

CZESŁAW MYRCIK

Instytut Podstawowych Problemów  
Elektrotechniki i Energoelektroniki

## ANALIZA MOŻLIWOŚCI ROZRUCHU CZĘSTOTLIWOŚCIOWEGO SILNIKA SYNCHRONICZNEGO

Streszczenie. W pracy przedstawiono zasadnicze problemy rozruchu i sterowania częstotliwościowego maszyny synchronicznej, od strony statycznej i dynamicznej. Podano pełny układ równań silnika oraz sposób optymalizacji przy pomocy maszyny analogowej.

1. Wstęp

Jedyną możliwością sterowania prędkości obrotowej silnika synchronicznego jest zasilanie twornika napięciem o zmiennej pulsacji. Tak sterowany napęd synchroniczny posiada wiele zalet, wymaga jednak od przemiennika częstotliwości i układu regulacji zapewnienia ścisłej korelacji parametrów wymuszeń. Sposób powiązania wartości napięcia twornika i prądu wzbudzenia z częstotliwością jest zależny od charakteru obciążenia oraz od stawianych żądań i ograniczeń. Na przykład istotne znaczenie ma rodzaj przemiennika zasilającego silnik. Ustalono, że najbardziej przydatny jest tu przemiennik z pośredniozłym obwodem prądu stałego, z komutacją wewnętrzną, przede wszystkim ze względu na osiągalny, szeroki zakres zmian częstotliwości napięcia wyjściowego. Rys. 1 przedstawia schemat obwodu siłowego przy tym sposobie zasilania. Ponieważ obwód prądu stałego nie przenosi mocy biernej, dla zapewnienia dobrych warunków pracy przemiennika, pożądana jest kompensacja mocy biernej, utrzymanie stałego współczynnika mocy  $\cos\phi = 1$ . Należałoby więc zapewnić automatyczną stabilizację współczynnika mocy, poprzez regulację poziomu wzbudzenia.

Zarówno w stanie ustalonym, jak przejściowym najważniejsze są dwa warunki pracy:

- a) zabezpieczenie silnika od wypadnięcia z synchronizmu - jest to równoważne ograniczeniu wartości kąta mocy, utrzymaniu przeciążalności na bezpiecznym poziomie,
- b) ograniczenie wartości prądu twornika.

W stanie ustalonym moment silnika jest określony wzorem

$$M_e = \frac{3}{\omega_0} \left[ \frac{UE_m}{X_d} \sin \psi + \frac{U^2}{2} \left( \frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d} \right) \sin 2\psi \right], \quad (1)$$

przy czym  $M_e = M_0$  dla  $\frac{d\omega}{dt} = 0$ , (2)

gdzie

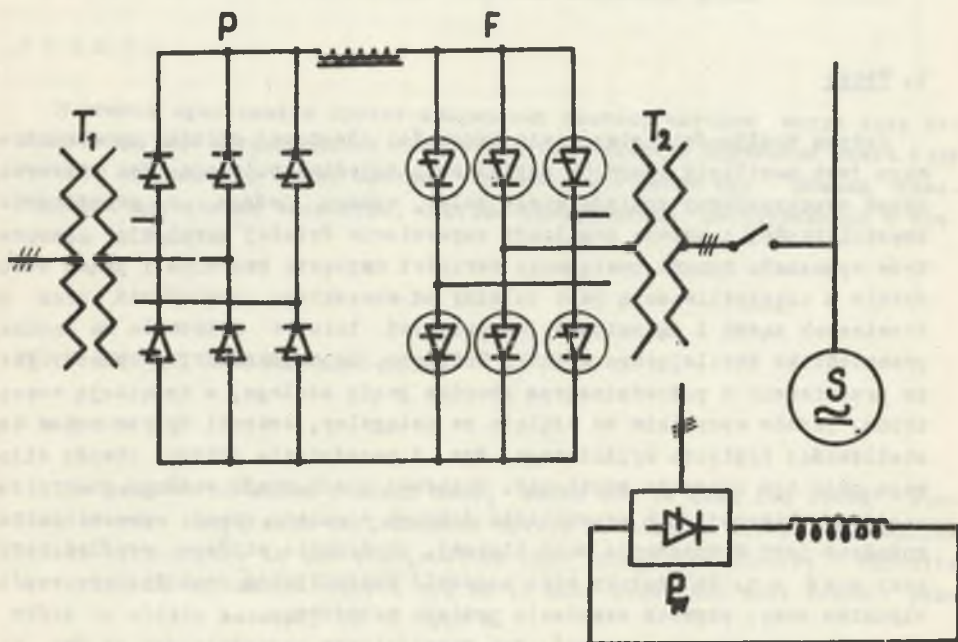
$U$  - wartość skuteczna napięcia zasilającego silnik

$E_m$  - sem indukowana w tworniku

$\omega$  - prędkość kątowna silnika, także pulsacja

$\omega_0$  - synchroiczna prędkość kątowna silnika

$\psi$  - kąt mocy silnika zawarty między wektorami  $\hat{U}$  oraz  $\hat{E}_m$ .

