

SPOSOBY STEROWANIA MOMENTEM W NOWOCZESNYM NAPĘDZIE ELEKTRYCZNYM

Andrzej DEBOWSKI

Instytut Automatyki Politechniki Łódzkiej

90-924 Łódź, ul. Stefanowskiego 18/22

e-mail: debowski@ck-sg.p.lodz.pl

1. WSTĘP

Współczesne napędy elektryczne dzięki zastosowaniom energoelektroniki - do budowy przekształtnikowych układów zasilania, oraz mikroelektroniki opartej na wykorzystaniu mikroprocesorów - do budowy układów sterowania, pozwalają stosować w powszechnej praktyce bardziej złożone algorytmy sterowania zapewniające bardzo dobre właściwości dynamiczne tych napędów. Do czego więc dąży się obecnie w poszukiwaniu najlepszych struktur sterowania dla napędów z różnymi typami silników? Niniejszy artykuł jest propozycją ogólnego spojrzenia na to zagadnienie wskazując na stopniowe upowszechnianie się pewnego wspólnego podejścia do syntezy układów sterowania zarówno w napędzie z silnikami prądu stałego jak i zmiennego.

2. IDEALNY UKŁAD NAPĘDOWY

Napędem elektrycznym nazywamy układ wykorzystujący maszynę elektryczną do kontrolowanego przetwarzania energii elektrycznej na mechaniczną z ewentualną możliwością pracy regeneracyjnej – tzn. przetworzenia energii mechanicznej na elektryczną i zwrotu jej do sieci zasilającej. Podstawowe typy maszyn stosowane w przemyśle takie jak obcowzbudne silniki prądu stałego, czy indukcyjne silniki klatkowe ze swej natury mają możliwość pracy prądnicowej. Możliwości pracy całego układu napędowego ze zwrotem energii zależą więc od właściwej konstrukcji przekształtnika energoelektronicznego. Coraz lepsze parametry prądowo-napięciowe współczesnych kluczy tranzystorowych i ich stosunkowo niskie ceny pociągają za sobą rozpowszechnianie się prostowników i falowników sterowanych, mających możliwość pracy czterokwadrantowej. Możliwe jest przy tym zbudowanie takiego układu sterowania, który pozwala na stosunkowo wierne odtworzenie w silniku wartości zadanej momentu rozwijanego na wale silnika także w stanach dynamicznych. Napęd czterokwadrantowy w którym realizowane jest bezzwłoczne sterowanie momentem może być nazwany napędem idealnym. W rzeczywistości układy sterowania momentem charakteryzują się pewną niewielką inercją i parametry dynamiczne rzeczywistego układu napędowego są nieco gorsze niż w napędzie idealnym.

Każdy napęd z typową maszyną elektryczną może być w pewnym przybliżeniu opisany następującymi równaniami:

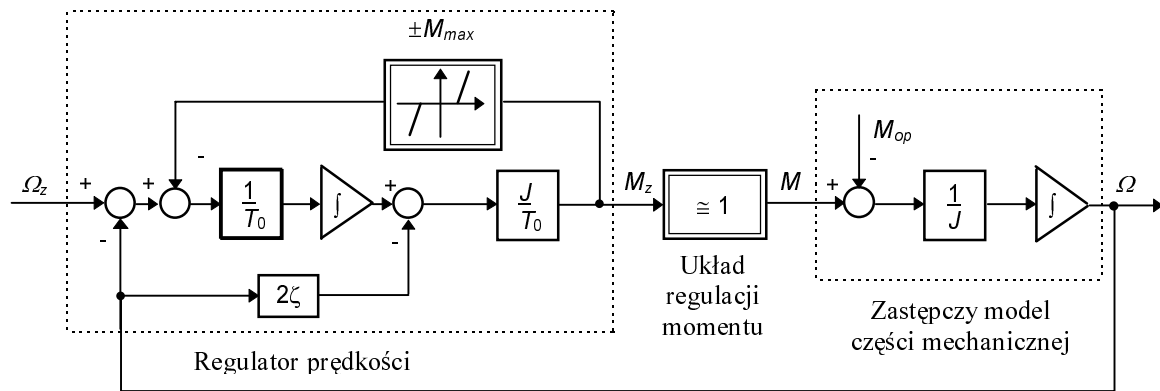
- część elektromagnetyczna (obejmująca silnik z przekształtnikiem)

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{f}(\mathbf{x}, \Omega, \mathbf{u}) \\ M &= g(\mathbf{x}) \end{aligned} \quad (1)$$

gdzie: \mathbf{u} - wektor sygnałów sterujących (proporcjonalnych do napięć zasilających silnik)

\mathbf{x} - wektor elektromagnetycznych zmiennych stanu (stanowiących prądy w uzwojeniach lub strumienie magnetyczne),

Ω - prędkość kątowna wału silnika,



Rys.1. Regulator prędkości w idealnym układzie napędowym.

M - moment rozwijany na wale silnika.

- część mechaniczna (obejmująca wirnik silnika i maszynę roboczą - jest taka sama dla różnych silników)

$$J \frac{d\Omega}{dt} = M - M_{op} \quad (2)$$

gdzie: J - wypadkowy moment bezwładności sprowadzony do wału silnika,

M_{op} - wypadkowy moment oporowy sprowadzony do wału silnika.

Cechą charakterystyczną powyższego opisu jest rozdzielenie opisu dynamiki napędu na dwie części - elektromagnetyczną i mechaniczną. Wyjściem części elektromagnetycznej jest moment napędowy rozwijany na wale silnika, zaś sterowaniami tej części są napięcia zasilające silnik. Zmienna prędkość kątowa wału powodująca powstanie siły elektromotorycznej w uzwojeniach jest zakłóceniem. W części mechanicznej wyjściem jest prędkość kątowa wału, sterowaniem - moment napędowy na wale, zaś zakłóceniem - moment oporowy. Ta dekompozycja ułatwia syntezę układu sterowania dla danego napędu prowadząc do układu kaskadowego składającego się z dwóch podukładów regulacji - regulatora prędkości i podporządkowanego mu układu regulacji momentu. Układ regulacji momentu może mieć bardzo złożoną strukturę zależną od typu wykorzystywanego silnika. Regulator prędkości jest jednakowy we wszystkich napędach i może być prosto dobrany przy założeniu, że regulacja momentu odbywa się w przybliżeniu bez żadnego opóźnienia. Schemat blokowy wyidealizowanego układu regulacji prędkości przedstawiono na rys.1.

