

Wiktor Hudy, Kazimierz Jaracz

Układy sterowania silnika indukcyjnego

W dzisiejszych czasach silniki indukcyjne są powszechnie stosowanymi maszynami prądu przemiennego. Zwiększenie liczby zastosowań spowodowane jest rozwojem energoelektronicznych przemienników częstotliwości. W niniejszym artykule przedstawiono przegląd najczęściej spotykanych układów sterowania, tj. układów klasycznych oraz współcześnie stosowanych układów sterowania skalarne i wektorowe.

Jak wiadomo, prędkość kątowna silnika indukcyjnego wyrażona jest poprzez zależność [3, 7, 12]:

$$\omega = \frac{1}{p_b} \omega_s (1 - s) \quad (1)$$

gdzie: ω – prędkość kątowna wirowania wirnika,

p_b – liczba par biegunów,

ω_s – prędkość kątowna pola wirującego stojana: $\omega_s = 2\pi f_s$,

f_s – częstotliwość zasilania stojana,

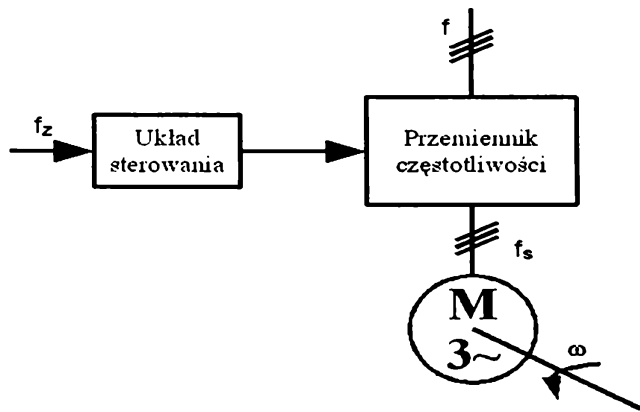
s – poślizg dany wzorem:

$$s = \frac{\omega_s - p_b \omega}{\omega_s}$$

Z zależności (1) wynika, że prędkość kątowną maszyny indukcyjnej można sterować za pomocą: zmiany liczby par biegunów (p_b), poślizgu (s) oraz pulsacji napięcia zasilania stojana (ω_s).

Dokonuje się tego w układzie sterowania otwartego (rys. 1) lub układzie sterowania zamkniętego (rys. 2) [3, 7, 12, 13].

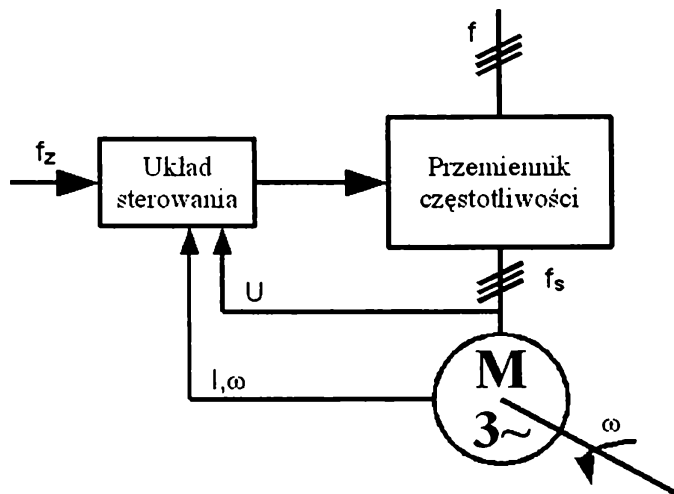
Sterowanie w układzie otwartym realizowane jest za pomocą układu z przemiennikiem częstotliwości (rys. 1).



Rys. 1. Układ sterowania otwartego (f – częstotliwość sieci zasilającej, f_z – częstotliwość zadana, f_s – częstotliwość napięcia wyjściowego przełącznika częstotliwości, ω – prędkość kątowna silnika)

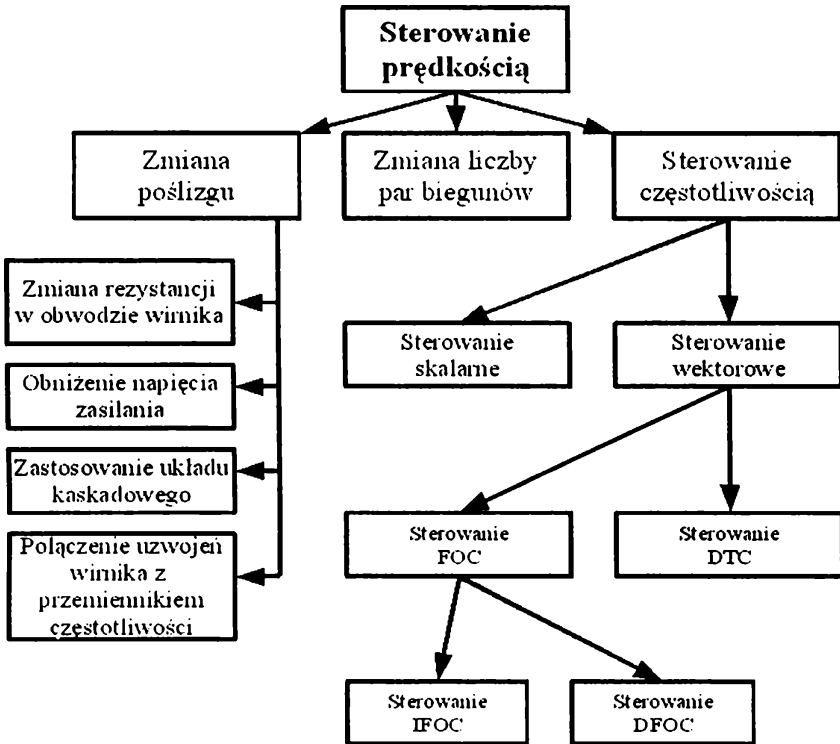
Pomiaru wartości prędkości kątownej w otwartym układzie sterowania dokonuje się metodami analogowymi lub cyfrowymi. Tego typu układy są proste w realizacji.

Sterowanie silnika w układzie zamkniętym (rys. 2) jest realizowane przez bieżący pomiar, np. prądu stojana, prędkości kątownej, na podstawie którego korygowana jest wartość wielkości sterującej przełącznika częstotliwości [3, 7, 12].



Rys. 2. Układ sterowania zamkniętego (U , I , ω – kontrolowane wielkości, odpowiednio napięcie, prąd silnika, prędkość kątowna, na podstawie których, poprzez algorytm, układ sterowania określa wartości wielkości zadanych do przełącznika częstotliwości)

Układ sterowania zamkniętego jest droższy i trudniejszy do realizacji i analizy niż układ sterowania otwartego. Ogólny podział metod sterowania prędkością kątową silnika indukcyjnego przedstawiono na rys. 3.