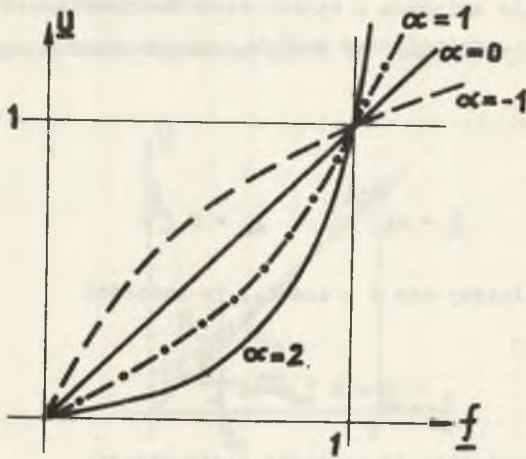


Rys. 1. Schemat obwodu głównego

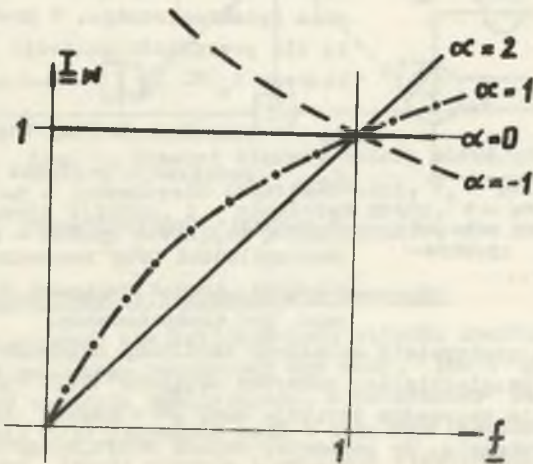
$T_1$ ,  $T_2$  - transformatory, P - prostownik sterowany, F - falownik,  $P_w$  - prostownik sterowany w obwodzie wzbudzenia

Obciążenie na wale silnika jest ogólnie zależne od prędkości

$$M_0 = M_{01} + (M_{02} - M_{01}) \frac{\omega}{\omega_0}, \quad (3)$$



Rys. 2



Rys. 3

przy czym

$M_0$  - moment obciążenia na wale silnika

$n$  - względna prędkość obrotowa

$\alpha$  - liczba stała związana z charakterem obciążenia

Z równań (1) oraz (3) wynika, że stałą przeciążalność otrzymamy, gdy  $\dot{\varphi} = \dot{\varphi}_0 = \text{const.}$ ,

stąd

$$\underline{U} = A \underline{f}^{\frac{\alpha+2}{2}}, \quad \underline{I}_w = B \underline{f}^{\frac{\alpha}{2}}. \quad (4)$$

Ponadto, jeżeli założymy  $\cos \varphi = \text{const.}$ , to zachodzi

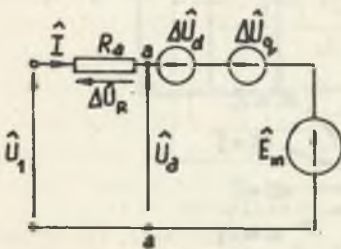
$$\underline{I} = C \underline{I}_w = D \underline{f}^{\frac{\alpha}{2}} \quad (5)$$

$f$  - względna częstotliwość napięcia zasilającego

A, B, C, D - stałe.

Rysunki 2 i 3 przedstawiają zależności  $U(f)$ ,  $I_w(f)$  dla różnych  $\alpha$ . W przypadku obciążenia stałego  $\alpha = 0$ , a związki sprowadzają się do warunków

$$\frac{U}{I} = \text{const.}, \quad I_w = \text{const.} \quad (6)$$



Rys. 4. Uproszczony schemat zastępczy silnika synchronicznego

Są one prawdziwe, jeżeli można pominąć wpływ rezystancji uzwojenia twornika silnika synchronicznego. W praktyce zachodzi to dla przedziału pulsacji  $\omega > \omega_x$ , dla którego  $R_a \ll X_{d,q}$

$R_a$  - rezystancja fazy twornika

$X_{d,q}$  - reaktancje podłużna i poprzeczna.

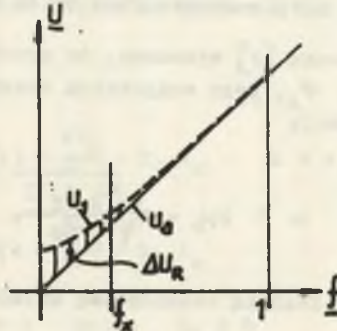
W zakresie częstotliwości niższych, w szczególności przy rozruchu od prędkości zero, spadek napięcia  $\Delta \hat{U}_R$  (rys. 4) musi być skompensowany.