Układ przedstawiony na rys.1 opisują następujące transmitancje:

- wymuszeniowa

$$G_{\Omega}(s) = \frac{\Omega(s)}{\Omega_z(s)} = \frac{1}{T_0^2 s^2 + 2\zeta T_0 s + 1} \quad (3)$$

- zakłóceniewa

$$G_M(s) = \frac{\Omega(s)}{M_{op}(s)} = \frac{-\frac{T_0^2}{J} s}{T_0^2 s^2 + 2\zeta T_0 s + 1} \quad (4)$$

Jak widać strojenie regulatora prędkości w podanej postaci jest bardzo proste - za szybkość działania regulatora odpowiada stała czasowa T_0 , zaś za charakter regulacji względny współ-

czynnik tłumienia ζ . Dotyczy to sytuacji gdy układ regulacji momentu zbliżony jest do idealnego, tzn. gdy można przyjąć, że działa wystarczająco szybko.

3. UKŁAD NAPĘDOWY Z SILNIKIEM PRĄDU STAŁEGO

Układy napędowe prądu stałego przez długi czas uważane były za jedyne godne polecenia wszędzie tam, gdzie wymagana była dobra dynamika regulacji prędkości kątowej. Model matematyczny silnika prądu stałego dla stanu elektromagnetycznego opisany jest równaniami:

$$\begin{aligned} \frac{d\Psi}{dt} &= -R_w I_w + U_w \\ \Psi &= f(I_w) \\ L_t \frac{dI_t}{dt} &= -R_t I_t - c\Psi\Omega + U_t \end{aligned} \quad (5)$$

gdzie: sterowanie: U_w, U_t

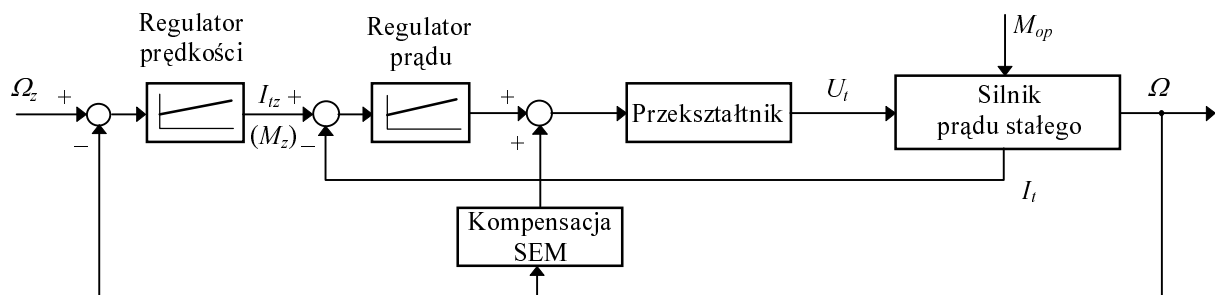
zmienne stanu: I_t, Ψ

zakłócenie: Ω

a moment wewnętrzny stanowi sygnał wyjściowy:

$$M = c\Psi I_t \quad (6)$$

Układy napędowe prądu stałego swoje bardzo dobre właściwości zawdzięczają strukturze zbliżonej do napędu idealnego - tj. takiego w którym regulator prędkości wypracuje wartość zadaną momentu rozwijanego przez silnik. Funkcję takiego układu regulacji momentu pełni podporządkowany regulator prądu twornika (równoważnego - przy stałym strumieniu wzbudzenia - momentowi wewnętrznemu silnika). Schemat blokowy układu napędowego



Rys.2. Schemat blokowy układu napędowego z silnikiem prądu stałego.

prądu stałego o bardzo dobrych właściwościach dynamicznych pokazano na rys.2. Jakość układu regulacji prądu twornika (momentu) można poprawić dodając na jego wyjściu układ kompensacji siły elektromotorycznej.

4. UKŁADY NAPĘDOWE Z SILNIKIEM INDUKCYJNYM

4.1. Model matematyczny

Doświadczenia ostatnich lat pokazują, że napędy z silnikami indukcyjnymi mogą mieć właściwości nie gorsze od napędów prądu stałego. Podstawą syntezy takich układów napędowych stał się opis modelu matematycznego silnika indukcyjnego przy wykorzystywaniu tzw. wektorów przestrzennych. Pojęcie wektora przestrzennego polega na przypisaniu dowolnym trzem wielkościami trójfazowym

$$W_A, W_B, W_C \quad (7)$$

spełniającym jedynie warunek

$$W_A + W_B + W_C = 0 \quad (8)$$

wielkości zespolonej zgodnie ze wzorem

$$\underline{W} = \frac{2}{3} (\underline{1} W_A + \underline{a} W_B + \underline{a}^2 W_C) \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \underline{a} &= e^{j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \underline{a}^2 &= e^{j\frac{4\pi}{3}} = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \end{aligned} \quad (10)$$

gdzie:

Na płaszczyźnie zmiennej zespolonej prostopadłej do osi podłużnej silnika wielkość ta przedstawia sobą wektor w prostokątnym układzie współrzędnych $\alpha_s - \beta_s$ zorientowanym w ten sposób, że oś rzeczywista pokrywa się z osią geometryczną uzwojenia fazy A stojana. Jeżeli wielkości fazowe (7) są sinusoidalnie zmienne w czasie, to wektor \underline{W} wiruje z prędkością kątową równą pulsacji wielkości fazowych. Należy pamiętać, że dla właściwej interpretacji wektora przestrzennego konieczne jest uwzględnianie układu współrzędnych aktualnie obowiązującego w danym opisie.

