. Wyznaczenie parametrów oraz charakterystyk indukcyjnego silnika liniowego

Wyznaczenie przebiegu charakterystyk roboczych indukcyjnego silnika liniowego przeprowadza się na podstawie analizy jego schamatu zastępczego. Ze względu na konieczność uwzględnienia tu wpływu gałęzi poprzecznej analizę tę wygodniej jest prowadzić na podstawie równoważnego schamatu zastępczego typu Γ przedstawionego na rys.2, pomija się przy tym straty w żelazie twornika.

Współczynnik przekształcenia schamatu zastępczego [2] przyjmuje się jako liczbę rzeczywistą:

$$\delta = \sqrt{1 + \frac{x_1}{X_\mu} /^2 + \frac{R_1}{X_\mu} /^2} \quad (8)$$

3.1. Obliczanie charakterystyk indukcyjnych silników liniowych

Na podstawie schematu zastępczego silnika /rys.2/ otrzymuje się zależność sprowadzoną na stronę uzwojenia twornika prąd bieźni w funkcji poślizgu s:

$$\begin{aligned} I'_s/s/ = \delta I'_2/s/ &= \delta \frac{U_{1f}}{\sqrt{\delta R_1 + \delta^2 R'_{2s}/^2 + \delta X_1 + \delta^2 X'_{2s}/^2}} = \\ &= \frac{U_{1f}}{\sqrt{\delta R_1 + \delta^2 R'_{2o} \sqrt{\frac{\mu_{rs}}{s}} /^2 + \delta X_1 + \delta^2 a R'_{2o} \sqrt{\frac{\mu_{rs}}{s}} /^2}} \end{aligned} \quad (9)$$

Moc elektromagnetyczna przenoszona od twornika do bieźni jest równa:

$$\begin{aligned} P_e/s/ &= m_1 / I'_2/s/ /^2 R'_{2s} = \\ &= m_1 U_{1f}^2 \frac{R'_{2o} \sqrt{\frac{\mu_{rs}}{s}}}{/R_1 + \delta R'_{2o} \sqrt{\frac{\mu_{rs}}{s}} /^2 + /X_1 + \delta a R'_{2o} \sqrt{\frac{\mu_{rs}}{s}} /^2} \end{aligned} \quad (10)$$

Przy uwzględnieniu, że $P_e/s/ = F_e/s/ \cdot v_1$ otrzymuje się wyrażenie na elektromagnetyczną siłę ciągu silnika liniowego $F_e/s/$, która przy pominięciu ewentualnych sił tarcia jest równa sile ciągu silnika liniowego, wyrażająca się zależnością:

$$\begin{aligned} F_e/s/ &= \frac{P_e/s/}{v_1} = \\ &= m_1 \frac{U_{1f}}{v_1} \cdot \frac{R'_{2o} \sqrt{\frac{\mu_{rs}}{s}}}{/R_1 + \delta R'_{2o} \sqrt{\frac{\mu_{rs}}{s}} /^2 + /X_1 + \delta a R'_{2o} \sqrt{\frac{\mu_{rs}}{s}} /^2} \end{aligned} \quad (11)$$

Wyrażenie (11) przedstawia zależność siły ciągu F_e od poślizgu silnika, czyli jest równaniem charakterystyki silnika liniowego.

Moc mechaniczna silnika liniowego jest równa:

$$P_2/s = F_e/s \cdot v_2 = F_e/s \cdot (1-s) \cdot v_1 =$$

$$= m_1 U_{1f}^2 \frac{(1-s/R'_{20}) \sqrt{\frac{\mu_{rs}}{s}}}{/R_1 + \delta R'_{20} \sqrt{\frac{\mu_{rs}}{s}} /^2 + /X_1 + \delta a R'_{20} \sqrt{\frac{\mu_{rs}}{s}} /^2} \quad (12)$$

Moc oraz prąd pobierany z sieci można wyznaczyć na podstawie schematu zastępczego po uprzednim obliczeniu jego parametrów. Z przytoczonych wyżej zależności widać, że wyrażenia opisujące parametry i charakterystykę indukcyjnego silnika liniowego mają skomplikowaną postać i ich obliczenie jest trudne i pracochłonne.

Parametry silnika liniowego z bieźnią ferromagnetyczną przy danych wartościach poślizgu są funkcją przenikalności magnetycznej materiału bieźni. Przenikalność magnetyczna μ_{rs} materiału bieźni zmienia się wraz ze zmianą wartości składowej stycznej natężenia pola magnetycznego na powierzchni bieźni.

Z porównania modułów amplitud:przepływu twornika przypadającego na jedną podziałkę biegunową i napięcia magnetycznego wywołanego przez sprowadzony na stronę uzwojenia twornika zastępczy prąd bieźni, otrzymuje się [5] wyrażenie ujmujące zależność skutecznej wartości natężenia pola magnetycznego na powierzchni bieźni od prądu bieźni I'_2 :

$$H_s = \frac{m_1 z_1 k_{ul}}{p \tau} I'_2 = \frac{2m_1 z_1 k_{ul}}{L_t} I'_2 \quad (13)$$

Do obliczenia parametrów i charakterystyk indukcyjnego silnika liniowego konieczna jest znajomość krzywej magnesowania $\mu = f(H)$ materiału, z którego wykonana jest bieźnia, wymiarów geometrycznych twornika i bieźni oraz niektórych danych konstrukcyjnych twornika (t.j. m_1, z_1, k_{ul}, τ).

Wyznaczenie charakterystyki rozpoczyna się od przyjęcia dla danej wartości poślizgu s podziewanej wartości prądu bieźni I'_2 .

Korzystając z (13) oblicza się następnie na podstawie krzywej magnesowania $\mu = f/H$ danego materiału bieźni odpowiadającą założeniu I'_2 wartość przenikalności magnetycznej μ_{rs} na powierzchni bieźni, a następnie na podstawie (3) i (4) rezystancję i reaktancję bieźni R'_{2s} i X'_{2s} . Obliczona na podstawie (9) wartość I'_2 powinna być równa założonej na początku obliczeń - w przypadku rozbieżności należy powtórzyć powyższy tok obliczeń dla przyjętej na nowo wartości I'_2 . Znając odpowiadającą danemu poślizgowi wartość prądu bieźni I'_2/s oraz μ_{rs} można przystąpić do wyznaczania pozostałych parametrów i charakterystyk silnika (10), (11), (12).

3.2. Uproszczona metoda obliczania charakterystyk silnika

Przedstawiony wyżej sposób obliczania parametrów i charakterystyk jest bardzo pracochłonny, co w konsekwencji utrudnia analizę pracy i własności silnika liniowego.

Bardzo często, szczególnie podczas analizy pracy silnika liniowego w obszarze dużych nasyceń materiału bieźni przenikalność magnetyczna materiału bieźni μ_{rs} zmienia się nieznacznie i praktycznie może być traktowana jako wielkość stała i równa μ_{rp} .

Parametry bieźni są wtedy tylko funkcją poślizgu s . Wprowadzając oznaczenie:

$$R'_{2p} = R_{20} \sqrt{\mu_{rp}}$$

równanie charakterystyki mechanicznej (11) silnika sprowadza się wtedy do postaci:

$$F_e/s = \frac{m_1 U^2 1f}{v_1} \cdot \frac{R'_{2p}}{\sqrt{s}} \cdot \frac{1}{/R_1 + \delta \frac{R'_{2p}}{\sqrt{s}} /^2 + /X_1 + \delta a \frac{R'_{2p}}{\sqrt{s}} /^2} \quad (14)$$

Różniczkując zależność (14) względem poślizgu s i przyrównując do zera otrzymuje się warażenie na poślizg krytyczny silnika liniowego, przy którym występuje maksymalna siła ciągu:

$$s_k = \delta^2 /1+a^2/ \cdot \frac{R'_{2p}}{R_1^2 + X_1^2} \quad (15)$$

Wstawiając wartość $s=s_k$ do (14) otrzymuje się wyrażenie na maksymalną, czyli krytyczną siłę ciągu silnika liniowego:

$$F_k = \frac{m_1 U_{1f}^2}{v_1} \cdot \frac{\frac{R'_{2p}}{\sqrt{s_k}}}{/R_1 + \delta \frac{R'_{2p}}{\sqrt{s_k}} /^2 + /X_1 + \delta a \frac{R'_{2p}}{\sqrt{s_k}} /^2} \quad (16)$$

Po podzieleniu stronami (14) i (16) oraz odpowiednim przekształceniu otrzymuje się:

$$\frac{F_e}{F_k} = \frac{2+2\varepsilon}{\sqrt{\frac{s}{s_k}} + \sqrt{\frac{s_k}{s}} + 2\varepsilon} \quad (17)$$

gdzie:

$$\varepsilon = \frac{\frac{R_1}{X_1} + a}{\sqrt{1 + a^2 / \left[1 + \frac{R_1}{X_1} /^2 \right]}} \quad (18)$$

Wyrażenie (17) można traktować jako równoważne równaniu Klossa dla indukcyjnych maszyn wirujących. Wiąże ono odpowiadającą danemu poślizgowi siłę ciągu silnika liniowego z poślizgiem krytycznym i krytyczną siłą ciągu silnika liniowego.

Postępując w podobny sposób jak dla 14 można otrzymać uproszczone zależności opisujące inne charakterystyki silnika liniowego:

$$\frac{I_2}{I_{2k}} = f/s ; \quad \frac{P_e}{P_{ek}} = f/s$$

4. Wnioski

W pracy przedstawiono uproszczoną metodę obliczania charakterystyk i parametrów indukcyjnych silników liniowych płaskich z masywną bieźnią ferromagnetyczną. Przedstawione zależności ujmują specyfikę budowy i działania silników liniowych,

brazują zasadniczy wpływ poszczególnych wielkości magnetycznych, elektrycznych i geometrycznych na moc, siłę ciągu i przebieg charakterystyk. Parametry silników i przebieg charakterystyk roboczych zależą od rodzaju materiału, z którego wykonano bieżnię, wymiarów geometrycznych bieżni i twornika, indukcji magnetycznej w szczelinie i rozwarości szczeliny przytworńkowej.

Widać, że zasadniczy wpływ na moc indukcyjnego silnika liniowego ma indukcja magnetyczna w szczelinie, prędkość ruchu bieżni oraz rodzaj materiału bieżni. Przedstawione w pracy zależności pozwalają na analizę silników liniowych w stanach ustalonych; dla danych parametrów konstrukcyjnych twornika umożliwiają wyznaczenie charakterystyk roboczych silnika z bieżnią z dowolnego materiału ferromagnetycznego.