Rys. 5 przedstawia rzeczywistą zależność amplitudy napięcia od jego częstotliwości  $U(f)$ , uwzględniającą nadwyżkę napięcia  $\Delta U(f)$  przy pewnym stałym prądzie. W takim przypadku istotnie mamy  $\frac{U_a}{I} = \text{const.}$  (patrz rys. 4). Powyższe związki wskazują, że parametry układu sterującego przemiennikiem

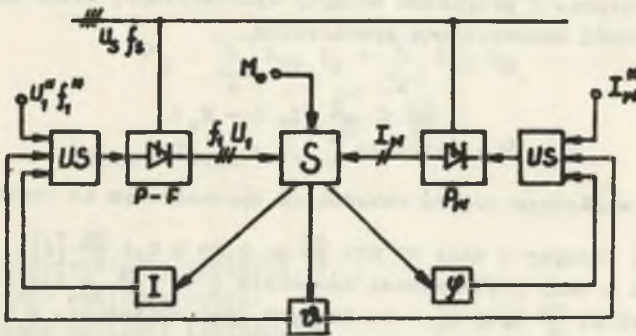
częstotliwości oraz prostownikiem w obwodzie wzbudzenia powinny w celu uzyskania optymalnej regulacji zależność od

- a) kąta mocy  $\psi$
- b) prądu twornika  $I$
- c) współczynnika mocy  $\cos\phi$

Na rys. 6 podano schemat blokowy układu sterującego.



Rys. 5



Rys. 6. Schemat blokowy układu sterującego

S - silnik, P-F - przemiennik częstotliwości, P<sub>n</sub> - prostownik tyrystorowy obwodu wzbudzenia silnika, I - regulator prądu, ψ - regulator współczynnika mocy, US - układy sterujące przemienników, φ - regulator kąta mocy

## 2. Warunki stabilności i optymalizacji rozruchu

Rozważając rozruch częstotliwościowy silnika synchronicznego, należy również wziąć pod uwagę początkowy kąt mocy, jak i prędkość narastania częstotliwości napięcia zasilającego. W zależności od początkowego kąta mocy  $\psi_0$  silnik może rozpocząć ruch w dowolnym kierunku. Synchronizacja wstępna nastąpi, jeżeli energia kinetyczna wirnika zgromadzona przy pier-

wszym wychyleniu będzie mniejsza od energii potrzebnej na powrót do kąta początkowego, czyli

$$\frac{T_M \omega^2}{2} \leq \omega_N \int_{\psi_0}^{\psi_1} (M_e - M_0) d\psi \quad (7)$$

$T_M$  oznacza względną elektromechaniczną stałą czasu silnika.

W pracy Petersona i Franka [2] wykazano, że synchronizacja wstępna zachodzi dla dowolnego kąta  $\psi_0$ , przy wszystkich częstotliwościach początkowych spełniających relację

$$\omega < 2\omega_r = 2\sqrt{\frac{\omega_N I_f I}{T_M}}, \quad (8)$$

gdzie  $\omega_r$  jest częstotliwością rezonansową układu dla  $M_0 = 0$  i przy pominięciu tłumienia.

Po synchronizacji wstępnej pulsacja wzrasta z pewną prędkością. Maksymalna pochodna  $\left(\frac{d\omega}{dt}\right)_{\max}$  musi być ograniczona, by nie powstała groźba zerwania synchronizmu. W przypadku maszyny cylindrycznej można podać przybliżoną nierówność zapewniającą synchronizm

$$\frac{d\omega}{dt} \leq \frac{\omega_N}{T_M} (I_f I - M_0) \quad (9)$$

$I_f$  jest względnym prądem wzbudzenia sprowadzonym na stronę twornika.

W przypadku maszyny o mocy 17 MVA  $\frac{df}{dt} \approx 0,05 \div 0,2 \frac{\text{Hz}}{\text{s}}$  [2], podczas gdy dla silnika o mocy 3 MVA wynosi ona około  $2 \div 5 \frac{\text{Hz}}{\text{s}}$ , a dla silnika o mocy 15 kVA nawet  $20 \frac{\text{Hz}}{\text{s}}$  przy  $M_0 = 0$ . Rozruch jest optymalny, a więc najszybszy przy minimalnym prądzie i stratach oraz bez oscylacji prędkości obrotowej, jeżeli zapewnimy możliwie największą stałość kąta mocy (małe wahania wokół wartości optymalnej  $\psi_{gr}$ ).

$$\psi(t) \approx \psi_{gr} = \text{const.} \quad (10)$$

$$I(t) \approx I_{gr} = \text{const.}$$

Kąt  $\psi_{gr}$  jest dobrany np. tak, by przeciążalność w stanie przejściowym wynosiła  $\frac{M_{\max}}{M_{gr}} = 1,5$ .

Celem analizy jest określenie kształtu funkcji  $\omega = \omega_{opt}(t)$ , według której należy zmieniać pulsację w czasie rozruchu, by przy dowolnym znanym obciążeniu  $M_0 = M_0(\omega)$  spełnić warunek (10). Jest to możliwe, jeżeli rozważać będziemy układ równań silnika, ujmujący całość procesów przejściowych.

