

ANDRZEJ BUJAKOWSKI

Katedra Elektrotechniki Przemysłowej

NIEKTÓRE PROBLEMY STEROWANIA KASKADY ASYNCHRONICZNEJ
Z BEZPOŚREDNIM PRZETWARZANIEM CZĘSTOTLIWOŚCI

Streszczenie. Praca zawiera analizę statyczną oraz uproszczoną analizę dynamiczną asynchronicznej kaskady zaworowej z bezpośrednim przetwarzaniem częstotliwości. Wynikiem tej analizy jest zdefiniowanie warunku stabilnej pracy układu kaskadowego oraz sformułowanie ogólnych wytycznych do projektowania układu sterującego przemiennikiem częstotliwości.

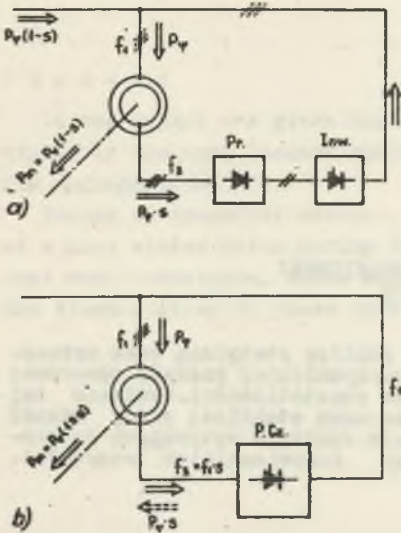
1. Wstęp

Jednym ze sposobów ekonomicznej regulacji prędkości obrotowej silnika asynchronicznego pierścieniowego jest metoda polegająca na wprowadzaniu napięcia dodatkowego do obwodu wirnika. Zmiana amplitudy i fazy tego dodatkowego napięcia daje w wyniku płynną i ekonomiczną regulację prędkości obrotowej oraz umożliwia kompensację współczynnika mocy po stronie stojana.

Dotychczas, realizowano powyższą metodę regulacji silnika asynchronicznego w układach kaskad elektromaszynowych. Układy takie budowano jedynie dla napędów o bardzo dużej mocy ze względu na ich wysoki koszt inwestycyjny oraz kłopotliwą eksploatację.

Obecnie istnieje możliwość budowania układów regulacyjnych opartych na metodzie wprowadzania napięcia dodatkowego do obwodu wirnika, w których drogie maszyny komutatorowe zastępuje się statycznymi półprzewodnikowymi przetwornikami częstotliwości lub prostownikami.

Na rys. 1 przedstawiono schematycznie dwa rozwiązania asynchronicznej kaskady półprzewodnikowej "na stały moment". Oba układy różnią się rodzajem, zastosowanej w obwodzie wirnika przetwornicy częstotliwości; kaskada przedstawiona na rys. 1a. posiada przetwornicę częstotliwości z pośredniczącym obwodem prądu stałego, składającą się z prostownika niesterowanego (P_r), obwodu prądu stałego oraz inwertora (I_{nw}); natomiast kaskada z rys. 1b posiada bezpośrednią przetwornicę częstotliwości (tzn. bez obwodu pośredniczącego prądu stałego).

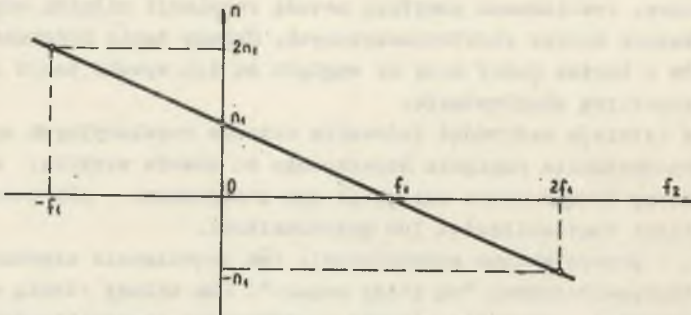


Rys. 1. Schemat blokowy półprzewodnikowej kaskady na stały moment z naniesionym rozplywem mocy czynnej (przy założeniu $\Delta P=0$)

a) kaskada z pośrednim przemiennikiem częstotliwości, b) kaskada z bezpośrednim przemiennikiem częstotliwości

Występowanie obwodu pośredniczącego prądu stałego uniemożliwia przesыл mocy biernej do obwodu wirnika silnika asynchronicznego, a więc tym samym w układzie przedstawionym na rys. 1a) nie ma możliwości kompensacji współczynnika mocy po stronie stojana. Wady tej nie posiada układ z bezpośrednią przetwornicą częstotliwości.