LITERATURA

1. Gieras J.: Wyznaczenie parametrów dwufazowego mikrosilnika wykonawczego o masywnym wirniku stalowym i kołowym wirującym w polu magnetycznym. Zeszyty Naukowe Politechniki Poznańskiej, Elektryka nr 14, 1974 ss.43-60
2. Kucevalov V.M.: Voprosy teorii i rasceta asinchronnych masin z massivnym rotorom. Energija, 1966
3. Pawluk K., Szczepański W.: Silniki elektryczne liniowe WNT, Warszawa 1974
4. Pieńkowski K.: Obliczanie parametrów i charakterystyk indukcyjnych silników liniowych płaskich. Komunikat nr 79, Instytut Układów Elektromaszynowych Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 1976, ss.1-26
5. Turowski J.: Elektrodynamika techniczna. WNT, Warszawa 1968
6. Turowski J.: Metody obliczania pola i parametrów bieżni indukcyjnych silników liniowych. Rozprawy Elektrotechniczne 1973, 19, z.2, ss.371-396

CALCULATION OF PARAMETERS AND CHARACTERISTICS OF LINEAR INDUCTION MOTORS

Summary

The paper presents a method of calculating parameters and operation characteristics of the linear induction motors with a ferromagnetic race: drive force, mechanical force, electromagnetic force, power consumption dependent on the lost motion including changes in magnetic permeability of the race material.

The worked out method can be a basis for property analysis of linear induction motors at steady states and can be helpful in designing the electric drive with linear motors.

РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ И ХАРАКТЕРИСТИК ИНДУКЦИОННЫХ ЛИНЕЙНЫХ ПЛОСКИХ ДВИГАТЕЛЕЙ

Резюме

В работе показан метод расчета параметров и черновых характеристик индукционного линейного плоского двигателя с ферромагнитной дорожкой: силы тяги, механической мощности, электромагнитной мощности, тока воспринимаемого из сети в зависимости от скольжения с учетом изменений магнетической проницаемости материала дорожки.

Разработанный метод может быть основой для анализа свойств линейных двигателей в установившихся состояниях и помочь в проектировании электроприводов с линейными двигателями.

Michał Tall
Jerzy Nazarko
Zbigniew Piech

SILNIK ASYNCHRONICZNY LINIOWY Z CZĘŚCIĄ WTÓRNA
OBEJMUJĄCĄ INDUKTOR

W pracy podano krótki opis konstrukcji i zasadę działania asynchronicznego silnika liniowego z ferromagnetyczną częścią wtórną obejmującą induktor.

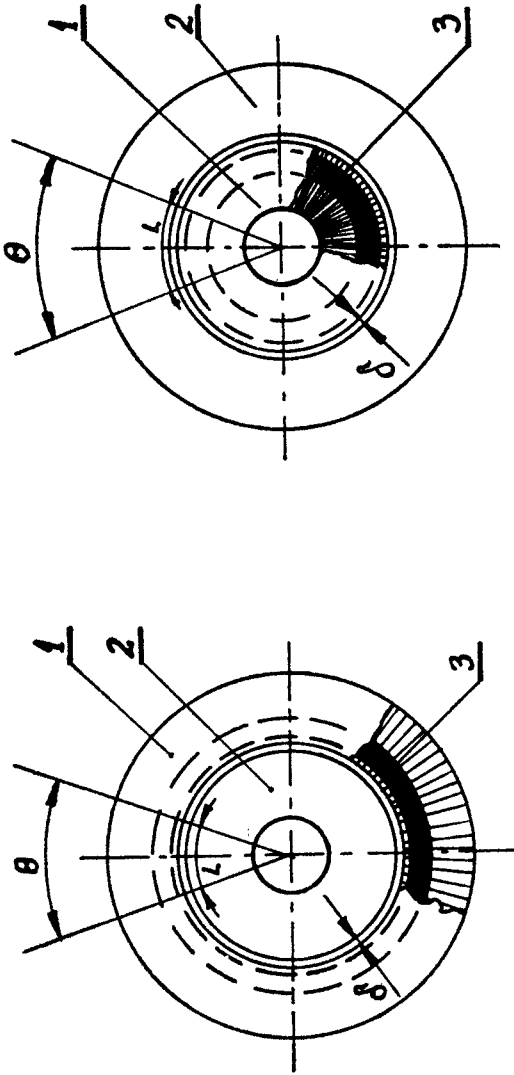
Do badania rozkładu pola elektromagnetycznego w części wtórnej wykorzystano równania falowe Maxwella przedstawione w cylindrycznym układzie współrzędnych.

Na podstawie badań wykonanego modelu określono niektóre podstawowe charakterystyki elektromechaniczne.

1. Wstęp

Zastosowanie elektrycznych silników liniowych ma na celu głównie wyeliminowanie przekładni zamieniających ruch obrotowy na liniowy. W niektórych przypadkach tylko silnik liniowy może wypełnić zadanie jako napęd np. przy bardzo szybkich pociągach /koło jako mechanizm napędowy spełnia swoje zadanie jedynie do prędkości 320 km/godz./ [1]. Koncepcja silnika liniowego znana jest w zasadzie od czasu powstania silnika asynchronicznego o ruchu obrotowym /1890r./.

Dotychczas ukazało się dostatecznie dużo publikacji na temat zasady działania i zastosowań silników liniowych. Fakt zbyt małej dotychczas popularyzacji wspomnianych silników można tłumaczyć między innymi niskimi - w stosunku do konwencjonalnych silników wirujących - parametrami elektromechanicznymi. Wynika to ze struktury silników liniowych, gdzie część wtórna /mająca odpowiednik w wirniku maszyny wirującej/ jest częścią mechanizmu napędzanego, a przekazywanie energii z części pierwotnej do wtórnej odbywa się na zasadzie indukcji poprzez szczelinę po-



Rys.1. Silniki o strukturze walcowej, a/ z częścią wtórną obejmowaną przez induktor,
 b/ z częścią wtórną obejmującą induktor. 1-induktor, 2-część wtórna, 3-uzwojenie,
 4- szczelina powietrzna, 5- szczelina powietrzna, 6- szczelina powietrzna,
 8- szczelina powietrzna

wietrzną, konstrukcyjnie uzasadnioną, sięgającą niekiedy od kilku do kilkunastu milimetrów. Te niedogodności konstrukcyjne pociągają za sobą pogorszenie parametrów elektrycznych i magnetycznych, jak np. zmniejszenie współczynnika mocy $\cos\varphi$ na skutek dużego prądu magnesującego wywołanego wzrostem szczeliny powietrznej itp., co w konsekwencji uniemożliwia przybliżenie współczynnika sprawności do osiągalnych przez maszyny o ruchu obrotowym.

W Instytucie Telekomunikacji i Elektrotechniki ATR opracowano nową konstrukcję silnika liniowego, usuwającą w pewnym stopniu wady dotychczas znanych silników, charakteryzującą się lepszym wykorzystaniem czynnych materiałów wiodących strumień magnetyczny i prąd.

Silnik zbudowany jest z części pierwotnej 1 /induktora/ wykonanej z blachy elektrotechnicznej /najlepiej klinowej/ /rys.2/ , tworzącej strukturę walcową. Na części pierwotnej, poprzecznie do kierunku blach wyfrezowano żłobki, w których umieszczono cewki uzwojeń mające kształt krążków. Operacje połączeń międzycewkowych wykonuje się na zewnątrz induktora. Przepływający przez uzwojenie 3 prąd wytwarza strumień zamykający się poprzez blachowany induktor 1, szczelinę δ i litą część wtórną 2, która ma strukturę rurową, obejmującą induktor. Wielkość szczeliny powietrznej uzasadniona jest jedynie względami konstrukcyjnymi i może mieć wartość ułamka milimetra.

Powyższa konstrukcja zastrzeżona jest patentem [3], [4].

Omówiony silnik, choć w strukturze swej podobny do tubowego, znanego pod nazwą: działło Birkelanda /le canon electro-magnetique de Birkeland/, ma pewne w porównaniu do niego zalety, z których najważniejsze to:

- 1/ część wtórna obejmująca uzwojony induktor, może być rozcięta, co stosuje się szczególnie przy rurach długich np. w trakcji, gdzie działło Birkelanda ze względów konstrukcyjnych nie może być zastosowane;
- 2/ lepsze warunki chłodzenia części wtórnej, która będąc materiałem litym nagrzewa się szybko do stosunkowo wysokiej temperatury;
- 3/ większa wartość średniej długości czynnej na drodze indukowanych prądów wirowych w części wtórnej;

4/ korzystniejsza konfiguracja drogi dla strumienia magnetycznego. W blachowanym induktorze dopuszcza się zwykle indukcję rzędu $B_1 = 1,5 \text{ T}$, zaś elementy wtórne z litej stali konstrukcyjnej dopuszczają indukcję około $B_2 \approx 0,5 \text{ T}$.

Wskutek "promieniowego" rozchodzenia się linii sił pola magnetycznego w silnikach o strukturze tubowej, omawiana konstrukcja charakteryzuje się lepszymi parametrami obwodu magnetycznego.

Należy także dodać, że silniki o strukturze tubowej w porównaniu z silnikami płaskimi jednostronnymi lub dwustronnymi odznaczają się 100% wykorzystaniem miedzi. Cała długość cewek jest długością czynną, podczas gdy w silnikach płaskich części czołowe uzwojeń są rzędu 50-70% całkowitej długości cewki.

2. Zagadnienia parametrów elektrycznych części wtórnej

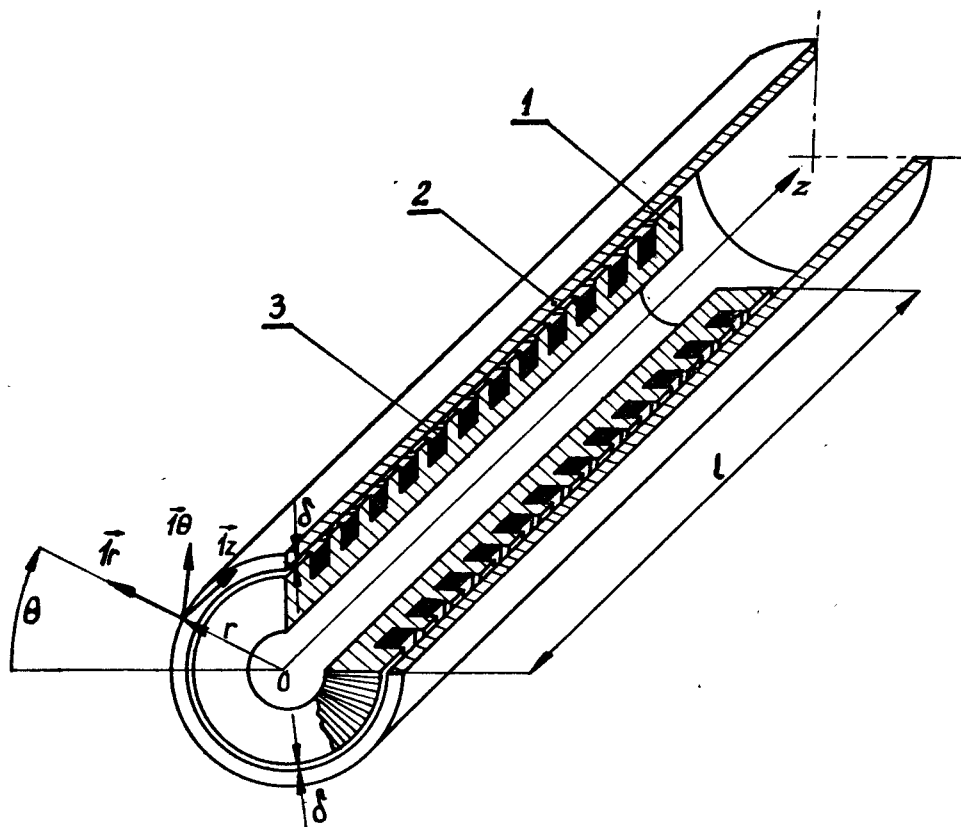
Charakter parametrów elektrycznych induktora silnika liniowego i sposób ich wyznaczania jest podobny jak w silniku wirującym.

