

0 możliwościach wykorzystania w napędzie trakcyjnym silników indukcyjnych sterowanych wektorowo

W artykule omówiono podstawowe struktury układów sterowania dla napędów wykorzystujących silniki indukcyjne. Ponieważ dzięki tym układom można dokładnie panować nad momentem napędowym rozwijanym na wale silnika zarówno w czasie przyspieszania, jak i hamowania, nadają się one do zastosowań trakcyjnych. Przedstawiane rozważania teoretyczne mogą być trudne do zrozumienia dla mniej przygotowanych czytelników, jednak są konieczne do zrozumienia istoty tak zwanego sterowania wektorowego oraz wyjaśnienia różnic między różnymi rozwiązaniami stosowanymi coraz częściej przez różne firmy w napędach z silnikami prądu zmiennego zasilanymi z tranzystorowych falowników napięcia, pozwalającymi osiągać bardzo dobre właściwości dynamiczne tych napędów.

W czasopiśmie technicznych w ostatnich latach wiele uwagi poświęca się zastosowaniom napędów z silnikami indukcyjnymi, zastępującymi stopniowo dotychczasowe sprawdzone rozwiązania z silnikami prądu stałego. Autorzy tych publikacji na ogół koncentrują się na szczegółowym opisywaniu rozwiązań układowych dla części energoelektronicznej napędów, pomijając prawie zupełnie informacje o stosowanych algorytmach sterowania lub ograniczając się jedynie do bardzo ogólnikowych wzmianek. Od rodzaju wykorzystywanego sterowania zależy jednak w sposób istotny jakość działania napędu. Powszechnie spotykane proste sterowanie silników indukcyjnych, oparte na zachowaniu stałego stosunku napięcia/częstotliwości, ze swojej natury nie zapewnia osiągnięcia dobrej dynamiki napędu i w wielu zastosowaniach – szczególnie ostatnio w trakcji – zastępowane jest tzw. sterowaniem wektorowym. Wielu czytelników, nawet spośród osób nie zajmujących się na co dzień napędami elektrycznymi, chciałoby zrozumieć na czym polega takie sterowanie i dlaczego przynosi ono dobre efekty. Niniejszy artykuł, choć oparty na rozważaniach wykraczających poza elementarną wiedzę inżynierską, stanowi próbę przy-

bliżenia zainteresowanym czytelnikom tej trudnej problematyki. Zapoznanie się z nią jest wskazane nie tylko dla tych, którzy będą podejmowali w najbliższym czasie decyzje o kierunkach modernizacji istniejącego taboru lub o zakupie pojazdów trakcyjnych z takimi napędami, ale również dla tych, którzy takie napędy będą eksploatowali.

Napędem elektrycznym nadającym się do zastosowań trakcyjnych może być każdy układ elektromechaniczny wykorzystujący maszynę elektryczną do kontrolowanego przetwarzania energii elektrycznej na mechaniczną, z możliwością pracy regeneracyjnej – tzn. przetworzenia energii mechanicznej na elektryczną i zwrotu jej do sieci zasilającej bądź wytracania jej na odpowiednim rezystorze. W przeszłości podstawowym typem maszyn elektrycznych wykorzystywanym w trakcji były silniki szeregowe prądu stałego. Zastosowanie przekształtników energoelektronicznych (falowników) sprawiło, że obecnie interesującą alternatywą dla silników prądu stałego stają się stopniowo indukcyjne silniki klatkowe. Ich zalety eksploatacyjne – duża niezawodność w trudnych warunkach i zwarta, prosta budowa – są powszechnie znane. Silniki te ze swej natury mają możliwość pracy prądnicowej. W praktyce uzyskanie zwrotu energii w układach napędowych z takimi silnikami zależy od właściwej konstrukcji przekształtnika energoelektronicznego i zastosowania odpowiedniego sterowania. O dobrych właściwościach trakcyjnych pojazdu decydują właściwości dynamiczne użytego napędu, a więc możliwość stosunkowo wierne odwzorzenia w silniku wartości zadanej momentu rozwijanego na wale silnika zarówno w stanach statycznych, jak i w stanach dynamicznych.

Idealny układ napędowy

Każdy napęd elektryczny może być w sposób ogólny opisany w pewnym przybliżeniu następująco:

- część elektromagnetyczna (obejmująca silnik z przekształtnikiem):

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}, \Omega, \mathbf{u}) \quad (1)$$

$$M = g(\mathbf{x})$$

gdzie:

\mathbf{u} – wektor sygnałów sterujących (stanowiących napięcia zasilające silnik),

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

Ω – prędkość kątowa wału silnika,

M – moment napędowy silnika.