Rys. 3. Podział metod sterowania prędkością kątową silnika indukcyjnego

Przekształtniki częstotliwości

Układy sterowania z silnikami indukcyjnymi są najczęściej zasilane przez przemienniki częstotliwości [8]. Przemiennik częstotliwości spełnia funkcjonalnie rolę sterowanego źródła energii elektrycznej. Pełniąc tę rolę pobiera energię z zewnętrznego źródła zasilającego przemiennik. Przekształca tę energię w energię elektryczną uzależnioną od zewnętrznego sygnału sterującego. Przekształcanie energii dokonywane jest przez układy energoelektroniczne (zbudowane z tyrystorów i tranzystorów). Rodzaj przekształtnika charakteryzują:

- rodzaj źródeł wejściowego i wyjściowego,
- wewnętrzna struktura przekształtnika (struktura połączeń, rodzaj użytych elementów),
- układ sterowania (rodzaj sygnału sterowania i sposób jego generacji, rodzaj sterownika).

Najczęściej rozróżnia się źródła prądu stałego (DC) i przemiennego (AC). Podział przekształtników [8] ze względu na rodzaj źródła przedstawiono w tabeli 1.

| Rodzaj źródła wejściowego | Rodzaj źródła wyjściowego | |
|---------------------------|----------------------------------|--------------------------------------|
| | DC | AC |
| DC | DC→DC Przerywacze (choppersy) | DC→AC Falowniki |
| AC | AC→DC Prostowniki | AC→AC Przełączniki częstotliwości |

Tabela 1. Podział przekształtników ze względu na rodzaj źródła

Ponadto stosuje się rozróżnienie ww. układów na źródła prądowe i napięciowe. Nakładając tenże podział na podział z tabeli 1 uzyskuje się 16 różnych układów. Najczęściej stosowanymi układami są:

- falownik prądowy (DC→AC),
- falownik napięciowy (AC→AC),
- przełącznik częstotliwości prądowy (AC→AC),
- przełącznik częstotliwości napięciowy (AC→AC).

Przekształtniki energii można podzielić również ze względu na ich budowę wewnętrzną na:

- przekształtniki proste,
- przekształtniki złożone.

Jeżeli w danym przełączniku można wyróżnić takie jego fragmenty, które są innymi przełącznikami, to jest to przełącznik złożony. W przeciwnym przypadku jest to przełącznik prosty.

Przekształtniki można również podzielić ze względu na sposób przekształcania źródeł:

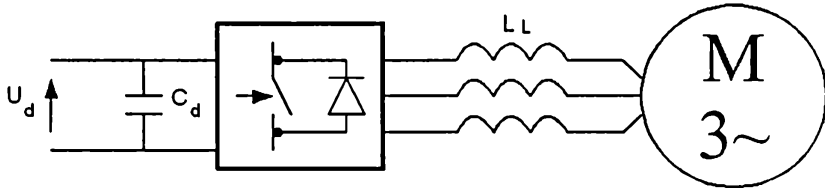
- bezpośrednie (np. prostowniki),
- pośrednie (np. przełączniki częstotliwości).

Podział przekształtników ze względu na kierunek przepływu prądu i energii, zwrot napięcia:

- nawrotne i nienawrotne,
- odzyskowe i nieodzyskowe.

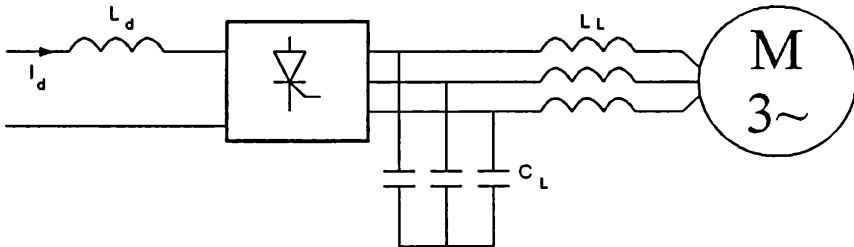
W pośrednich przełącznikach częstotliwości stopień wyjściowy to falownik prądu lub falownik napięcia.

- Falownik napięcia (VSI, rys. 4). W tego typu falownikach źródłem energii wyjściowej jest naładowany kondensator C_d . Napięcie wyjściowe jest ciągiem impulsów o regulowanej szerokości. Obciążając ten falownik odbiornikiem RL prąd płynący ma kształt kwazisinusoidalny. Zaworami sterowanymi są tyrystory lub tranzystory.



Rys. 4. Schemat falownika napięcia (L_L – indukcyjność linii)

- Falowniki prądu (CSI, rys. 5). W tego typu falownikach źródłem energii wyjściowej jest dławik L_d ze zmagazynowaną energią w polu magnetycznym. Prąd wyjściowy jest ciągiem impulsów o regulowanej szerokości, napięcie dla obciążenia RL ma kwazisinusoidalny przebieg.



Rys. 5. Schemat falownika prądu (C_L – pojemność linii)

Przebiegi częstotliwości ze względu na swoją zasadę działania nie są obojętne dla obiektu, który zasilają, tj. np. dla silnika indukcyjnego. Obwody elektryczne zasilane odkształconym napięciem lub prądem narażone mogą być na dodatkowe przebiegi, naprężenia i grzanie izolacji. Zjawiska te są znane jako przyczyna uszkodzeń silników i transformatorów. Duża zawartość harmonicznych w prądzie zasilającym odbiornik powoduje, że w przebiegu tego prądu występują przedziały dużych stromości określone zależnością:

$$\frac{di(t)}{dt},$$

gdzie $i(t)$ – chwilowa wartość prądu.

Dla dużych wartości pochodnej prądu $i(t)$ względem czasu, na wszelkich indukcyjnościach obwodu, przez które płynie prąd indukuje się napięcie:

$$U_L = L \frac{di(t)}{dt}.$$

Natomiast wyższe harmoniczne w napięciu zasilającym powodują występowanie przedziałów o dużej stromości napięcia, czyli duże wartości:

$$\frac{du(t)}{dt}.$$

Jeżeli izolacja (uzwojeń silnika, transformatora) poddana jest naprężeniom elektrycznym będących skutkiem odkształconego napięcia o dużych wartościach pochodnych napięcia $u(t)$ względem czasu, to przez tę izolację popłynie impuls prądowy o wartości:

$$i_C = C \frac{du(t)}{dt}.$$

W przypadku odkształcenia prądu przez odbiornik nieliniowy, należy rozpatrzyć możliwość zastosowania dławików zmniejszających stromość prądu i wygładzających jego przebieg.