Analizę zjawisk zachodzących w litej ferromagnetycznej części wtórnej można przeprowadzić za pomocą równań Maxwella i Ohma i wyprowadzić w ten sposób wzory na parametry elektromagnetyczne, z których dalej można wyznaczyć charakterystyki mechaniczne.

Ponieważ charakter zjawisk zachodzących w litej ferromagnetycznej części wtórnej jest silnie nieliniowy, niemożliwa jest analiza matematyczna bez wprowadzenia pewnych założeń upraszczających.

Przy założeniu że:

- środowisko jest liniowe i izotropowe;
- silnik tworzy strukturę okresową w walcowym układzie współrzędnych r, θ, z , przemieszczającą się w kierunku osi z ;
- przestrzeń szczeliny powietrznej δ ograniczona jest materiałem o stałej przenikalności względnej $\mu \gg 1$, równej przenikalności na powierzchni materiału oraz stałej konduktywności γ ;
- długość induktora i części wtórnej jest dużo większa od podwójnej podziałki biegunowej $l \gg 2 \delta$;



Rys.2. Indukcyjny silnik liniowy z częścią wtórną obejmującą induktor całowicie. 1-induktor, 2-część wtórna, 3-uzwojenie induktora, δ -szczelina powietrzna, l -długość induktora

- uzwojenie induktora ma okresowość 2τ w kierunku osi z ;
- wszystkie wielkości elektryczne i magnetyczne zmieniają się w sposób sinusoidalny / uwzględnia się jedynie podstawową harmoniczną analizowanych przebiegów/.

Przy pominięciu zjawisk krańcowych, występujących na krańcach układu /wynikających z faktu, że obwód magnetyczny jest obwodem otwartym /można założyć, że fala indukcji magnetycznej w szczelinie jest związana w czasie i przestrzeni zależnością:

$$B_{\delta} = B_{\delta m} \sin / \omega t - \frac{\pi}{\tau} z / \quad (1)$$

gdzie:

$B_{\delta m}$ - maksymalna amplituda indukcji w szczelinie
 τ - podziałka biegunowa uzwojeń induktora

Fala indukcji magnetycznej biegnie w szczelinie z prędkością liniową synchroniczną V_1 wynikającą z konstrukcyjnych własności induktora tj. jego podziałki biegunowej

$$V_1 = 2 \tau f_1 \quad (2)$$

gdzie:

f_1 - częstotliwość prądu induktora

W litej części wtórnej fala indukcji przemieszcza się z prędkością liniową V_2 , będącą różnicą prędkości fali oraz prędkości części wtórnej względem induktora

$$V_2 = V_1 - V = s V_1 \quad (3)$$

gdzie:

$$s = \frac{V_1 - V}{V_1} \quad \text{- poślizg silnika} \quad (4)$$

Z prędkością V_2 fali w części wtórnej związana jest częstotliwość zmian wielkości magnetycznych /indukcji/ i elektrycznych /prądu/ zależnością:

$$f_2 = s f_1 \quad (5)$$

Do dalszej analizy zastosowano ogólnie sformułowane przez Maxwella równania pola elektromagnetycznego, odniesione do środowiska liniowego, izotropowego, przy dodatkowym założeniu, że środowisko jest nieruchome, pozbawione ruchomych ładunków i obcych pól.

Równania dla środowiska dobrze przewodzącego / z pominięciem prądów przesunięcia dielektrycznego/ mają następującą postać [6]:

$$\text{rot } \vec{H} = \vec{J} \quad (6)$$

$$\text{rot } \vec{E} = - \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (7)$$

$$\vec{J} = \gamma \vec{E}, \quad \vec{B} = \mu \vec{H} \quad (8)$$

oraz

$$\operatorname{div} \vec{B} = 0 \quad (9)$$

przy czym: $\vec{B} = B_{ms} e^{j\omega t}$ jest wektorem indukcji magnetycznej mającym składowe $\vec{B} = l_r B_r + l_z B_z$, $\vec{H} = H_{ms} e^{j\omega t}$

- wektor natężenia pola magnetycznego mający składowe:

$\vec{H} = l_r H_r + l_z H_z$, $\vec{E} = E_{ms} e^{j\omega t}$ - wektor natężenia pola elektrycznego mający tylko składową θ , $\vec{J} = J_{ms} e^{j\omega t}$ - wektor gęstości prądu mający tylko składową θ .

Z faktu konstrukcyjnej symetrii silnika wynika istnienie symetrii osiowej wektorów pola, w związku z tym nie ma zmian wielkości elektrycznych i magnetycznych w kierunku osi

$$\theta \left(\frac{\partial}{\partial \theta} = 0 \right)$$

W przyjętym układzie współrzędnych ograniczono się do wyznaczenia zależności wektorów \vec{H} i \vec{J} od zmiennej r zakładając, że moduły tych wektorów zmieniają się ze zmienną z zgodnie z funkcją $\sin \frac{\pi}{\tau} z$.

Zastosowana w tym przypadku analiza jednowymiarowa pola elektromagnetycznego ma swoje uzasadnienie, ponieważ w przypadku rozpatrywania układów z częścią wtórną ferromagnetyczną oraz niewielką prędkością synchroniczną błąd wynikający z takiego uproszczenia może być niewielki.

Stosując definicję rotacji do obu równań Maxwella (6) i (7) przedstawionych w cylindrycznym układzie współrzędnych, otrzymamy zespół równań określający związki pomiędzy natężeniem pola magnetycznego a gęstością prądu części wtórnej:

$$\frac{1}{r} J_{\theta} + \frac{\partial}{\partial r} J_{\theta} = -\mu \gamma \frac{\partial}{\partial t} H_z \quad (10)$$

$$J = -\frac{\partial}{\partial r} H_z \quad (11)$$

Ponieważ J i H są funkcjami harmonicznymi czasu, to wprowadzając funkcje zespolone w postaci:

$$\underline{J} = J_m \exp /j\omega t/ \quad (12)$$

$$\underline{H} = H_m \exp /j\omega t/$$

do równań (10) i (11) można otrzymać zwykłe równania różniczkowe dla poszczególnych składowych pola elektromagnetycznego, /dla prostoty przedstawienia zagadnienia pominięto indeksy wektorów kierunkowych ponieważ mamy do czynienia jedynie ze składową statyczną wektora natężenia pola magnetycznego oraz składową obwodową gęstości prądu/:

$$\frac{1}{r} J_m + \frac{d}{dr} J_m = - \alpha^2 H_m \quad (13)$$

$$J_m = - \frac{d}{dr} H_m \quad (14)$$

gdzie: $\alpha^2 = j \omega_2 \mu \chi$

Podstawiając zależność [14] do [13] i odwrotnie, otrzymamy zależność amplitudy wartości stycznej natężenia pola magnetycznego oraz gęstości prądów obwodowych od zmiennej r :

$$\frac{d^2}{dr^2} H_m + \frac{1}{r} \frac{d}{dr} H_m - \alpha^2 H_m = 0 \quad (15)$$

$$\frac{d^2}{dr^2} J_m + \frac{1}{r} \frac{d}{dr} J_m - \left(\alpha^2 + \frac{1}{r^2} \right) J_m = 0 \quad (16)$$

Całkami ogólnymi /rozwiązaniami/ równań (15) i (16) są funkcje:

$$H_{nm}/r/ = A_{no} \cdot I_o/r\alpha/ + B_{no} \cdot K_o/r\alpha/ \quad (17)$$

$$J_{nm}/r/ = A_{n1} \cdot I_1/r\alpha/ + B_{n1} \cdot K_1/r\alpha/ \quad (18)$$

gdzie $I_o/r\alpha/$ i $K_o/r\alpha/$ są zmodyfikowanymi funkcjami Bessela pierwszego i drugiego rodzaju zerowego rzędu, oraz $I_1/r\alpha/$ i $K_1/r\alpha/$ są zmodyfikowanymi funkcjami Bessela pierwszego i drugiego rodzaju pierwszego rzędu.

Przewidując charakter rozkładu pola w części wtórnej możemy stwierdzić, że fala padająca może jedynie zanikać ze wzrostem zmiennej r , wobec czego stałe całkowania $A_{no} = A_{n1} = 0$ /, co wynika w tym przypadku z definicji zmodyfikowanych funkcji Bessela/. Uwzględniając poza tym sinusoidalny rozkład pola wzdłuż osi z otrzymamy:

$$H_m/r, z/= \sum_{n=1}^{\infty} B_{no} \cdot K_0/r \alpha / \cdot \sin \frac{\pi}{\tau} z \quad (19)$$

$$J_m/r, z/= \sum_{n=1}^{\infty} B_{n1} \cdot K_1/r \alpha / \cdot \sin \frac{\pi}{\tau} z \quad (20)$$

Stałą całkowania B_{no} znajdujemy z warunku brzegowego dla r . Na powierzchni części wtórnej t.j. przy $r = r_0$ natężenia pola magnetycznego równa się jego wartości maksymalnej H_{ms} t.j.:

$$\sum_{n=1}^{\infty} B_{no} \cdot K_0 / r_0 \alpha / \cdot \sin \frac{\pi}{\tau} z = H_{ms} \cdot \sin \frac{\pi}{\tau} z \quad (21)$$

dla $0 \ll z \ll \tau$

stąd wynika stała:

$$B_{no} = \frac{H_{ms}}{K_0/r_0 \alpha /}$$

ostatecznie więc rozkład pola magnetycznego /wartość styczna / w części wtórnej o strukturze walcowej ma postać:

$$H_m/r, z / = H_{sm} \frac{K_0 / r \alpha /}{K_0 / r_0 \alpha /} \cdot \sin \frac{\pi}{\tau} z \quad (22)$$