Na rys. 1 naniesiono (przy pominięciu strat w silniku) rozplyw mocy czynnej w obu układach. W układzie z pośrednią przetwornicą częstotliwości 1a) tzw. "moc poślizgu" $P_p. s$ może przepływać przez przetwornicę częstotliwości tylko w jednym kierunku (ze względu na występowanie prostownika niesterowanego); natomiast przetwornica bezpośrednia nie determinuje kierunku przepływu "mocy poślizgu", a co za tym idzie, w układzie przedstawionym na rys. 1b) jest możliwa regulacja prędkości "w górę" i "w dół" od prędkości synchronicznej.



Rys. 2. Charakterystyka prędkości obrotowej kaskady w funkcji częstotliwości f_2

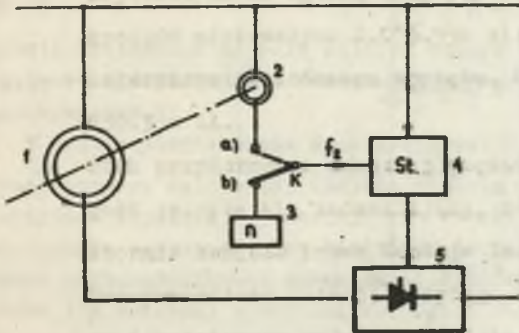
Z powyższych wywodów wynika, że układ kaskadowy z bezpośrednią przetwornicą częstotliwości w obwodzie wirnika ma większe perspektywy rozwoju niż układ przedstawiony na rys. 1a)

2. Przeciąłalność statyczna. Wprowadzenie algorytmu sterowania $U_2=f(s)$

Silnik asynchroniczny pracujący w układzie kaskadowym z bezpośrednią przetwornicą częstotliwości w obwodzie wirnika, można rozważać jako silnik dwustronnie trójfazowo zasilany. Warunkiem koniecznym na to, by powstał moment obrotowy o wartości średniej różnej od zera jest wzajemna nie ruchomość pól magnetycznych stojana i wirnika. Stan taki może zaistnieć tylko dla jednej wartości prędkości obrotowej wirnika spełniającej relację

$$n = \frac{60}{P} (f_1 \pm f_2) \tag{2.1}$$

W zależności od sposobu zadawania częstotliwości f_2 napięcia zasilającego wirnik, silnik napędowy będzie miał różne charakterystyki mechaniczne. Rys. 3 obrazuje dwie zasady regulacji układu kaskadowego. Przy położeniu a)



Rys. 3. Schemat blokowy dwóch sposobów regulacji układu kaskadowego z bezpośrednią przetwornicą częstotliwości

- 1 - silnik asynchroniczny regulowany,
- 2 - asynchroniczny tachogenerator,
- 3 - blok zadawania prędkości obrotowej,
- 4 - układ sterujący,
- 5 - przetwornica częstotliwości

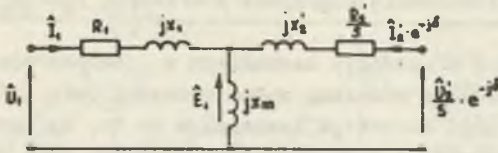
klucza K realizowane jest zależne zadawanie częstotliwości f_2 natomiast przy położeniu b) realizowane jest zadawanie częstotliwości f_2 niezależne od momentu obciążenia silnika. Dla przypadku niezależnego zadawania częstotliwości f_2 prędkość obrotowa silnika wynikająca z relacji (2.1) jest niezależna od momentu obciążania, czyli silnik asynchroniczny zyskuje własności mechaniczne podobne do silnika synchronicznego (idealnie sztywna charakterystyka mechaniczna).

Prędkość obrotowa może być regulowana przez zmianę częstotliwości f_2 . W przypadku zależnego zadawania częstotliwości f_2 , charakterystyka mechaniczna silnika jest nachylona; nachylenie to można regulować przez zastosowanie sprzężenia zwrotnego od prądu wirnika.

Prędkość obrotowa może być regulowana przez zmianę częstotliwości f_2 . W przypadku zależnego zadawania częstotliwości f_2 , charakterystyka mechaniczna silnika jest nachylona; nachylenie to można regulować przez zastosowanie sprzężenia zwrotnego od prądu wirnika.

W dalszych rozważaniach zajmować się będziemy jedynie układem kaskadowym o niezależnym zadawaniu częstotliwości f_2 .

W analogiczny sposób jak się to czyni dla silnika asynchronicznego, można zbudować schemat zastępczy silnika dwustronnie zasilanego dla pólzisków dodatnich i ujemnych [4].



