

Krzysztof KRYKOWSKI

Czesław MYRCIK

Instytut Podstawowych Problemów
Elektrotechniki i Energoelektroniki
Politechniki Śląskiej

WŁASNOŚCI STEROWANEGO CZĘSTOTLIWOŚCIOWO SILNIKA ASYNCHRONICZNEGO W RÓŻNYCH UKŁADACH STEROWANIA POŚREDNIEGO

Streszczenie. W artykule przeanalizowano w oparciu o badania symulacyjne własności czterech prostych typowych układów sterowania pośredniego silnikiem asynchronicznym w zakresie częstotliwości od zera do 25 Hz. Najwyżej oceniono układ sterowania napięcia jako liniowej kombinacji częstotliwości prądów stojana i poślizgu. Układ ten przy własnościach dynamicznych nieznacznie gorszych od układu z regulatorami prędkości, strumienia i momentu silnika charakteryzuje się prostą strukturą i jest łatwy w praktycznej realizacji.

1. Wprowadzenie

Przy analizie i syntezie układów sterowania silnikiem asynchronicznym można wyróżnić dwa rodzaje sterowania: bezpośrednie i pośrednie [2, 5]. Przy sterowaniu bezpośrednim potrzebna jest zarówno znajomość liczbowych parametrów opisujących stan pracy silnika, jak i wzajemne usytuowanie przestrzenne odpowiednich wektorów, zaś regulatory sterują bezpośrednio stanem silnika. Przy sterowaniu pośrednim stosuje się uproszczone metody wykorzystując takie łatwo mierzalne parametry, jak: napięcie, częstotliwość, prąd itp. Bardziej nowoczesne, o lepszych własnościach statycznych i dynamicznych, układy sterowania bezpośredniego są znacznie bardziej skomplikowane. Nasuwa się więc pytanie, czy w większości praktycznych przypadków nie wystarczy stosowanie mniej dokładnych, a za to prostszych układów sterowania pośredniego.

Choć odpowiedzieć na to pytanie autorzy przeprowadzili badania symulacyjne czterech typowych układów sterowania pośredniego. Ponieważ badania te stanowią fragment prac dotyczących współpracy silnika asynchronicznego z cyklokonwertorem, przyjęto odpowiednie ograniczenia. Założono maksymalne wartości względnej częstotliwości i amplitudy napięcia równe połowie wartości znamionowej silnika, zakresy sterowania jako $f \leq 20$ Hz oraz $I \leq 2 I_N$, zaś wartości względne parametrów i zmiennych silnika założono jako:

$$r_1 = 5,6 \cdot 10^{-2}; \quad r_2 = 3,3 \cdot 10^{-2}; \quad L_1 = L_2 = 1,94$$

$$L_0 = 1,85; \quad L_{1\delta} = L_2 = 9 \cdot 10^{-2},$$

$$i_N = i_N = 1; \quad \psi_{0N} = 0,905; \quad \mu_N = 0,751; \quad \beta_N = 3 \cdot 10^{-2}$$

gdzie:

- $r_1, r_2, L_{1\delta}, L_{2\delta}$ - względne rezystancje i indukcyjności rozproszenia uzwojeń stojana i wirnika,
- L_0 - względna indukcyjność poprzeczna silnika,
- L_1, L_2 - względne indukcyjności obwodów stojana i wirnika,
- $i, 1$ - względne wartości napięcia i prądu stojana,
- ψ_0 - względny strumień w szczelinie silnika,
- μ, μ_0 - względny moment elektromagnetyczny i obciążenia silnika,
- β - względny poślizg absolutny.

W dalszych rozważaniach przyjęto jeszcze oznaczenia:

- ω - względna częstotliwość napięcia stojana,
- T_M - elektromechaniczna stała czasowa.

W obliczeniach założono, że układy sterujące mają stabilizować wartość strumienia w szczelinie silnika na poziomie znamionowym:

$$\psi_0 = \psi_{0N} = 0,905 = \text{const.}$$

niezależnie od prędkości ω i obciążenia μ_0 .

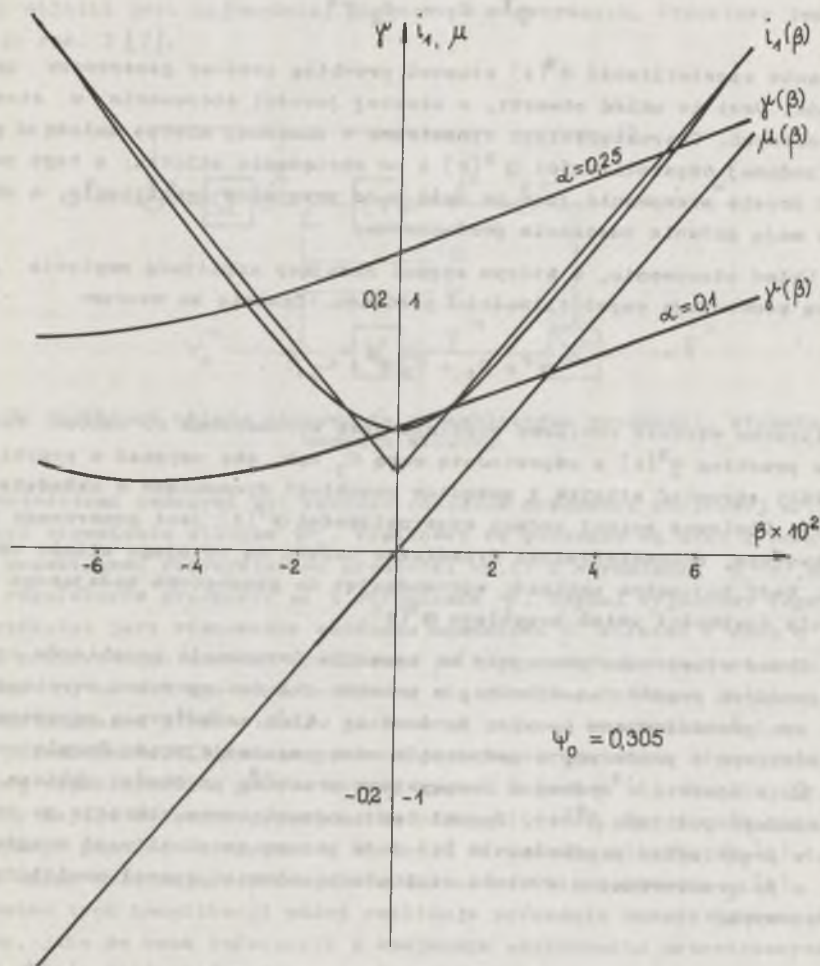
Charakterystyki statyczne układu są więc identyczne dla wszystkich czterech sterowań. Najistotniejsze zależności statyczne przedstawiają znane z literatury relacje $i_1(\beta), \mu(\beta)$ oraz $i(\alpha, \beta)$.