Model matematyczny indukcyjnego silnika klatkowego w dowolnym wirującym układzie współrzędnych położonym pod kątem o chwilowej wartości \mathcal{G} względem układu współrzędnych $\alpha_s - \beta_s$ (nieruchomego), opisany jest równaniami:

$$\begin{aligned} \underline{U}_s &= R_s \underline{I}_s + \frac{d}{dt} \underline{\Psi}_s + j \underline{\Psi}_s \frac{d}{dt} \mathcal{G} \\ 0 &= R_r \underline{I}_r + \frac{d}{dt} \underline{\Psi}_r + j \underline{\Psi}_r \frac{d}{dt} (\mathcal{G} - \delta) \\ \underline{\Psi}_s &= L_s \underline{I}_s + L_m \underline{I}_r \\ \underline{\Psi}_r &= L_r \underline{I}_r + L_m \underline{I}_s \end{aligned} \quad (11)$$

gdzie: sterowanie: $\underline{U}_s, \mathcal{G}$

zmienne stanu: $\underline{I}_s, \underline{I}_r, \underline{\Psi}_s$ lub $\underline{\Psi}_r$

zakłócenie: δ

a moment wewnętrzny stanowi sygnał wyjściowy:

$$M = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} \text{Im}(\underline{\Psi}_r^* \underline{I}_s) \quad (12)$$

przy czym:

$\frac{d}{dt} \mathcal{G} = \Omega_g$ - prędkość kątowna układu współrzędnych w którym opisano przyjęty model,

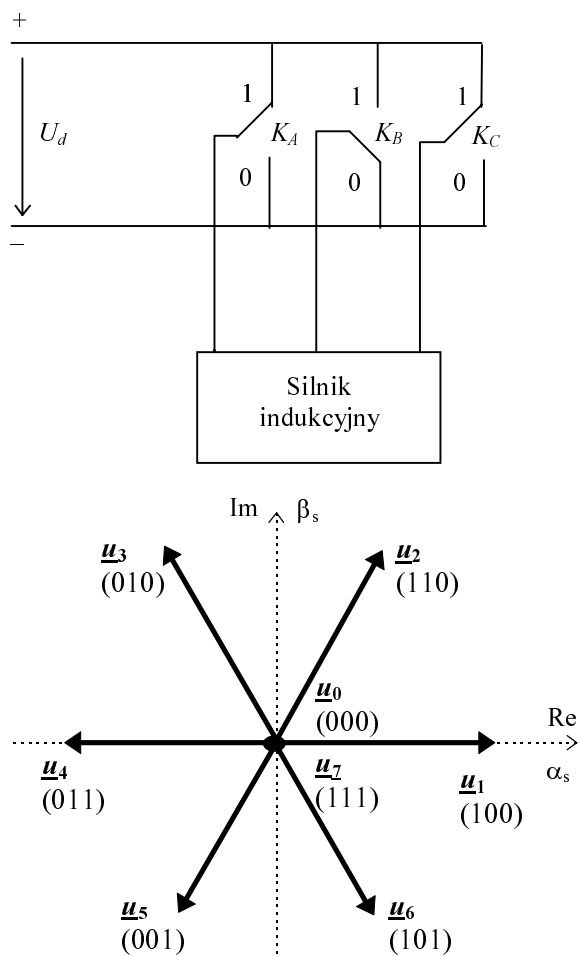
$\frac{d}{dt} \delta = \Omega$ - elektryczna prędkość kątowna wirnika,

$\Omega_m = \frac{\Omega}{p}$ - mechaniczna prędkość kątowna wirnika (p - liczba par biegunów silnika).

Jako zmienne stanu należy przyjąć dwie dowolne spośród podanych wielkości. Wynika stąd, że w przypadku silnika indukcyjnego możliwych jest kilka równoważnych postaci opisu modelu matematycznego. Przyczynia się to do dużej różnorodności proponowanych struktur sterowania wektorowego takimi silnikami.

4.2. Układ regulacji prądu stojana

Przed omówieniem spotykanych obecnie podstawowych układów napędowych z silnikiem indukcyjnym i sterowaniem wektorowym zostanie krótko przedstawiona metoda histerezyowej regulacji prądu stojana przy zastosowaniu falownika napięciowego. Wprowadzenie podporządkowanego układu regulacji prądu stojana pozwala na dalszą dekompozycję problemu syntezy układu sterowania dla silnika indukcyjnego (tzn. w tym przypadku zastąpienie jednego złożonego problemu syntezy układu napędowego trzema problemami prostszymi - pierwszym polegającym na budowie układu regulacji prądu, drugim - budowie układu regulacji momentu i trzecim - budowie układu regulacji prędkości kątowej wału; ten trzeci problem jak pokazano na wstępie referatu przy właściwym rozwiązaniu problemu drugiego jest jednakowy dla układów napędowych z różnymi silnikami). Istotną korzyść z zastosowania tego podejścia w przypadku silnika indukcyjnego polega na tym, że dobrze zaprojektowany układ regulacji prądu stojana pozwala wyeliminować w opisie dynamiki silnika (11) równanie napięciowe stojana, w wyniku czego opis tej dynamiki dla problemu drugiego - syntezy układu regulacji momentu - z czterech równań różniczkowych redukuje się do dwóch.