3. Układ równań silnika synchronicznego

Analiza jest prowadzona w jednostkach względnych; słuszne są związki typu  $\psi = X i$ ,  $T = \frac{X}{R}$ ,  $f(\omega_0 t) = f(t)$  itd.

W rozważaniach uwzględnia się tylko pierwszą harmoniczną napięcia twornika.

Najogólniej mamy

$$\begin{cases} u_k(t) = \frac{d\psi_k}{dt} + R_a i_k & k = a, b, c \\ u_m(t) = \frac{d\psi_m}{dt} + R_m i_m & \\ u_m = 0 & \text{prócz } U_w \neq 0 \end{cases} \quad (11)$$

Ale

$$\psi_k = \sum_t L_{kt} i_t + \sum_m L_{km} i_m$$

$$L_{kt,m} = F_{ot,m} + F_{it,m} \cos(\psi(t) - \psi_{ot,m}),$$

gdzie

- u - wartość chwilowa napięcia
- i - wartość chwilowa prądu
- $\psi$  - wartość chwilowa linizwojów
- $R_n$  - rezystancja uwzwojenia magnesu
- L - indukcyjność własna lub wzajemna
- Indeks k = a, b, c dotyczy rzeczywistych wielkości fazowych
- Indeks t - dotyczy wielkości twornika
- Indeks m - dotyczy wielkości magnesu.

Układ równań, opisujący pracę silnika synchronicznego jest układem nieliniowym i w powyższej postaci nie przydatnym do analizy.

Stosując transformację trójosiową do układu (11)

$$[W_n] = [C][W_k], \quad n = d, q, o \quad (12)$$

otrzymany

$$[u_n] = \frac{d}{dt} [\psi_n] - \omega [K] [\psi_n] + R_a [i_n], \quad (13)$$

gdzie macierz "rotacyjna"  $K = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$

oraz

$$\frac{d\psi_f}{dt} + R_f i_f = u_f \quad (14)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J_M} [\psi_d i_q - \psi_q i_d - M_0(\omega, t)]. \quad (15)$$

Indeks  $n = d, q, o$  oznacza wielkości osiowe

Indeks  $f$  oznacza wielkości uzwojenia wzbudzenia wprowadzone na stronę twornika.

Równania napięciowe (13) łącznie z równaniem obwodu wzbudzenia (14) oraz równaniem ruchu (15) opisują całość procesów w silniku. Konieczne jest podanie związku między występującymi prądami a strumieniami.

W stanach nietłumionych (ustalonych i przy małych wahanach) związek ten podają trzy równania algebraiczne

$$\begin{cases} \psi_d = X_d i_d + X_{df} i_f \\ \psi_q = X_q i_q \\ \psi_f = X_{df} i_d + X_f i_f \end{cases} \quad (16)$$

Uwzględniając istnienie uzwojeń tłumiących (przy czym zakładamy, że nie ma prądów w żelazie magnetycznym, tłumienie zachodzi w skupionych, osiowych obwodach kłatki  $D, Q$ ) wprowadzamy równania

$$\begin{cases} \frac{d\psi_D}{dt} + R_D i_D = 0 \\ \frac{d\psi_Q}{dt} + R_Q i_Q = 0. \end{cases} \quad (17)$$

$D, Q$  - uzwojenia tłumiące podłużne i poprzeczne.



Ponieważ  $\psi_Q = X_{q0} i_q + X_Q i_Q$  oraz uwzględniając równania (16) otrzymamy

$$T_Q \frac{d\psi_Q}{dt} + \psi_Q = X_q \left[ \left(1 - \frac{X_{q0}^2}{X_q^2 - Q}\right) T_Q \frac{di_q}{dt} + i_q \right], \quad (18)$$

gdzie  $T_Q = T_{q0} = \frac{X_Q}{R_Q}$ .

Podobnie równania obwodów: podłużnego (d) i wzbudzenia (f) przechodzą na równań algebraicznych w liniowe równania różniczkowe. Po wprowadzeniu współczynników sprzężeń i rozproszeń

$$\tau_{ik} = \frac{X_{ik}^2}{X_i X_k}, \quad \sigma_{ik} = 1 - \tau_{ik}$$

otrzymamy zestaw równań opisujących silnik synchroniczny.