- część mechaniczna (obejmująca wirnik silnika i maszynę roboczą) ma taką samą postać dla różnych typów silnika:

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

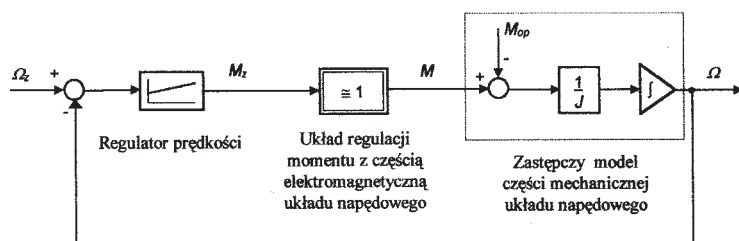
gdzie:

J – wypadkowy moment bezwładności sprowadzony do wału silnika,

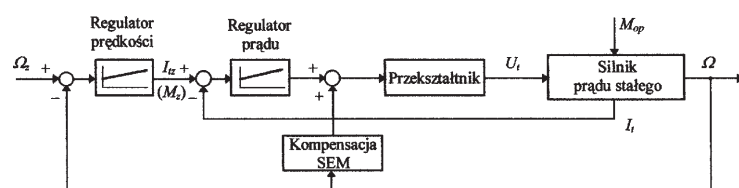
M_{op} – wypadkowy moment oporowy sprowadzony do wału silnika.

Cechą charakterystyczną tego opisu jest rozdzielenie opisu dynamiki napędu na dwie części – elektromagnetyczną i mechaniczną. Sterowaniami części elektromagnetycznej są napięcia zasilające silnik, wyjściem zaś tej części jest moment napędowy rozwijany na wale silnika. Zmienna prędkość kątowa wału, powodująca powstanie siły elektromotorycznej w uzwojeniach, jest zakłóceniem utrudniającym pracę układu regulacji momentu. W części mechanicznej sterowaniem jest moment napędowy wytworzony na wale silnika, wyjściem jest prędkość kątowa wału, zakłóceniem zaś – zewnętrzny moment oporowy i ewentualnie zmiany momentu bezwładności. Ta dekompozycja ułatwia syntezę układu sterowania dla danego napędu, prowadząc do struktury kaskadowej składającej się z dwóch podukładów regulacji – nadrzędnego układu regulacji prędkości i podporządkowanego mu układu regulacji momentu. Schemat blokowy wyidealizowanego układu napędowego przedstawiono na rysunku 1.

Układ regulacji momentu może mieć bardzo złożoną strukturę zależną od typu wykorzystywanego silnika. Regulator prędkości na ogół ma taką samą strukturę we wszystkich napędach (w praktyce często wystarcza regulator proporcjonalno-całkujący), a jego parametry – przy założeniu, że regulacja momentu odbywa się w przybliżeniu bez żadnego opóźnienia – mogą być łatwo dobrane na podstawie schematu blokowego przedstawionego na rysunku 1. Można zauważyć, że w ewentualnych zastosowaniach trakcyjnych omawianej struktury układu napędowego rolę regulatora prędkości pełni człowiek prowadzący pojazd, który decyduje o wartości zadanej momentu napędowego: dodatniej przy rozpędzaniu pojazdu i jeździe, a ujemnej przy hamowaniu. W pewnych sytuacjach, np. przy dłuższej jeździe z ustaloną prędkością, możliwe jest wykorzystanie wspomnianego regulatora prędkości jako autopilota wyręczającego człowieka-operatora. Przez idealny układ napędowy w tym artykule rozumie się napęd z dowolnym silnikiem elektrycznym sterowanym, tak że zadana wartość momentu napędowego, narzucana przez nadrzędny regulator prędkości lub przez człowieka, jest wiernie odtwarzana w silniku z opóźnieniem



Rys. 1. Schemat blokowy idealnego układu napędowego



Rys. 2. Schemat blokowy układu napędowego prądu stałego

pomijalnym w porównaniu z dynamiką napędzanej maszyny roboczej (pojazdu), czyli wzmocnienie układu regulacji momentu jest praktycznie równe jedności.

Układ napędowy z silnikiem prądu stałego

Układy napędowe z obcowzbudnym silnikiem prądu stałego przez długi czas uważane były za jedyne godne polecenia wszędzie tam, gdzie wymagana była dobra dynamika regulacji prędkości kątowej. Powszechnie stosowaną strukturą sterowania jest przedstawiony na rysunku 2 schemat blokowy z podporządkowanym układem regulacji prądu twornika. Jego podobieństwo do wspomnianego napędu idealnego wynika bezpośrednio z zasady działania silnika prądu stałego pracującego przy stałym wzbudzeniu.