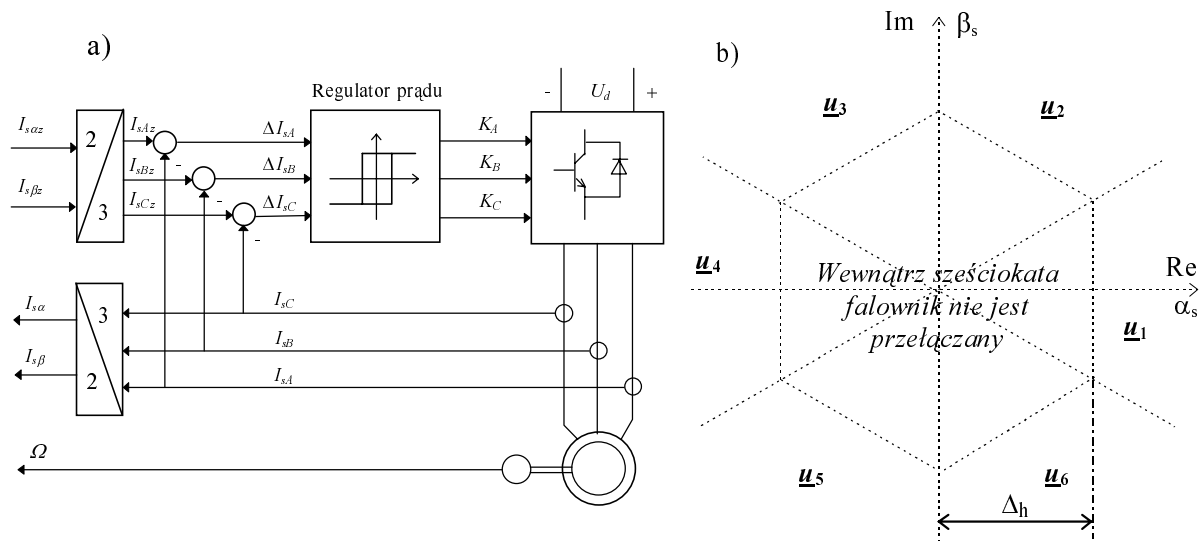
Rys.3. Falownik napięciowy i możliwe do użycia położenia wektora napięcia stojana.

Falownik zasilający silnik indukcyjny może być w uproszczeniu zastąpiony układem sześciu idealnych kluczy sterujących przyłączaniem źródła napięcia stałego do poszczególnych uzwojeń fazowych silnika (rys.3). Możliwe stany kluczy w trzech gałęziach falownika reprezentowane są przy pomocy zmiennych K_A, K_B, K_C . Każda z tych trzech zmiennych może przyjmować dwie wartości (0 lub 1). Zero oznacza że zamknięty jest klucz dolny, zaś jedynka, że zamknięty jest klucz górny w danej gałęzi falownika. Ponieważ wspólny punkt kluczy połączony jest z określoną fazą silnika (rys.3), to w ten sposób uzwojenie danej fazy podłączone jest do potencjału ujemnego ($K_i=0$) lub dodatniego ($K_i=1$) źródła prądu stałego zasilającego falownik. Poprzez wybór odpowiedniej strategii załączania kluczy mamy wpływ na właściwe kształtowanie przebiegów trójfazowych napięć zasilających silnik.

Można wykazać, że każdemu układowi kluczy odpowiada ściśle określone położenie wektora przestrzennego napięcia stojana. Otrzymuje się w ten sposób 6 aktywnych i 2 zerowe wektory napięcia (ze-

rowe wektory odpowiadają sytuacji, gdy zamknięte są wszystkie klucze górne lub wszystkie klucze dolne). Dokonując odpowiednich przełączeń kluczy falownika z możliwie dużą częstotliwością uzyskujemy dla prostokątnych fal napięć międzyprzewodowych zasilających silnik pożądany przebieg w czasie ich uśrednionych wartości.

Znane są różne sposoby uzyskiwania odpowiednich fal napięć wyjściowych falownika. Najbardziej znana metoda zwana modulacją szerokości impulsów (PWM - *pulse width modulation*) pozwala dobrze kontrolować zawartość wyższych harmonicznnych. Wykorzystanie jej do szybkiej regulacji prądów stojana jest jednak złożone. Prostem sposobem osiągnięcia tego celu może być użycie regulatora histerezy przedstawnego na rys.4a. Wyboru odpowiedniego wektora napięcia stojana w tym układzie dokonuje się w oparciu o algorytm badający znaki błędów nadążania prądów przewodowych zasilających silnik. Regulator histerezo-



Rys.4. Histerezyowy regulator prądu stojana: a) schemat blokowy, b) strefy przełączeń.

wy działa w oparciu o próbkowanie uchybów prądów ze stałą i odpowiednio dużą częstotliwością. Przełączenie kluczy falownika następuje dopiero wówczas, gdy wektor uchybu prądu znajdzie się w jednej z sześciu stref na zewnątrz sześciokąta określonego wielkością histerezy Δ_h (rys.4b). Regulator ten jest bardzo prosty, jednak wadą jego jest brak kontroli nad zawartością wyższych harmonicznnych w przebiegach napięć wyjściowych.

Strategie załączania wektorów napięcia mogą być różne. Najprostsza zależy od aktualnego położenia wektora uchybu prądu. Jeżeli wektor błędu nadążania wektora prądu stojana za wektorem zadanym przemieszcza się z danej strefy do strefy sąsiedniej, to natychmiast

załączamy wektor napięcia obowiązujący w tej strefie. Jeśli jest to strefa dalej położona, to na jeden takt załączamy wektor zerowy (ten z dwóch, którego użycie w danym stanie kluczy falownika wymaga mniejszej liczby przełączeń) i czekamy na ponowny pomiar wektora uchybu prądu. Warunki załączenia wektora napięcia w danej strefie podano w tablicy obok.