Charakterystyka klasycznych i nowoczesnych układów regulacji prędkości kątowej silnika indukcyjnego

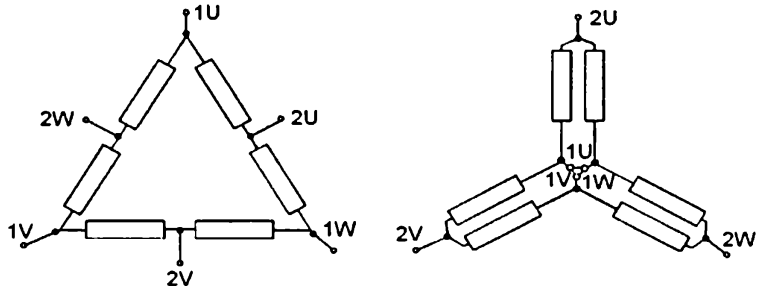
Sterowanie przez zmianę liczby par biegunów

Sterowanie przez zmianę liczby par biegunów jest sterowaniem skokowym [3, 14]. Jest wykorzystywane w ograniczonym zakresie. Silnik, zwany silnikiem wielobiegowym, posiada:

- dwa niezależne uzwojenia w stojanie o różnej liczbie par biegunów,
- lub jedno przełączalne uzwojenie w stojanie, umożliwiające wytwarzanie wirującego pola magnetycznego o różnych prędkościach synchronicznych (rys. 6) [14].

Jeżeli do zacisków uzwojeń 1U 1V 1W podłączone zostanie zasilanie (zaciski uzwojeń 2U 2V 2W są rozwarte), to prędkość synchroniczna silnika asynchronicznego wynosi 1500 obr/min. Jeżeli do zacisków uzwojeń 2U 2V 2W doprowadzone zostanie napięcie zasilania (zaciski uzwojeń 1U 1V 1W są zwarte), to prędkość synchroniczna wynosi 3000 obr/min. Wartości maksymalnych momentów obrotowych są co do wartości zbliżone, natomiast moc przy pracy silnika asynchronicznego z wyższą prędkością jest większa niż przy pracy z niższą prędkością.

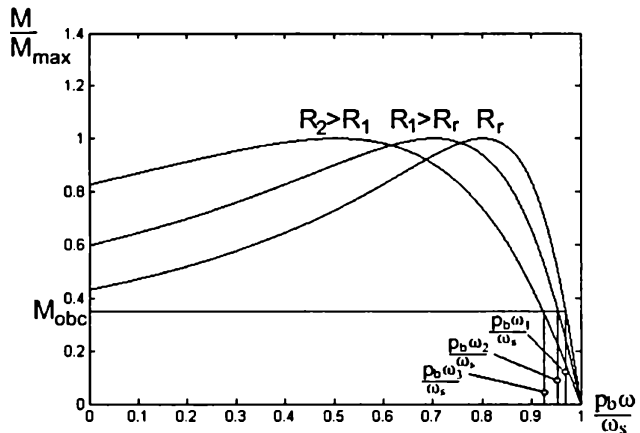
Maszyny o zmiennej liczbie par biegunów znalazły zastosowanie w napędach obrabiarek.



Rys. 6. Schemat połączeń uzwojeń stojana silnika asynchronicznego z przelączalną ilością biegunów w układzie Dahlandera

Sterowanie przez zmianę poślizgu drogą zwiększenia rezystancji w obwodzie wirnika

Cechą charakterystyczną sterowania drogą zwiększenia wartości rezystancji w obwodzie wirnika jest zachowanie wartości momentu maksymalnego. Dodatkowo zmianie rezystancji w obwodzie wirnika towarzyszy zmiana wartości poślizgu krytycznego (rys. 7).



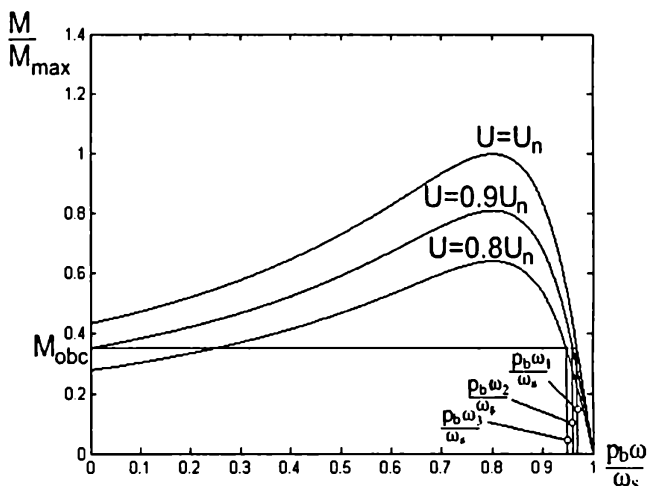
Rys. 7. Charakterystyki mechaniczne silnika indukcyjnego dla różnych wartości rezystancji w obwodzie wirnika

Jeżeli do zwartego uzwojenia wirnika silnika pierścieniowego włączy się dodatkową rezystancję, to zmieni się punkt pracy silnika, silnik „przyhamuje”. W ten

sposób można regulować prędkość kątową silnika pierścieniowego od znamionowej do prędkości dowolnie małej. Praca maszyny z dodatkowymi rezystorami jest nieekonomiczna, ponieważ na rezystorach wydzielana i bezpowrotnie tracona jest moc pobrana z sieci zasilającej. Stosuje się go w szerszym przedziale prędkości dla silników małych mocy, a dla silników dużych mocy stosuje się go w zakresie zmian prędkości o około 10–15%.

Sterowanie przez zmianę poślizgu drogą obniżania napięcia zasilania przy stałym momencie obciążenia

Sterowanie przez zmianę poślizgu może być zrealizowane poprzez obniżenie napięcia zasilania stojana (rys. 8) [3, 7, 14].