Przyjmując zakres zmiennych:

$$i_1 \leq 2; \quad \alpha \leq 0,5; \quad \beta \leq 6,87 \cdot 10^{-2}; \quad \mu \leq 1,65$$

obliczono charakterystyki statyczne analizowanego silnika, a uzyskane rezultaty przedstawiono na rys. 1. Z charakterystyk wynika, że przy ograniczeniu prądu w stanie ustalonym do wartości $i_{\max} = 2 i_N$ i przy stałym, znamionowym strumieniu silnika ψ_{0N} poślizg odpowiadający maksymalnemu prądowi wyniesie $\beta_{\max} = 2,3 \beta_N$, zaś moment maksymalny będzie mieć wartość $\mu_{\max} = 2,2 \mu_N = 1,65$. Widać również, że dla $\mu \geq 0,25$ zależność prądu od poślizgu można aproksymować zgodnie z równaniem:

$$i_1(\beta) = C_1 + C_2 |\beta| \quad (1)$$



Rys. 1. Charakterystyki statyczne analizowanego silnika asynchronicznego

2. Omówienie analizowanych metod sterowania

A. Najprostszy znany sposób sterowania, polegający na statycznym uzależnieniu sygnału zadającego amplitudę napięcia wyjściowego przemiennika od sygnału zadającego częstotliwość wg wzoru

$$\varphi^* = C_1 + C_2 \varphi^* \quad (2)$$

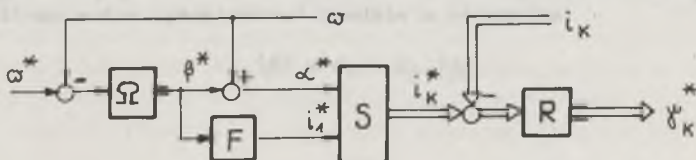
Zadana częstotliwość $\varphi^*(t)$ stanowi przebieg czasowy generowany przez zadajnik. Jest to układ otwarty, o niskiej jakości sterowania w stanach niustalonych. Charakterystyki dynamiczne w znacznej mierze zależą od przebiegu zadanej częstotliwości $\varphi^*(t)$ i od obciążenia silnika; z tego powodu tak proste sterowanie jest na ogół mało przydatne praktycznie, a obliczenia mają głównie znaczenie porównawcze.

B. Układ sterowania, w którym sygnał zadający amplitudę napięcia jest liniową kombinacją częstotliwości i poślizgu. Zgodnie ze wzorem:

$$\varphi^* = C_1 + C_2 \varphi^* + C_3 \beta \quad (3)$$

Obliczona wartość chwilowa poślizgu jest wprowadzona do członu formującego przebieg $\varphi^*(t)$ z odpowiednią wagą C_3 , tak, aby uzyskać w przybliżeniu stały strumień silnika i pożądane przebiegi dynamiczne w układzie napędowym. Ponieważ sygnał zadany częstotliwości $\varphi^*(t)$ jest generowany w torze otwartym, charakterystyki dynamiczne napędu są od niego silnie uzależnione. Wady tej można uniknąć, wprowadzając do generatora zadającego ograniczenie szybkości zmian przebiegu $\varphi^*(t)$.

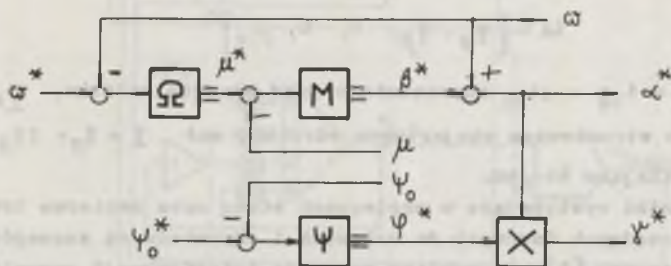
C. Układ sterowania pracujący na zasadzie formowania przebiegów czasowych zadanych prądów faz silnika, z prostym układem sprzężeń zwrotnych. Układ ten przedstawiono na rys. 2. Jest to układ zamknięty o sprzężeniach prędkościowym i prądowym, z podporządkowaną regulacją prądu. Regulator prędkości Ω w oparciu o zadany i rzeczywisty przebieg prędkości oblicza sygnał zadanego poślizgu $\beta^*(t)$. Sygnał ten o ograniczonym zakresie po zsumowaniu z przebiegiem prędkości $\omega(t)$ daje zadaną częstotliwość prądów stojana, a po przetworzeniu w bloku nieliniowym również sygnał amplitudy prądów fazowych.



Rys. 2. Schemat blokowy układu regulacji napędu ze sprzężeniami prędkościowym i prądowym

Przebiegi zadanej częstotliwości $\alpha^*(t)$ i amplitudy $i_1^*(t)$ sterują generatorem sygnału sinusoidalnego, na którego wyjściu otrzymuje się trzy wartości prądów fazowych silnika $i_k^*(t)$, porównywane z prądami rzeczywistymi przez regulatory fazowe R. Na wyjściu otrzymuje się sygnały sterujące napięciami fazowymi przemiennika $\alpha_{-r}^*(t)$.

