

WŁAŚCIWOŚCI I STEROWANIE WSPÓŁCZESNYCH NAPĘDÓW ROBOTÓW

W referacie przedstawiono przegląd stosowanych obecnie systemów napędowych robotów. Dokonano analizy porównawczej napędów elektrycznych i pneumatycznych. Przedmiotem szczególnego zainteresowania są odmienne cechy tych napędów oraz modeli ich dynamiki. Zwrócono też uwagę na właściwości systemu napędowego jako obiektu regulacji.

FEATURES AND CONTROL OF MODERN ROBOTIC DRIVES

In the paper subsystems of drives currently applied in robots are surveyed. A comparative analysis of electrical and pneumatic drives is presented. In particular some features that differ these drives as well as their models are underlined. Attention was paid on properties of the drive system as an object of control.

1. WPROWADZENIE

W przeciwieństwie do szybkich zmian w konstrukcji układów sterowania rozwój napędów robotów nie był tak szybki i w związku z tym w robotyce przez szereg lat ważną rolę odgrywały napędy płynowe, które były poprzednio powszechnie stosowane w manipulatorach automatycznych. Warto zwrócić również uwagę na to, że manipulatory automatyczne były wyposażone głównie w zespoły ruchów liniowych, co wynikało z ich typowych zastosowań w procesach załadunku czy rozładunku maszyn, obsłudze taśmociągów, pakowaniu itp. Najprostszym rozwiązaniem technicznym pojedynczego zespołu ruchu liniowego jest wykorzystanie siłownika pneumatycznego lub hydraulicznego, którego obudowa stanowi także element konstrukcji mechanizmu manipulacyjnego. Łącząc takie zespoły ruchów można było tworzyć manipulatory kartezyjańskie o dwóch, a później o trzech stopniach swobody mechanicznej. Jednak wszystkie manipulatory kartezyjańskie charakteryzują się stosunkowo małą przestrzenią roboczą. Stąd też pojawiła się potrzeba zastosowania połączeń obrotowych. Od tego momentu dostrzeżono zalety elektrycznych zespołów napędowych, które w naturalny sposób pozwalają generować ruchy obrotowe.

Od początku lat siedemdziesiątych ubiegłego stulecia obserwowano gwałtowny wzrost udziału robotów z napędami elektrycznymi w ogólnej produkcji robotów przemysłowych. Jednocześnie najszybciej następowało wypieranie napędów hydraulicznych, głównie dlatego, że roboty hydrauliczne były zbyt wolne. Dodatkowym czynnikiem powodującym spadek produkcji robotów hydraulicznych były problemy konstrukcyjne związane z rozpraszaniem sprężonego oleju wzdłuż coraz bardziej złożonego łańcucha kinematycznego mechanizmu manipulacyjnego. Aktualne dane pozwalają oszacować, iż wśród obecnie produkowanych robotów przemysłowych ponad 90% jest wyposażonych w napędy elektryczne, a mniej niż 2% posiada napędy hydrauliczne.

Podstawowymi podzespołami systemu napędowego robota są: źródło energii pierwotnej, konwerter energii, zespoły sterowanych zaworów, elementy wykonawcze (którymi są siłowniki lub silniki wraz z przekładniami), układy pomiarowe, regulatory poszczególnych osi oraz sterownik nadrzędny. Struktura systemu napędowego jest ściśle związana z rozplywem energii dostarczanej do robota, która powinna trafiać w odpowiedniej postaci do elementów wykonawczych. Elementy wykonawcze powodują pożądane ruchy mechanizmów poszczególnych osi, co wiąże się z pokonaniem sił tarcia i nadaniem odpowiednich przyspieszeń elementom konstrukcyjnym manipulatora.

Należy podkreślić, że napędy elektryczne charakteryzują się stosunkowo dużą całkowitą sprawnością przetwarzania energii i dlatego znajdują obecnie bardzo szerokie zastosowanie w robotyce. Jednakże pozostałe parametry są ciągle lepsze dla napędów płynowych. Zarówno siłowniki pneumatyczne jak i hydrauliczne są w stanie generować większą moc z jednostkowej masy napędu, jak również wytwarzać dużo większe siły z jednostkowego przekroju powierzchni czynnej (powierzchnią czynną jest w silniku elektrycznym powierzchnia szczeliny powietrznej, a w siłownikach płynowych powierzchnia tłoka).

W tabeli 1 porównano dokładniej dwa najpopularniejsze rodzaje napędów robotów, to jest napędy elektryczne i napędy pneumatyczne.