Model matematyczny obcowzbudnego silnika prądu stałego dla części elektromagnetycznej opisany jest równaniami:

$$\frac{d\Psi}{dt} = -R_w I_w + U_w$$

$$\Psi = f(I_w) \quad (3)$$

$$L_t \frac{dI_t}{dt} = -R_t I_t - c\Psi\Omega + U_t$$

gdzie:

sterowanie: U_w, U_t (napięcie wzbudzenia, napięcie twornika),

zmienne stanu: I_t, Ψ (prąd twornika, strumień magnetyczny),

zakłócenie: Ω (prędkość kątowa wału),

a moment napędowy stanowi sygnał wyjściowy części elektromagnetycznej:

$$M = c\Psi I_t \quad (4)$$

Z opisu modelu wynika, że jeżeli wzbudzenie silnika (tj. strumień magnetyczny) jest stałe, to o momencie napędowym decyduje wyłącznie wartość prądu twornika. W licznych zastosowaniach praktycznych stwierdzono, że schemat blokowy pokazany na rysunku 2 z dobrze dobranymi regulatorami prądu i prędkości charakteryzuje się bardzo dobrymi właściwościami dynamicznymi. W układzie tym regulator prędkości wypracowuje wartość zadaną prądu twornika, który powinien popłynąć w uzwojeniu silnika. Podporządkowany regulator prądu realizuje to zadanie wysterowując odpowiednio przekształtnik zasilający silnik odpowiednio zmienianym w czasie napięciem twornika. Obwód regulacji prądu twornika pełni więc funkcję układu regulacji momentu. Jakość działania układu regulacji prądu twornika (momentu) można znacząco poprawić dodając na wyjściu regulatora prądu układ kompensacji siły elektromotorycznej proporcjonalnej do prędkości obrotowej wału silnika. W ten sposób można jeszcze bardziej zbliżyć się do wspomnianego napędu idealnego.

Model matematyczny silnika indukcyjnego

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 wielkościom trójfazowym:

$$\underline{W}_A, \underline{W}_B, \underline{W}_C \quad (5)$$

spełniającym jedynie warunek:

$$\underline{W}_A + \underline{W}_B + \underline{W}_C = 0 \quad (6)$$

wielkości zespolonej zgodnie ze wzorem:

$$\underline{W} = \frac{2}{3} (\underline{1} \underline{W}_A + \underline{a} \underline{W}_B + \underline{a}^2 \underline{W}_C) \quad (7)$$

gdzie:

$$\underline{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \quad (8)$$

$$\underline{a}^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}} = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}$$

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 jego oś rzeczywista pokrywa się z osią geometryczną uzwojenia fazy A stojana. Jeżeli wielkości fazowe (5) są sinusoidalnie zmienne w czasie, to wektor \underline{W} wiruje z prędkością kątową równą pulsacji wielkości fazowych. Należy pamiętać, że do właściwej interpretacji wektora przestrzennego konieczne jest uwzględnienie układu współrzędnych aktualnie obowiązującego w danym opisie.

Model matematyczny dla części elektromagnetycznej indukcyjnego silnika klatkowego w dowolnym wirującym układzie współrzędnych położonym pod kątem ϑ względem nieruchomego układu współrzędnych $\alpha_s - \beta_s$ opisany jest równaniami:

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

gdzie:

sterowanie: $\underline{U}_s, \vartheta$ (wektor napięcia stojana, kąt położenia układu współrzędnych przyjętego do opisu modelu),

zmienne stanu: $\underline{I}_s, \underline{I}_r, \underline{\Psi}_s$ lub $\underline{\Psi}_r$ (do wyboru: wektory prądów stojana i wirnika oraz wektory strumieni skojarzonych stojana i wirnika),

zakłócenie: δ (elektryczny kąt położenia wału silnika).

Moment napędowy silnika, stanowiący sygnał wyjściowy części elektromagnetycznej wyrażony może być zależnością:

$$M = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} \operatorname{Im}(\underline{\Psi}_r^* \underline{I}_s) \quad (10)$$

przy czym:

$\frac{d}{dt} \vartheta = \Omega_\vartheta$ – prędkość kątowa przyjętego układu współrzędnych,