D. Układ sterowania zawierający regulatory prędkości, strumienia i momentu silnika jest najbardziej złożonym z rozważanych. Strukturę jego pokazuje rys. 3 [7].



Rys. 3. Struktura układu sterowania z regulatorem prędkości, strumienia i momentu silnika

Wartościami zadanymi są: wartość chwilowa prędkości obrotowej $\omega^*(t)$ i wartość strumienia silnika ϕ_o^* . Wielkości te podawane są wraz z pomierzonymi przebiegami rzeczywistymi prędkości $\omega(t)$ i strumienia $\phi_o(t)$, na wejścia regulatorów prędkości Ω i strumienia ϕ . Sygnał wyjściowy regulatora prędkości jest równoważny zadanemu momentowi μ^* silnika i wraz z sygnałem pomierzonego momentu chwilowego $\mu(t)$ wprowadzony jest na regulator momentu M , na którego wyjściu tworzy się przebieg zadanego poślizgu $\delta^*(t)$.

Suma sygnałów $\beta^*(t) + \omega(t)$ jest równa zadanej częstotliwości na wyjściu przemiennika. Iloczyn sygnału wyjściowego regulatora strumienia ψ i zadanej częstotliwości $g^*(t)$ tworzy sygnał zadany $g^*(t)$ określający amplitudę napięć fazowych przemiennika częstotliwości. Ten sposób sterowania wymaga pomiaru rzeczywistej wartości strumienia silnika $\psi_0(t)$ i zawiera układ obliczający rzeczywistą wartość chwilową momentu $\mu(t)$.

Pomimo tych komplikacji układ realizuje pośrednią zasadę sterowania silnikiem, jako że brak informacji o wzajemnym usytuowaniu przestrzennych wektorów $\psi(t)$, $i(t)$, które decydują o stanie silnika.

3. Model analogowy badanego silnika

Przy podanych założeniach model matematyczny obiektu sterowania ma postać równania stanu z ograniczeniami nałożonymi na sterowanie. Przyjęto

dwa układy współrzędnych: nieruchomy (α, β) i wirujący synchronicznie z napięciem stojana silnika (x, y) .

Dla współrzędnych (α, β) model ma postać [2] [4]:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{F}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u}$$

$$\|\mathbf{u}\| \leq U \quad (4)$$

$$\mathbf{x} = [i_{1\alpha}, i_{1\beta}, \psi_{2\alpha}, \psi_{2\beta}, \omega]^T$$

$$\mathbf{u} = [\gamma_{\alpha}, \gamma_{\beta}, 0, 0, \mu_0]^T$$

Wektor $\underline{i}_1 = i_{1\alpha} + j i_{1\beta}$ reprezentuje prąd stojana silnika, $\underline{\psi}_2 = \psi_{2\alpha} + j \psi_{2\beta}$ jest strumieniem skojarzonym wirnika, zaś $\underline{I} = \gamma_{\alpha} + j \gamma_{\beta}$ stanowi napięcie zasilające stojan.

Współczynniki występujące w macierzach stanu oraz macierze transformacji ze współrzędnych fazowych do osiowych i odwrotnie są szczegółowo opisane w literaturze [4]. Wspomniane macierze transformacji pozwalają określić związek napięć i prądów fazowych z osiowymi, zaś przebieg obwiloży momentu określa dla zadanych parametrów silnika równanie:

$$\mu(t) = 0,954 (\psi_{2\alpha} i_{1\beta} - \psi_{2\beta} i_{1\alpha}) \quad (5)$$

Model analogowy silnika sporządzony dla zadanych parametrów w oparciu o omówione zależności analityczne przedstawiono na rys. 4.

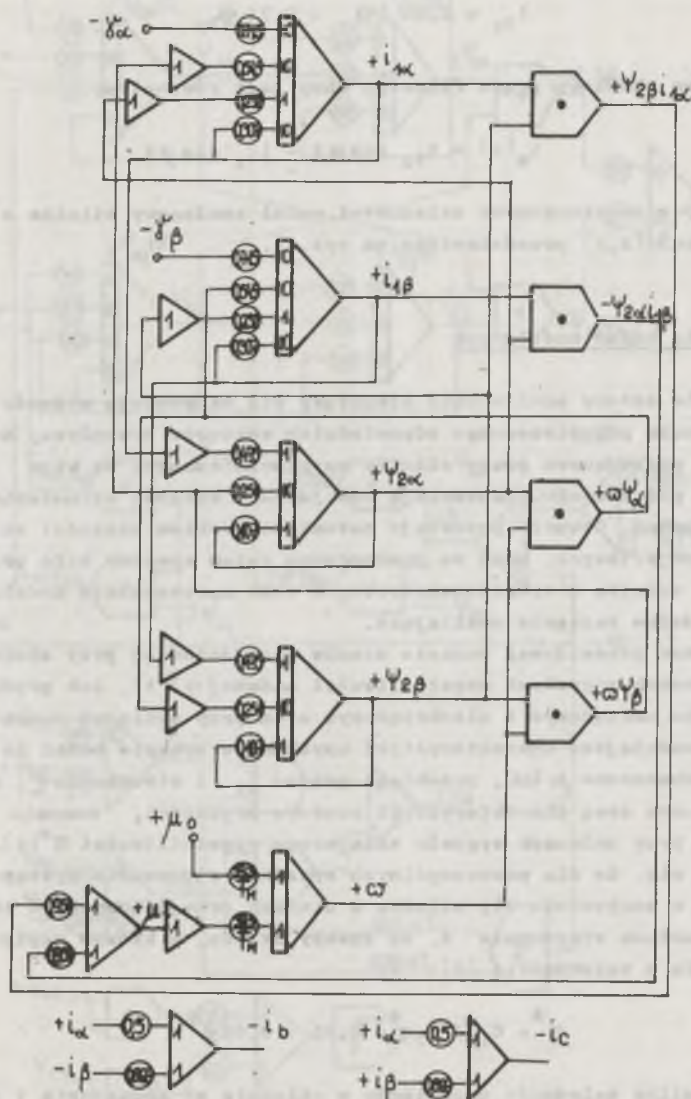
Przedstawiony model wykorzystano do obliczeń układu ze sterowaniem wg relacji C. Pozostałe przypadki układów sterowania A, B, D modelowano w układzie współrzędnych (x, y) , dla którego równania mają postać (4), przy czym:

$$\mathbf{x} = [\phi_{1x}, \phi_{1y}, \psi_{2x}, \psi_{2y}, \omega]^T$$

$$\mathbf{u} = [\gamma_x, \gamma_y, 0, 0, \mu_0]^T$$

Wektory $\underline{\phi}_1 = \phi_{1x} + j \phi_{1y}$, $\underline{\psi}_2 = \psi_{2x} + j \psi_{2y}$ oznaczają strumienie skojarzone ze stojanem i wirnikiem silnika, pozostałe zmienne mają znaczenie jak dla układu (α, β) . Macierze $\mathbf{F}$, $\mathbf{B}$ wynikają z literatury [2, 4, 5, 6], moment elektryczny dla założonych parametrów silnika opisuje związek:

$$\mu(t) = 3,39 (\phi_{1y} \psi_{2x} - \phi_{1x} \psi_{2y}) \quad (6)$$



Rys. 4. Model analogowy badanego silnika w układzie współrzędnych α, β .

Składowe prądów stojana silnika (dla założonych parametrów) wynikają z zależności:

$$\begin{aligned} i_{1x} &= 2,84 \psi_{1x} - 2,71 \psi_{2x} \\ i_{1y} &= 2,84 \psi_{1y} - 2,71 \psi_{2y} \end{aligned} \quad (7)$$

zaś przebieg ohwilowy prądu fazowego dany jest równaniem:

$$i_{\alpha}(t) = i_{1x} \cos \alpha t - i_{1y} \sin \alpha t \quad (8)$$

Uzyskany z przytoczonych zależności model analogowy silnika w układzie współrzędnych (x,y) przedstawiono na rys. 5.

4. Omówienie badań modelowych

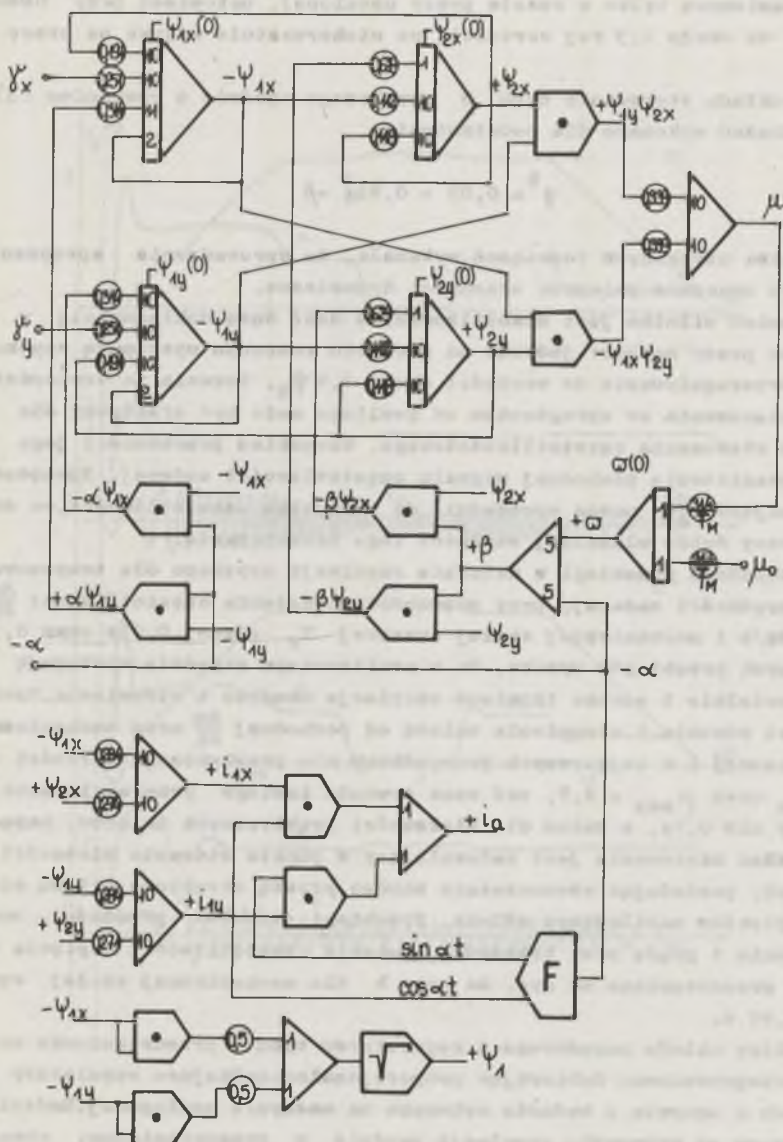
Wszystkie cztery analizowane struktury nie zapewniają możliwości kontroli usytuowania przestrzennego odpowiednich wektorów przepływu, momentu i strumienia opisujących pracę silnika asynchronicznego, są więc układami sterowania pośredniego. Zapewniają one jedynie stałość strumienia w stanach ustalonych. Otwarty pozostaje natomiast problem stałości strumienia w stanach przejściowych. Mimo że praktycznym celem analizy było przebadanie współpracy silnika z cyklokonwertorem, w celu uproszczenia modelu założono sinusoidalne napięcia zasilające.