Tab. 1. Podstawowe właściwości napędów elektrycznych i pneumatycznych

Porównywane właściwości	Silniki elektryczne	Siłowniki pneumatyczne
Fizyczna podstawa działania	$f = il \times B$	$f = (p_1 - p_2)S$
Typowy rodzaj ruchu	obrotowy	liniowy
Pasma dynamiczne	szerokie	wąskie
Możliwość odzysku energii	tak	nie
Wewnętrzne tarcie	pomijalnie małe	znaczące
Koszt	duży	mały

Podstawowe różnice pomiędzy napędami elektrycznymi a pneumatycznymi są konsekwencją użytego nośnika energetycznego. Przy stosowaniu prądu elektrycznego prędkość przepływu energii jest porównywalna z szybkością światła. Z kolei w układach pneumatycznych maksymalna prędkość transferu energii nie przekracza prędkości dźwięku. Stąd wynika istotna różnica w szybkości działania podzespołów elektrycznych w stosunku do podzespołów pneumatycznych.

Niezwykle ważnym zjawiskiem wykorzystywanym w inżynierii elektrycznej jest indukcja umożliwiająca bezkontaktowy przepływ energii. Dzięki temu można stosunkowo łatwo odzyskiwać energię zakumulowaną w poruszających się ogniwach manipulatora. Zjawisko indukcji nie ma swojego odpowiednika w pneumatyce.

2. NAPĘDY ELEKTRYCZNE

Napędy elektryczne posiadają szereg zalet, dzięki którym są powszechnie stosowane w robotach zarówno stacjonarnych jak i mobilnych. Podstawowymi korzystnymi cechami tych napędów są: prosty sposób dostarczania i konwersji energii, dobre dostosowanie do sterowania elektronicznego, wysoka sprawność energetyczna, dokładność i powtarzalność ruchów lepsza niż w przypadku napędów płynowych, nie zanieczyszczanie środowiska oraz stosunkowo cicha praca.

Właściwości elektrycznego zespołu napędowego zależą od rodzaju stosowanego silnika, przekładni mechanicznej, wzmacniacza mocy oraz od sposobu sterowania tego wzmacniacza. Układ napędowy musi być rozważany jako integralna jednostka, której wejściem jest odpowiedni sygnał analogowy lub cyfrowy określający zadaną pozycję wału wyjściowego, moment napędowy na tym wale lub jego prędkość obrotową. Pożądane jest, aby układ napędowy zachowywał się w przybliżeniu jak element proporcjonalny, czyli aby sygnał wyjściowy stosunkowo szybko i bez przeregulowań dochodził do zadanej wartości określonej przez poziom sygnału wejściowego.

Istnieją dwie zasadnicze grupy napędów elektrycznych, które znajdują zastosowanie w robotyce: napędy z wysokoobrotowym silnikiem i przekładnią redukcyjną oraz bezprzekładniowe napędy z wysokomomentowym silnikiem.

Najpopularniejsze są napędy z przekładnią redukcyjną. Wynika to stąd, że dla większości silników elektrycznych wartość maksymalnej siły, którą można wygenerować z jednostki powierzchni czynnej jest bardzo mała. Aby zatem uzyskać stosunkowo dużą moc silnika, należy dążyć do zwiększania prędkości obrotowej wirnika. To z kolei zmusza do stosowania przekładni redukcyjnej, która powiększa masę i gabaryty zespołu napędowego. Optymalnym z tego względu rozwiązaniem jest stosowanie silników o znamionowej prędkości wirowania wału od 1500 do 6000 obrotów na minutę oraz przekładni od 1:50 do 1:200.

2.1. Napędy elektryczne z silnikami prądu stałego

Historycznie pierwszym typem napędu elektrycznego stosowanym w robotach był serwonapęd z komutatorowym silnikiem prądu stałego. Najbardziej efektywne okazały się silniki z osiowym polem magnetycznym, nazywane również silnikami tarczowymi. Równania dynamiki silnika prądu stałego wyprowadza się najczęściej przy założeniach, że strumień magnetyczny ma stałą wartość, nie występuje efekt nasycania się obwodu magnetycznego oraz można pominąć histerezę magnetyczną. W takim przypadku zależność pomiędzy napięciem twornika $u_a(t)$ i prądem twornika $i_a(t)$ jest określona następująco

$$R_a i_a(t) + L_a \frac{di_a(t)}{dt} + e_a(t) = u_a(t). \quad (1)$$

W tym wzorze R_a i L_a oznaczają odpowiednio rezystancję i indukcyjność uzwojenia twornika, a $e_a(t)$ jest siłą elektromotoryczną (SEM) indukowaną w uzwojeniu twornika wskutek ruchu obrotowego wirnika. Siła elektromotoryczna zależy od prędkości obro-

towej $\omega(t)$ zgodnie z relacją $e_a(t) = c_s \omega(t)$, przy czym współczynnik c_s jest stałą konstrukcyjną silnika.