$\frac{d}{dt} \delta = \Omega$ – elektryczna prędkość kątowa wirnika,

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

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

Układ regulacji prądu stojana w napędzie z silnikiem indukcyjnym

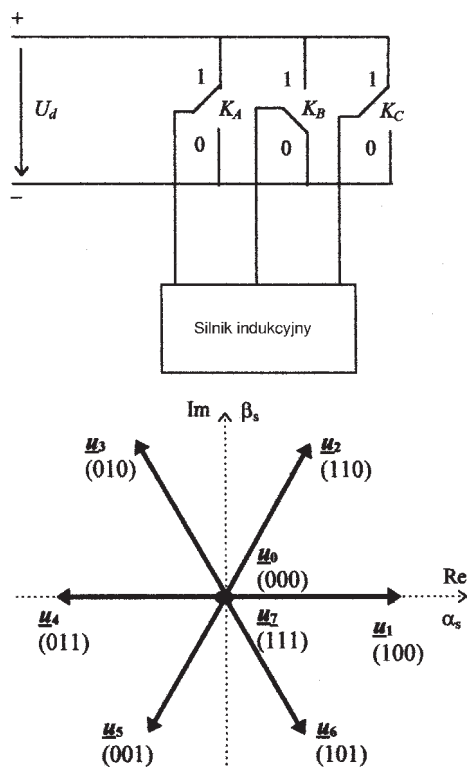
Przed omówieniem spotykanych obecnie podstawowych układów napędowych z silnikiem indukcyjnym i sterowaniem wektorowym, zostanie krótko przedstawiona metoda historycznej regulacji prądu stojana przy zastosowaniu falownika napięciowego. Wprowadzenie podporządkowanego układu regulacji prądu stojana pozwala na dalszą dekompozycję problemu syntezy układu sterowania dla silnika indukcyjnego. W tym przypadku polega to na zastąpieniu 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 wspomniano na wstępie – przy właściwym rozwiązaniu problemu drugiego jest jednakowy dla układów napędowych z różnymi silnikami, zaś w zastosowaniach trakcyjnych może być pominięty. Istotną korzyść z zastosowania tego podejścia w przypadku silnika indukcyjnego polega na tym, że dobrze zaprojektowany układ regulacji prądu stojana pozwala wyeliminować równanie napięciowe stojana w opisie dynamiki części elektromagnetycznej silnika (9), w wyniku czego wydatnie upraszcza się opis tej dynamiki dla problemu drugiego – syntezy układu regulacji momentu – opis z czterech równań różniczkowych redukuje się do dwóch.

Falownik zasilający silnik indukcyjny może być w uproszczeniu zastąpiony układem sześciu idealnych kluczy sterujących przyłączeniem źródła napięcia stałego do poszczególnych uzwojeń fazowych silnika (rys. 3). Możliwe stany kluczy w trzech gałęziach falownika reprezentowane są za pomo-

czą 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, jedynka zaś, 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 podłączane 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 (zerowe wektory odpowiadają sytuacji, gdy zamknięte są wszystkie klucze górne lub wszystkie klucze dolne). Dokonując odpowiednich przełączeń kluczy falownika z możliwie dużą częstotliwością uzyskujemy prostokątne fale napięć międzyprzewodowych zasilających silnik, dla których należy odpowiednio kształtować przebieg w czasie ich uśrednionych wartości.

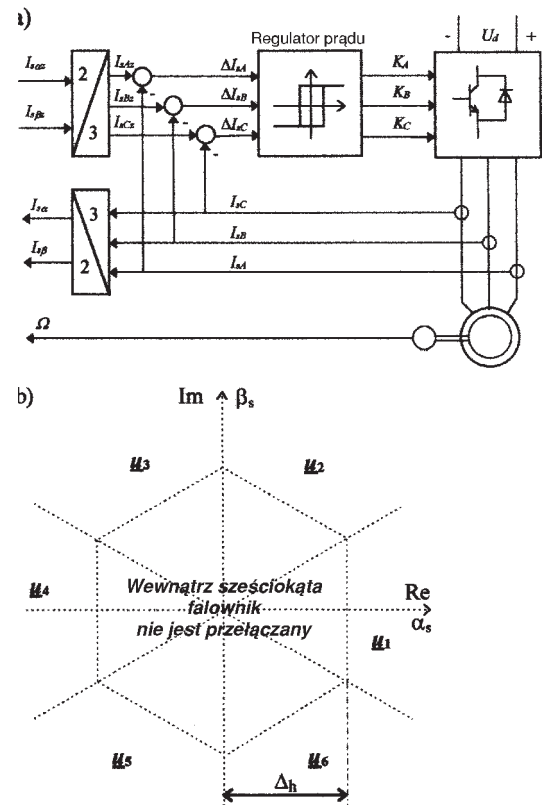
Znane są różne sposoby uzyskiwania odpowiednich fal napięć wyjściowych falownika. Najbardziej znana metoda zwana modulacją szerokości impulsów (PWM – *pulse width modulation*), pozwala dobrze kontrolować zawartość wyższych harmonicznych. Wykorzystanie jej do szybkiej regulacji prądów stojana jest jednak dosyć złożone. Prosty sposobem osiągnięcia tego celu może być natomiast użycie regulatora histerezy przedstawnego na rysunku 4a. Wyboru odpowiedniego wektora napięcia stojana w tym



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

układzie dokonuje się na podstawie algorytmu badającego znaki błędów nadążania prądów przewodowych zasilających silnik. Regulator histerezy 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 harmonicznych w przebiegach napięć wyjściowych. W literaturze podawane są sposoby ograniczenia tej wady.