Cykl badań przewidywał badanie stanów przejściowych przy skokowo i liniowo zmiennych sygnałach częstotliwości zadanej $\alpha^*(t)$, lub prędkości ω^* , przy silniku obciążonym i nieobciążonym oraz przy zmianach momentu obciążenia. Najważniejsze charakterystyki uzyskane w trakcie badań to charakterystyki mechaniczne $\mu(\omega)$, przebiegi prądu i_1 i strumienia ψ_1 na płaszczyźnie Gaussa oraz charakterystyki czasowe prędkości, momentu prądu i strumienia przy zmianach sygnału zadającego częstotliwości $\alpha^*(t)$.

Okazało się, że dla poszczególnych sposobów sterowania wystąpiły znaczne różnice w zachowaniu się silnika w stanach przejściowych. I tak, przy badaniach układu sterowania A, to znaczy układu, w którym napięcie zadawano zgodnie z zależnością (2):

$$\alpha^* = C_1 + C_2 \alpha^* = 0,05 + 0,95 \alpha^*$$

wystąpiła silna zależność przebiegów w układzie od obciążenia i szybkości zmian częstotliwości $\frac{d\alpha^*}{dt}$. Z uwagi na to, tak prosty sposób sterowania może być stosowany tylko w szczególnych przypadkach, np. napędów grupowych, gdy od silników nie wymaga się rozwijania znacznych momentów ani szybkich zmian prędkości.

Rys. 5. Model analogowy badanego silnika w układzie współrzędnych x, y

Z uzyskanych oscylogramów przebiegów częstotliwości $\omega(t)$, prędkości $\omega(t)$, momentu $\mu(t)$, strumienia $\phi(t)$ oraz prądu fazowego $i_a(t)$ silnika wynika, że nawet bez obciążenia i przy stosunkowo wolnych zmianach częstotliwości nie sposób utrzymać stały strumień silnika. Strumień ϕ , ma wartość znamionową tylko w czasie pracy ustalonej, natomiast przy hamowaniu wzrasta do około 1,3 tej wartości, co niekorzystnie wpływa na pracę silnika.

Dla układu sterowania typu B uzyskanego zgodnie z równaniem (3) większość badań wykonano dla podstawienia:

$$\eta^* = 0,05 + 0,95\alpha + \beta \quad (9)$$

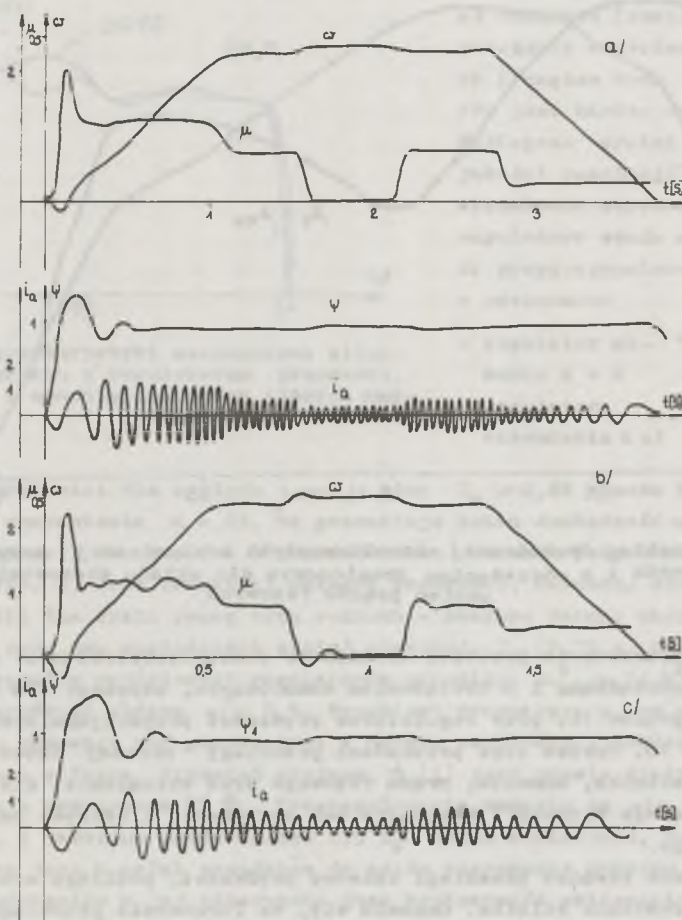
Analiza uzyskanych rozwiązań wykazała, że wprowadzenie sprzężenia od poślizgu znacznie polepsza własności dynamiczne.

Strumień silnika jest stabilizowany z dość dużą dokładnością w całym obszarze pracy napędu: jedynie na początku rozruchu występują szybko tłumione przeregulowania do wartości około $1,4\phi_N$. Pozwala to stwierdzić, że układ sterowania ze sprzężeniem od poślizgu może być efektywny dla wielu układów sterowania częstotliwościowego. Warunkiem poprawności jego pracy jest ograniczenie pochodnej sygnału częstotliwości zadanej. Sprzężenie ograniczające $\frac{d\omega}{dt}$ można wprowadzić do zadajnika częstotliwości, co daje automatyczny dobór właściwej wartości tego ograniczenia.

Przykładowe przebiegi w układzie regulacji uzyskano dla trapezowego sygnału prędkości zadanej, przy prędkości narastania częstotliwości $\frac{d\omega}{dt} = 25 - 100 \text{ Hz/s}$ i mechanicznej stałej czasowej T_M równej 0,95s oraz 0,32s. Z uzyskanych przebiegów wynika, że w analizowanym napędzie występują jedynie niewielkie i szybko tłumione oscylacje momentu i strumienia. Szczytowe wartości momentu i strumienia zależą od pochodnej $\frac{d\omega}{dt}$ oraz mechanicznej stałej czasowej i w najgorszych przypadkach nie przekraczają wartości $i_{\max} = 2,4i_n$ oraz $\mu_{\max} = 2,7$, zaś czas trwania takiego przeregulowania jest krótszy niż 0,1s, a zatem dla większości praktycznych układów napędowych taki układ sterowania jest zadowalający z punktu widzenia własności dynamicznych, posiadając równocześnie bardzo prostą strukturę układu sterowania napięciem zasilającym silnik. Przebiegi czasowe prędkości, momentu, strumienia i prądu przy trapezowej zmianie częstotliwości napięcia zasilającego przedstawiono na rys. 6a oraz b dla mechanicznej stałej czasowej $T_M = 0,95 \text{ s}$.