Podstawową zaletą powyższego modelu jest jego liniowość. Jednak przy dokładniejszej analizie procesów elektromagnetycznych w silniku należałoby uwzględnić wspomniane wyżej nieidealności obwodu magnetycznego. W efekcie model silnika byłby bardziej skomplikowany i na przykład należałoby traktować indukcyjność twornika jako funkcję prądu twornika. Podobnie, skutek reakcji twornika stała konstrukcyjna silnika c_s zmienia swoją wartość przy zmianach poziomu prądu i_a . Z kolei rezystancja twornika R_a zależy od temperatury uzwojenia. Należy jednak pamiętać, że silniki napędzające złącza manipulatora pracują zawsze w zamkniętej pętli regulacji. Dzięki temu występuje znaczne ograniczenie wpływu nieliniowości podzespołów na właściwości dynamiczne całego układu regulacji. Z tego powodu przyjęcie modelu liniowego silnika prądu stałego jest w tym przypadku uzasadnione.

Wskutek oddziaływania pola magnetycznego wytwarzanego przez magnesy umieszczone na stojanie z prądem płynącym przez uzwojenie wirnika wytwarzany jest elektromagnetyczny moment napędowy $\tau_e(t)$. Relację ilościową pomiędzy prądem silnika i tym momentem można wyznaczyć w oparciu o porównanie chwilowej mocy elektrycznej źródła SEM, to jest $p_e(t) = i_a(t)e_a(t) = i_a(t)c_s\omega(t)$, z chwilową mocą mechaniczną $p_m(t) = \tau_e(t)\omega(t)$, skąd otrzymuje się relację

$$\tau_e(t) = c_s i_a(t). \quad (2)$$

Moment elektromagnetyczny powoduje ruch obrotowy wirnika i napędzanego mechanizmu, przy czym moment mechaniczny na wale silnika wyraża się wzorem

$$\tau(t) = \tau_e(t) - J_w \frac{d\omega(t)}{dt} - \tau_{tarcia}(\omega), \quad (3)$$

przy czym J_w oznacza moment bezwładności wirnika.

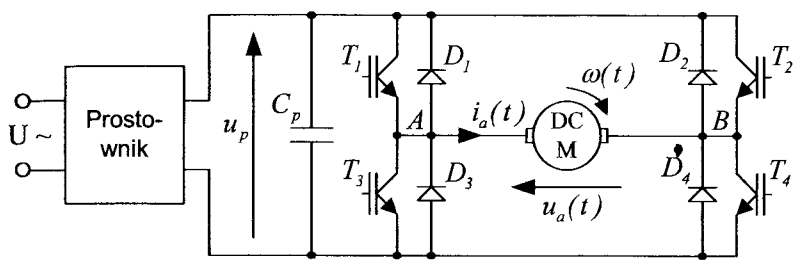
Jeżeli tarcie jest pomijalnie małe albo też akceptowalne jest założenie, że moment tarcia jest proporcjonalny do prędkości obrotowej ω , to komutatorowy silnik prądu stałego jest liniowym elementem dynamicznym. Po zastosowaniu przekształcenia Laplace'a do równań (4.1) i (4.3), przy założeniu iż tarcie jest pomijalne, otrzymuje się zależność między transformatami sygnałów $u_a(s)$, $\tau(s)$ i $\omega(s)$ w postaci

$$\omega(s) = \frac{I}{c_s(T_m T_e s^2 + T_m s + I)} u_a(s) - \frac{R_a(T_e s + I)}{c_s^2(T_m T_e s^2 + T_m s + I)} \tau(s). \quad (4)$$

Tutaj wprowadzono tradycyjnie oznaczenia dwóch stałych czasowych, to jest elektrycznej stałej czasowej $T_E = L_a/R_a$ i mechanicznej stałej czasowej $T_m = R_a J_w / c_s^2$. Dla typowego silnika prądu stałego małej i średniej mocy, stosowanego w robotach, elektryczna stała czasowa jest rzędu 4÷10 ms, podczas gdy mechaniczna stała czasowa jest 3÷5 razy większa (przy uwzględnieniu jedynie bezwładności wirnika).