Rys. 4. Schemat zastępczy jednej fazy silnika dwustronnie zasilanego dla poślizgów dodatnich

Schemat zastępczy dla poślizgów dodatnich przedstawiono na rys. 4, natomiast poślizgom ujemnym odpowiada ten sam schemat pod warunkiem że wielkości \hat{U}'_2 i \hat{I}'_2 zastąpimy odpowiednio wielkościami sprzężonymi \check{U}'_2 i \check{I}'_2 . Wyrażenie na moment elektromagnetyczny rozwinięte przez silnik znajdziemy

korzystając ze schematu zastępczego przez obliczenie mocy w szczelinie

$$\frac{\omega_1 \cdot M}{p} = 3 \cdot \operatorname{Re} \left\{ \hat{E}_1 \cdot \check{I}_1 \right\} \quad (2.2)$$

Wyrażenia na \hat{I}_1 i \hat{E}_1 można przedstawić w postaci następującej

$$\hat{I}_1 = \frac{G + jB}{C + jD} \quad (2.3)$$

$$\hat{E}_1 = \frac{E + jF}{C + jD} \quad (2.4)$$

gdzie:

$$G = U_1 \cdot s \left(1 + \frac{X_2'}{X_m} \right) - U_2' \cos \delta$$

$$B = U_2' \sin \delta = \frac{R_2'}{X_m} U_1$$

$$C = R_2' + sR_1 + \frac{1}{X_m} (R_1 X_2' s + X_1 R_2')$$

$$D = X_2' \cdot s + X_1 s - \frac{1}{X_m} (R_2' R_1 - X_1 X_2' \cdot s)$$

$$E = U_1 R_2' + U_2' (R_1 \cos \delta + X_1 \sin \delta)$$

$$F = U_1 X_2' s + U_2' (X_1 \cos \delta - R_1 \sin \delta)$$

Podstawiając (2.3) i (2.4) do (2.2) otrzymamy

$$M_e = \frac{3D}{\omega_1} \cdot \frac{1}{\left(\frac{R_2'}{s} + R_1 \right) + (X_1 + X_2')} \left\{ \frac{U_1^2 \cdot R_2'}{s} - \frac{U_2'^2 \cdot R_1}{s^2} + U_1 U_2' \cdot \frac{1}{s} \left[(R_1 - \frac{R_2'}{s}) \cos \delta + (X_1 + X_2') \sin \delta \right] \right\} \quad (2.5)$$

Relacja na moment elektromagnetyczny składa się z trzech członów, z których pierwszy reprezentuje moment elektromagnetyczny zwykłego silnika asynchronicznego (M_{ea}), drugi przedstawia składową tłumiacą zawsze ujemną (M_{et}) natomiast trzeci człon, który będziemy nazywać dalej składową synchronizującą, reprezentuje wpływ momentu obciążenia (kąt δ) na wielkość momentu elektromagnetycznego silnika.

W celu znalezienia maksimum momentu elektromagnetycznego należy przyrównać do zera pochodną M_e podług kąta δ .

$$\frac{\partial M_e}{\partial \delta} = \frac{3p}{\omega_1} \cdot \frac{U_1 \cdot U_2}{\left(\frac{R_2}{s} + R_1\right)^2 + (X_2' + X_1)^2} \cdot \frac{1}{s} \left[\left(\frac{R_2'}{s} - R_1\right) \sin \delta + (X_2' + X_1) \cos \delta \right] = 0$$

skąd

$$\delta_{\max} = \arctg \frac{X_1 + X_2'}{R_1 - \frac{R_2'}{s}} \quad (2.6)$$

Jeżeli obciążenie na wale silnika będzie przez dostateczny przeciąg czasu większe, niż obciążenie odpowiadające wartości δ_{\max} , to silnik wypadnie z synchronizmu.

W celu zabezpieczenia synchronicznej (tj. wynikającej ze stosunku $\frac{f_2}{f_1} = s$) pracy napędu, należałoby znaleźć funkcję wg której powinna się zmieniać amplituda napięcia U_2 zasilającego wirnik. Chcąc by poszukiwany algorytm sterowania zapewniał przy każdej prędkości obrotowej silnika odpowiedni zapas przeciągłości momentem, dążymy do znalezienia takiej wielkości, która dla dowolnej prędkości obrotowej charakteryzowałaby zapas stabilności statycznej, a jednocześnie sama nie była od niej zależna.

Warunku tego nie spełnia kąt δ , albowiem wartość δ_{\max} określająca granicę stabilności statycznej jest funkcją póślizgu.