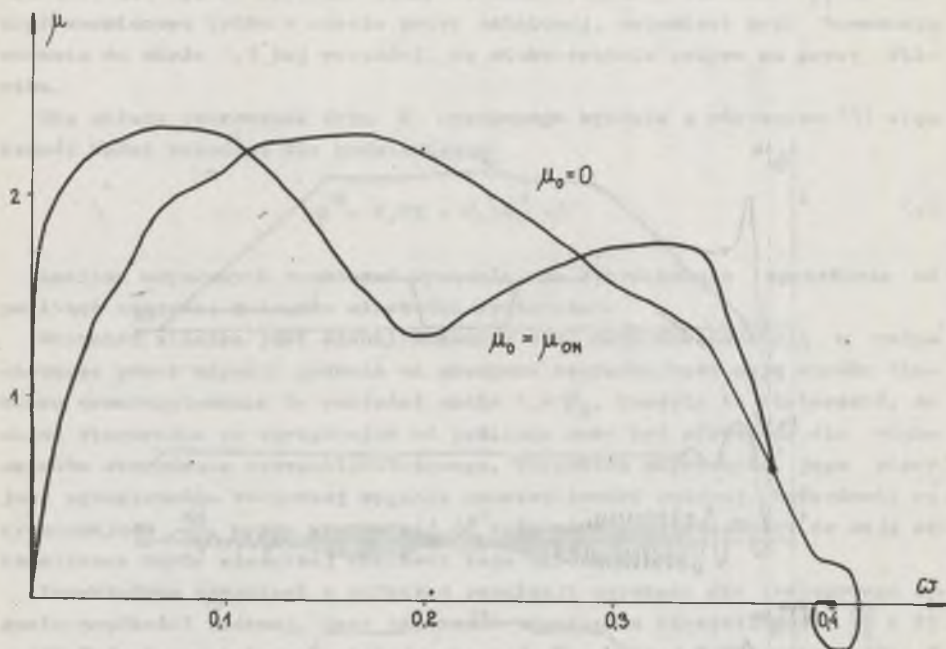
Analizę układu napędowego z regulatorem typu C przedstawionym na rysunku 2 przeprowadzono dobierając proporcjonalno-całkujące regulatory prądów fazowych w oparciu o badania wykonane na maszynie analogowej. Badania przeprowadzone po wykonaniu symulacji zgodnie z przedstawionymi równaniami przy transmitancji regulatora (dla modelu analogowego):

$$h_r(s) = 0,05(1 + \frac{1}{2,5s}) \quad (10)$$



Rys. 6. Przebiegi prędkości zadanej, momentu, strumienia i prądu fazowego silnika przy regulacji typu B dla trapezowej zmiany częstotliwości zadanej i stałej czasowej $T_M = 0,95$ dla prędkości narastania częstotliwości a - $\frac{25}{s}$ Hz, b - $\frac{50}{s}$ Hz

wskazują, że układ napędowy sterowany przez wymuszenie prądów fazowych w funkcji poślizgu ma tendencję do oszylacji, przy czym jego zachowanie się jest silnie zależne od obciążenia.



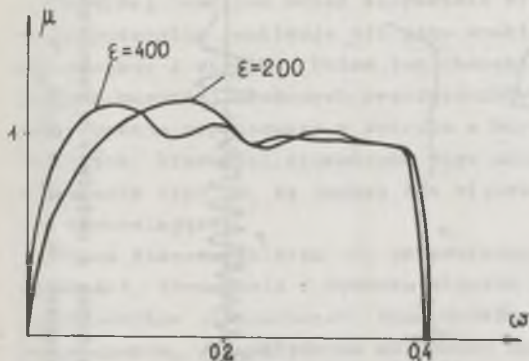
Rys. 7. Przebieg dynamicznej charakterystyki mechanicznej przy rozruchu bez obciążenia i z obciążeniem znamionowym dla układu sterowania z formowaniem prądów fazowych

Rys. 7 przedstawia przebieg dynamiczny charakterystyki $\mu(\omega)$ przy rozruchu bez obciążenia i z obciążeniem znamionowym, uzyskany dla nastaw regulatorów prądów 10, przy regulatorze prędkości proporcjonalnym, o wzmocnieniu $k = 10$. Oprócz tego przebadano przebiegi zadanej częstotliwości, prędkości silnika, momentu, prądu fazowego oraz strumienia, dla cyklu pracy obejmującego rozruch i hamowanie bez obciążenia i skokowe zmiany momentu oporowego.

Pomierzono również przebiegi czasowe prędkości, poślizgu oraz modułów prądu i strumienia silnika. Okazało się, że formowanie przebiegów przejściowych odbywa się przy znacznych przeregulowaniach strumienia i oscylacyjnie ustalającym się momencie. Przytoczone przebiegi dowodzą niekorzystnych własności układu pracującego na zasadzie sterowania prądami fazowymi w funkcji poślizgu. Ponadto w trakcie badań zauważono, że w sygnałach wyjściowych regulatorów prądów pojawiała się identyczna składowa stała osiągająca znaczne wartości, co powodowało zniekształcenia nieliniowe sygna-

ów zadanych napięć fazowych. Wynika stąd wniosek, że regulatory w takiej strukturze sterującej nie mogą zawierać toru czysto całkującego.