Rozkład gęstości prądów obwodowych można wyznaczyć uwzględniając zależność (14) zastosowaną do wyrażenia (22) wykorzystując związek pomiędzy funkcjami K_0 i K_1 w postaci:

$$\frac{d}{dr} K_0 / r \alpha / = - \alpha K_1 / r \alpha /$$

bez konieczności wyznaczania stałej całkowania B_{n1} :

$$J_m/r, z/= H_{sm} \frac{K_1/r \alpha /}{K_0 / r_0 \alpha /} \sin \frac{\pi}{\tau} z \quad (23)$$

Równania (22) i (23) umożliwiają wyznaczenie impedancji części wtórnej, która w odniesieniu do jednostki powierzchni /1 m x 1 m/ jest definiowana jako iloraz wektorów \vec{E} i \vec{H} na powierzchni części wtórnej /t.j. przy $r = r_0$ /:

$$Z_2 = \frac{E_{sm}}{H_{sm}} = \alpha \frac{K_1/r_0 \alpha /}{K_0/r_0 \alpha /} \quad (24)$$



przy czym ze względu na zespolony współczynnik w postaci:

$$\alpha = 1 + j/k \quad (25)$$

gdzie: $k = \sqrt{\frac{\omega_1 s \mu \chi}{2}}$

rezystancja części wtórnej równa jest jej reaktancji tzn:

$$R_2 = X_2 = \frac{k}{j} \frac{K_1/r_o \alpha}{K_o/r_o \alpha} \quad (26)$$

W rzeczywistości, na skutek wpływu strat histerezowych i zmiennej przenikalności magnetycznej ferromagnetycznej części wtórnej, wyrażenia na rezystancję i reaktancję (26) należałoby pomnożyć przez odpowiednie współczynniki, które są dla rezystancji rzędu 1,4 a dla reaktancji rzędu 0,85 [6]

3. Siła ciągu

Siła ciągu omawianego silnika jest wynikiem współdziałania biegnącej w kierunku osi z fali indukcji magnetycznej i indukowanych przez nią prądów wirowych w części wtórnej /rys.2/.

Efekt biegnącej fali magnetycznej jest wynikiem przepływu prądu trójfazowego przez kolejno następujące po sobie cewki uzwojenia induktora / kolejno: faza A, B, C, A,/.

Wielkość siły ciągu rozwijanej przez silnik jest szczególnym parametrem określającym jego przydatność do celów napędowych. Siłę tę można obliczyć posługując się metodami stosowanymi przy obliczeniach konwencjonalnych silników wirujących [2]:

$$F = \frac{m_1 I_2^2 R'_2}{V_1 s} \quad (27)$$

Jeżeli chodzi o wartość skuteczną prądu części wtórnej I_2' to można go wyznaczyć posługując się schematem zastępczym / którego parametry strony pierwotnej można wyznaczyć, bądź zmierzyć jak dla silników wirujących/ przy uprzednim wyznaczeniu rezystancji R_2 części wtórnej, która z kolei uwzględniając konkretne wymiary geometryczne oraz parametry konstrukcyjne części wtórnej tj.: długość w kierunku przewodzenia prądów wirowych - πd_o /gdzie $d_o = 2 r_o$ jest średnicą wewnętrzną części wtórnej/, szerokość $2 p\tau$, grubość ścianki części wtórnej g oraz właściwo-

ści materiałowe takie jak przenikalność magnetyczna μ i przewodowość właściwa γ ma postać :

$$R_2' = 4 m_1 / z_1 k_{ul} / 2 \cdot \frac{\pi d_o}{\gamma p \tau g} \cdot \frac{k \cdot g}{2} \frac{K_1 / r_o \alpha /}{K_o / r_o \alpha /} = \quad (28)$$

$$= k_p \cdot R_{20} \cdot k_{\mu s}$$

w której zastosowane współczynniki są definiowane jako:

- $k_p = 4 m_1 / z_1 k_{ul} / 2$ - współczynnik przeliczenia rezystancji części wtórnej na stronę induktora / z_1 - liczba szeregowo połączonych zwojów jednej fazy induktora, k_{u1} - współczynnik uzwojenia /,

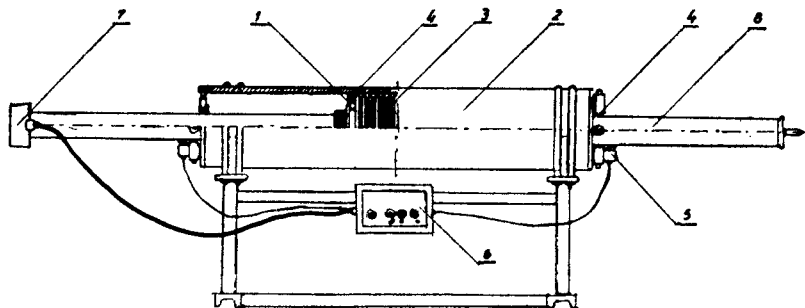
- $R_{20} = \frac{\pi d_o}{\gamma p \tau g}$ - rezystancja dla prądu stałego stalowej części wtórnej liczona w kierunku przepływu prądów wirowych.

- $k_{\mu s} = \frac{kg}{2} \frac{K_1 / r_o \alpha /}{K_o / r_o \alpha /}$ - współczynnik wyrażający zmianę rezystancji części wtórnej ze zmianą poślizgu s i przenikalności magnetycznej μ , uwzględniający poza tym także zmianę rezystancji wraz ze zmianą promienia części wtórnej.

Wartość funkcji Bessela K_o i K_1 można odczytać bezpośrednio z tablic przedstawionych w postaci $K_o = f/x/$, $K_1 = f/x/$ gdzie $x = Re\{r\alpha\}$.

4. Charakterystyki mechaniczne

Niżej przedstawiono wyniki badań niektórych wielkości modelu asynchronicznego silnika liniowego z częścią wtórną obejmującą całkowicie induktor, zbudowanego w Zakładzie Automatyki Układów Elektromaszynowych /rys.3/ charakteryzującego się następującymi danymi konstrukcyjnymi:



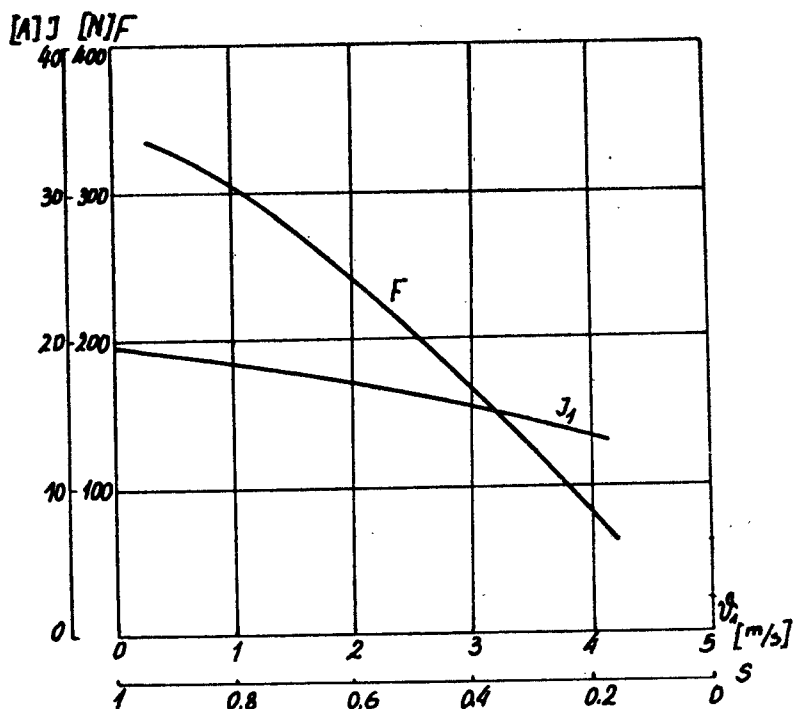
Rys.3. Przekrój konstrukcyjny silnika liniowego z częścią wtórną obejmującą induktor, zbudowanego w Zakładzie Automatyki Układów Elektromaszynowych /Instytut TiE/. 1-induktor, 2-część wtórna, 3-uzwojenie, 4-rolki prowadzące, 5-wyłącznik krańcowy, 6-skrzynka ze stycznikową aparaturą przełączającą, 7-skrzynka zaciskowa połączeń międzycewkowych, 8-konstrukcja rurowa do przenoszenia siły ciągu

Induktor:

- długość	$l=0,207 \text{ m}$
- średnica	$d=0,184 \text{ m}$
- liczba żłobków	$Z=12$
- liczba biegunów	$2p=4$
- podziałka biegunowa	$\tau=0,05 \text{ m}$
- materiał rdzenia-blacha	$BS-0,5/2,6 \text{ mm} \frac{W}{kg}$
- liczba zwojów szereg.	$z=60$
- prędkość synchr.pola	$V_1=5 \text{ m/s}$
- napięcie zasilania	$U_1=380V$
- liczba faz	$m_1=3$
- częstotliwość	$f_1=50 \text{ Hz}$

Część wtórna:

- długość	$l_1=1,0 \text{ m}$
- średnica wewnętrzna	$2r_o=0,186 \text{ m}$
- średnica zewnętrzna	$D=0,213 \text{ m}$
- materiał-stal konstr. St 3	



Rys.4. Charakterystyki siły ciągu F i prądu pobieranego I_1 w funkcji prędkości v_1 /induktora względem nieruchomej części wtórnej/

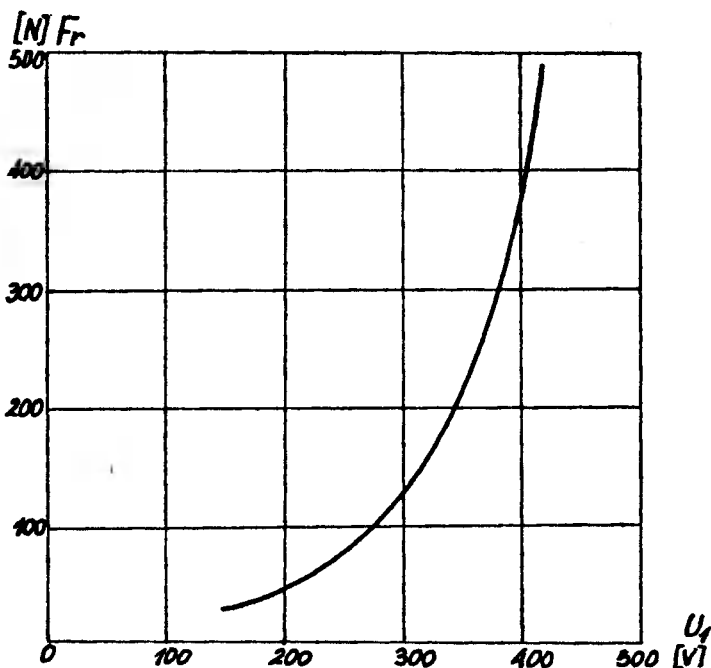
Rys.4 przedstawia charakterystykę siły ciągu F w funkcji prędkości induktora względem nieruchomej części wtórnej oraz charakterystykę prądu I_1 pobieranego z sieci dla napięcia zasilającego $U_1 = 380$ V.