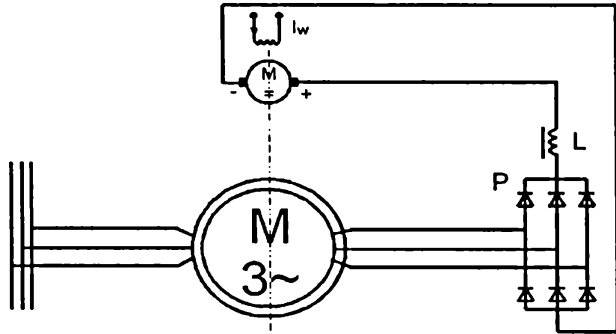


Rys. 8. Charakterystyka mechaniczna silnika indukcyjnego dla różnych wartości napięcia zasilania stojana

Jak wynika z rys. 8 dla różnych wartości napięcia zasilania przy stałym momencie obciążenia (M_{obc}) prędkość kątową ulega zmianie. Jak wiadomo moment elektromagnetyczny jest funkcją kwadratu napięcia zasilającego. Obniżając napięcie zasilania, przy stałym momencie obciążenia, istnieje możliwość zmiany wartości poślizgu, a tym samym zmiany wartości prędkości kątowej. Wadą tej metody jest niemożliwość do realizacji zmiany prędkości kątowej, podczas gdy silnik nie jest obciążony. Metoda ta jest nieekonomiczna, gdyż część mocy jest tracona na rezystancji wirnika. Ten rodzaj sterowania stosuje się tylko w układach z silnikami małej mocy lub wtedy, gdy prędkość kątową redukowana jest na krótki czas.

Sterowanie przez zmianę poślizgu w układzie kaskady

Ideą tego rozwiązania jest wykorzystanie mocy poślizgu [14]. Moc ta przekazywana jest do silnika prądu stałego (rys. 9) poprzez prostownik niesterowany lub do sieci zasilającej (rys. 10) poprzez przemiennik częstotliwości z pośredniczącym obwodem prądu stałego.

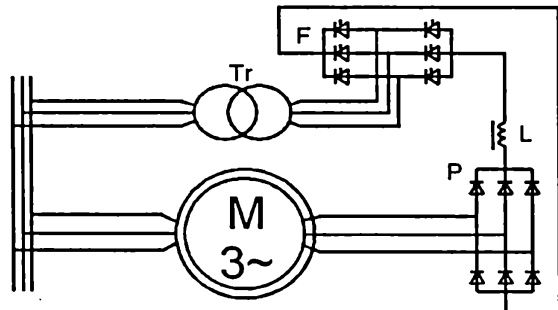


Rys. 9. Kaskada podsynchroniczna w układzie na stałą moc

W układzie z rys. 9 napięcie wyprostowane pochodzące z uzwojeń wirnika maszyny pierścieniowej jest dostarczane do zacisków twornika maszyny obcowzbudnej, która jest umieszczona na tym samym wale co maszyna pierścieniowa. Moc poślizgu przekazywana jest za pomocą tego układu na wspólny wał. Oznacza to, że moc wydatkowana przez ten układ napędowy jest niezależna od wartości poślizgu. Regulacja prędkości obrotowej układu napędowego jest realizowana przez zmianę wartości prądu wzbudzenia silnika prądu stałego.

Sterowanie przez zmianę poślizgu w układzie kaskady przekształtnikowej

Istotą rozwiązania jest to, że obwód wirnika maszyny pierścieniowej łączy się z przemiennikiem częstotliwości (rys. 10) i zwraca odzyskaną moc poślizgu do sieci zasilającej.



Rys. 10. Zmiana poślizgu w układzie kaskady przekształtnikowej – schemat układu sterowania

W układzie kaskady zaworowej (rys. 10) napięcie wyjściowe na zaciskach obwodu wirnika maszyny pierścieniowej jest prostowane przez prostownik P. Napięcie stałe jest dostarczane do falownika napięcia F. Przez transformator Tr energia jest zwracana do sieci zasilającej. Regulacja prędkości obrotowej realizowana jest przez regulację kąta wyprzedzenia wysterowania falownika F. Kiedy kąt wyprzedzenia rośnie, rośnie napięcie wyjściowe falownika, maleje napięcie wyprostowane obwodu wirnika i wzrasta prędkość obrotowa. Układy te charakteryzują się płynną regulacją prędkości kątowej silników pierścieniowych i są ekonomiczne [14].

Sterowanie skalarne

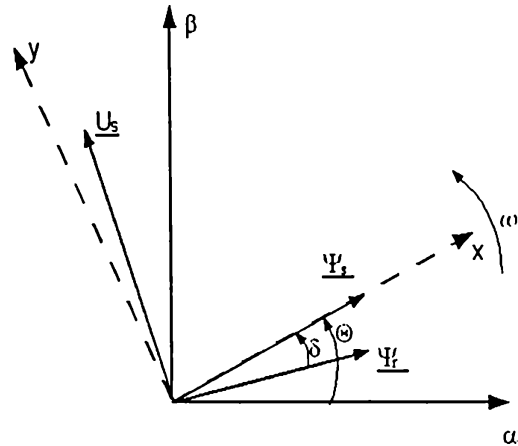
Zasada sterowania skalarnego oparta jest na zależnościach obowiązujących dla pracy silnika w stanie ustalonym. Nie uwzględnia się wzajemnego położenia wektorów prądów ani strumieni. Nastawiane są amplitudy prądów i strumieni skojarzonych oraz prędkość kątowa. Najczęściej stosuje się układy sterowania skalarnego z zachowaniem stałej wartości stosunku napięcia zasilania i częstotliwości tego napięcia ($U/f = \text{const.}$). Wadą tego rozwiązania jest brak kontroli wartości momentu elektromagnetycznego, co powoduje długie i niekontrolowane stany przejściowe. Ponadto nie ma możliwości odsprzęgnięcia dynamicznego między sterowaniem momentu i strumienia. Układ sterowania jest narażony na przeciążenia ze względu na brak sprzężeń zwrotnych. Niewykorzystane są w pełni możliwości dynamiczne silnika i przemiennika częstotliwości [3, 6, 7, 14].

Sterowanie wektorowe

Zasada sterowania oparta jest na zależnościach opisujących dynamiczne i statyczne właściwości silnika indukcyjnego [1, 2, 3, 4, 5, 7, 9, 10, 11, 14, 15]. Postać równań różniczkowych jest uzależniona od przyjętego układu współrzędnych, w którym zapisane są zmienne wektorowe. W tych układach sterowania nastawiane są amplitudy i fazy wektorów przestrzennych: prądów, napięć i strumieni skojarzonych oraz prędkość kątowa wirnika (częstotliwość). Układ sterowania oddziałuje na wzajemne położenie wektorów, zapewniając prawidłową ich orientację w stanach ustalonych, jak i dynamicznych. Niedogodnością tych metod są: wirujący układ współrzędnych i konieczność określania na bieżąco położenia i wartości strumienia wirnika. Do najczęściej stosowanych i opisywanych metod należą: metoda bezpośredniego sterowania strumienia (DTC – z ang. Direct Torque Control) oraz metoda sterowania polowo-zorientowanego (FOC – z ang. Field Oriented Control).