Pośród 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 histerezy regulacji prądu stojana może być z powodzeniem stosowany również w przypadku falowników napięciowych, a ma bardzo prostą realizację i wydaje się 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.



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

Układ napędowy z orientacją wektora pola

Zasada działania tego układu przedstawiona jest na rysunku 5. Prostokątny układ współrzędnych niezbędny do 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. Wprowadzony układ współrzędnych wiruje wraz z wektorem strumienia wirnika. Silnik pracujący przy wymuszeniu prądu stojana jest wówczas opisany równaniami:

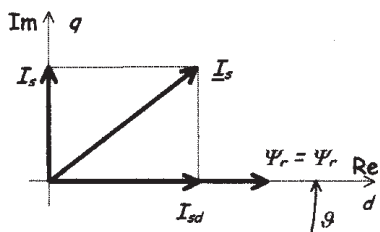
$$\begin{aligned} T_r \frac{d}{dt} \Psi_r + \Psi_r &= L_m I_{sd} \\ T_r \Omega_r &= \frac{1}{\Psi_r} L_m I_{sq} \\ M &= \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} \Psi_r I_{sq} \end{aligned} \quad (11)$$

gdzie:

$$\text{stała czasowa wirnika: } T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad (12)$$

$$\text{i pulsacja poślizgu: } \Omega_r = \frac{d}{dt} \vartheta - \Omega \quad (13)$$

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

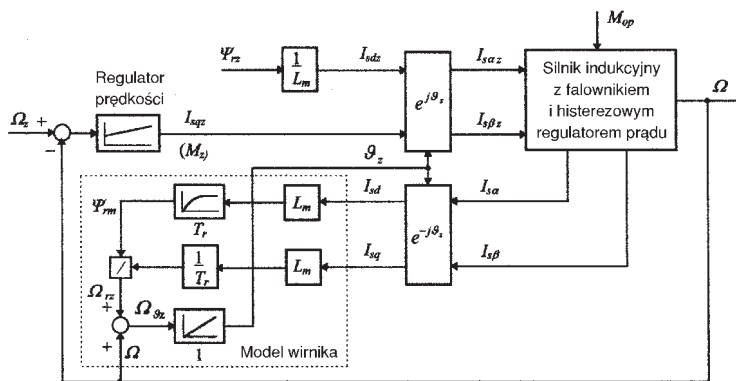


Rys. 5. Zasada sterowania silnikiem indukcyjnym w układzie z orientacją wektora pola

moment rozwijany na wale jest proporcjonalny do tej składowej:

$$\begin{aligned} \Psi_r = \text{const} \quad \text{gdy} \quad I_{sd} &= \frac{1}{L_m} \Psi_r \\ \text{to} \quad M &\approx I_{sq} \end{aligned} \quad (14)$$

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 rysunku 6.

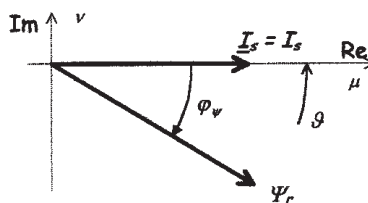


Rys. 6. Schemat blokowy układu napędowego z silnikiem indukcyjnym z orientacją wektora pola

Układ napędowy z orientacją wektora prądu

Działanie tego układu przedstawiono na rysunku 7. Biegunkowy 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:

$$\begin{aligned} T_r \frac{d}{dt} \Psi_r + \Psi_r &= L_m I_s \cos \varphi_\Psi \\ T_r \frac{d}{dt} \varphi_\Psi + L_m \frac{1}{\Psi_r} I_s \sin \varphi_\Psi &= -T_r \Omega_r \\ M &= -\frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} \Psi_r I_s \sin \varphi_\Psi \end{aligned} \quad (15)$$