Do zasilania silników prądu stałego, stosowanych w robotach, stosuje się powszechnie przekształtniki z modulacją szerokości impulsów (MSI). Na rysunku 1 pokazano sche-

mat najpopularniejszego przekształtnika, tak zwanego mostkowego. Zasadniczymi elementami tego układu są cztery przełączające tranzystory. Aktualnie najlepszymi do tego celu są tranzystory bipolarne z izolowaną bramką, typu IGBT, gdyż charakteryzują się krótkimi czasami przełączania (rzędu pojedynczych mikrosekund) oraz małymi stratami energii, zarówno w stanach statycznych jak i przy przełączaniu. Tranzystory wraz z równoległymi diodami komutacyjnymi tworzą cztery gałęzie mostka. Mostek jest zasilany napięciem u_p z obwodu pośredniczącego prądu stałego, stabilizowanego przez kondensator C_p .



Rys. 1. Przekształtnik mostkowy z modulacją szerokości impulsów

Ponieważ uzwojenie wirnika ma charakter indukcyjny, zatem w celu uniknięcia występowania przepięć należy we wszystkich stanach przejściowych umożliwić przepływ prądu przez silnik, zapewniają to diody $D_1 \div D_4$.

Układ sterowania przekształtnika zapewnia naprzemienne załączanie i wyłączenie dwóch par tranzystorów w taki sposób, aby przy stałym okresie impulsowania T_p zmieniać udział czasów trwania dwóch stanów mostka. Czasy te oznaczono odpowiednio przez αT_p i $(1-\alpha)T_p$, gdzie $0 \leq \alpha \leq 1$. W pierwszym stanie tranzystory T_1 i T_4 są załączone, a tranzystory T_2 i T_3 wyłączone. Względna szerokość impulsów powodujących zmiany potencjałów punktów A i B jest określona przez współczynnik α . Modulując szerokość impulsów przekształtnika można regulować średnią wartość prądu silnika a zatem i średnią wartość momentu silnika. Zwykle przekształtnik taki pracuje ze stałą częstotliwością $f = 1/T_p$, która wynosi od kilku do kilkunastu kHz.

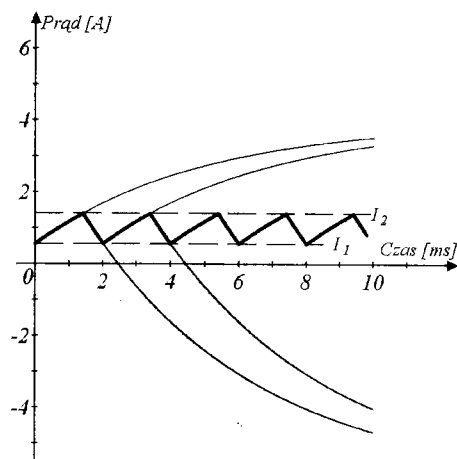
Prąd, a zatem i moment elektromagnetyczny silnika, ma charakter pulsacyjny. Średnia wartość prądu wyraża się wzorem

$$\bar{i}_a = \frac{u_p}{R_a} (2\alpha - 1) - \frac{e_a}{R_a} \tag{5}$$

Można również pokazać, że średnia wartość napięcia na indukcyjności twornika w jednym okresie pracy przekształtnika jest równa zero. Dla wartości średnich napięcia i prądu twornika zachodzi związek

$$R_a \bar{i}_a + e_a = \bar{u}_a \tag{6}$$

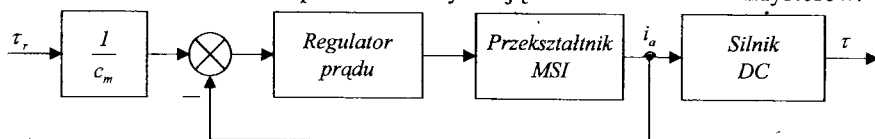
Przykładowy przebieg czasowy prądu twornika pokazano na rysunku 2.



Rys. 2. Przebieg prądu silnika zasilanego z przekształtnika MSI

W podsumowaniu rozważań dotyczących właściwości omawianego zespołu napędowego należy podkreślić następujące cechy dynamiczne tego obiektu:

- po każdej zmianie stanu mostka wszystkie zmiany prądu twornika, a zatem i momentu elektromagnetycznego, odbywają się ze stałą czasową T_e ;
- w przebiegu generowanego momentu elektromagnetycznego silnika występują pulsacje, których amplituda jest tym mniejsza im mniejszy jest stosunek T_p / T_e . Amplituda tych pulsacji zależy również od współczynnika wypełnienia impulsów i jest największa gdy $\alpha = 0,5$;
- jeżeli wewnętrzny algorytm sterowania przekształtnika jest oparty o porównanie zadanego i rzeczywistego poziomu prądu silnika (jak na rysunku 3), to powinny być brane pod uwagę również właściwości dynamiczne toru regulacji prądu silnika. Składają się na nie: opóźnienia związane w pomiarze prądu i przetwarzaniem sygnałów oraz opóźnienie reakcji podukładu sterującego kluczem tranzystorowymi na zmianę obliczonego współczynnika α . Opóźnienia te wynikają ze skończonej częstotliwości pracy cyfrowego sterownika przekształtnika. Należy również uwzględnić właściwości dynamiczne regulatora prądu silnika. Regulator ten ma z reguły charakter PI, przy czym stała czasowa części całkującej (czas zdwojenia) jest co najmniej równa kilku okresom próbkowania w torze pomiaru prądu, aby między innymi zwiększyć odporność układu na zakłócenia pomiarowe wynikające z kluczkowania tranzystorów.