Bezpośrednie sterowanie momentem (DTC)

W układzie DTC (rys. 13) [1, 2, 3, 4, 7, 9, 15] pominięto regulację nadążną prądu stojana, a kluczami falownika (tabela 2, rys. 12) steruje się tak, by jednocześnie wpływać na wartość momentu elektromagnetycznego silnika oraz na wartość amplitudy strumienia magnetycznego. Wykres wektorowy silnika indukcyjnego przedstawiono na rys. 11.



Rys. 11. Wykres wektorowy silnika indukcyjnego

Moment elektromagnetyczny silnika indukcyjnego wyraża się zależnością [1]:

$$M = c\Psi_s\Psi_r \sin \delta \quad (2)$$

gdzie: c – stała zależna od parametrów silnika,

Ψ_s – strumień skojarzony stojana,

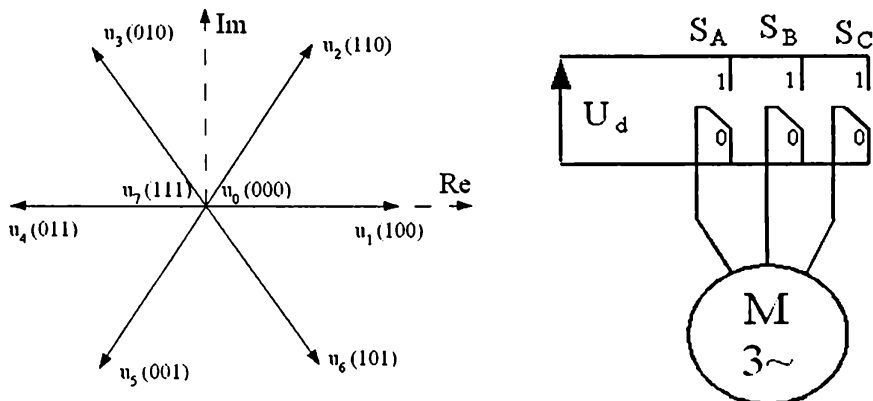
Ψ_r – strumień skojarzony wirnika,

δ – kąt między wektorami strumienia skojarzonego stojana i strumienia skojarzonego wirnika.

Przełączanie wektora napięcia wpływa na wartości amplitud strumieni oraz na wzajemne ich położenie. Z własności silnika indukcyjnego wynika, że takie przełączanie działa w pierwszej kolejności na wartość amplitudy strumienia stojana. Natomiast na wartość strumienia wirnika działa z pewnym opóźnieniem. W związku z czym należy kontrolować wartość amplitudy strumienia stojana oraz jego położenie względem położenia strumienia wirnika. Sterując strumieniami wpływa się jednocześnie na moment elektromagnetyczny. W układzie współrzędnych Oxy wirującym z prędkością synchroniczną wraz z wektorem strumienia stojana, składowa rzeczywista napięcia steruje długością wektora strumienia stojana, natomiast składowa urojona wartością momentu elektromagnetycznego. Strategia przełączania wektorów napięcia została przedstawiona w tabeli 2 i na rys. 12 (położenia u_0 i u_1 , odpowiadają środkowi układu współrzędnych).

| Sektor wskazany przez wektor Ψ_s | | N1 | N2 | N3 | N4 | N5 | N6 |
|---------------------------------------|------------|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|-------------|
| $d_\psi = 1$ | $d_m = 1$ | $u_2 (110)$ | $u_3 (010)$ | $u_4 (011)$ | $u_5 (001)$ | $u_6 (101)$ | $u_1 (100)$ |
| | $d_m = 0$ | $u_7 (111)$ | $u_0 (000)$ | $u_7 (111)$ | $u_0 (000)$ | $u_7 (111)$ | $u_0 (000)$ |
| | $d_m = -1$ | $u_6 (101)$ | $u_1 (100)$ | $u_2 (110)$ | $u_3 (010)$ | $u_4 (011)$ | $u_5 (001)$ |
| $d_\psi = -1$ | $d_m = 1$ | $u_3 (010)$ | $u_4 (011)$ | $u_5 (001)$ | $u_6 (101)$ | $u_1 (100)$ | $u_2 (110)$ |
| | $d_m = 0$ | $u_0 (000)$ | $u_7 (111)$ | $u_0 (000)$ | $u_7 (111)$ | $u_0 (000)$ | $u_7 (111)$ |
| | $d_m = -1$ | $u_5 (001)$ | $u_6 (101)$ | $u_1 (100)$ | $u_2 (110)$ | $u_3 (010)$ | $u_4 (011)$ |

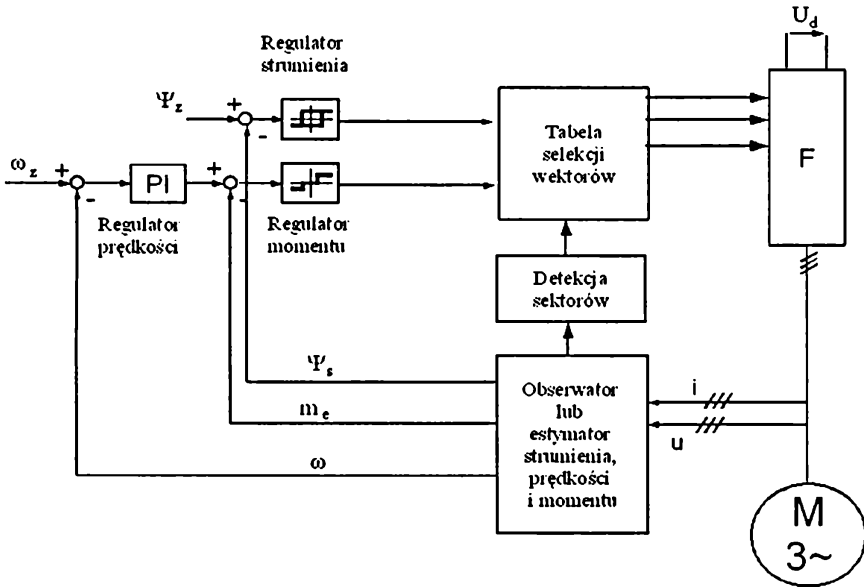
Tabela 2. Tabela przełączeń zaworów falownika



Rys. 12. Wektorowa reprezentacja napięcia wyjściowego falownika: położenie wektorów napięcia – a; uproszczony schemat falownika – b

Schemat realizacji sterowania DTC przedstawiono na rys. 13.

Spotykane są rozwiązania, w których zastosowano pomiar prędkości kątowej. Wówczas blok obserwatora (estymatora) będzie obliczał tylko amplitudę strumienia i momentu elektromagnetycznego, lecz wymaga to wyposażenia układu sterowania w urządzenie do pomiaru prędkości kątowej.