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

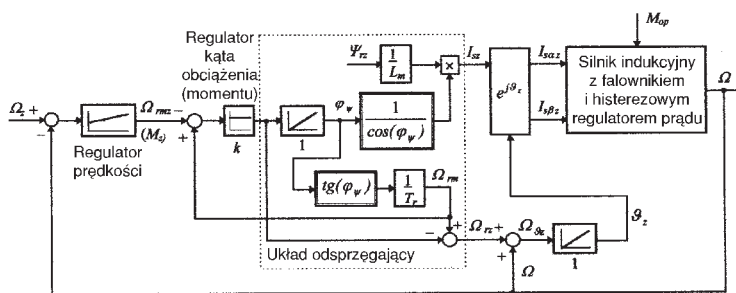
W tym przypadku sterowanie silnika jest bardziej złożone. Jeśli chcemy mieć stałe „wzbudzenie”, to modułem prądu trzeba sterować zgodnie z podanym niżej równaniem. Wtedy moment jest proporcjonalny do pewnej wielkości pomocniczej:

$$\begin{aligned} \Psi_r = \text{const} \quad \text{gdy} \quad I_s &= \frac{1}{L_m} \frac{\Psi_r}{\cos \varphi_\Psi} \\ \text{to} \quad M &\approx \Omega_{rm} \\ \text{gdzie} \quad \Omega_{rm} &= -\frac{1}{T_r} \text{tg} \varphi_\Psi \end{aligned} \quad (16)$$

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

$$\Omega_r = \Omega_m - \frac{d}{dt} \phi_\psi \quad (17)$$

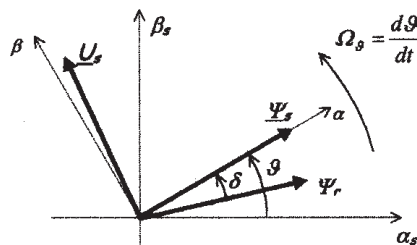
Ten sposób sterowania jest trudniejszy do objaśnienia, lecz pozwala na łatwiejszą realizację praktyczną, mniej jest bowiem niezbędnych obliczeń do wykonania. Potrzeba stosowania obliczeń związanych z przekształcaniem układów współrzędnych ulega znacznej redukcji, natomiast zamiast każdorazowego obliczania wartości nieliniowych funkcji trygonometrycznych można szybko korzystać z gotowych zestawów wartości, zapamiętanych w postaci odpowiednich tablic. Schemat blokowy układu napędowego działającego na tej zasadzie przedstawiono na rysunku 8.



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

Układ napędowy z bezpośrednim sterowaniem momentu i strumienia

W ostatnich latach zaczęto intensywnie pracować nad nowym układem tzw. bezpośredniego sterowania momentu i strumienia (DTFC – *direct torque and flux 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 stojana określającego stan „wzbudzenia” silnika. Ideę takiego sterowania wyjaśnić można analizując wykres wektorowy dla silnika indukcyjnego (rys. 9).



Rys. 9. Wykres wektorowy silnika indukcyjnego

Moment silnika indukcyjnego w przypadku wyboru wektorów strumieni stojana i wirnika jako zmiennych stanu do opisu przedstawionego modelu (9) można wyrazić wzorem:

$$M = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{W} \Psi_s \Psi_r \sin \delta \quad (18)$$

Przełączanie wektora napięcia stojana wpływa na długości wektorów strumieni 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 (określając w ten sposób stan „wzbudzenia” silnika) oraz jego położenie względem wektora strumienia wirnika – obciążonego 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 (9), wyrażonym w układzie współrzędnych wirującym wraz z wektorem strumienia stojana przy założeniu, że rezystancja uzwojeń stojana może być praktycznie pominięta:

$$\text{jeżeli } R_s \cong 0 \text{ to } \underline{U}_s \cong \frac{d}{dt} \underline{\Psi}_s + j \underline{\Psi}_s \Omega_\phi \quad (19)$$

Żałujemy, że w układzie napędowym występuje pewien stan ustalony przy dużej częstotliwości załączania kluczy falownika. Można wówczas wprowadzić 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 względem czasu jest więc równa zero. Stąd:

$$\underline{\tilde{U}}_s \cong j \underline{\tilde{\Psi}}_s \Omega_\phi \quad (20)$$

Ze wzoru (20) wynika prosty związek: zastępczy wektor napięcia stojana w stanie ustalonym jest praktycznie prostopadły do zastępczego wektora strumienia stojana. Jeśli teraz rozważymy pojawiające się przyrosty wektorów napięcia i strumienia względem rozważanych wektorów zastępczych odpowiadające sytuacji, gdy zostaje podjęta decyzja o chwilowym załączeniu jednego z ośmiu dostępnych wektorów napięcia stojana, to dla przedziału czasu Δt otrzymana na podstawie (19) zależność:

$$(21)$$

Wynika z niej, że:

$$\underline{\Delta U}_s \cong \frac{\Delta \underline{\Psi}_s}{\Delta t} \quad (22)$$

Oznacza to, że dla bardzo krótkich odstępów czasu przyrost wektora napięcia stojana jest odpowiedzialny bezpośrednio za przyrost wektora strumienia stojana w ten sposób, że składowe rzeczywiste i urojone obu przyrostów wektorów zależą wyłącznie od siebie. Z tego związku łączącego przyrosty wektorów napięcia stojana i strumienia stojana wynika prosta strategia sterowania silnikiem indukcyjnym,

przedstawiona w postaci schematu blokowego na rysunku 10.