Ostatnim z przebadanych był układ sterowania typu D przedstawiony na rys. 3. Do obliczeń tego przypadku użyto modelu silnika we współrzędnych (x, y) .

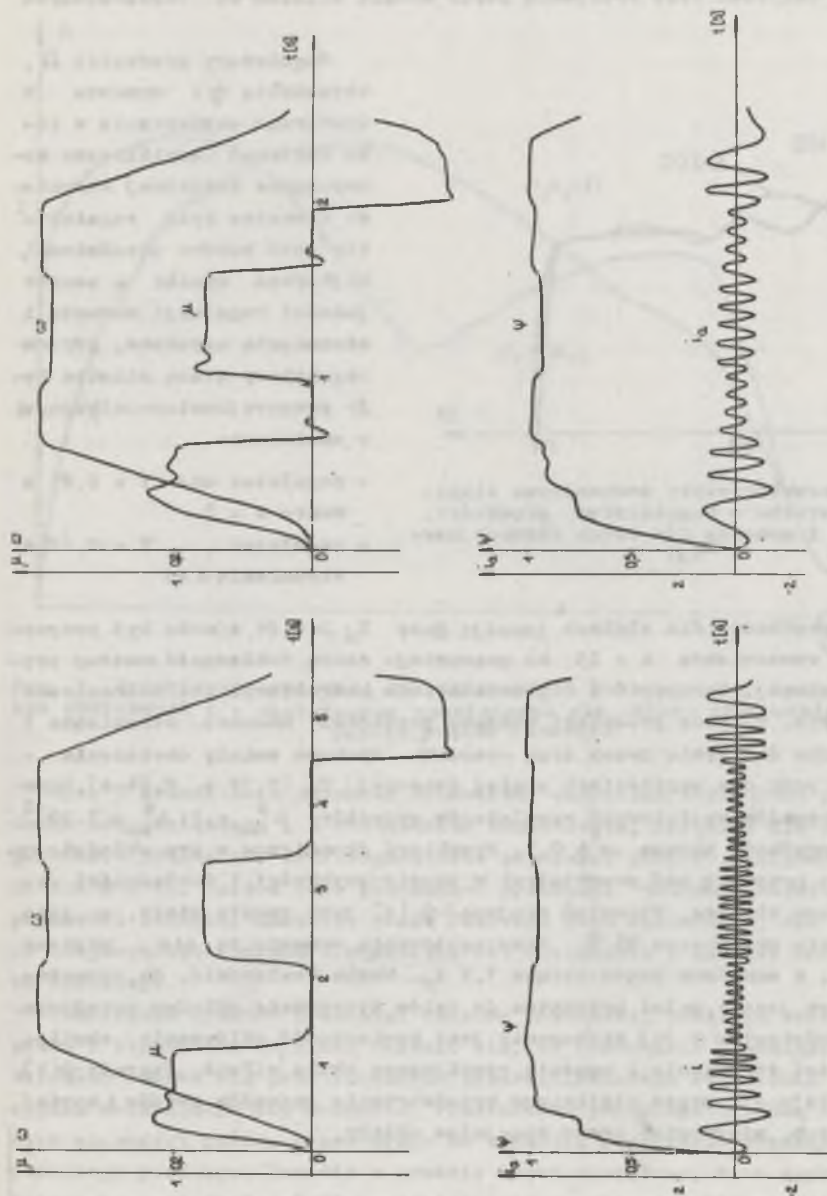


Rys. 8. Charakterystyki mechaniczne silnika przy rozruchu z regulatorem prędkości, strumienia i momentu dla dwóch różnych inercji

Regulatory prędkości Ω , strumienia ψ i momentu M dobierano empirycznie w toku obliczeń (analityczne wyznaczenie właściwej struktury i nastaw tych regulatorów jest bardzo utrudnione). Najlepsze wyniki w sensie jakości regulacji momentu i strumienia uzyskano, gdy oba regulatory stanu silnika były proporcjonalno-całkujące, o nastawach:

- regulator momentu $T = 0,01$ s $k = 2$
- regulator strumienia $T = 0,10$ s $k = 1$

Regulator prędkości dla stałych inercji przy $T_M \geq 0,64$ s może być proporcjonalny o wzmocnieniu $k = 25$, co gwarantuje dobrą dokładność nastawy prędkości ustalonej. Na rys. 8 i 9 przedstawiono charakterystyki mechaniczne rozruchu (rys. 8) oraz przebiegi czasowe prędkości, momentu, strumienia i prądu silnika dla cyklu pracy typu rozruch - skokowe zmiany obciążenia - hamowanie, przy dwu wartościach stałej czasowej T_M (0,32 s, 0,64 s). Ograniczenia sygnałów wyjściowych regulatorów wynosiły: $\mu_{\max}^* = 1$; $\beta_{\max}^* = 7 \cdot 10^{-2}$; $\varphi_{\max} = 1$, prędkość zadana $\omega = 0,4$. Przebiegi dynamiczne w tym układzie wykazują jego przewagę nad pozostałymi w sensie szybkości i dokładności regulacji stanu silnika. Strumień stojana $\psi_1(t)$ jest prawie stały, a jego zmienność nie przekracza 8% ψ_N . Przeregulowania momentu są nie większe niż 20% ψ_N , a maksimum prądu osiąga 1,5 i_N . Można stwierdzić, że rozważana struktura jest w pełni przydatna do celów sterowania układem napędowym. Pewnym utrudnieniem w jej stosowaniu jest konieczność obliczania chwilowych wartości strumienia i momentu rozwijanego przez silnik. Sygnały $\psi(t)$, $\mu(t)$ uzyskuje się przez nieliniowe przetwarzanie sygnałów prądów i napięć rzeczywistych, mierzonych przez specjalne układy.