Wyrażenie (2.5) można zapisać w postaci

$$M_e = M_{ea} + M_{et} + M_{es} \quad (2.7)$$

Jeżeli przekształcimy odpowiednio część relacji (2.5) zawartą w nawiasie kwadratowym to składowa synchronizująca momentu elektromagnetycznego przybierze postać:

$$M_{es} = \frac{ep}{\omega_1} \cdot \frac{U_1 \cdot U_2 \cdot \frac{1}{s}}{\left(\frac{R_1}{s} + R_1\right)^2 + (X_1 + X_2)^2} \cdot A \cdot \sin \delta \quad (2.8)$$

gdzie:

$$\delta = \delta - \alpha$$

$$\alpha = \arcsin \frac{\frac{R_2'}{S} - R_1}{A}$$

$$A = \sqrt{\left(\frac{R_2'}{S} - R_1\right)^2 + (X_1 + X_2')^2}$$

Z relacji (2.7) i (2.8) wynika, że dla dowolnego poślizgu moment elektromagnetyczny M_e osiąga maksimum dla

$$\varphi = \varphi_{\max} = 90^\circ$$

Z powyższej relacji wynika, że kąt φ spełnia postawione przez nas dla kryterium stabilności statycznej warunki, albowiem φ_{\max} - nie zależy od prędkości obrotowej.

Wyrażenie określające funkcję $U_2 = f(s)$ otrzymamy rozwiązując równanie (2.5) względem U_2 . Jeżeli uwzględnimy, że w stanie ustalonym $M_e = M_m$, oraz przedstawimy M_{es} przy pomocy (2.8) to wyrażenie na U_2 przyjmie postać:

$$U_2 = \frac{U_1 S}{2 R_1} A \sin \varphi + \sqrt{\frac{U_1^2 S^2}{4 R_1^2} \cdot A^2 \cdot \sin^2 \varphi + \frac{U_1^2 R_2' S}{R_1} - M_m \frac{S^2 \omega_1}{R_1 \cdot 3p} \left[\left(\frac{R_2'}{S} + R_1\right)^2 + (X_2' + X_1)^2 \right]} \quad (2.9)$$

Rozwiązanie istnieje (tzn. jest możliwe spełnienie równości $M_e = M_m$) dla momentu obciążenia spełniającego poniższą nierówność w całym zakresie prędkości obrotowych:

$$M_m < M_{ea} \left(1 + S \frac{A^2}{4 R_1 R_2'}\right)$$

Jak wynika z konkretnych obliczeń dla wielkości spotykanych w praktyce, nierówność ta jest zawsze spełniona. Sposób wykreślenia zależności $U_2 = f(s)$

1. Sporządzamy charakterystykę mechaniczną urządzenia napędzanego

$$M_m = f(s)$$

2. Zakładamy wymaganą wartość przeciążalności momentem F_M
3. Dzielimy cały zakres poślizgów na dostatecznie dużo przedziałów (S_1, S_{1+1})
4. Dla każdej wartości S_1 odczytujemy wartości M_{m1}

5. Podstawiamy do wyrażenia (2.9)

$$\left. \begin{aligned} M_m &= M_{mi} \cdot P_M \\ \sin \delta &= 1 \\ \text{lub też} \end{aligned} \right\} \text{ gdy } M_{mi} > M_{ea}(s_t)$$

$$\left. \begin{aligned} M_m &= M_{mi} - M_{mi} (P_M - 1) \\ \sin \delta &= -1 \end{aligned} \right\} \text{ gdy } M_{mi} < M_{ea}(s_i)$$

Powyższe postępowanie, gwarantuje stabilną pracę przy zmianach momentu nie większych niż $\pm M_{mi} (P_M - 1)$ od wartości wynikającej z charakterystyki $M_m = f(s)$.

Różnica w sposobie podstawiania wielkości zastępujących M_m i $\sin \delta$ w relacji (2.9) staje się jasna po przeanalizowaniu charakteru zależności poszczególnych składowych M_e od poślizgu (rys. 5). Dla podsynchronicznych prędkości obrotowych i niewielkiego obciążenia na wale silnika asynchroniczna składowa momentu elektromagnetycznego M_{ea} , pomniejszona o składową tłumiącą M_{et} , może okazać się większa od momentu obciążenia M_m i dążyć do powiększenia prędkości obrotowej wirnika, wtedy kąt δ staje się ujemnym dzięki czemu powstaje moment synchronizujący M_{es} skierowany przeciwnie do M_{ea} . Wynika stąd, że przy podsynchronicznych prędkościach obrotowych - szczególnie w pobliżu poślizgu krytycznego - silnik obciążony pracuje bardziej stabilnie niż bez obciążenia.