Rys. 3. Struktura zespołu napędowego jednej osi robota

Przy aktualnie uzyskiwanych częstotliwościach przetwarzania sygnałów w układzie wewnętrznego sterowania przekształtnika (zwłaszcza gdy są stosowane procesory sygnałowe) oraz przy uzyskiwanych wartościach stosunku T_p/T_e można przyjąć z dobrym przybliżeniem, że układ napędowy z silnikiem komutatorowym zasilanym z przekształtnika tranzystorowego zachowuje się jak obiekt pierwszego rzędu o stałej czasowej T_e' , która jest nieznacznie większa niż elektryczna stała czasowa silnika T_e .

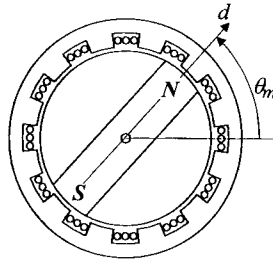
W przypadku gdy przekładnia redukcyjna zespołu napędowego może być traktowana jako idealny element proporcjonalny parametry mechaniczne układu napędowego, takie jak masa zespołu napędowego, moment bezwładności wirnika i przekładni, mogą być włączone do ogólnego modelu dynamiki manipulatora.

2.2. Napędy elektryczne z silnikami bezszczotkowymi

Od początku lat dziewięćdziesiątych ubiegłego wieku napędy z silnikami komutatorowymi zaczęły być wypierane przez napędy z silnikami bezszczotkowymi. Silniki bezszczotkowe są obecnie najbardziej popularne w zastosowaniach robotycznych. Wszystkie rodzaje tych silników stosowane w robotyce posiadają magnesy trwałe ze stopów metali ziem rzadkich umieszczone na wirniku i uzwojenie wielofazowe umieszczone na stojanie. Komutacja musi być sterowana przy wykorzystaniu monitorowania położenia kąowego wirnika za pomocą magnetycznych, elektromaszynowych lub optycznych sensorów. Ten bardziej złożony sposób sterowania powoduje, że wzrasta liczba przewodów łączących silnik z jego sterownikiem. Wynosi ona od 9 do 15. Rodzi to czasami poważne problemy związane z okablowaniem manipulatora.

Silniki bezszczotkowe mają szereg zalet w stosunku do klasycznych silników prądu stałego. Charakteryzują się przede wszystkim znacznie większą niezawodnością wynikającą z braku komutatora. Również z tego powodu powodują znacznie mniejsze zakłócenia elektromagnetyczne. Mają dużo lepsze warunki odprowadzanie ciepła z uzwojeń, które umieszczone są na stojanie. W związku z tym lepiej nadają się do zastosowań robotycznych, w których silnik musi pracować w szerokim przedziale prędkości, a zatem stosowanie wentylatorów umieszczonych na osi wirnika byłoby całkowicie nieskuteczne. Co więcej, silniki te charakteryzują się mniejszą inercją wirnika, mniejszą wagą i mniejszymi wymiarami w porównaniu do klasycznego silnika o porównywalnej mocy. Zwykle mechaniczna stała czasowa silnika bezszczotkowego jest mniejsza niż stała elektryczna. Ta ostatnia zaś jest porównywalna ze stałą elektryczną klasycznego silnika komutatorowego.

Na rysunku 4 pokazano schematyczny przekrój silnika z pojedynczym magnesem trwałym umieszczonym na wirniku. Wielofazowe uzwojenie umieszczone jest w żłobkach stojana. Położenie wirnika względem stojana jest określone przez kąt θ_m liczony od osi symetrii uzwojenia pierwszej fazy do osi podłużnej wirnika, oznaczonej jako d . Z reguły na wirniku umieszcza się większą liczbę magnesów trwałych. Jeżeli wirnik posiada m par biegunów magnetycznych, to przy jednym pełnym obrocie wirnika nastąpi indukowanie m pełnych okresów napięcia w wybranej fazie uzwojenia. W tym przypadku zachodzi relacja $\theta_e = m\theta_m$, przy czym θ_e jest kątem elektrycznym, a θ_m jest kątem mechanicznym określającym położenie wirnika.