$$\frac{dy_1}{dt} = F_1(t, y_1)$$

$$\frac{d\psi_d}{dt} = F_1 = \omega \psi_q - R_a i_d + u_d(t)$$

$$\frac{d\psi_q}{dt} = F_2 = -\omega \psi_d - R_a i_q + u_q(t)$$

$$\frac{d\psi_f}{dt} = F_3 = -R_f i_f + u_f(t)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = F_4 = \frac{1}{T_M} [\psi_d i_q - \psi_q i_d - M_0(\omega, t)] \quad (19)$$

$$\frac{di_d}{dt} = F_5 = \frac{1}{X_d} (F_1 + \frac{1}{T_D} \psi_d) - A (F_3 + \frac{1}{T_D} \psi_f) + \frac{1}{T_D} (B_1 i_d + C_1 i_f)$$

$$\frac{di_q}{dt} = F_6 = \frac{1}{X_q} [F_2 + \frac{1}{T_Q} (\psi_q - X_q i_q)]$$

$$\frac{di_f}{dt} = F_7 = \frac{1}{X_f} (F_3 + \frac{1}{T_D} \psi_f) - A (F_1 + \frac{1}{T_D} \psi_d) + \frac{1}{T_D} (B_2 i_f + C_2 i_d)$$

Równanie osi "zero"  $\frac{d\psi}{dt} = -R_0 i_0 + u_0$  zwykle pomija się zakładając, że nie istnieją wielkości "zerowe"

$$w_0 \equiv 0$$

Stałe  $A$ ,  $B_{12}$ ,  $C_{12}$  są kombinacjami  $\sigma_{1k}$ ,  $\tau_{1k}$  i tak np.

$$B_1 = \frac{1}{\sigma_{dD}} \left( \frac{\tau_f \tau_d \sigma}{\sigma_{fD}} - 1 \right).$$

Powyższy układ jest opisem ważnym dla dowolnych stanów, wymuszeń, odpowiedzi i jest najogólniejszą formą dla maszyny synchronicznej (bez tłumienia w żelazie).

Układ równań (19) zawiera 6 iloczynów szukanych funkcji oraz dwie funkcje trygonometryczne kąta mocy i jest silnie nieliniowy. Pełne rozwiązanie można osiągnąć jedynie przy zastosowaniu maszyny matematycznej.

Podejście analityczne polega na założeniu stałej prędkości lub stałego poślizgu silnika w stanach nieustalonych co powoduje linearyzację wszystkich równań.

#### 4. Przybliżone rozwiązanie równań dla stanu quasi ustalonego

Istotą metody jest założenie stałości poślizgu  $s = s_0 = \text{const.}$ , przy czym traktujemy silnik jak układ liniowy, którego prądy i odpowiadające im momenty są sumą odpowiedzi na niezależne wymuszenia napięciowe.

$$\text{I} \begin{cases} u_d = U_s \cos(st - \psi_0) \\ u_q = U_s \sin(st - \psi_0) \\ u_f = 0 \end{cases} \quad \text{II} \begin{cases} u_d = u_q = 0 \\ u_f = U_f \end{cases} \quad (20)$$

gdzie  $s = 1 - \omega$  (w jednostkach względnych) jest poślizgiem silnika.

Część I równań (20) dotyczy rozruchu asynchronicznego ze zwartym uzwojeniem wzbudzenia.

Część II dotyczy hamowania dynamicznego ze zwartym twornikiem.

Stosując metodę operatorową przy argumentie  $p = js$  oraz jednostki względne, znajdujemy rozwiązanie oparte na charakterystykach częstotliwościowych "reaktancji zespolonych"  $\hat{X}_d(js)$ ,  $\hat{X}_q(js)$  [1]. Kształt ich hodografów podaje rys. 7.

Rozwiązanie układu I

Prądy rozruchu asynchronicznego przy założeniu  $R_a \approx 0$  są inwersjami reaktancji

$$\begin{cases} \hat{I}_d(j\omega) = \frac{\hat{U}_d}{j X_d} \\ j \hat{I}_q(j\omega) = \frac{\hat{U}_d}{j X_q} \end{cases} \quad (21)$$

Moment rozruchowy posiada dwie składowe

$$m_e = M_a + m_p, \quad (22)$$

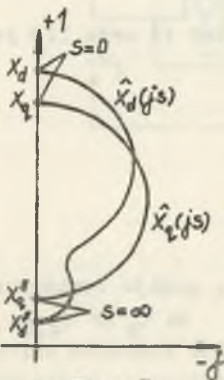
$M_a$  - moment asynchroniczny

$m_p$  - moment pulsujący

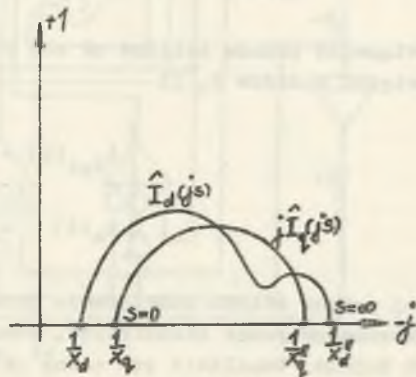
$$M_a = \frac{U_g^2}{2} \operatorname{Im} \left( \frac{1}{X_d} + \frac{1}{X_q} \right)$$

$$m_p = \frac{U_g}{2} \operatorname{Im} \left[ \left( \frac{1}{X_d} - \frac{1}{X_q} \right) e^{j 2(st - \psi_0)} \right]$$

Hodograpy  $\hat{I}_d(j\omega)$ ,  $j \hat{I}_q(j\omega)$  - rys. 8.