3. Analiza stabilności dynamicznej. Określenie maksymalnej szybkości regulacji prędkości obrotowej napędu

Założmy, że w stanie ustalonym silnik wiruje z poślizgiem " S_u " przy kącie mocy " δ_u ". Jakikolwiek zaburzenia zewnętrzne - powodujące odchylenie wirnika o kąt $\Delta \delta$ od położenia w stanie ustalonym - wywoła powstanie dodatkowego momentu elektromagnetycznego ΔM_e oraz w ogólnym przypadku spowoduje zmianę momentu obciążenia o wartość ΔM_m . Przyrostowe równanie momentów przyjmie wtedy postać

$$\Delta M_e = \Delta M_m + J \frac{d\omega}{dt} \quad (3.1)$$

Uwzględniając, że $M_e = F(\omega, \delta)$ możemy - w sąsiedztwie ustalonego punktu pracy - przyrost ΔM_e zapisać w postaci:

$$\Delta M_e = \left(\frac{\partial M_e}{\partial \omega} \right) \cdot \Delta \omega + \left(\frac{\partial M_e}{\partial \delta} \right) \cdot \Delta \delta \quad (3.2)$$

analogicznie ΔM_m przedstawmy w postaci:

$$\Delta M_m = \left(\frac{\partial M_m}{\partial \omega} \right)_u \cdot \Delta \omega \quad (3.3)$$

Jeżeli zauważymy, że:

$$\Delta \omega = \frac{-1}{p} \cdot \frac{d}{dt} (\Delta \phi)$$

$$\Delta S = - \frac{\Delta \omega}{\omega_0}$$

$$\frac{d\omega}{dt} = - \omega_0 \frac{dS}{dt} = - \frac{1}{p} \cdot \frac{d^2}{dt^2} (\Delta \phi)$$

$$\Delta \delta = \Delta \phi$$

to równanie momentów (3-1) przybierze postać

$$J \frac{d^2}{dt^2} (\Delta \phi) + (C_1 + C_3) \frac{d}{dt} (\Delta \phi) + C_2 \cdot p \cdot \Delta \phi = 0 \quad (3.4)$$

Dla spotykanych w praktyce wielkości współczynników C_1, C_2, C_3, J równanie powyższe ma zwykle rozwiązanie oscylacyjne o postaci:

$$\Delta \phi = A \cdot e^{-\alpha t} \cdot \sin (\Omega t + \beta) \quad (3.5)$$

gdzie:

$$\alpha = \frac{C_1 + C_3}{2J}$$

$$\Omega = \sqrt{\frac{C_2 \cdot p}{J} - \left(\frac{C_1 + C_3}{2J} \right)^2}$$

A, β - stałe

Jeżeli współczynnik α jest dodatni, to układ napędowy pracuje stabilnie, a wszelkie oscylacje wirnika są wykładniczo tłumione. W przeciwnym razie, jakiegokolwiek zaburzenie zewnętrzne powoduje powstawanie wykładniczo narastających drgań układu i w rezultacie wypadnięcie maszyny z synchronizmu.

Uwzględniając, że: $C_1 = - \frac{\partial M_e}{\partial \omega}$

$$C_3 = \frac{\partial M_m}{\partial \omega}$$

Warunek stabilnej pracy przyjmie postać:

$$\frac{\partial M_m}{\partial \omega} > \frac{\partial M_e}{\partial \omega} \quad (3.6)$$

W celu wyznaczenia wartości współczynnika C_1 , przedstawmy go w postaci:

$$C_1 = C_{1a} + C_{1t} + C_{1s}$$

gdzie:

$$C_{1a} = \frac{1}{\omega_0} \cdot \frac{\partial M_{ea}}{\partial S} = \frac{3 U_1^2 R_2'}{\omega_0^2 S^2 M^2} \left\{ \left(\frac{R_2'}{S} \right)^2 - \left[R_1^2 + (X_1 + X_2')^2 \right] \right\}$$

$$C_{1t} = \frac{1}{\omega_0} \cdot \frac{\partial M_{et}}{\partial S} = \frac{6 U_2'^2 R_1}{\omega_0^2 S^2 M^2} \left[\frac{R_2' R_1}{S} + R_1^2 + (X_1 + X_2')^2 \right]$$

$$C_{1s} = \frac{1}{\omega_0} \cdot \frac{\partial M_{es}}{\partial S} = \frac{3 U_1 U_2'}{\omega_0^2} \cdot \sin \phi \cdot \frac{\partial}{\partial S} \left\{ \frac{A}{M \cdot s} \right\}$$