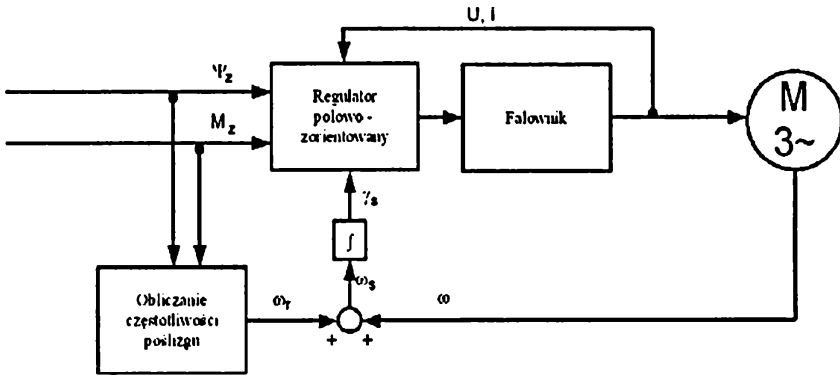
Rys. 13. Układ sterowania DTC

Sterowanie polowo-zorientowane (FOC)

W układzie współrzędnych polowych (wirujących współbieżnie z wektorem strumienia skojarzonego wirnika ψ_r , rys. 16) wektor prądu stojana można rozłożyć na dwie składowe i_{sx} , i_{sy} . Amplituda skojarzonego strumienia wirnika jest proporcjonalna do składowej i_{sx} , natomiast moment elektromagnetyczny wytwarzany przez silnik jest proporcjonalny do składowej i_{sy} . Podstawowym blokiem w układzie FOC jest blok transformacji współrzędnych z 0xy do ABC. Potrzebny do transformacji kąt γ_s jest wyznaczany na podstawie danych z pomiaru napięć, prądów i prędkości kątowej silnika [4, 7]. Znane układy sterowania polowo-zorientowanego różnią się głównie: metodą estymacji wektora strumienia, momentu elektromagnetycznego, ilością regulatorów oraz metodą regulacji prądu falownika PWM (z ang. Pulse-Width Modulation). Do estymacji wartości amplitudy i położenia strumienia wirnika wykorzystuje się modele silnika lub obserwatory. Regulacja prądu falownika odbywa się za pomocą nieliniowych regulatorów histerezowych lub liniowych regulatorów. Sterowanie FOC można podzielić na [7]:

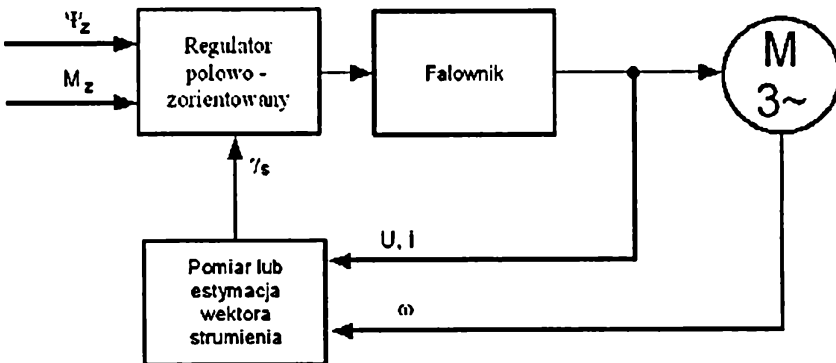
- pośrednie sterowanie polowo-zorientowane (IFOC – z ang. Indirect Field-Oriented Control),
- bezpośrednie sterowanie polowo-zorientowane (DFOC – z ang. Direct Field-Oriented Control),

w zależności od zastosowanej metody wyznaczania kąta położenia wektora pola γ_s . W układzie sterowania FOC pośredniego kąt niezbędny do transformacji γ_s wyznaczany jest na podstawie wartości zadanych momentu i strumienia oraz prędkości kątowej wału (rys. 14). W układzie sterowania FOC bezpośredniego kąt γ_s wyznaczany jest na podstawie bezpośredniego pomiaru (czujniki Halla, dodatkowe uzwojenia pomiarowe) lub estymacji wektora strumienia z wielkości mierzonych napięć lub prądów stojana (rys. 15).



Rys. 14. Schemat układu sterowania IFOC

Na rys. 14 przedstawiono schemat sterowania FOC pośredniego, na którym M_z oznacza moment elektromagnetyczny zadany, ω_r oznacza pulsację poślizgu, a Ψ_z oznacza strumień zadany.



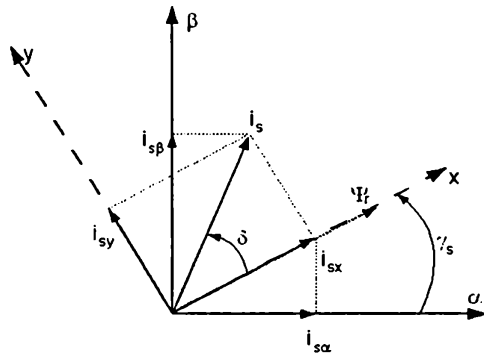
Rys. 15. Schemat układu sterowania DFOC

Ideę sterowania polowo-zorientowanego można prześledzić na podstawie układów równań silnika indukcyjnego w postaci wektorowej lub skalarmej [7]. Układy te dane są odpowiednio w postaciach:

$$\left\{ \begin{array}{l} \underline{U}_s = R_s \underline{i}_s + \frac{d}{dt} \underline{\Psi}_s + j\omega \underline{\Psi}_s \\ 0 = R_r \underline{i}_r + \frac{d}{dt} \underline{\Psi}_r + j(\omega_k - \omega_e) \underline{\Psi}_r \\ J \frac{d}{dt} \omega_r = T_e - T_m \\ T_e = p_b \operatorname{Im}(\underline{\Psi}_s^* \underline{i}_s) \\ \underline{\Psi}_s = L_s \underline{i}_s + L_m \underline{i}_r \\ \underline{\Psi}_r = L_r \underline{i}_r + L_m \underline{i}_s \end{array} \right. \quad (3)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{sx} = R_s i_{sx} + \frac{d}{dt} \Psi_{sx} - \omega_k \Psi_{sy} \\ U_{sy} = R_s i_{sy} + \frac{d}{dt} \Psi_{sy} + \omega_k \Psi_{sx} \\ 0 = R_r i_{rx} + \frac{d}{dt} \Psi_{rx} - (\omega_k - \omega_e) \Psi_{ry} \\ 0 = R_r i_{ry} + \frac{d}{dt} \Psi_{ry} + (\omega_k - \omega_e) \Psi_{rx} \\ J \frac{d}{dt} \omega_r = T_e - T_m \\ T_e = p_b (\Psi_{sx} i_{sy} - \Psi_{sy} i_{sx}) = -p_b (\Psi_{rx} i_{ry} - \Psi_{ry} i_{rx}) \\ \Psi_{sx} = L_s i_{sx} + L_m i_{rx} \\ \Psi_{sy} = L_s i_{sy} + L_m i_{ry} \\ \Psi_{rx} = L_r i_{rx} + L_m i_{sx} \\ \Psi_{ry} = L_r i_{ry} + L_m i_{sy} \end{array} \right. \quad (4)$$

W sterowaniu FOC prawdziwe jest założenie $\Psi_{ry} = 0$ (wektor strumienia wimika wiruje współbieżnie wraz z układem współrzędnych $0xy$, czyli jego składowa urojona jest równa 0), co przedstawiono na wykresie wektorowym silnika indukcyjnego – rys. 16.