Tablica 1

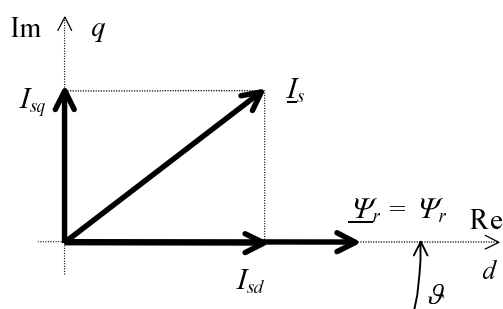
\underline{u}_1 : (100)	$\Delta I_{sA} > \Delta_h$ $\Delta I_{sB} < 0$ $\Delta I_{sC} < 0$	\underline{u}_3 : (010)	$\Delta I_{sB} > \Delta_h$ $\Delta I_{sC} < 0$ $\Delta I_{sA} < 0$	\underline{u}_5 : (001)	$\Delta I_{sC} > \Delta_h$ $\Delta I_{sA} < 0$ $\Delta I_{sB} < 0$
\underline{u}_2 : (110)	$\Delta I_{sC} > -\Delta_h$ $\Delta I_{sA} \geq 0$ $\Delta I_{sB} \geq 0$	\underline{u}_4 : (010)	$\Delta I_{sA} > -\Delta_h$ $\Delta I_{sB} \geq 0$ $\Delta I_{sC} \geq 0$	\underline{u}_6 : (101)	$\Delta I_{sB} > -\Delta_h$ $\Delta I_{sC} \geq 0$ $\Delta I_{sA} \geq 0$
\underline{u}_0 (000) \underline{u}_7 (111)	Te wektory są załączane gdy wektor uchybu prądu znajdzie się w innej strefie niż sąsiednia				

Wartościami zadanymi dla histerezyowego regulatora prądu stojana są składowe zadanego wektora prądu $I_{s\alpha}$ i $I_{s\beta}$ wyrażone w nieruchomym układzie współrzędnych związanych z fazą A silnika. Praktyka dowodzi, że tego rodzaju układ regulacji wystarczająco dokładnie odtwarza wymuszany przebieg prądu stojana w silniku. Zachodzi więc pytanie jak powinien być zbudowany układ sterowania zadający ten prąd, by osiągnąć cel który postawiono na wstępie - możliwie wierne odtwarzanie zadanej wartości momentu?

Spośród wielu układów sterowania wektorowego opartych na podporządkowanej regulacji prądu stojana na uwagę zasługują dwa - układ z orientacją wektora pola (FOC - *field oriented control*) i układ z orientacją wektora prądu. Wprawdzie ten drugi był rozwijany w przeszłości dla silników indukcyjnych zasilanych z falowników prądowych, jednak przy zastosowaniu histerezyowej regulacji prądu stojana może być z powodzeniem stosowany w również przypadku falowników napięciowych, a ma bardzo prostą realizację i wydaje się być niedoceniany przez współczesnych konstruktorów układów napędowych. W obu tych układach napędowych sygnałem wyjściowym regulatora prędkości jest wielkość proporcjonalna do zadanego momentu, który na wale ma rozwinąć silnik indukcyjny. W tym sensie właściwości obu układów - zarówno z orientacją wektora pola jak i z orientacją wektora prądu, mogą być zbliżone do właściwości przedstawionego na wstępie napędu idealnego.

4.3. Układ z orientacją wektora pola

Zasadę działania tego układu można wyjaśnić opierając się na rys.5. Prostokątny układ współrzędnych niezbędny dla wprowadzenia opisu silnika za pomocą wektorów przestrzennych przyjęto tak, że pokrywa się z wektorem strumienia wirnika. Silnikiem sterujemy wykorzystując dwie składowe prądu stojana I_{sd} i I_{sq} wyrażone w przyjętym układzie współrzędnych.



Rys.5. Zasada sterowania silnikiem indukcyjnym w układzie z orientacją wektora pola.

Wprowadzony układ współrzędnych wiruje wraz z wektorem strumienia. Silnik pracujący przy wymuszeniu prądu stojana jest wówczas opisany równaniami

$$\begin{aligned} T_r \frac{d}{dt} \Psi_r + \Psi_r &= L_m I_{sd} \\ T_r \Omega_r &= \frac{1}{\Psi_r} L_m I_{sq} \\ M &= \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} \Psi_r I_{sq} \end{aligned} \quad (13)$$

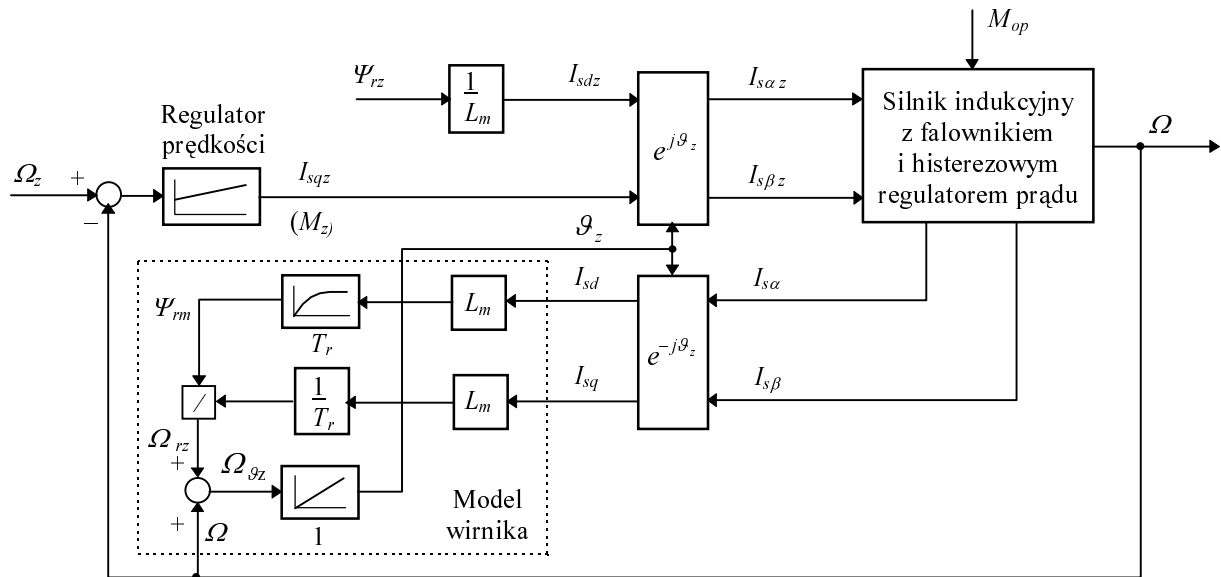
gdzie stała czasowa wirnika:
$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad (14)$$

i pulsacja poślizgu:
$$\Omega_r = \frac{d}{dt} \vartheta - \Omega \quad (15)$$

Sterowaniami są składowe prądu stojana - składowa I_{sd} odpowiedzialna za „wzbudzenie” silnika i składowa I_{sq} odpowiedzialna za moment. Jeżeli strumień silnika jest stały, to moment rozwijany na wale jest proporcjonalny do tej składowej.