$$M = \left(\frac{R_2'}{S} + R_1 \right)^2 + (X_1 + X_2')^2$$

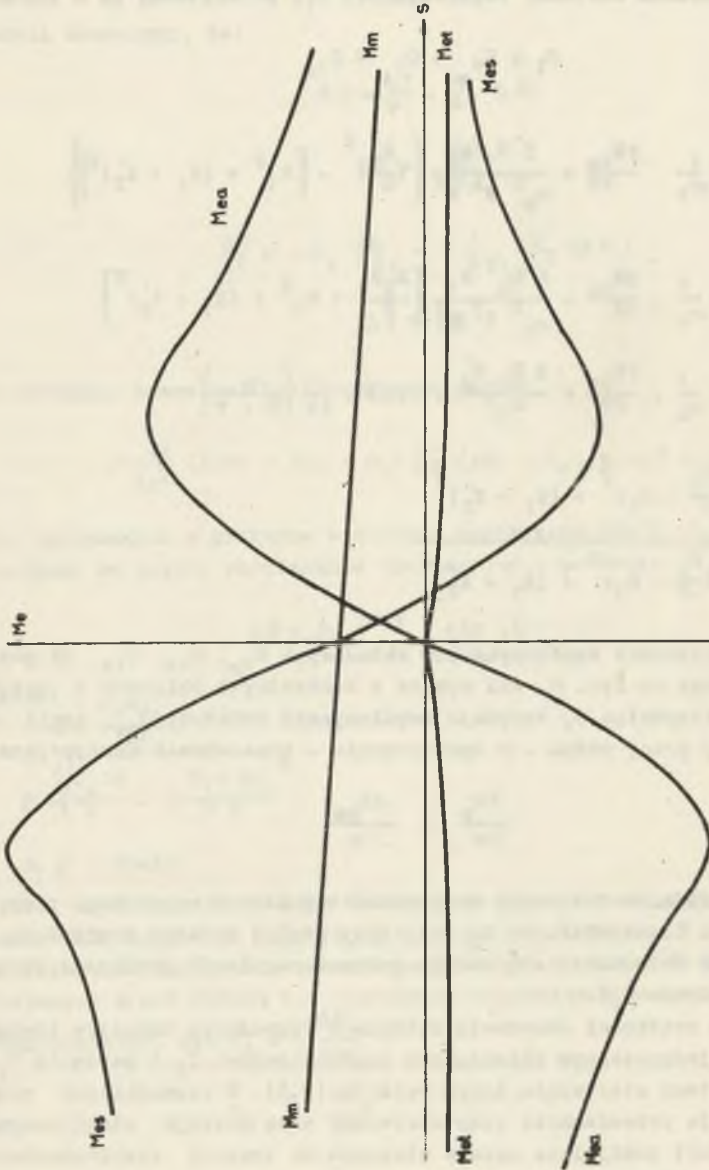
$$A = \sqrt{\left(\frac{R_2''}{S} - R_1 \right)^2 + (X_1 + X_2')^2}$$

Charakter zależności współczynników składowych C_{1a} , C_{1t} , C_{1s} od poślizgu przedstawiono na rys. 6. Jak wynika z konkretnych obliczeń o wielkości i znaku współczynnika C_1 decyduje współczynnik składowy C_{1a} , czyli warunek stabilnej pracy można - w uproszczeniu - przedstawić następująco:

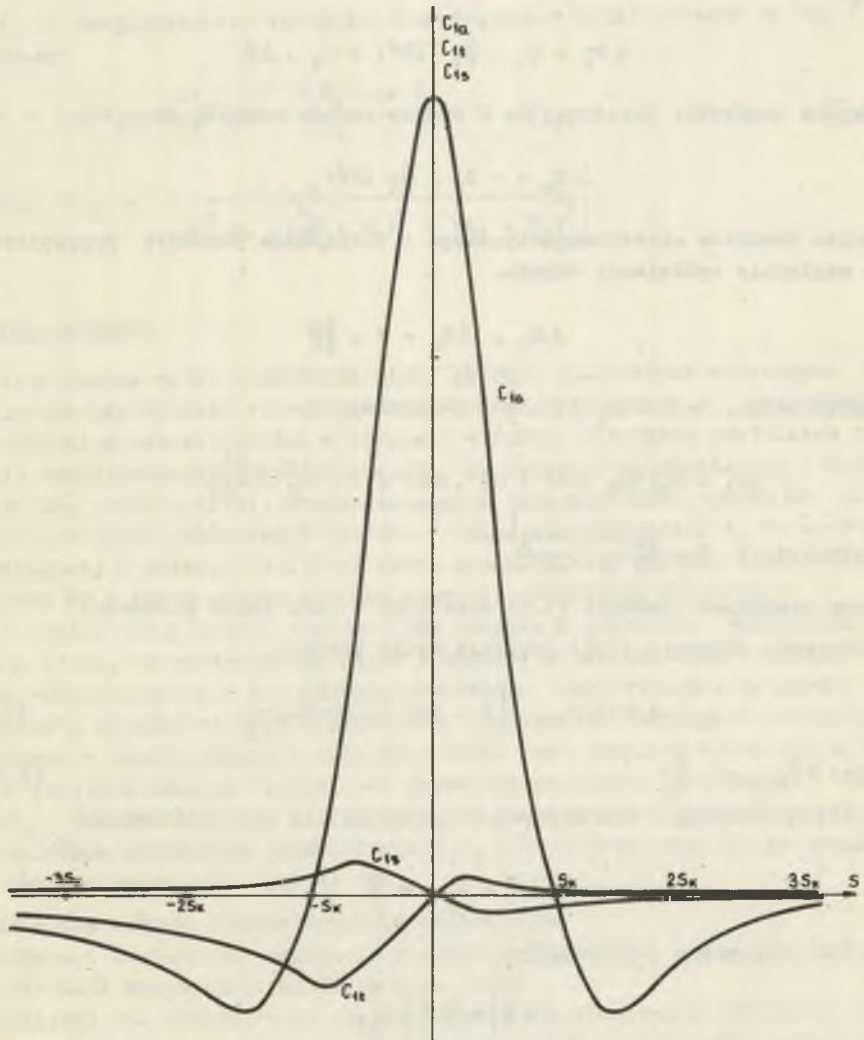
$$\frac{\partial M_m}{\partial \omega} > \frac{\partial M_e}{\partial \omega} \quad (3.7)$$