Rys. 4. Uproszczony przekrój poprzeczny silnika bezszczotkowego

Dynamikę procesów elektromagnetycznych silnika posiadającego n faz najwygodniej jest przedstawić w zwartej postaci wykorzystując rachunek macierzowo-wektorowy. Podstawowe równanie opisujące relację pomiędzy chwilowymi wartościami wektorów napięć fazowych $\mathbf{u}_f = [u_{f1} \ u_{f2} \ \dots \ u_{fn}]^T$, prądów fazowych

$\mathbf{i}_f = [i_{f1} \ i_{f2} \ \dots \ i_{fn}]^T$ oraz strumieni magnetycznych skojarzonych z kolejnymi uzwojeniami stojana $\boldsymbol{\psi}_f = [\psi_{f1} \ \psi_{f2} \ \dots \ \psi_{fn}]^T$ przedstawia równanie wektorowe [5]

$$\frac{d\boldsymbol{\psi}_f(\theta_e, \mathbf{i}_f)}{dt} + \mathbf{R}_f \mathbf{i}_f(t) = \mathbf{u}_f(t) \quad (7)$$

przy czym $\mathbf{R}_f = \text{diag}\{R_{f1} \ R_{f2} \ \dots \ R_{fn}\}$ jest diagonalną macierzą rezystancji poszczególnych faz uzwojenia. Wielkości wektorowe występujące w tym równaniu są dla uproszczenia nazywane wektorami napięcia, prądu i skojarzonego strumienia magnetycznego silnika. Wyrażone są one w naturalnym dla każdego silnika n -wymiarowym układzie współrzędnych związanym z kolejnymi fazami uzwojeń.

Wektor skojarzonego strumienia magnetycznego jest sumą strumienia pochodzącego od magnesów trwałych oraz strumienia wynikającego z indukcyjności uzwojeń i wynosi

$$\boldsymbol{\psi}_f(\theta_e, \mathbf{i}_f) = \boldsymbol{\psi}_m(\theta_e) + \mathbf{L}_f(\theta_e) \mathbf{i}_f. \quad (8)$$

Wektor strumienia magnetycznego $\boldsymbol{\psi}_m(\theta_e)$ pochodzącego od magnesów trwałych ma postać

$$\boldsymbol{\psi}_m(\theta_e) = \begin{bmatrix} \psi_{m1}(\theta_e) \\ \psi_{m2}(\theta_e) \\ \vdots \\ \psi_{mn}(\theta_e) \end{bmatrix}. \quad (9)$$

Macierz indukcyjności $\mathbf{L}_f(\theta_e)$ ma wymiary $n \times n$, przy czym elementy na głównej przekątnej reprezentują indukcyjności własne kolejnych uzwojeń, a pozostałe elementy reprezentują indukcyjności wzajemne pomiędzy poszczególnymi uzwojeniami stojana.

Różniczkując względem czasu związek (8) otrzymuje się

$$\frac{d}{dt}(\psi_f(\theta_e, \dot{\theta}_e, \mathbf{i}_f)) = \frac{d\psi_m}{d\theta_e} \dot{\theta}_e + \frac{dL_f}{d\theta_e} \dot{\theta}_e \mathbf{i}_f + L_f(\theta_e) \frac{d\mathbf{i}_f}{dt} \quad (10)$$

i wtedy równanie (7) przyjmuje postać

$$\frac{d\psi_m}{d\theta_e} \dot{\theta}_e + \frac{dL_f}{d\theta_e} \dot{\theta}_e \mathbf{i}_f(t) + L_f(\theta_e) \frac{d\mathbf{i}_f(t)}{dt} + R_f \mathbf{i}_f(t) = \mathbf{u}_f(t). \quad (11)$$

Przy ruchu obrotowym wirnika indukowana jest w każdej z faz uzwojenia stojana siła elektromotoryczna. Te siły elektromotoryczne można zestawić w wektor \mathbf{e}_f , przy czym wartość tego wektora jest równa wektorowi napięć \mathbf{u}_f przy braku przepływu prądu w uzwojeniach stojana. Zatem na podstawie ostatniego wzoru, dla $\mathbf{i}_f = \mathbf{0}$ oraz $d\mathbf{i}_f/dt = \mathbf{0}$, otrzymuje się