$$\begin{aligned} \Psi_r = const \quad \text{gdy} \quad I_{sd} &= \frac{1}{L_m} \Psi_r \\ \text{to} \quad M &\approx I_{sq} \end{aligned} \quad (16)$$

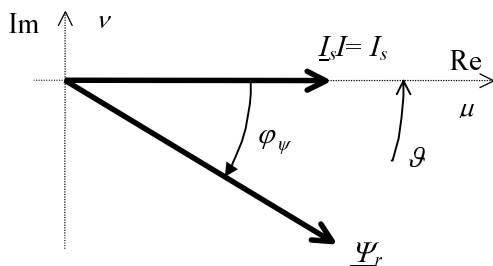
Układy napędowe wykorzystujące tę zasadę w różnych wariantach są szeroko rozpowszechnione w praktyce. Ich interpretacja jest bardzo prosta, lecz przy praktycznej realizacji wymaga stosowania transformacji układów współrzędnych, co obciąża dodatkowymi operacjami sterownik mikroprocesorowy lub wymaga stosowania dodatkowych specjalizowanych układów elektronicznych wspomagających jego pracę. Schemat blokowy układu napędowego działającego na tej zasadzie przedstawiono na rys.6.



Rys.6. Schemat blokowy układu napędowego z silnikiem indukcyjnym z orientacją wektora pola.

4.4. Układ z orientacją wektora prądu

Działanie tego układu można wyjaśnić opierając się na następującym rysunku. Biegunowy układ współrzędnych pokrywa się z wektorem prądu stojana i wiruje wraz z nim. Silnikiem sterujemy wykorzystując rzeczywiste wielkości - amplitudę prądu stojana I_s (moduł wektora prądu) i pulsację poślizgu Ω_r . Silnik opisany jest wówczas równaniami



Rys.7. Zasada sterowania silnikiem indukcyjnym w układzie z orientacją wektora prądu.

$$T_r \frac{d}{dt} \Psi_r + \Psi_r = L_m I_s \cos \varphi_\psi$$

$$T_r \frac{d}{dt} \varphi_\psi + L_m \frac{1}{\Psi_r} I_s \sin \varphi_\psi = -T_r \Omega_r \quad (17)$$

$$M = -\frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} \Psi_r I_s \sin \varphi_\psi$$

W tym przypadku sterowanie silnika jest bardziej złożone. Jeśli chcemy mieć stałe „wzbudzenie”, to modulem prądu trzeba sterować zgodnie z podanym niżej równaniem. Wtedy moment jest proporcjonalny do pewnej wielkości pomocniczej.

$$\Psi_r = \text{const} \quad \text{gd}y \quad I_s = \frac{1}{L_m} \frac{\Psi_{rz}}{\cos \varphi_\psi}$$

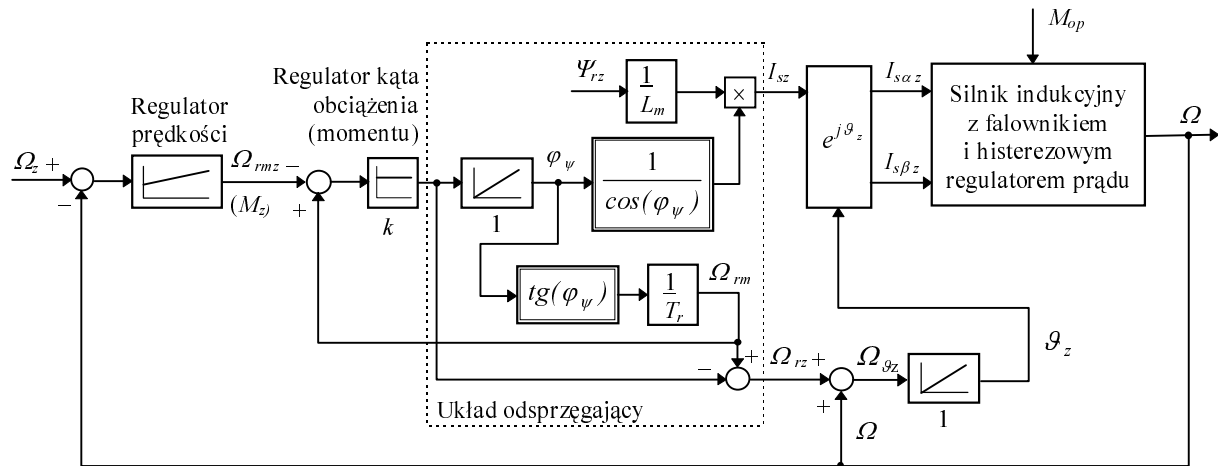
$$\text{to} \quad M \approx \Omega_{rm} \quad (18)$$

$$\text{gd}z\text{ie} \quad \Omega_{rm} = -\frac{1}{T_r} \text{tg} \varphi_\psi$$

Aby uzyskać taką sytuację, pulsacja poślizgu musi być wymuszona zgodnie z tą wielkością pomocniczą według zależności

$$\Omega_r = \Omega_{rm} - \frac{d}{dt} \varphi_\psi \quad (19)$$

Ten sposób sterowania jest trudniejszy do wyjaśnienia, lecz pozwala na łatwiejszą realizację praktyczną - uzyskuje się pewne oszczędności w ilości niezbędnych obliczeń. Potrzeba stosowania układów przekształcania współrzędnych ulega znacznej redukcji, zaś nieliniowe funkcje trygonometryczne mogą być łatwo stabilizowane. Schemat blokowy układu napędowego działającego na tej zasadzie przedstawiono na rys.8.