Powyższe rozważania dotyczyły zachowania się układu napędowego przy stałej wielkości częstotliwości f_2 (tj. przy stałej zadanej prędkości). Obecnie rozważymy zachowanie się układu podczas regulacji prędkości obrotowej (tj. przy zmianie f_2).

Regulacja prędkości obrotowej silnika w rozważanym układzie kaskadowym cechuje się jednoczesnym zmienianiem częstotliwości f_2 i napięcia U_2 zgodnie z algorytmem sterowania danym relacją (2.9). W rozważaniach zakładamy że inercja przemiennika częstotliwości oraz inercja elektromagnetyczna silnika jest pomijalnie mała w stosunku do inercji elektromechanicznej układu napędowego.



Rys. 5. Charakter zależności składowych momentu elektromagnetycznego od pośligu



Rys. 6. Charakter zależności współczynników składowych C_{1a} , C_{1t} i C_{1s} od poślizgu

Jakakolwiek zmiana częstotliwości f_2 spowoduje zmianę prędkości wirowania pola wirnika, a co za tym idzie kąt mocy ψ zacznie się zmieniać. Zmiana kąta ψ spowoduje powstanie dodatkowego momentu elektromagnetycznego ΔM_e :

$$\Delta M_e = C_1 \cdot \frac{d}{dt} (\Delta\phi) + C_2 \cdot \Delta\phi$$

a zmiana prędkości obrotowej da w wyniku zmianę momentu obciążenia o ΔM_m

$$\Delta M_m = -C_3 \cdot \frac{d}{dt} (\Delta\phi)$$

Różnica momentów elektromagnetycznego i obciążenia powoduje przyspieszanie względnie opóźnianie układu.

$$\Delta M_e + \Delta M_m = J \cdot \frac{d\omega}{dt}$$

Uwzględniając, że $\omega = \omega_0 \left(1 - \frac{f_2}{f_1}\right)$ otrzymamy

$$(C_1 + C_3) \frac{d}{dt} (\Delta\phi) + C_2 \cdot \Delta\phi = -J \cdot \frac{2\pi}{P} \cdot \frac{df_2}{dt}$$

podstawiając: $F = \frac{2\pi J}{P} \cdot \frac{df_2}{dt}$

możemy rozwiązać równanie (3.8) traktując F jako stały parametr.

Rozwiązanie równania (3.8) przyjmie wtedy postać:

$$\Delta\phi = \Delta\phi_{ust} \left[1 - \exp\left(-\frac{C_2}{C_1 + C_3} t\right) \right] \quad (3.9)$$

gdzie: $\Delta\phi_{ust} = -\frac{F}{C_2}$ (3.9a)

Warunkiem utrzymania się maszyny w synchronizmie jest nierówność

$$\left| \Delta\phi + \phi_p \right| < \frac{\pi}{2}$$

lub też równoważna jej realacja

$$\left| \Delta\phi \right| < \frac{\pi}{2} \pm \left| \phi_p \right| \quad (3.10)$$

gdzie: ϕ_p - kąt mocy bezpośrednio przed zaistnieniem stanu przejściowego
Znak "+" w relacji (3.10) odpowiada regulacji prędkości obrotowej "w dół" przy dodatnim kącie ϕ_p , oraz regulacji "w górę" przy ujemnej wartości ϕ_p
znak "-" odpowiednio przypadkiem przeciwnym.