Otrzymane wyniki pozwalają twierdzić, że silnik charakteryzuje się poślizgiem krytycznym $s_k \approx 1$ oraz niewielką krotnością prądu rozruchowego w stosunku do prądu przy prędkości bliskiej idealnej v_1 . Niewielka sztywność charakterystyki / w porównaniu z konwencjonalnym silnikiem wirującym tego samego rzędu / wynika z faktu, że część wtórna jest zbudowana z litego materiału, którego reaktancja i rezystencja na drodze indukowanych prądów wirowych są w pierwszym przybliżeniu sobie równe [2].

Prace zespołu ZAUE prowadzone są nadal w kierunku poprawy własności mechanicznych omawianego, typu silnika. Uzyskano już pewne rezultaty jeśli chodzi o zmniejszenie impedancji części wtórnej. tj. - budując część wtórną jako strukturę dwuwarstwową składającą się z cienkościennej rury z materiału dobrze przewodzącego i opasującej ją rury z materiału ferromagnetycznego,

-wbudowując w rurową część wtórną z materiału ferromagnetycznego specjalnie skonstruowaną klatkę [5] składającą się z szeregu pierścieni z materiału dobrze przewodzącego prąd.

Rezultaty badań nad wspomnianymi wyżej konstrukcjami zostaną omówione w oddzielnych opracowaniach.



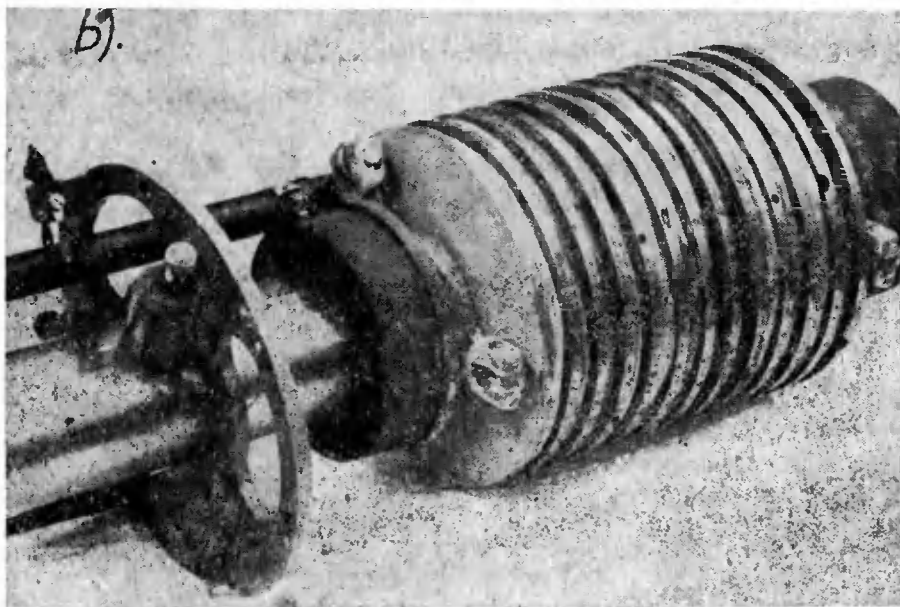
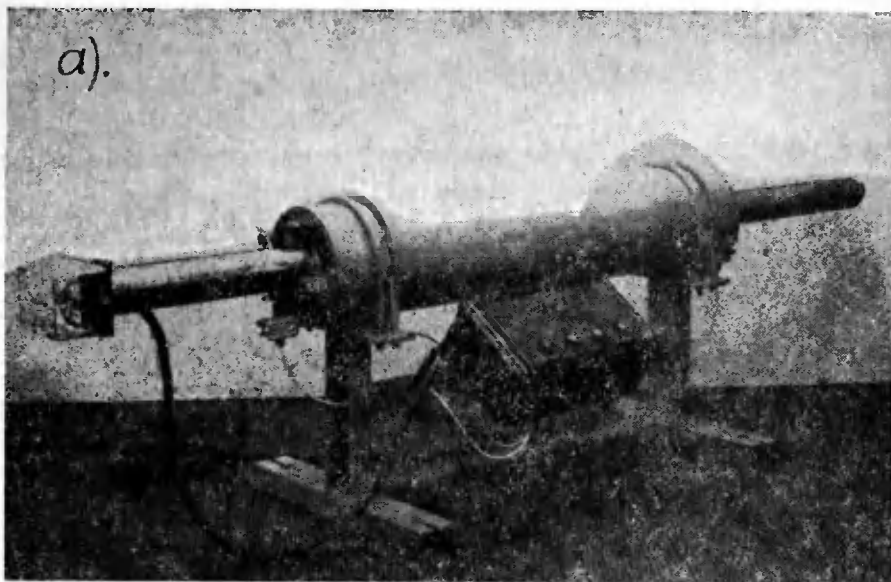
Rys.5. Zależność siły rozruchowej F_r /przy $V = 0$ / od wartości napięcia zasilającego U_1

Rezultaty badań nad wspomnianymi wyżej konstrukcjami zostaną omówione w oddzielnych opracowaniach.

Rys.5 przedstawia zależność siły rozruchowej F_r w funkcji napięcia zasilającego U_1 . Pomiaru dokonano w stanie zwracania sil-

nika.

Charakterystyka ta uzupełniona badaniami termicznymi pozwoliła by określić możliwość zastosowania silnika do pracy dorywczej lub przerywanej z odpowiednio większą mocą oddawaną do mechanizmu napędzanego.



Rys.6. Widok modelu doświadczalnego /a/ oraz samego induktora /b/

5. Wnioski

Opracowana konstrukcja asynchronicznego silnika liniowego z częścią wtórną obejmującą induktor charakteryzuje się lepszym wykorzystaniem materiału ferromagnetycznego wiodącego strumień magnetyczny od innych podobnych konstrukcji typu tubowego.

Wersja silnika z częścią wtórną obejmującą induktor całkowicie w zasadzie nadaje się do napędów o niewielkim zakresie drogi.

Możliwa jest analiza zjawisk zachodzących w litym materiale części wtórnej za pomocą równań Maxwella, w współrzędnych cylindrycznych należy jednak rozważyć możliwość analizy w współrzędnych prostokątnych dla dużych średnic wewnętrznych części wtórnej.

Przeprowadzone na modelu badania wykazały przydatność silnika do pracy w ruchu postępowym i postępowo-wzrotnym.

Otrzymane charakterystyki konstrukcji modelowej są na poziomie innych asynchronicznych silników liniowych z częścią wtórną ferromagnetyczną.

LITERATURA

1. Czirwigin K.M.: Исследования в области линейных асинхронных двигателей в США. Ежемесячный бюллетень международного ассоциации железнодорожных конгрессов, Nr 4, 1968
2. Nitka S.: Sposób wyznaczania parametrów konstrukcyjnych oraz impedencji silników indukcyjnych liniowych o budowie płaskiej. Przegląd Elektrotechniczny nr 12 1976
3. Tall M.: Liniowa maszyna asynchroniczna. Patent nr 76 866 1971
4. Tall M.: Asynchronous linear dynamo-electric machine. British Patent Nr 1392921 1975
5. Tall M.: Klatka zwarta asynchronicznej maszyny liniowej. Patent nr 86 389 1973
6. Turowski J.: Elektrodynamika techniczna WNT Warszawa 1968

ASYNCHRONOUS LINEAR MOTOR WITH SECONDARY PART INCLUDING
INDUCTOR

Summary

A short description of construction and principle of operation of the asynchronous linear motor with ferromagnetic secondary part including the inductor has been given in this paper.

In order to investigate the distribution of electromagnetic field in the secondary part of the motor, the Maxwell's equations have been used in the cylindrical coordinate system.

On the basis of the investigation of the given model some fundamental electromechanical characteristics have been defined.

АСИНХРОННЫЙ ЛИНЕЙНЫЙ ДВИГАТЕЛЬ С ПРОИЗВОДНОЙ ЧАСТЬЮ ОХВАТЫВАЮЩЕЙ ИНДУКТОР

Резюме

В работе рассматриваются вопросы конструкции и правила работы асинхронного линейного двигателя с ферромагнитной производной частью, охватывающей индуктор.

Для исследования распада электромагнитного поля производной части использованы волновые уравнения Максвелла, которые показаны в цилиндрической системе координат. На основании исследований выполненной модели определены некоторые основные электромеханические характеристики.

Ryszard Borowski
Jerzy Manikowski
Zbigniew Piech

PROBLEMY DOBORU ŁACZNIKA SYMISTOROWEGO WSPÓŁPRACUJĄCEGO Z SILNIKIEM ASYNCHRONICZNYM

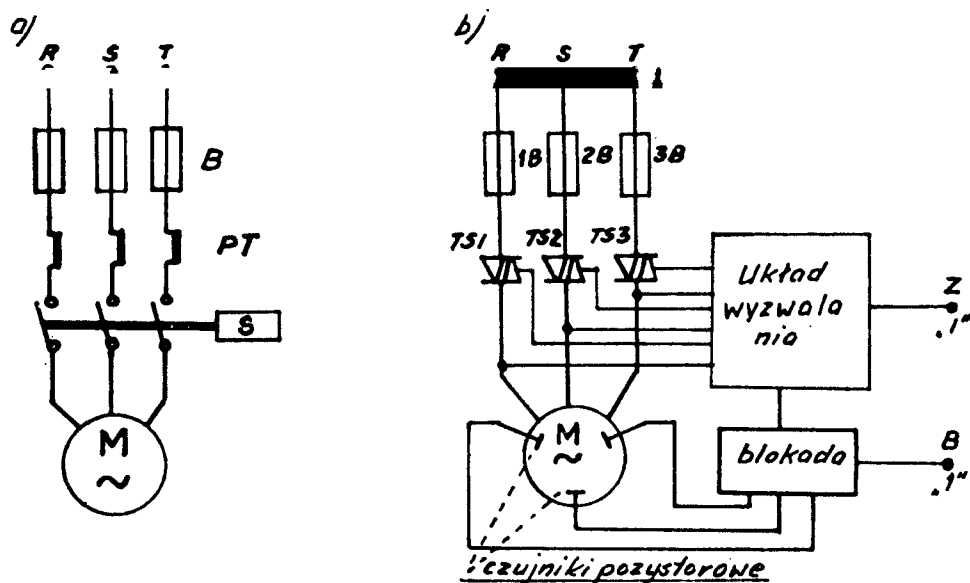
W artykule przedstawiono dobór łącznika symistorowego z uwzględnieniem stanów dynamicznych napędu elektrycznego. Przeprowadzono przy tym wiele prób i badań współpracy łącznika symistorowego z silnikiem asynchronicznym, które w pełni potwierdziły jego zalety. Proponowany łącznik może znaleźć zastosowanie przy pracy z dużą częstością łączeń oraz w trudnych warunkach eksploatacyjnych. Przedstawiono też nową koncepcję układu wyzwalania realizowanego na układach hybrydowych z serii E 100 H.