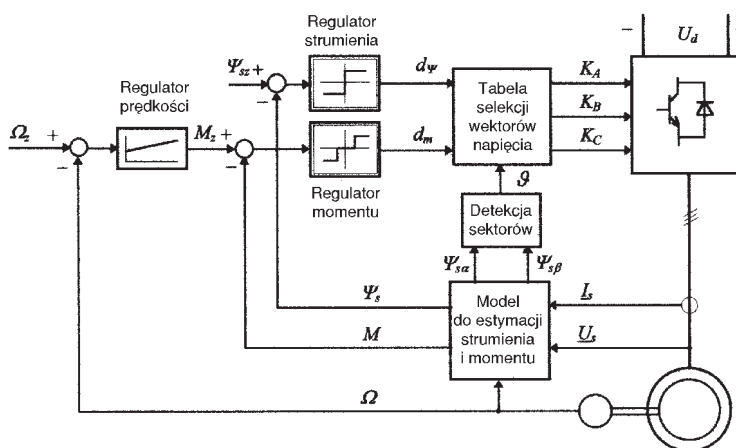
Ponieważ oś rzeczywista układu współrzędnych odniesienia pokrywa się z zastępczym (uśrednionym dla poprzednich chwil) położeniem wektora strumienia stojana i uśrednione wektory napięcia i strumienia są praktycznie prostopadłe do siebie, a rozważany odcinek czasu jest bardzo krótki, to skokowa zmiana 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 założeniu, że w rozważanym czasie położenie wektora strumienia wirnika praktycznie nie uległo zmianie, 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, czyli moduł wektora strumienia stojana, natomiast za pomocą składowej urojonej przyrostu napięcia – sterujemy moment napędowy silnika.

Układ sterowania w napędzie z bezpośrednią regulacją strumienia i momentu musi być wyposażony w odpowiedni model silnika pozwalający na estymację regulowanych wielkości na podstawie pomiarów 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, jego modułu 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. 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:

$$\Psi_{sz} - \Psi_s \begin{cases} > 0, & d_\psi = 1 & \text{należy zwiększać } \Psi_s \\ < 0, & d_\psi = -1 & \text{należy zmniejszać } \Psi_s \end{cases} \quad (23)$$

$$M_z - M \begin{cases} > H, & d_m = 1 & \text{należy zwiększać } \delta \\ > -H \text{ lub } < H, & d_m = 0 & \text{należy poczekać} \\ < -H, & d_m = -1 & \text{należy zmniejszać } \delta \end{cases}$$

Ogólnie strategię przełączania wektorów napięcia stojana, zależną od wartości kąta ϑ , pod jakim aktualnie jest położony wektor strumienia stojana, przedstawia się w postaci odpowiedniej tabeli, na podstawie której dokonuje się selekcji wektorów napięcia stojana. Podstawą tej strategii jest podział kąta pełnego w nieruchomym układzie współrzędnych $\alpha_s - \beta_s$ na sześć nieruchomych sektorów N1–N6 po 60° , w ten sposób, że sześć wektorów aktywnych napięcia stojana stanowi ich osie symetrii (N1 odpowiada \underline{u}_1 ,



Rys. 10. Schemat blokowy układu napędowego z silnikiem indukcyjnym z bezpośrednią regulacją strumienia pola

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 realizujemy 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), przełączając zaś 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), natomiast 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. Dobór ewentualnej histerezy w obu regulatorach oraz strefy nieczułości w regulatorze momentu, proponowanych w różnych publikacjach, jest przeprowadzany na drodze odpowiednich badań symulacyjnych.

Układ z bezpośrednią regulacją strumienia i momentu przedstawiony na rysunku 10 ma – jak wynika z publikowanych wyników badań – najlepsze właściwości dynamiczne i dla silnika indukcyjnego stanowi rozwiązanie najbardziej zbliżone do przedstawionej na wstępie struktury idealnego układu napędowego. Pewien problem stanowi jednak wydajna realizacja modelu silnika pozwalającego w czasie rzeczywistym na szybkie wyznaczanie strumienia stojana i momentu wewnętrznego rozwijanego przez silnik na podstawie pomiarów dostępnych wielkości. Ponadto brak struktury kaskadowej z podporządkowanym układem regulacji prądu

powoduje, że układ ten jest trudniejszy do uruchamiania i zabezpieczania w sytuacjach awaryjnych.