Rys. 9. Przebiegi czasowe prędkości, prądu, momentu i strumienia silnika w układzie z regulatorem prędkości, strumienia i momentu dla trapezowego cyklu pracy przy dwóch inercjach $a - T_N = 0,32$, $b - T_N = 0,64$.

6. Podsumowanie

Przeprowadzone badania pozwalają ocenić własności, zwłaszcza w stanach przejściowych, czterech typowych układów sterowania pośredniego silnikiem asynchronicznym. Przy końcowej ocenie analizowanych układów należy również uwzględnić stopień skomplikowania poszczególnych układów sterowania.

Najwyżej oceniono układ sterowania typu B, w którym napięcie wyjściowe przemiennika realizuje się jako kombinację liniową częstotliwości prądów stojana i wirnika. Układ ten charakteryzuje się prostotą, nie wymaga żadnych bardziej złożonych przetworników, a sam algorytm regulacji amplitudy zostaje wypracowany w oparciu o bardzo proste układy wzmacniaczy operacyjnych. Własności dynamiczne tego układu, aczkolwiek gorsze niż układu sterowania typu D, są jednak dla większości praktycznych układów sterowania zadowalające.

Układ sterowania typu D, przedstawiony na rys. 3, zawiera regulatory prędkości, strumienia i momentu silnika i wymaga stosowania dość złożonych przetworników nieliniowych. Mimo wyraźnie lepszych od układu B własności dynamicznych, ze względu na złożoność układu sterowania należy go zalecić jedynie w tych przypadkach, gdy jakość przebiegów przejściowych w układach sterowania typu B okazuje się zbyt niska w porównaniu z narzuconymi wymaganiami.

Na trzecim miejscu oceniono układ sterowania typu A, w którym regulacja amplitudy napięcia wyjściowego przemiennika odbywa się w sposób programowy w funkcji częstotliwości zgodnie z równaniem (5). Układ ten zapewnia stabilizację strumienia w stanach ustalonych ewentualnie w stanach przejściowych o bardzo wolnej zmianie częstotliwości napięcia. Można go zalecić w układach napędowych, w których problem stanów przejściowych nie odgrywa roli oraz w układach sterowania grupowego, w których brak możliwości wprowadzenia indywidualnych sprzężeń od silnika.

Podsumowując trzy powyższe metody sterowania silnikiem asynchronicznym, trzeba jednak stwierdzić, że każda z metod A, B oraz D, chociaż ich użyteczność została różnie oceniona, nadaje się do sterowania silników asynchronicznych zasilanych z przemiennika częstotliwości.

Inaczej wygląda sprawa zastosowania metody C, polegającej na użyciu regulatorów prądów fazowych. Przy zastosowaniu tej metody i strukturze regulacji takiej, jak to przedstawiono na rys. 2, występują znaczne oscylacje przebiegów wyjściowych oraz pojawia się cały szereg innych niekorzystnych właściwości. Świadczy to o tym, że tak proste uzależnienie prądów fazowych od poślizgu nie prowadzi do zadowalających wyników.

Dalsze badania wykazały, że sterowanie silnika asynchronicznego przez wymuszenie prądów fazowych może dać bardzo korzystne własności napędu. Wiąże się to jednak z zastosowaniem układu regulacji o większej złożoności. W takim przypadku chwilowe wartości amplitudy i częstotliwości zadanych prą-

dów fazowych są generowane w nieliniowym układzie przetwarzającym. Takie poszerzenie analizowanej tematyki wychodzi jednak już poza ramy niniejszego artykułu.

LITERATURA

- [1] Bielawski S.: Teoria napędu elektrycznego. WNT, Warszawa 1978.
- [2] Kaźmierkowski M.P.: Zasady syntezy układów sterowania napędów przekształtnikowych. Wydawnictwa Politechniki Warszawskiej. Elektryka 61, Warszawa 1980.
- [3] Kovacs K.P., Racz J.: Transiente Vorgänge in Wechselstrommaschinen. Ungarische Akademie der Wissenschaften, Budapest 1959.
- [4] Puchala A.: Dynamika maszyn i układów elektromechanicznych. WNT Warszawa 1977.
- [5] Tunia H., Kaźmierkowski M.P.: Podstawy automatyki napędu elektrycznego. WNT, Warszawa - Poznań 1978.
- [6] Tunia H., Winiarski B.: Układy elektroniczne w automatyce napędowej. WNT, Warszawa 1969.
- [7] Plunkett A.B.: Direct Flux and Torque Regulation in a PWM Inverter Induction Motor Drive. IEE Trans. on Ind. Appl. 1977 Nr 2.

Recenzent: doc. dr inż. Aleksander Szaflarski

Wpłynęło do redakcji dn. 3.V.1982 r.

СВОЙСТВА ЧАСТОТНО УПРАВЛЯЕМОГО АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ В РАЗНЫХ СИСТЕМАХ КОСВЕННОГО УПРАВЛЕНИЯ

Р е з ю м е

В статье, на основе симуляционных исследований, были проанализированы свойства четырех простых типичных систем косвенного управления асинхронным двигателем в диапазоне частот от нуля до 25 Гц. Самой лучшей была признана система управления напряжения как линейной комбинации частоты токов статора и ротора. Эта система, обладая немного худшими динамическими свойствами чем система с регуляторами скорости потока и момента двигателя, характеризуется простой структурой и является легкой к практическому осуществлению.

PROPERTIES OF THE FREQUENCY CONTROLLED ASYNCHRONOUS MOTOR
IN VARIOUS SYSTEMS OF THE INTERMEDIATE CONTROL

Summary

Properties of four simple, typical systems with intermediate control asynchronous motor in frequency range from zero to 25 Hz were analysed on the basis of simulation investigations. System of program voltage control as linear combination of stator and rotor current frequency obtained the best estimation. Although dynamical characteristics of this system are slightly a worse then in a system with speed, flux and moment control, this structure is simple and easily put into practice.