Rys. 16. Wykres wektorowy silnika indukcyjnego

Na rys. 16 przedstawiono wykres wektorowy silnika klatkowego przy założeniu, że wektor strumienia wirnika wiruje współbieżnie z układem współrzędnych 0xy z prędkością $\omega_k = \omega_{\Psi_r} = \frac{d}{dt} \gamma_s$. Przy założeniu $\underline{\Psi_r} = \Psi_{rx}$ z układu równań (4) otrzymuje się:

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{sx} = R_s i_{sx} + \frac{d}{dt} \Psi_{sx} - \omega_{\Psi_r} \Psi_{sy} \\ U_{sy} = R_s i_{sy} + \frac{d}{dt} \Psi_{sy} + \omega_{\Psi_r} \Psi_{sx} \\ 0 = R_r i_{rx} + \frac{d}{dt} \Psi_{rx} \\ 0 = R_r i_{ry} + (\omega_k - \omega_e) \Psi_{rx} \\ J \frac{d}{dt} \omega_r = T_e - T_m \\ T_e = p_b (\Psi_{sx} i_{sy} - \Psi_{sy} i_{sx}) = -p_b (\Psi_{rx} i_{ry}) \\ \Psi_{sx} = L_s i_{sx} + L_m i_{rx} \\ \Psi_{sy} = L_s i_{sy} + L_m i_{ry} \\ \Psi_{rx} = L_r i_{rx} + L_m i_{sx} \\ 0 = L_r i_{ry} + L_m i_{sy} \end{array} \right. \quad (5)$$

Z równania dziesiątego w układzie równań (5) otrzymuje się:

$$i_{ry} = -\frac{L_m}{L_r} i_{sy} \quad (6)$$

Wstawiając równanie dziewiąte w układzie równań (5) do równania trzeciego w układzie równań (5) otrzymuje się:

$$\frac{d}{dt} \Psi_{rx} + \frac{R_r}{L_r} \Psi_{rx} = \frac{R_r L_m}{L_r} i_{sx} \quad (7)$$

Po rozwiązaniu ostatniego równania różniczkowego otrzymuje się zależność:

$$\Psi_{rx} = L_m i_{sx} + \Psi_{rx}(0) e^{-\frac{R_r}{L_r} t} \quad (8)$$

czyli

$$\Psi_{rx} \sim i_{sx} \quad (9)$$

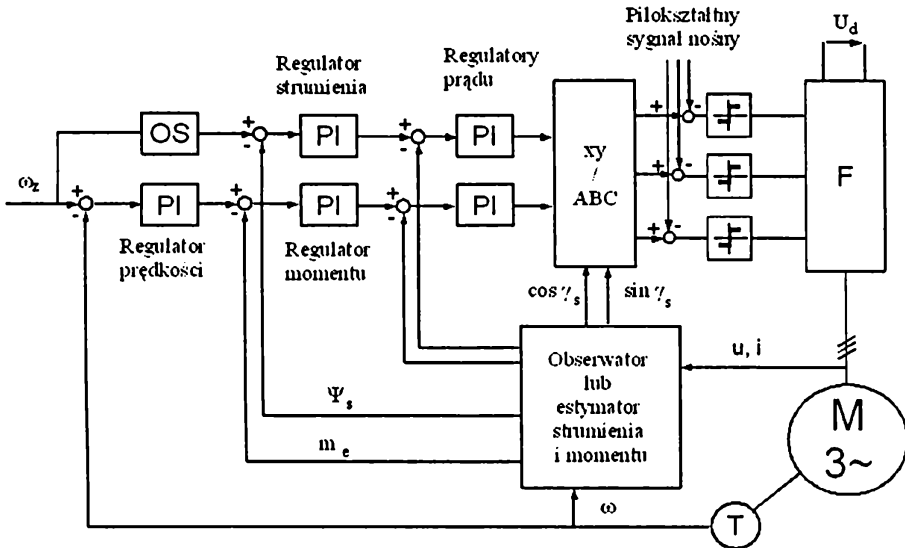
Strumień zależy od składowej i_{sx} prądu stojana.

Z równania określającego moment elektromagnetyczny w układzie równań (5) oraz zależności (6) otrzymuje się:

$$T_e = -p_b (\Psi_{rx} i_{ry}) = -p_b \left(\Psi_{rx} \left(-\frac{L_m}{L_r} i_{sy} \right) \right) = p_b \frac{L_m}{L_r} \Psi_{rx} i_{sy} \quad (10)$$

czyli

$$T_e \sim i_{sy} \quad (11)$$



Rys. 17. Układ regulacji silnika indukcyjnego z regulatorami momentu elektromagnetycznego i liniowymi regulatorami prądów falownika PWM

Moment elektromagnetyczny jest zależny od składowej i_{sy} prądu stojana.

Na rys. 17, 18 przedstawiono schematy układów sterowania FOC dla przypadku, kiedy zastosowano w układzie regulatory liniowe prądu (rys. 17) oraz regulatory histerezyowe prądu (rys. 18). Przyjęto następujące oznaczenia:

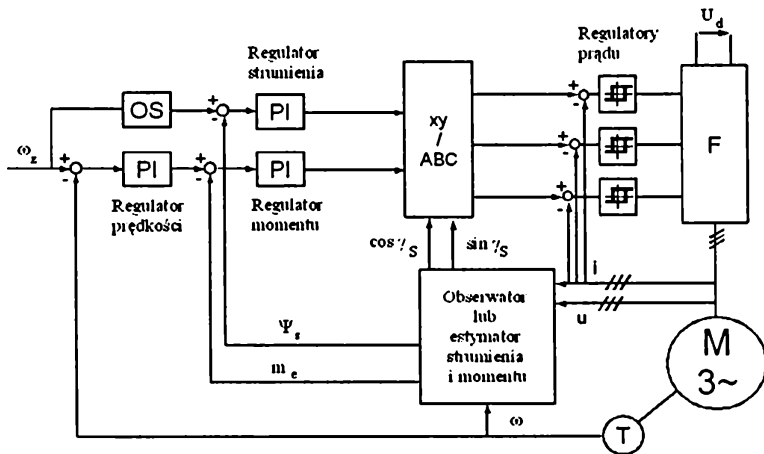
OS – układ osłabienia strumienia,

F – falownik napięcia,

T – układ pomiaru prędkości kątowej silnika,

PI – regulatory prądu, strumienia, prędkości i momentu elektromagnetycznego.