Rys. 7



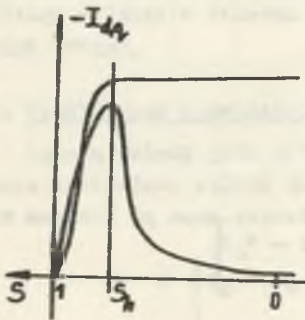
Rys. 8

## Rozwiązanie układu II

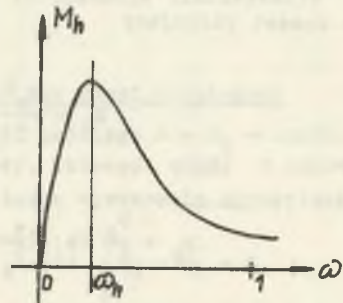
Prądy 1 moment mają tu postać

$$I_d(s) = - \frac{X_q X_{ad}}{X_d X_q + \left(\frac{R_a}{1-s}\right)^2} I_f, \quad I_q(s) = - \frac{\frac{R_a}{1-s} X_{ad}}{X_d X_q + \left(\frac{R_a}{1-s}\right)^2} I_f \quad (23)$$

$$m_e = M_h = (X_{ad} I_f)^2 \frac{\frac{R_a}{\omega} \left[ \left(\frac{R_a}{\omega}\right)^2 + X_q^2 \right]}{\left[ \left(\frac{R_a}{\omega}\right)^2 + X_d X_q \right]} \quad (24)$$

Funkcje te ( $I_{d,q}$  oraz  $M_h$ ) są stałe przy stałym poślizgu.Kształt prądów  $I_{d,q}(s)$  podaje rys. 9, momentu  $M_h(\omega)$  - rys. 10.

Rys. 9



Rys. 10

Rozwiązanie układu zależne od obu rodzajów wymuszeń (I oraz II) jest sumą rozwiązań układów I, II

$$\begin{cases} i_{d,q}(t) = i_{d,q}^I + i_{d,q}^{II} \\ m_e(t) = M_a + m_p - M_h \end{cases} \quad (25)$$

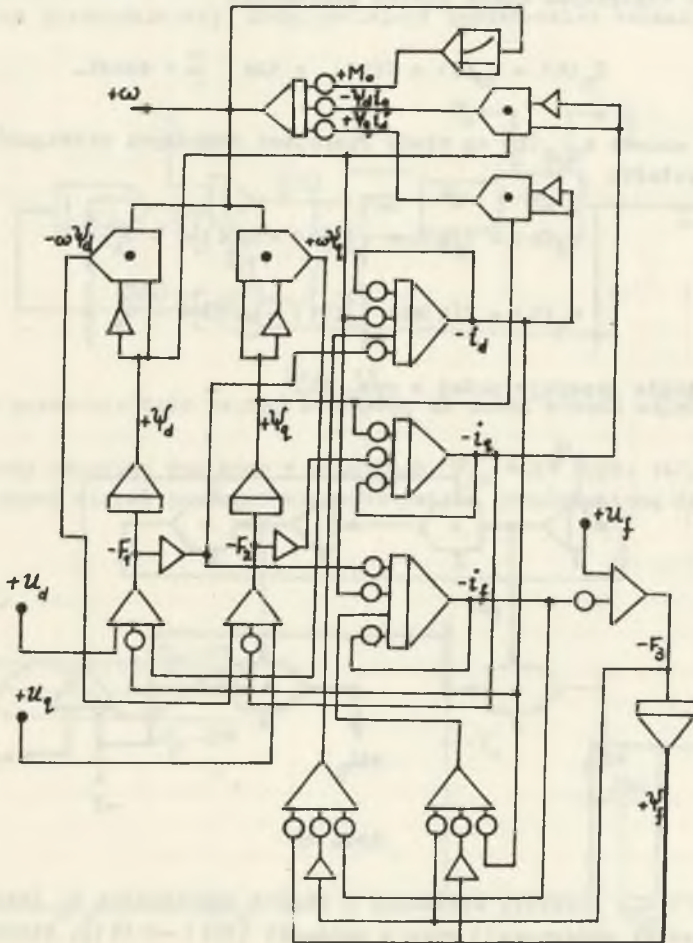
Wyżej podana metoda rozwiązania jest przybliżoną, pomija bowiem przebiegi elektromagnetyczne nieustalone, ponadto zakłada, że  $T_m \gg T_{d,q}$ , co nie jest ściśle. Umożliwia ona ocenę przebiegów np. dla rozruchu asynchronicznego lub chwilowej pracy asynchronicznej po wypadnięciu z synchronizmu, daje też dobry pogląd na jakościowy charakter stanów przejściowych - skła-

dowe prądów i momentów. Sposób ten nie pozwala jednak na analizę i optymalizację rozruchu częstotliwościowego.