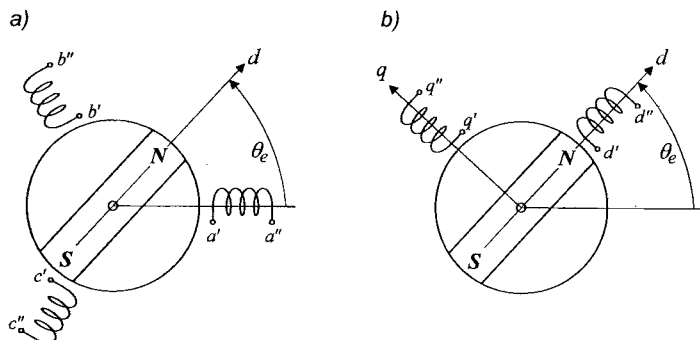
$$\mathbf{e}_f(\theta_e, \dot{\theta}_e) = \frac{d\psi_m}{d\theta_e} \dot{\theta}_e = \frac{d\psi_m}{d\theta_e} \omega_e. \quad (12)$$

Ze względu na kształt przebiegu siły elektromotorycznej indukowanej w uzwojeniach stojana wyróżnia się dwa podstawowe rozwiązania konstrukcyjne silników bezszczotkowych z magnesami trwałymi. W pierwszym z nich, przy ruchu wirnika ze stałą prędkością obrotową, siła elektromotoryczna indukowana w uzwojeniu wybranej fazy ma postać zbliżoną do fali prostokątnej lub trapezowej. W drugim rozwiązaniu, przy takim samym ruchu wirnika, indukowana siła elektromotoryczna ma charakter sinusoidalnie zmienny. W obu przypadkach fale napięcia są synchroniczne z ruchem obrotowym wirnika, a ich amplitudy są proporcjonalne do prędkości tego ruchu. Kształt SEM indukcji zależy przede wszystkim od sposobu rozmieszczenia uzwojeń w żłobkach stojana. Ponadto, by zbliżyć kształt siły elektromotorycznej do idealnego przebiegu trapezoidalnego lub sinusoidalnego stosuje się dodatkowo specjalne techniki budowy wirnika. Często polega to na zastąpieniu jednego jednorodnego magnesu trwałego niejednorodnym zestawem blokowym. Elementy tego zestawu mogą różnić się wielkościami siły korekcji lub kierunkami magnetyzacji [7].

Pierwsze rozwiązanie, z trapezoidalną SEM, jest stosowane w silnikach dostosowanych raczej do pracy z regulowaną prędkością niż z regulowanym momentem napędowym. Przy trapezoidalnej SEM będą zawsze występowały tętnienia momentu w chwilach zmiany kierunku prądu płynącego przez uzwojenie danej fazy, zwłaszcza że stromość narastania prądu jest ograniczona przez maksymalne napięcie przekształtnika MSI, z którego jest zasilany silnik. Z tego względu, przy klasycznym sterowaniu takiego silnika, chwilowe spadki momentu napędowego mogą sięgać nawet 25% momentu znamionowego [6]. Drugie rozwiązanie konstrukcyjne, z sinusoidalną SEM, pozwala na uzyskanie bardzo gładkiego przebiegu generowanego momentu napędowego przy zasilaniu uzwojeń silnika prądami sinusoidalnie zmiennymi, synchronicznymi w stosunku do położenia kąтового wirnika.

Silniki bezszczotkowe budowane są najczęściej jako trójfazowe, gdyż w tym przypadku liczba elementów energoelektronicznych przypadających na jedną fazę osiąga swoje minimum. Kolejne fazy uzwojenia silnika są zwyczajowo oznaczane literami a , b , c i z

fazami tymi można zwi zacz naturalny uk lad współrzędnych stojana oznaczany jako $\{S\}$. Silniki trójfazowe są zawsze w pełni symetryczne zarówno pod względem mechanicznym jak i elektrycznym. Jest to podstawowy warunek minimalizacji tętnień generowanego momentu napędownego. Jeśli trójfazowe zasilanie silnika jest również w pełni symetryczne, to można dokonać znacznego uproszczenia opisu dynamiki procesów elektromagnetycznych wprowadzając pojęcie równoważnego dwufazowego modelu tego silnika. Zilustrowano to na rysunku 5.