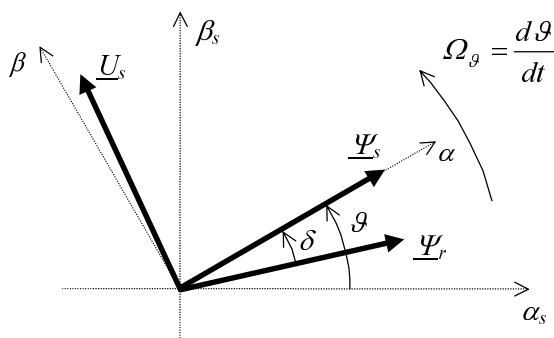


Rys.8. Schemat blokowy układu napędowego z silnikiem indukcyjnym z orientacją wektora prądu.

4.5. Układ bezpośredniego sterowania momentem

W ostatnich latach zaczęto intensywnie pracować nad nowym układem tzw. bezpośredniego sterowania momentem (DTC - *direct torque control*). W układzie tym pomija się regulację nadążną prądu stojana i kluczami falownika steruje się tak, by jednocześnie wpływać na wartość momentu silnika oraz na amplitudę strumienia magnetycznego określającego stan „wzbudzenia” silnika. Ideę takiego sterowania wyjaśnić można analizując wykres wektorowy dla silnika indukcyjnego (rys.9).

Moment silnika wyrazić można wzorem:



Rys.9. Wykres wektorowy silnika indukcyjnego

$$M = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{W} \Psi_s \Psi_r \sin \delta \quad (20)$$

Przełączanie wektora napięcia stojana wpływa na długości wektorów strumienia stojana i wirnika oraz na ich wzajemne położenie. Z modelu matematycznego silnika wynika spostrzeżenie, że szybkie przełączanie wektora napięcia stojana w pierwszym rzędzie wpływa na zmianę wektora strumienia stojana, a dopiero z pewnym opóźnieniem na zmianę wektora strumienia wirnika. Stąd wywodzi się postulat by przełączać wektor napięcia tak, by kontrolować długość wektora strumienia stojana (wpływając w ten sposób na stan „wzbudzenia” silnika) oraz jego położenie względem wektora strumienia wirnika - obarczonego pewną bezwładnością, wpływając tym samym na wartość momentu. Jak jednak wykorzystując jedną wielkość sterującą - wektor napięcia stojana - można osiągnąć dwa cele jednocześnie?

Wyjaśnić to można posługując się następującym rozumowaniem. Korzystamy w tym celu z równania napięciowego dla obwodu stojana w modelu matematycznym silnika (11) wyrażonym w układzie współrzędnych wirującym wraz z wektorem strumienia stojana przy założeniu, że rezystancja uzwojeń stojana może być praktycznie pominięta.

$$\text{Jeżeli } R_s \cong 0 \text{ to} \quad \underline{U}_s \cong \frac{d}{dt} \underline{\Psi}_s + j \underline{\Psi}_s \Omega_g \quad (21)$$

W układzie napędowym rozważamy pewien stan ustalony przy dużej częstotliwości załączania kluczy falownika. Wówczas można przyjąć do rozważań wektory zastępcze napięcia stojana i strumienia stojana odpowiadające średnim położeniom wokół których oscylują wektory rzeczywiste. W przyjętym nowym, wirującym układzie współrzędnych taki zastępczy wektor strumienia stojana jest nieruchomy - pochodna jego jest więc równa zero. Stąd

$$\underline{\tilde{U}}_s \cong j \underline{\tilde{\Psi}}_s \Omega_g \quad (22)$$

Ze wzoru (22) wynika więc, że zastępczy wektor napięcia stojana w stanie ustalonym jest praktycznie prostopadły do zastępczego wektora strumienia stojana. Jeśli teraz rozważymy przyrosty wektorów napięcia i strumienia w porównaniu z wektorami zastępczymi w sytuacji, gdy zostaje podjęta decyzja o chwilowym załączeniu kolejnego wektora napięcia, to dla przedziału czasu Δt otrzymamy na podstawie (21) zależność

$$\underline{\tilde{U}}_s + \Delta \underline{U}_s \cong \frac{\Delta \underline{\Psi}_s}{\Delta t} + j \underline{\tilde{\Psi}}_s \Omega_g \quad (23)$$

Wynika z niej, że

$$\underline{\Delta U}_s \cong \frac{\Delta \underline{\Psi}_s}{\Delta t} \quad (24)$$

Oznacza to, że dla bardzo krótkich odstępów czasu przyrost wektora napięcia stojana odpowiedzialny jest wyłącznie za przyrost wektora strumienia stojana w ten sposób, że składowe rzeczywiste i urojone obu przyrostów wektorów zależą wyłącznie od siebie.

Ponieważ oś rzeczywista układu współrzędnych odniesienia pokrywa się z zastępczym (uśrednionym dla poprzednich chwil) położeniem wektora strumienia stojana oraz wektory napięcia i strumienia są praktycznie prostopadłe do siebie, a rozważany odcinek czasu jest bardzo krótki, to skokowa zmiana składowej rzeczywistej wektora napięcia stojana powoduje praktycznie wyłącznie zmianę długości wektora strumienia, zaś skokowa zmiana składowej urojonej wektora napięcia powoduje praktycznie wyłącznie niewielki obrót wektora strumienia względem układu współrzędnych. Przy stałym w rozważanym czasie położeniu wektora

strumienia wirnika oznacza to niewielką zmianę kąta δ . W ten sposób uzyskujemy potrzebne niezależne dwa sterowania przyrostowe - w układzie współrzędnych wirującym synchronicznie z wektorem strumienia stojana za pomocą składowej rzeczywistej przyrostu napięcia stojana sterujemy „wzbudzenie” silnika, zaś za pomocą składowej urojonej przyrostu napięcia - sterujemy momentem.