Szukanie funkcji wymuszających, spełniających warunki (9) oraz (10) może być zrealizowane na maszynie analogowej.

**5. Modelowanie i optymalizacja rozruchu częstotliwościowego**

Na rys. 11 przedstawiono schemat połączeń pozwalający zamodelować układ równań (19) na maszynie analogowej.



Rys. 11

Poszukujemy funkcji  $Y_u(t)$ ,  $Y_\omega(t)$ , przy czym

$Y_u(t)$  – sygnał amplitudy napięcia twornika

$Y_\omega(t)$  – sygnał zadanej częstotliwości.

W ogólnym przypadku obciążenia, a także przy uwzględnieniu wpływu rezystancji  $R_a$  są to sygnały różne zgodnie z równaniami (4), co bardzo komplikuje problem optymalizacji.

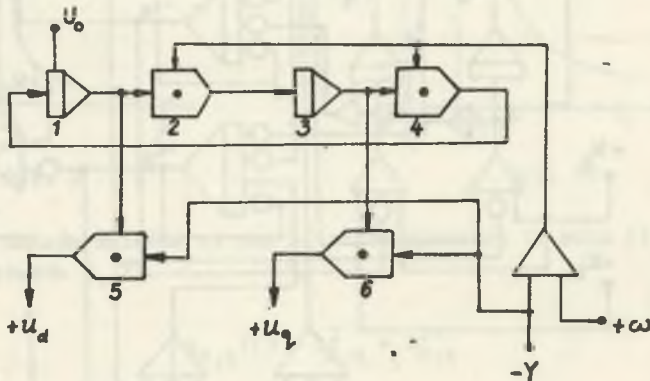
Przy założeniu obciążenia stałego lub biegu jałowego oraz idealnej kompensacji spadku napięcia  $\Delta \hat{U}_R$ , zagadnienie jest dużo prostsze, w układzie jednostek względnych można bowiem utłościć

$$Y_u(t) = Y_\omega(t) = Y(t) \quad \text{o ile} \quad \frac{U}{f} = \text{const.}$$

Napięcia osiowe  $u_{d,q}(t)$  są wtedy funkcjami szukanych rozwiązań  $Y(t)$ ,  $\omega(t)$  i mają kształt:

$$\begin{cases} u_d(t) = Y(t) \cos \left\{ [Y(t) - \omega(t)]t - \psi_0 \right\} \\ u_q(t) = Y(t) \sin \left\{ [Y(t) - \omega(t)]t - \psi_0 \right\} \end{cases} \quad (26)$$

Funkcje takie generuje układ z rys. 12.



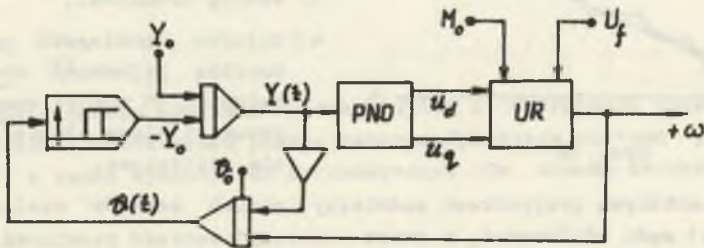
Rys. 12

Elementy 1 ÷ 4 generują sinusoidy o stałej amplitudzie  $U_0$  (najlepiej pełnej jednostki maszynowej) oraz o pulsacji  $[Y(t) - \omega(t)]$ . Elementy 5 - 6

mnożą te napięcia przez sygnał amplitudy. Proponowany układ poszukujący rozruchu optymalnego przy  $\psi(t) \approx \psi_{gr} = \text{const.}$  oparty jest na automatycznej stabilizacji kąta mocy, który jest określany zależnością:

$$\psi(t) = \int_0^t [Y(t) - \omega(t)] dt + \psi_0 \quad (27)$$

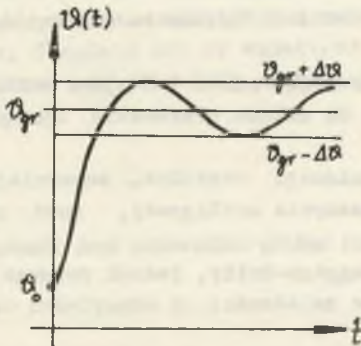
Rzeczywisty kąt mocy jest porównany z żądanym  $\psi_{gr}$  przez element o charakterystyce przekaźnikowej, uwzględniającej dopuszczalne wahania  $\psi(t)$  - rys. 13.