Podsumowanie

Wszystkie przedstawione struktury sterowania w napędzie z silnikiem indukcyjnym nadają się do zastosowań trakcyjnych. W przypadku zastosowania kilku silników wymagają one jednak z założenia zastosowania indywidualnych falowników, z których każdy byłby związany z jednym tylko silnikiem. Napęd grupowy kilku silników zasilanych z jednego falownika pozwalał do tej pory na zastosowanie prostego sterowania w układzie otwartym, z zachowaniem stałego stosunku U/f , bez możliwości dobrej kontroli momentu napędowego. Byłoby bardzo korzystne gdyby udało się zastosować którąś z przedstawionych metod sterowania wektorowego do układu np. dwóch silników zasilanych z jednego falownika.

We wszystkich omówionych rodzajach układów napędowych z silnikiem indukcyjnym sterowanym wektorowo korzysta się z pomiaru prędkości obrotowej. Znane są obecnie rozwiązania pozwalające za cenę pewnego pogorszenia właściwości dynamicznych napędu na rezygnację z tego pomiaru i ograniczenie się wyłącznie do pomiaru napięć i prądów stojana (tzw. układy napędowe bezczujnikowe – *sensorless*). Wiąże się to jednak z koniecznością zwiększenia liczby obliczeń wykonywanych przez mikroprocesorowy układ sterowania i zwiększa koszt takiego napędu. W każdym z omówionych układów praktyczna realizacja wiąże się z wykorzystaniem zaawansowanej techniki mikroprocesorowej, opartej na procesorach sygnałowych i specjalizowanych układach elektronicznych.

Każda z omówionych struktur ma swoje wady i zalety. Przy typowych prostych zastosowaniach napędów z silnika-

mi indukcyjnymi mogą być one uznane za równorzędne. Jednak w przypadku oczekiwania dużej niezawodności układów sterowania, dobrej odporności na stany awaryjne i możliwości dostosowywania oprogramowania sterowników mikroprocesorowych do specjalnych wymagań, różnice zaczynają być istotne. Choć różne firmy od wielu lat oferują gotowe rozwiązania komercyjne napędów prądu zmiennego, to ich różnorodność świadczy o tym, że nie osiągnięto jeszcze powszechnego przekonania, by którąś z możliwych struktur – na przykład jedną z trzech omówionych w tym artykule – była rzeczywiście najlepsza. □

Literatura

- [1] Dębowski A.: *Sposoby sterowania momentem w nowoczesnym napędzie elektrycznym*. Seminarium „Napędy i Sterowanie'99” towarzyszące V Targom Producentów, Kooperantów i Sprzedawców Zespołów Napędowych i Układów Sterowania, Gdańsk 1999.
- [2] Kobos W.: *Asynchroniczny napęd trakcyjny*. Technika Transportu Szynowego 9/1996.
- [3] Witzleben K., Biliński J.: *COMBINO – nowoczesny tramwaj niskopodłogowy o konstrukcji modułowej*. Technika Transportu Szynowego 9/2000.
- [4] Giziński Z.: *Falownikowy układ napędowy do nowych i modernizowanych tramwajów*. Technika Transportu Szynowego 7-8/2001.

Autor
dr hab. inż. Andrzej Dębowski
kierownik Zakładu Techniki Sterowania
Instytut Automatyki Politechniki Łódzkiej
e-mail: debowski@ck-sg.p.lodz.pl

X Konferencja Naukowa

SEMTRAK 2002

i II Szkoła Kompatybilności Elektromagnetycznej w Transporcie Zakopane 24–26.10.2002 r.

- Zasilanie i podstacje trakcji elektrycznej
- Napędy i energoelektronika w trakcji elektrycznej
- Eksploatacja taboru i urządzeń trakcji elektrycznej
- Nowoczesne układy sterowania ruchem i systemami trakcji
- Prądy błędzące i ochrona przeciwprzebieciowa
- Tramwaje dwusystemowe
- Kompatybilność elektromagnetyczna w transporcie szynowym

Informacje:

tel. (12) 628 26 15, 628 25 06, fax (12) 628 20 44, 633 84 51, e-mail: pezajac@cyf-kr.edu.pl
Politechnika Krakowska, Wydział Inżynierii Elektrycznej i Komputerowej
ul. Warszawska 24
31-355 Kraków