1. Wstęp

Układy tyrystorowe i symistorowe spełniają w nowoczesnym napędzie elektrycznym różnorodne zadania. Pracują jako łączniki bezstykowe, służą do regulacji napięcia oraz mogą służyć do regulacji częstotliwościowej i impulsowej w odpowiednich układach. W niniejszym opracowaniu autorzy poruszają zagadnienia związane z doбором bezstykowego łącznika symistorowego przewidzianego do współpracy z silnikiem asynchronicznym.

Tradycyjne łączniki stykowe mają szereg wad, z których najważniejsze to: mała zdolność łączeniowa przy dużej częstości łączeń, powstawanie łuku elektrycznego w trakcie łączenia oraz duża zawodność pracy powodowana wyżej wymienionymi czynnikami. Dla wielu procesów technologicznych tego typu wady mają istotne znaczenie z punktu widzenia ciągłości procesu produkcyjnego oraz zagrożenia pożarowego i wybuchowego dla otoczenia.

Badania przeprowadzono na zlecenie przemysłu zbożowo-paszowego. Dotychczas w urządzeniach tego przemysłu stosowane były układy stykowe. Urządzenia te cechowała zwiększona awaryjność ze względu na pracę z dużą częstością łączeń w warunkach dużego zapylenia, podwyższonej temperatury a niejednokrotnie również dużej wilgotności /piekarnie, młyny, mieszalnie pasz/.



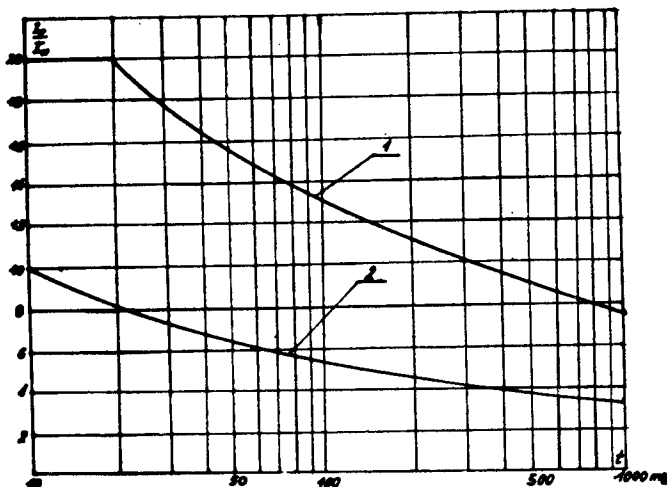
Rys.1. Schemat łącznika współpracującego z silnikiem asynchronicznym: a/ stykowego, b/ bezstykowego - symistorowego

W proponowanym łączniku bezstykowym, którego schemat przedstawiono na rys.1, styki główne łączników mechanicznych zastąpiono symistorami, a styki pomocnicze bezstykowymi układami logicznymi z serii E 100 H. W układzie blokady załączenia zamiast tradycyjnych przekaźników termicznych PT zastosowano czujniki pozystorowe.

2. Dobór symistorów

W przypadku posiadania krzywych przeciążalności eksploatacyjnej podanych przez producenta symistorów, porównuje się oscylogramy prądów silnika pracującego w najcięższych warunkach z tymi krzywymi i na tej podstawie określa się prąd znamionowy właściwego symistora.

Jednak nie wszyscy producenci symistorów podają krzywe obciążalności eksploatacyjnej. Producent symistorów dostępnych na naszym rynku podaje wartość niepowtarzalnego prądu przeciążenia jaki może płynąć przez symistor przez 1 Oms. Prąd ten jest równy w przybliżeniu dziesięciokrotnej wartości prądu znamionowego symistora. Wobec powyższego, z braku krzywych obciążalności eksploatacyjnej, przy projektowaniu łącznika posłużono się krzywą określającą graniczną zdolność przeciążeniową podawaną przez producenta dla tyrystorów.



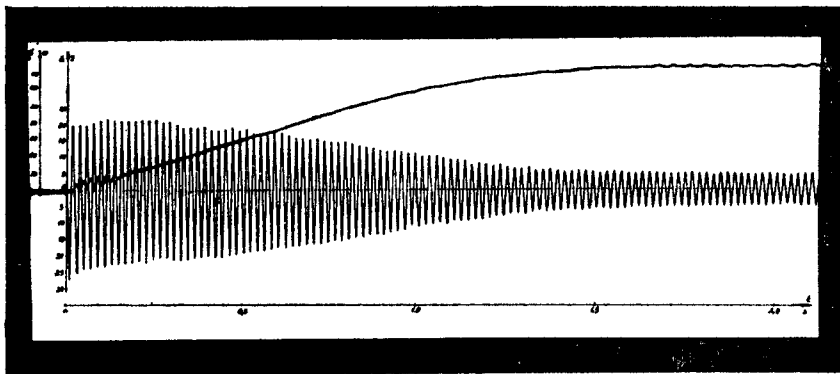
Rys.2. Krzywe granicznej przeciążalności prądowej:
krzywa 1-dla tyrystora, krzywa 2-dla symistora

Przedstawione na rys.2 krzywe granicznej przeciążalności prądowej ujmują zależność wartości dopuszczalnego prądu przeciążenia I_{Tp} od czasu jego trwania. Wychodząc z założenia, że dopuszczalny prąd przeciążeniowy I_{Tp} na tej krzywej podany jest w wartościach maksymalnych dla przebiegu o kształcie półfali sinusoidalnej.

dy, można narysować podobną krzywą dla symistora. Wartości prądu znamionowego tyrystora i symistora są przy tym takie same. Dla określenia krzywej granicznej przeciążalności prądowej symistora przyjęto, że moc cieplna wydzielona w tyrystorze podczas przewodzenia prądu I_{Tp} o kształcie półfali sinusoidy musi być równa mocy cieplnej wydzielonej w symistorze podczas przewodzenia prądu I_{Tp} o kształcie pełnej sinusoidy. Można stąd wyciągnąć wniosek, że graniczny prąd przewodzenia I_{Tp} dla symistora będzie dwukrotnie mniejszy niż dla tyrystora o tym samym prądzie znamionowym. Tak obliczona krzywa przeciążalności granicznej symistora jest również przedstawiona na rys. 2 /krzywa 2/.

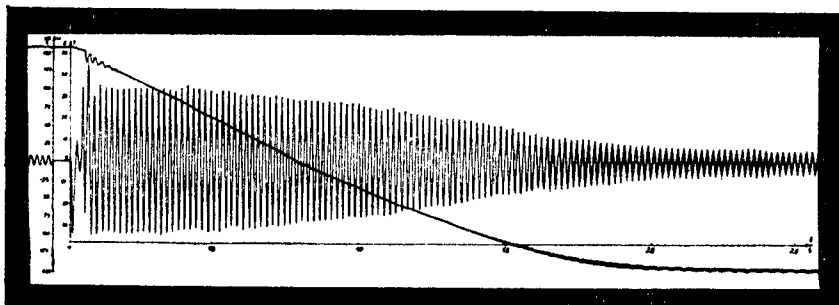
Zakłada się przy tym, że przepływ prądu granicznego przez symistor występuje sporadycznie w okresie jego pracy. Z tego względu przy doborze tyrystora lub symistora należy tak dobrać jego prąd znamionowy, aby prąd rozruchowy lub prąd nawrotu silnika znajdował się poniżej krzywej przeciążalności granicznej. Z uwagi na to, że krzywa prądów rozruchowych jest mniej nachylona od krzywej granicznej, większą rolę odgrywa część krzywej granicznej znajdująca się od 100 ms w prawo. Wartość przeciążenia tyrystora czy symistora w pierwszych 10 ms jest niepowtarzalną wartością szczytową prądu przewodzenia. Wartość ta może jedynie wynikać w trakcie sporadycznych zakłóceń w obwodzie. Należy zwrócić uwagę, aby pomiędzy krzywą przeciążeniową /graniczną/ tyrystora lub symistora, a krzywą prądów rozruchowych lub nawrotnych mieściła się krzywa czasowo-prądowa bezpieczników szybkich.

Dobór symistorów przeprowadzono dla silnika asynchronicznego o mocy 1,5 kW obciążonego momentem biernym o stałej wartości. Pierwszą czynnością przy projektowaniu łącznika było określenie prądu znamionowego symistorów z warunków prądowych w jakich mają one pracować. Symistory powinny przewodzić bez uszkodzeń prądu silnika w najbardziej niekorzystnych warunkach pracy, a więc podczas rozruchów i nawrotów układu napędowego.



Rys.3. Oscylogram prądu i prędkości kątowej dla silnika asynchronicznego o mocy 1,5 kW w czasie rozruchu.

Na rys.3 przedstawiono oscylogramy prądu rozruchowego i prędkości kątowej w funkcji czasu przy obciążeniu silnika momentem biernym, równym momentowi znamionowemu. Natomiast na rys.4



Rys.4. Oscylogram prądu i prędkości kątowej dla silnika asynchronicznego o mocy 1,5 kW w czasie nawrotu

przedstawiono oscylogramy prądu i prędkości kątowej tego silnika przy nawrocie. Układ pracował wtedy w następującym cyklu: przed zmianą kierunku wirowania silnik był obciążony momentem biernym równym połowie momentu znamionowego, a po zmianie kierunku wirowania momentem znamionowym M_n . W zależności od tego, czy silnik dla którego projektuje się łącznik jest przeznaczony do pracy nawrotnej, czy tylko do pracy z częstymi

rozruchami, bierze się za podstawę jeden z oscylogramów do określenia prądu znamionowego symistorów. Należy przy tym podkreślić, że prąd znamionowy symistorów nie może być równy prądowi znamionowemu silnika, ponieważ prądy silnika w stanach dynamicznych mogą nawet znacznie przewyższać prądy graniczne /dopuszczalne/ symistorów.