Ogólnie strategię przełączania wektorów napięcia stojana, zależną od wartości kąta ϑ , pod jakim aktualnie jest położony wektor strumienia stojana można przedstawić w tabeli 2. Podstawą tej strategii jest podział kąta pełnego w nieruchomym układzie współrzędnych $\alpha_s - \beta_s$ na sześć nieruchomych sektorów po 60° w ten sposób, że sześć wektorów aktywnych napięcia stojana stanowi ich osie symetrii (N1 odpowiada \underline{u}_1 , N2 odpowiada \underline{u}_2 , ... itd). Jeśli wektor strumienia jest położony np. w strefie N1, to przełączając wektory napięcia \underline{u}_2 i \underline{u}_3 re-

Tablica 2

Sektor wskazany przez wektor $\underline{\Psi}_s$		N1	N2	N3	N4	N5	N6
$d_\psi=1$	$d_m=1$	\underline{u}_2	\underline{u}_3	\underline{u}_4	\underline{u}_5	\underline{u}_6	\underline{u}_1
	$d_m=0$	\underline{u}_7	\underline{u}_0	\underline{u}_7	\underline{u}_0	\underline{u}_7	\underline{u}_0
	$d_m=-1$	\underline{u}_6	\underline{u}_1	\underline{u}_2	\underline{u}_3	\underline{u}_4	\underline{u}_5
$d_\psi=-1$	$d_m=1$	\underline{u}_3	\underline{u}_4	\underline{u}_5	\underline{u}_6	\underline{u}_1	\underline{u}_2
	$d_m=0$	\underline{u}_0	\underline{u}_7	\underline{u}_0	\underline{u}_7	\underline{u}_0	\underline{u}_7
	$d_m=-1$	\underline{u}_5	\underline{u}_6	\underline{u}_1	\underline{u}_2	\underline{u}_3	\underline{u}_4

alizujemy regulację wartości strumienia (część rzeczywista przyrostu napięcia na przemian jest dodatnia i ujemna) i żądamy przy tym zwiększenia wartości momentu (część urojona przyrostu napięcia pozostaje cały czas słabo dodatnia), zaś przełączając wektory napięcia \underline{u}_5 i \underline{u}_6 także realizujemy regulację wartości strumienia (część rzeczywista przyrostu napięcia na przemian jest ujemna i dodatnia) lecz żądamy przy tym zmniejszenia wartości momentu (część urojona przyrostu napięcia jest

silnie ujemna). Użycie wektorów zerowych \underline{u}_0 i \underline{u}_7 ma sens jedynie przy regulacji momentu, gdyż ich załączenie daje część rzeczywistą przyrostu napięcia równą zero (nie wpływa na wartość strumienia), zaś część urojoną przyrostu napięcia słabo ujemną (pozwala tym samym na bardziej dokładną regulację momentu). Wprawdzie trzeci stan neutralny przy regulacji przekątnikowej jest na ogół pożądany, gdyż zwiększa dokładność regulacji, jednak użycie wektorów zerowych przy regulacji wartości strumienia jest niecelowe ponieważ prowadzi do interakcji - regulując wartość strumienia zakłócalibyśmy pracę układu regulacji momentu. Podane wyjaśnienie tłumaczy, dlaczego regulator strumienia powinien być jednak dwupołożeniowy, a regulator momentu może być trójpołożeniowy. Uzasadnienie doboru ewentualnej histerezy w obu regulatorach oraz strefy nieczułości w regulatorze momentu, proponowane w różnych publikacjach, może być przeprowadzone na drodze odpowiednich badań symulacyjnych.

Układ sterowania w napędzie z bezpośrednią regulacją strumienia i momentu musi być wyposażony w odpowiedni model silnika pozwalający na estymację regulowanych wielkości w oparciu o pomiary dostępnych wielkości: napięć i prądów stojana oraz prędkości obrotowej silnika. Powoduje to, że chociaż same regulatory są bardzo proste, to układ estymacji położenia wektora strumienia, wartości strumienia i wartości momentu jest dosyć skomplikowany, zwłaszcza gdy ma to być napęd bez pomiaru prędkości kątowej wału. Wyznaczony na podstawie modelu wektor strumienia stojana swoim położeniem w nieruchomym układzie współrzędnych wskazuje aktualny sektor. Informację tę wykorzystuje się w tabeli selekcji wektorów napięcia (tablica 2). Pozostałe dwie zmienne sterujące wyborem odpowiedniego wektora napięcia w danej chwili czasowej d_ψ i d_m stanowią sygnały wyjściowe dwóch niezależnych regulatorów przekątnikowych - dwupołożeniowego dla strumienia i trójpołożeniowego dla momentu, realizujących algorytm

niezawodności i prostej obsługi różnice zaczynają być istotne. Choć różne firmy oferują już gotowe rozwiązania, to ich różnorodność, świadczy o tym, że w przypadku napędu prądu przemiennego nie osiągnięto jeszcze przekonania, że któraś ze znanych struktur jest rzeczywiście najlepsza.

Literatura

- [1] Tunia H., Kaźmierkowski M.: Automatyka napędu przekształtnikowego. PWN, Warszawa, 1987.
- [2] Blaschke F.: Das Verfahren der Feldorientierung zur Regelung der Asynchronmaschine. Siemens Forsch.- und Entwic.-berichte. Bd.1, Nr 1, 1972, s.184-193.
- [3] Plunkett A.B., Lipo T.A.: New method of induction motor torque regulation. IEEE Trans.on Ind.Appl., vol.IA-12, 1976, s.47-55.
- [4] Depenbrock M.: Direct self-control (DSC) on inverter-fed induction machine. IEEE Trans.on Power Electron., vo.PE-3, no.4, 1988, s.420-429.
- [5] Mielczarek J.: Bezpośrednie sterowanie momentem. Następna generacja metod sterowania silnikiem. Przegląd Elektrotechniczny, 1995, nr 5, s.125-129.
- [6] Kaźmierkowski M.P.: Sterowanie polowo-zorientowane czy regulacja bezpośrednia momentu silnika klatkowego. Elektronizacja, nr 2, 1998, s.15-18.