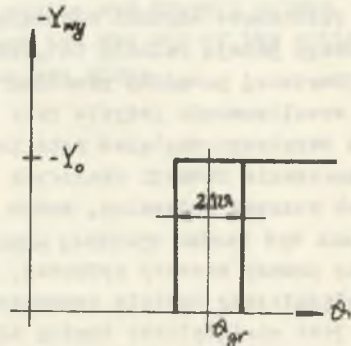
Rys. 13

PNO - przekształtnik napięć osiowych, UR układ równań silnika

Jeżeli chcemy utrzymać kąt mocy w granicach  $\psi_{gr} \pm \Delta\psi$  (rys. 14), to element nieliniowy winien posiadać charakterystykę przedstawioną na rys. 15.



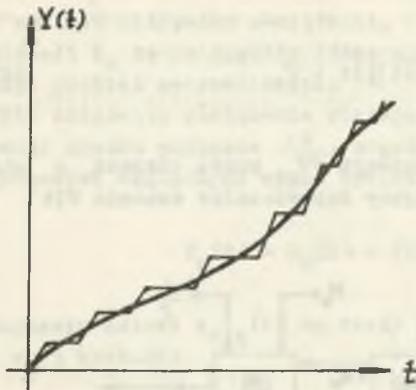
Rys. 14



Rys. 15

Na wejście integratora  $Y(t)$  podajemy dowolny sygnał  $Y_0$ . Jeżeli jest on zbyt duży, częstotliwość  $Y(t)$  rośnie zbyt szybko, co powoduje wzrost kąta mocy do  $\psi_{gr} + \Delta\psi$ . Gdy wartość ta pojawi się na wejściu elementu nielini-

niowego, nastąpi podanie na integrator sygnału  $-Y_0$ , pulsacja pozostaje stała, kąt mocy spada do  $\vartheta_{gr} - \Delta\vartheta$ , przy którym to sygnale nastąpi zdjęcie napięcia  $-Y_0$  z wejścia układu.



Rys. 16

Proces powtarza się przy czym układ winien szukać automatycznie optymalnego sposobu zadawania, tak jak to przedstawiono na rys. 16. Zmniejszając tolerancję  $\Delta\vartheta$  można z dużą dokładnością znaleźć pożądany przebieg  $Y(t) = f_{opt}(t)$  - częstotliwości w funkcji czasu rozruchu. Przy tego rodzaju rozwiązaniu występuje jednak cały szereg trudności.

a) Maszyna analogowa powinna mieć znaczną pojemność operacyjną co najmniej 50 miejsc operacyjnych i wysokiej klasy elementy, szczególnie nieliniowe.

- b) W niektórych przypadkach nadmierny udział członów nieliniowych (10 szt.) może sfałszować, a nawet zniweczyć wartość rozwiązań, szczególnie przy małych wymuszeniach na początku rozruchu.
- c) Współczynniki równań silnika wykazują znaczny rozrzut; dla silnika 3 MW współczynnik największy  $a_{mx} = 3000 a_{min}$ . Występują więc trudności w doborze skal, w schemacie obliczeniowym występują punkty o bardzo małym poziomie sygnału, co jest zjawiskiem szkodliwym.

## 6. Podsumowanie

Podstawowe warunki wskazujące sposób prowadzenia rozruchu częstotliwościowego podają relacje (4), (8), (9).

Najbardziej pożądany przebieg rozruchu, określony przez (10) jest możliwy do zrealizowania jedynie przy wprowadzeniu do układu sterowania sprzężenia zwrotnego względem kąta mocy.

Wyznaczenia funkcji czasowych napięcia i pulsacji twornika, zapewniających rozruch optymalny, można dokonać na maszynie analogowej, musi ona jednak być bardzo wysokiej klasy. Dokładniejsze byłoby obliczenie tych funkcji przy pomocy maszyny cyfrowej, np. metodą Ruggego-Kutty, jednak program uwzględniający korektę parametrów wymuszeń w zależności od odpowiedzi układu jest niewątpliwie bardzo złożony.



## LITERATURA

1. Pawluk K., Bednarek S.: Rozruch i stany asynchroniczne silników synchronicznych, WNT, Warszawa 1968.
2. Peterson T., Frank K.: Starting of large synchronous motor using static frequency converter, IEEE. Trans. Power Appar. and Syst. 1972 nr 1
3. Kuczewski Z., Gogolewski Z.: Napęd elektryczny, WNT, Warszawa 1971.
4. Gierth J.: Moment obrotowy silnika synchronicznego przy zasilaniu ze zmienną częstotliwością, Wissenschaft, Z. Techn. Hochschule Ilmenau, 1965 t. 11 nr 1.

## АНАЛИЗ ВОЗМОЖНОСТИ ЧАСТОТНОГО ПУСКА СИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

## Резюме

В статье представлены основные проблемы пуска и частотного управления синхронной машины в статическом режиме работы. Приведена система уравнений двигателя, а также средство её оптимизации при помощи аналоговой машины.

## POSSIBILITY OF FREQUENCY STARTING OF SYNCHRONOUS MOTOR

## Summary

In the paper basic problems of the frequency starting and control of the synchronous machine are considered from static and dynamic points of view. Complete set of equations of the machine and the way of its optimization with the help of the analog computer are given.