Przy wborze symistora należy również zwrócić uwagę na powtarzalne napięcie blokowania U_{DRM} . Wartość ta powinna być większa od amplitudy napięcia zasilania:

$$U_{DRM} > \sqrt{2} U_{SK} \quad \text{lub} \quad U_{DRM} \geq k U_D$$

gdzie:

k - współczynnik bezpieczeństwa równy $1,5 \pm 2,5$

U_D - napięcie blokowania tyrystora

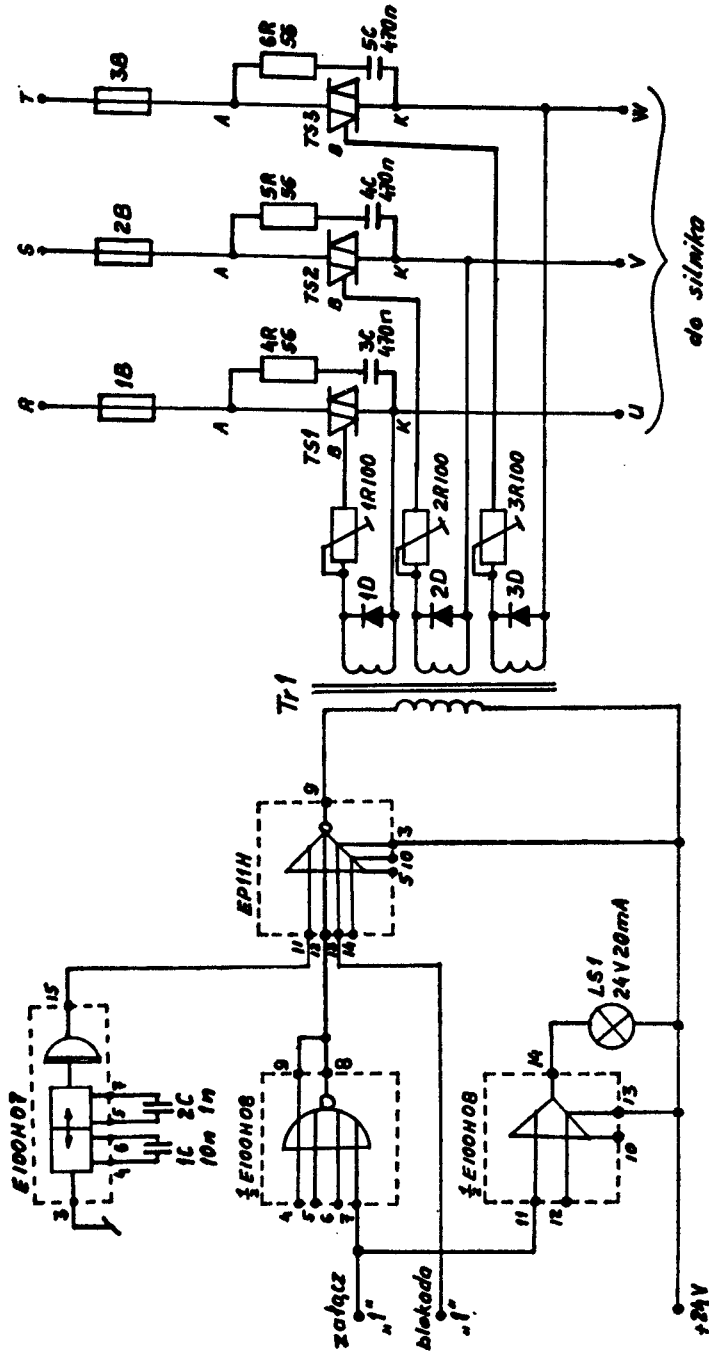
Opierając się na powyższych założeniach oraz oscylogramach prądu rozruchowego i nawrotnego silnika asynchronicznego przyjęto symistor /tyrystor symetryczny/ produkcji radzieckiej typu TS - 10 - 6 o prądzie znamionowym 10A i powtarzalnym napięciu blokowania 600 V.

Niepowtarzalny prąd szczytowy. przewodzenia dla tego symistora w czasie 10 ms wynosi 100 A.

3. Zabezpieczenia symistorów

Przy projektowaniu łącznika symistorowego trzeba pamiętać o zabezpieczeniu symistorów od: prądów zwarciovych, przetężeń i przepięć występujących w układzie łącznika.

Ochrona przed zniszczeniem symistorów przez prąd zwarcio- wy polega na ograniczeniu tego prądu w ciągu jednego półokresu sinusoidy prądu zwarcio-owego. W tym celu w szereg z symistorami włącza się bezpieczniki szybkie, dobrane tak, aby charakterystyka czasowo - prądowa bezpiecznika w całym zakresie przebiegała poniżej charakterystyki przeciążeniowej symistora. Charakterystyka ta musi jednak przebiegać powyżej składowej a- periodycznej silnika asynchronicznego w stanie nieustalonym. W celu pełnego wykorzystania symistora można dobrać bezpiecznik o charakterystyce czasowo-prądowej bliskiej charakterystyce



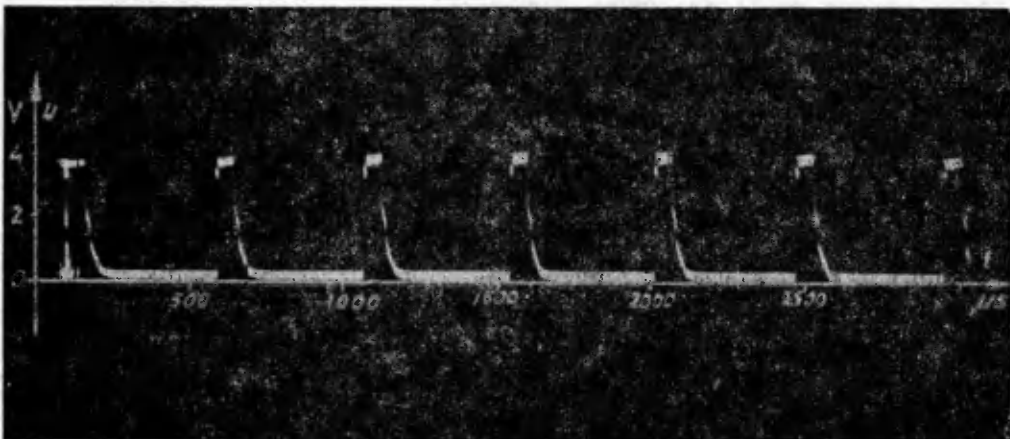
Rys.5. Schemat łącznika symistorowego wraz z układem sterowania i sygnalizacji

czasowo-prądowej bliskiej charakterystyce czasowo-prądowej symistora. Jednak w tym przypadku bezpiecznik nie będzie zabezpieczał symistora od przeciążeń lecz tylko od zwarcia. W dobranym przez autorów układzie zastosowano bezpiecznik, szybki typu Btp 500 - 16, o prądzie znamionowym 16 A, napięciu łuku 650-900 V oraz całce cieplnej okresu przedłukowego $I^2t=50 A^2s$. Bezpiecznik ten poprawnie zabezpieczył symistor przy kilku próbach zamierzonych zważyć. Aby wykluczyć przeciążenia i zapewnić lepsze zabezpieczenie od zważyć należałoby wybrać bezpiecznik o prądzie znamionowym 10A. Bezpieczniki takie nie są jeszcze w Polsce produkowane. Układ może być zabezpieczony od przeciążeń dowolnym czujnikiem, który w przypadku przeciążenia poda na wejście układu blokującego/rys.5/ "1" logiczną/+24V /, powodując tym samym przerwanie ciągu impulsów wyzwalających. Dla układów bezstykowych rolę zabezpieczenia przeciążeniowego w sposób poprawny spełniają czujniki pozystorowe zamontowane bezpośrednio w uzwojeniu silnika asynchronicznego /rys.1.b./.

Łącznik symistorowy jest w zasadzie niewrażliwy na przepięcia. Jednak przy obciążeniu indukcyjnym mogą wystąpić duże wartości stromości napięciowej $\frac{du}{dt}$, co zmusza do stosowania gałęzi tłumiących RC. Istnieje wiele metod obliczeniowych i tabel ułatwiających, dobór elementów R i C, jednakże błędy popełniane w tych doborach sięgają od 100 ÷ 200%. Dla symistorów obciążonych silnikami asynchronicznymi małej mocy przyjmuje się pojemność C większą od $0,1 \mu F$, a rezystencję R dobiera się od kilkunastu [2] do 100Ω . Dla rozpatrywanego układu przyjęto $C = 0,47 \mu F$ oraz $R = 56 \Omega$. W czasie wielu przeprowadzonych badań układ pracował poprawnie.

Ze względu na obciążenie indukcyjne /silnik asynchroniczny/ nie ma potrzeby zabezpieczenia symistora przed efektem stromości prądowej $\frac{di}{dt}$. Jest to konieczne przy obciążeniu rezystancyjnym i pojemnościowym.

Stwierdzono, że na ogół symistory są bardziej wrażliwe na efekty stromości prądowej $\frac{di}{dt}$ i stromości napięciowej $\frac{du}{dt}$ niż tyrystory zwykłe, co jest powodowane różnicami technologicznymi.



Rys.6. Oscylogram impulsów wyzwalających na bramce symistora

Blokowanie układu zachodzi poprzez podanie "1" logicznej na wejście blokujące z zabezpieczeń termicznych. Mogą nimi być nowoczesne pozystorowe zabezpieczenia przeciążeniowe silników elektrycznych. Istnieje również możliwość zastosowania bezstykowego dotykowego załącznika sensorowego.

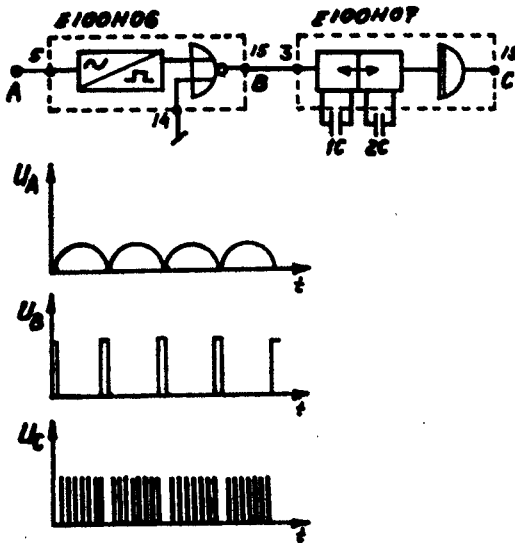
Układy przedstawione na rys.5 można też przystosować do pracy synchronicznej względem jednej fazy. W takim przypadku należy na wejście nr 3 elementu E 100-07 H podać falę impulsów synchronizujących. Przy pracy asynchronicznej wejście nr 3 jest podłączone do potencjału OV. Układ do pracy synchronicznej znajduje się na rys.7, gdzie przedstawiono również przebiegi napięcia w poszczególnych punktach układu. Praca asynchroniczna układu jest jednak zupełnie poprawna, a układ bardziej prosty. Opóźnienie załączenia w każdym okresie może wynosić najwyżej $500 \mu s$, a więc tyle ile wynosi przerwa w impulsowaniu. Przy realizacji układów na elementach z szeregu E 100 H należy pamiętać, że brak sygnału na wejściu jest traktowany jako "0" logiczne.

4. Elektroniczny układ wyzwalający

Elektroniczny układ wyzwalający został zrealizowany na hybrydowych elementach logicznych z serii E 100 H. Przy projektowaniu tego układu kierowano się tym, że elementy szeregu E 100 H przeznaczone są do zastosowań przemysłowych i charakteryzują się dobrymi parametrami eksploatacyjnymi. Spełniają one wymagania stawiane tym układom /patrz rozdz. 1 i 2/. Elementy szeregu E 100 H pracują z częstotliwością 100 kHz, przy napięciu zasilającym 24 V w granicach 19÷29 V. Odnaczają się one dużą wartością statycznej odporności na zakłócenia i szerokim zakresem temperatur pracy /-40°C do + 85°C/ przy wilgotności względnej do 98%.