Spotykane są również układy sterowania polowo-zorientowanego bez regulatora momentu [10]. Wówczas układ sterowania jest prostszy w realizacji, ponieważ nie istnieje konieczność estymowania wartości momentu elektromagnetycznego.



Rys. 18. Układ regulacji silnika indukcyjnego z regulatorami momentu elektromagnetycznego i histerezowymi regulatorami prądów falownika PWM

Podsumowanie

Obecnie produkowane układy sterowania silników indukcyjnych są w większości przypadków układami FOC lub DTC. Fakt ten związany jest z możliwością kontroli zmiennych stanu silnika podczas przejściowych stanów dynamicznych maszyny. Układ sterowania FOC zawiera modulator PWM, co związane jest ze stałą w czasie liczbą łączy elementów czynnych (tj. tranzystorów lub tyrystorów) układu falownikowego, przebiegi prądu mają charakter sinusoidalny. Struktura układu regulacji jest strukturą kaskadową, w której dokonuje się transformacji współrzędnych i znajdują się obwody regulacji prądu. Dla warunku $\Psi_r = \text{const.}$ uzyskano odprężenie dynamiczne regulacji momentu. Układ sterowania DTC nie zawiera modulatora PWM, co związane jest ze zmienną w czasie liczbą łączy falownika. Układ ten nie posiada obwodów regulacji prądów, nie dokonuje transformacji współrzędnych. Uzyskano w ten sposób odprężenie dynamiczne regulacji momentu.

Mimo złożonych struktur i podejścia do problemu sterowania silnikiem indukcyjnym, metody sterowania FOC i DTC mogą zapewnić identyczne właściwości dynamiczne i są obecnie najlepszymi znanymi metodami sterowania.

Bibliografia

- [1] Dębowski A., *Sposoby sterowania momentem w nowoczesnym napędzie elektrycznym*, Napędy i Sterowanie '99, Politechnika Gdańska 1999, s. 167–178
- [2] Jeleń M., Michalak J., *Porównanie wybranych algorytmów sterowania w metodzie DTC z modulatorem wektorowym*, VII Konferencja SENE, Łódź–Arturówek, 23–25.11.2005
- [3] Kalus M., Skoczkowski T., *Sterowanie napędami asynchronicznymi i prądu stałego*, Pracownia Komputerowa Jacka Skalmierskiego, Gliwice 2003
- [4] Kaźmierkowski M.P., *Porównanie metody sterowania połowo-zorientowanego z metodą bezpośredniej regulacji momentu silnika klatkowego*, Przegląd Elektrotechniczny 4/1998
- [5] Leonard W., *Control of Electrical Drives*, Springer Verlag, Berlin 1985
- [6] Mazur J., *Regulacja prędkości kątowej silnika indukcyjnego z minimalizacją strat mocy*, SENE 2003, Łódź 19–21 listopada 2003, s. 333–338
- [7] Orłowska-Kowalska T., *Bezczujnikowe układy napędowe z silnikami indukcyjnymi*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej, Wrocław 2003
- [8] Piróg S., *Energoelektronika*, Uczelniane Wydawnictwa Naukowo-Dydaktyczne AGH, Kraków 2006
- [9] Sieklucki G., Orzechowski T., Sykulski R., *Dobór parametrów regulatora prędkości w bezpośrednim sterowaniu momentem silnika indukcyjnego – Speed Controller Parameters Selection in Direct Torque Control (DTC)*, Elektrotechnika i Elektronika: półrocznik Akademii Górniczo-Hutniczej im. Stanisława Staszica w Krakowie [poprz. tyt.: Elektrotechnika] – 2005, t. 24, z. 1, s. 85–92
- [10] Sieklucki G., Orzechowski T., Sykulski R., *Prosty sposób optymalizacji parametrycznej w metodzie FOC dla silnika indukcyjnego – Simple Method of Parameters Optimization in Field Orientated Control (FOC) of Induction Motor*. Elektrotechnika i Elektronika: półrocznik Akademii Górniczo-Hutniczej im. Stanisława Staszica w Krakowie [poprz. tyt.: Elektrotechnika] – 2005, t. 24, z. 1, s. 93–99
- [11] Sieklucki G., Orzechowski T., Sykulski R., *Tuning of Speed Loop in Indirect Field Oriented Control of Induction Motors*, [w:] ICC'2003: proceedings of 4th International Carpathian Control Conference (ICCC'2003): 17th international conference Automated Systems of Control of Technological Processes (ASRTP'2003): XXVIIIth seminary ASO'2003 "Instruments & control" (ASO'2003): 5th Automatyzacja maszyn, urządzeń i procesów (APRO) : High Tatras, Slovak Republic, May 26–29, 2003 / eds. Igor Podlubný, Karol Kostúr; SSAKI Slovak Society for Applied Cybernetics and Informatics. Faculty BERG Technical University of Kosice – Kosice: TU BERG Faculty, 2003 – s. 578–581. – Bibliogr. s. 581, Abstr.
- [12] Szklarski L., Jaracz K., *Sterowanie i regulacja w napędach elektrycznych. Automatyka napędów górniczych*, Skrypty uczelniane nr 911, AGH, Kraków 1983
- [13] Szklarski L., Jaracz K., Viteček A., *Optymalizacja układów napędowych*, PWN, Warszawa 1989
- [14] Tunia H., Kaźmierkowski M.P., *Podstawy automatyki napędu elektrycznego*, wyd. 2, PWN, Warszawa–Poznań 1983
- [15] Włas M., Guziński J., *Badanie układu napędowego silnika klatkowego z bezpośrednią regulacją momentu*. Materiały dydaktyczne Katedry Energoelektroniki i Maszyn Elektrycznych Politechniki Gdańskiej, Gdańsk 2006

Control systems of induction motor

Abstract

The article present the survey of the most applied induction motor's control systems. There are shown classic control systems of induction motor's rotational speed by applying change of number of poles per phase winding, slip change, frequency change. There are analyzed modern field oriented control and direct torque control.

Key words: induction motor, control system, field oriented control, direct torque control