Oznaczając: $B = \frac{\pi}{2} \pm \left| \phi_p \right|$

oraz porównując relację (3.9a) i (3.10) możemy napisać:

$$|F| \leq [C_2] \cdot B$$

skąd, po uwzględnieniu wielkości wchodzących w skład wyrażenia na C_2 i F uzyskamy:

$$\left| \frac{df_2}{dt} \right| \leq \frac{p^2 U_1 U_2' \cos \beta_p}{r_1 \cdot J} \cdot B \cdot C(s) \quad (3.11)$$

$$\text{gdzie: } C(s) = \frac{3 \cdot A}{4 \pi^2 \cdot s \cdot \left[\left(\frac{R_1}{s} + R_1 \right)^2 + (X_1 + X_2)^2 \right]}$$

4. Podsumowanie

Przytoczone wyżej rozważania miały na celu znalezienie wytycznych dla projektowania układów sterowania kaskad asynchronicznych z bezpośrednią przetwornicą częstotliwości w obwodzie wirnika. Pierwszym postulatem jest takie zrealizowanie układu sterowania, by napięcie U_2 zasilające wirnik spełniało relację (2.9). Drugim warunkiem jaki powinien spełniać układ sterujący jest ograniczenie prędkości zmian częstotliwości f_2 do wartości wynikającej z relacji (3.11). W razie niespełnienia warunku (3.11) silnik wypadał by z synchronizmu podczas regulacji prędkości obrotowej.

Stabilna praca napędu jest możliwa jedynie w przypadku spełnienia relacji (3.6), co predysponuje układ kaskadowy z bezpośrednim przemiennikiem częstotliwości i niezależnym zadawaniem częstotliwości do napędu urządzeń o charakterystyce mechanicznej typu wentylatorowego. W przypadku obciążenia o stałym momencie oporowym, układ jest stabilny tylko dla $C_1 > 0$ co w praktyce oznacza bardzo mały przedział prędkości obrotowych: $n = n_0 / (1 + S_k)$. Układy kaskadowe z bezpośrednim przemiennikiem częstotliwości i niezależnym zadawaniem częstotliwości f_2 rokuja duże nadzieje ze względu na takie niewątpliwe - zalety jak:

- idealnie sztywne charakterystyki mechaniczne
- płynna i ekonomiczna regulacja prędkości obrotowej
- możliwość kompensacji współczynnika pmocy
- mniejsza moc przetwornicy częstotliwości w porównaniu z regulacją częstotliwościową od strony stojana (a więc także mniejsze "skażenie" sieci zasilającej wyższymi harmonicznymi prądu i napięcia).

LITERATURA

- [1] Prescott J.C., Raju B.P. "The inherent instability of induction motors under conditions of double supply" Proc. IEE. 1958 Vol. 105 Part C Nr7
- [2] Sandler A.S., Szapiro L.J. "O statycznych charakterystykach maszyn dwójfazowo zasilanych przy dwuczłonowym regulowaniu prędkości i kierunku obrotów" "Elektryczestwo" 1964 Nr 12.
- [3] Bird B.M., Burbidge R.F. "Analysis of doubly fed slip - ring machines" Proc. IEE 1966 Nr 6 Vol 113
- [4] Bird B.M., Burbidge R.F. "New methods of stabilising doubly fed slip - ring machines", Proc. IEE 1967 Nr 6 Vol. 114.
- [5] Kuczewski Z. "Charakterystyki mechaniczne silnika asynchronicznego trójfazowego przy regulacji prędkości obrotowej przez wprowadzenie dodatkowego napięcia do obwodu wirnika" Zeszyty Naukowe Politechniki Śląskiej Elektryka z. 17.

Wpłynęło do redakcji w czerwcu 1971 r.

WYKAZ OZNACZEŃ STOSOWANYCH W TEKŚCIE

- U, I - odpowiednio wartości skuteczne napięć i prądów fazowych
- R, X - rezystancja i reaktancja 1 fazy
- f - częstotliwość napięcia zasilającego
- indeks 1- wielkość odnosząca się do stojana
- indeks 2- wielkość odnosząca się do wirnika
- oznaczenia wielkości sprowadzonej na stronę stojana
- ω_1 = $2\pi f f_1$
- ω_0 - prędkość kątowna pola stojana
- ω - prędkość kątowna wirnika
- n - prędkość obrotowa wirnika
- S - poślizg (S_k - poślizg krytyczny)
- P - liczba par biegunów
- P_ψ - moc pola wirującego
- M_e - moment elektromagnetyczny rozwijany przez silnik
- M_m - moment obciążenia
- J - sumaryczny moment bezwładności układu napędowego
- δ - kąt między osiami wirujących pól magnetycznych stojana i wirnika [rad el.]

Резюме

Статья содержит статический, а также упрощенный динамический анализ асинхронной вентильной каскады с непосредственным преобразованием частоты.

Результатом этого анализа является определение условия стабильной работы системы электропривода, а также сформулирование общих указаний по вопросу проектирования системы управляющей преобразователем частоты.

S u m m a r y

This paper contains static analysis und simlifficated dynamic analysis of asynchronous rectifier cascade with direct fraquency changer.

As a result of the analysis, the condition of stable operation of the drive and some general instructions for designing of frequency changer control system are given.