Rys.5 przedstawia schemat łącznika symistorowego wraz z układem sterowania i sygnalizacji. Układ tego łącznika zrealizowany na elementach z szeregu E 100 H charakteryzuje się pewnością w działaniu i prostotą budowy. Układ wyzwalania pracuje w sposób asynchroniczny. Multiwibrator astabilny na elemencie E. 100-07 H po dołączeniu pojemności C_1 i C_2 pracuje jako generator impulsów wyzwalających, asymetrycznych z częstotliwością około 2000 Hz. Czas trwania impulsu wyzwalającego wynosi ok 50 μ s, amplituda ok. 18 V, a czas przerwy ok. 500 μ s. Impulsy te są podawane na wzmacniacz mocy /element EP 11 H/ obciążony transformatorem impulsowym obniżającym amplitudę impulsów i separującym od napięć na katodach symistorów. Podanie "1" logicznej na wejście blokujące /wejście nr 12 elementu EP 11 H / powoduje powstanie "0" logicznego na wyjściu, a tym samym brak impulsów na wyjściu wzmacniacza mocy. Podanie "0" logicznego na wejście blokujące i jednocześnie podanie "1" logicznej na wejście złączające /wejście nr 3 elementu E 100-08 H/ powoduje pojawienie się impulsów wyzwalających na trzech wyjściach transformatora impulsowego Tr 1. Kształt impulsów przedstawiono na rys.6.

Załączenie i wyłączenie może odbywać się przez podanie "1" lub "0" z elementu pamiętającego /przerzutniki RS, JK, T/ lub bezpośrednio chronionym stykiem kontaktronowym.

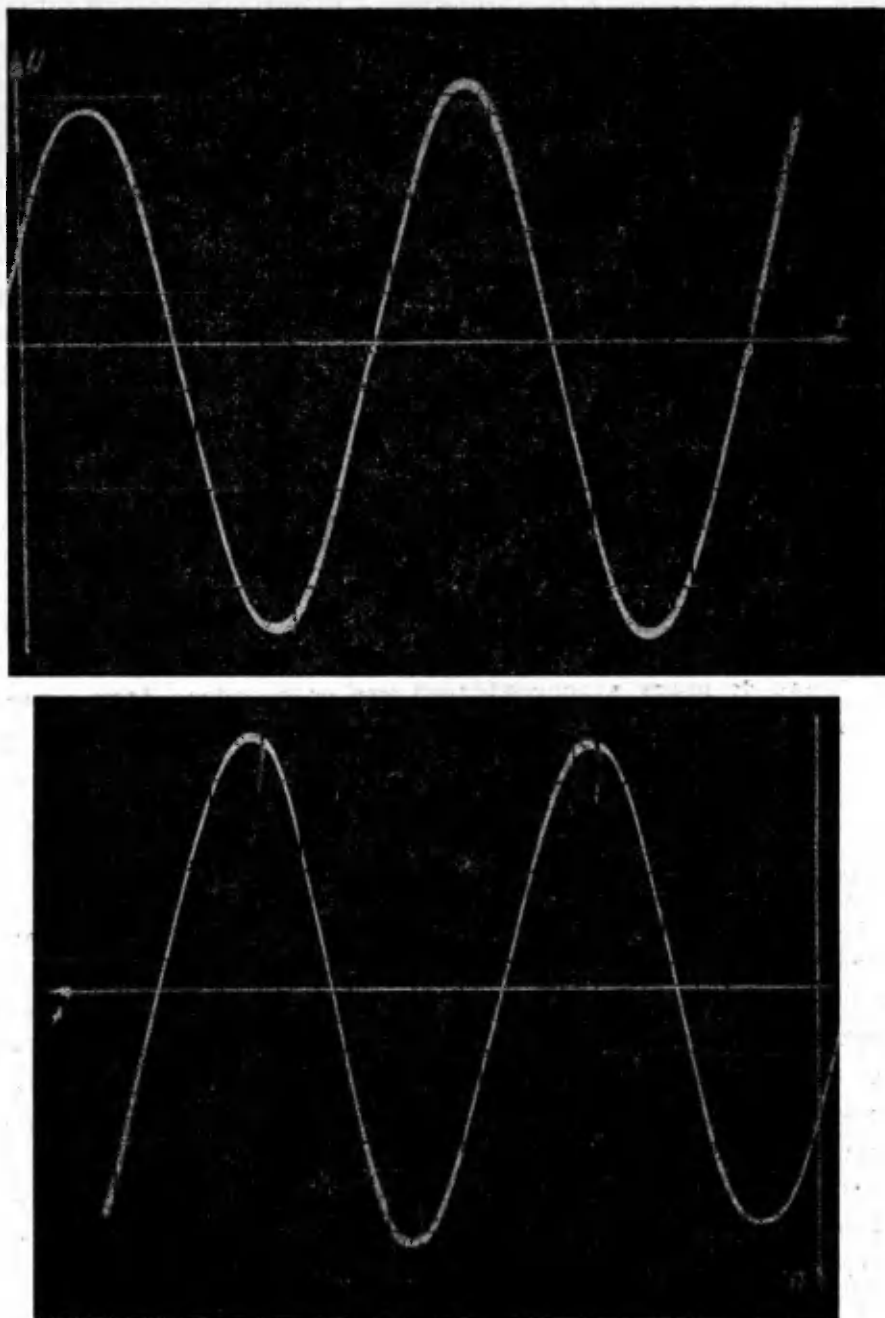


Rys.7. Układ do pracy synchronicznej względem jednej fazy napięcia zasilającego wraz z przebiegami napięcia w poszczególnych punktach układu

5. Własności pracy łącznika

Przeprowadzono wiele prób załączeń i nawrotów korzystając z łącznika przedstawionego na rys.5 dla silnika asynchronicznego o mocy 1,5 kW. Układ logiczny modelujący program załączenia wykonał 4000 złączeń w cyklu 10 s pracy 10 s przerwy. Podobne badania przeprowadzono przy 2000 nawrotów w cyklu 7 s pracy w lewo, nawrót i 4 s pracy w prawo oraz 4 s przerwy. Taki program działania układu wynikał z wymagań zleceńodawcy.

Oscylogramy napięć występujących na obciążeniu indukcyjnym i rezystancyjnym są przedstawione na rys.8. Z oscylogramów tych widać pewne punkty nieciągłości związane z załączeniem symistora. Dla obciążenia rezystancyjnego nieciągłość występuje w chwili kiedy prąd i napięcie przechodzą przez zero. Natomiast dla obciążenia indukcyjnego nieciągłość występuje w chwili przejścia prądu przez zero, a napięcie w tej chwili o-



Rys.8. Oscylogramy napięć za łącznikiem symistorowym na obciążeniu: a/ rezystancyjnym, b/ indukcyjnym

siąga swoją maksymalną wartość.

Straty mocy pomierzone w układzie dla jednego symistora przy prądzie $I=2,9$ A wynoszą około 5 W. Zmieniają się one w zależności do obciążenia i wynoszą od 2÷8 W. W pewnym stopniu może to być wpływ danego egzemplarza symistora. Sumaryczne straty mocy w całym łączniku wynoszą od 8÷25 W.

6. Wnioski

1. Omówione w artykule układy opracowane były dla przemysłu zbożowo-pasowego. Mogą znaleźć również zastosowanie w innych gałęziach przemysłu gdzie występują podobne problemy związane z wilgotnością, zagrożeniem pożarowym i wybuchowym, zapyleniem oraz podwyższoną temperaturą otoczenia /np. górnictwo, przemysł chemiczny/.
2. Łącznik symistorowy może być zalecany dla tych zakładów i procesów produkcyjnych, gdzie występuje duża częstość łączeń, jak też wymagana jest niezawodna praca urządzeń w trudnych warunkach eksploatacyjnych.
3. Łącznik symistorowy wraz z układami wyzwalającymi z szeregu E 100 H jest prostszy i tańszy niż tradycyjne układy realizowane na tyrystorach zwykłych w układzie odwrotnie równoległym.
4. Przy większej ilości łączników symistorowych na linii produkcyjnej możliwa jest ich standaryzacja w odpowiednich wymiennalnych kasetach, co jeszcze bardziej może poprawić niezawodność pracy całego układu. Autorzy niniejszej pracy zajmują się tym problemem i wyniki swoich badań zamierzają przedstawić w następnej publikacji.
5. Układ wyzwalania zaproponowany przez autorów i zbudowany na elementach hybrydowych z szeregu E 100 H jest układem prostym w montażu, tanim i niezawodnym w działaniu. Układ ten charakteryzuje się również małymi gabarytami w stosunku do układów wyzwalania stosowanych poprzednio. Ze względu na sterowanie sygnałami cyfrowymi małej mocy, załączenie i blokiowanie układu łącznika może odbywać się przy współpracy z układami komputerowymi.

LITERATURA

1. Buczek K.: Mechanizm przewodzenia sterowników tyrystorowych trójfazowych prądu zmiennego. Przegląd Elektrotechniczny 1975 Nr 5
2. Luciński J.: Układy tyrystorowe. WNT, Warszawa 1972
3. Pawelski W.: Sterowanie tyrystorów. WNT, Warszawa 1974
4. Tunia H., Winiarski B.: Podstawy energoelektroniki. WNT Warszawa 1975
5. Poradnik inżyniera elektryka. tom 3 WNT, Warszawa 1974
6. Postęp techniki tyrystorowej - materiały II Ogólnopolskiej Konferencji Naukowo-Technicznej. Warszawa, 15.XI.1976

SELECTION PROBLEMS OF A TRIAD SWITCH MATING WITH
ASYNCHRONOUS MOTOR

Summary

In this paper a selection of a triad switch with relation to dynamic state has been presented. Many tests and examinations of triad switch mating with the asynchronous motor have been made. They attested its advantages. The proposed switch can be applied when operation frequency is great, and under difficult condition of operation. A new concept of release system realized by hybrid systems of E 100 H series has been presented.

ПРОБЛЕМЫ ПОДБОРА СИМИСТОРНОГО СОЕДИНИТЕЛЯ С АСИНХРОННЫМ ДВИГАТЕЛЕМ

Резюме

В статье представлен подбор соединителя с учетом динамики электрического привода. При этом проведены многочисленные опыты и исследования совместной работы симисторного соединителя с асинхронным двигателем, которые полностью подтвердили его достоинства. Предлагаемый соединитель может найти применение в работах с высокой частотой соединений, а также в трудных эксплуатационных условиях. Представлена также новая концепция схемы управления реализованная на гибридных схемах серии E 100 H.



a ATR

Cena zł 15,-