Rys. 5. Schematyczne rozmieszczenie uzwojeń w silniku trójfazowym i w jego równoważnym dwufazowym modelu

Z wirnikiem związany jest prostokątny uk lad współrzędnych $\{dq\}$, przy czym oś d jest nazywana osią podłużną, a oś q jest nazywana osią poprzeczną wirnika. Podstaw  wyznaczania równoważnego modelu jest zastosowanie przekszta lenia Parka [25], które transformuje wartoćci chwilowe napięć i prądów z uk ladu $\{S\}$ do uk ladu $\{dq\}$. To liniowe przekszta lenie jest realizowane zgodnie z wzorami

$${}^{dq}\mathbf{u}_f(t) = {}^{dq}\mathbf{S}_S(\theta_e)^S \mathbf{u}_f(t), \quad {}^{dq}\mathbf{i}_f(t) = {}^{dq}\mathbf{S}_S(\theta_e)^S \mathbf{i}_f(t). \quad (13)$$

Macierzą przekszta lenia jest

$${}^{dq}\mathbf{S}_S(\theta_e) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_e) & \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_e - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_e) & -\sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_e - \frac{4\pi}{3}) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix}. \quad (14)$$

Łatwo wykazać, że zachodzi tożsamość ${}^{dq}\mathbf{S}_S {}^{dq}\mathbf{S}_S^T = \mathbf{I}_{3 \times 3}$, co oznacza, że ${}^{dq}\mathbf{S}_S$ jest macierzą ortonormalną. A stąd wynika, że chwilowa moc elektryczna jest niezmiennikiem tego przekszta lenia.

Jeśli uzwojenia stojana są po czone w gwiazdę bez wyprowadzonego przewodu zerowego, to suma trzech prądów pływanych z przekszta lnika do silnika jest w każdej chwili równa zeru, czyli $i_{sa}(t) + i_{sb}(t) + i_{sc}(t) = 0$. Wtedy dynamika silnika może być przedstawiona w postaci równania

$$\begin{bmatrix} L_d \frac{di_d}{dt} \\ L_q \frac{di_q}{dt} \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_f i_d(t) \\ R_f i_q(t) \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -L_q i_q(t) \\ L_d i_d(t) \\ 0 \end{bmatrix} \dot{\theta}_e = \begin{bmatrix} u_d(t) \\ u_q(t) \\ u_o(t) \end{bmatrix} \quad (15)$$

To równanie jest słuszne dla silników o dowolnym kształcie SEM przeciwindukcji. Jednak w przypadku silników charakteryzujących się sinusoidalnym kształtem SEM wyrażenie ${}^{dq}S_S \frac{d\psi_m}{d\theta_e}$ można dalej znacznie uprościć i wówczas uzyskuje się ostateczny wektorowo-macierzowy opis silnika w układzie $\{dq\}$

$$\begin{bmatrix} L_d \frac{di_d}{dt} \\ L_q \frac{di_q}{dt} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_f i_d(t) \\ R_f i_q(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\psi_{mq}(\theta_e) - L_q i_q(t) \\ \psi_{md}(\theta_e) + L_d i_d(t) \end{bmatrix} \dot{\theta}_e = \begin{bmatrix} u_d(t) \\ u_q(t) \end{bmatrix} \quad (16)$$

Po lewej stronie powyższego równania występuje suma trzech składników, z których każdy reprezentuje wektor napięcia. Pierwszy składnik przedstawia spadki napięć na indukcyjnościach L_d oraz L_q , które są proporcjonalne do pochodnych względem czasu prądów $i_d(t)$ oraz $i_q(t)$. Drugi składnik przedstawia spadki napięć na rezystancjach uzwojeń. Z kolei trzeci składnik reprezentuje tę część napięcia zasilającego, która jest związana z ruchem wirnika. Odpowiadająca jej energia elektryczna jest przekształcana na energię pola elektromagnetycznego, a następnie na energię mechaniczną. Dla mocy chwilowych zachodzi więc relacja

$$\begin{bmatrix} i_d(t) & i_q(t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\psi_{mq}(\theta_e) - L_q i_q(t) \\ \psi_{md}(\theta_e) + L_d i_d(t) \end{bmatrix} \dot{\theta}_e = \tau_e(t) \dot{\theta}_m, \quad (17)$$

gdzie $\tau_e(t)$ jest wartością chwilową elektromagnetycznego momentu napędowego. Stąd, po uwzględnieniu związku pomiędzy prędkością kątową elektryczną a prędkością kątową mechaniczną $\dot{\theta}_e = m \dot{\theta}_m$, otrzymuje się wzór na elektromagnetyczny moment napędowy silnika

$$\tau_e(t) = m(\psi_{md}(\theta_e) i_q(t) - \psi_{mq}(\theta_e) i_d(t) + (L_d - L_q) i_d(t) i_q(t)). \quad (18)$$

Z tego wzoru wynika, że elektromagnetyczny moment napędowy silnika ma swoje dwa niezależne źródła. Pierwszym z nich jest pole magnetyczne wytwarzane przez magnesy trwałe, a drugim różnica w reluktancji obwodu magnetycznego w osiach d i q . Zatem, całkowity moment elektromagnetyczny silnika jest sumą momentu głównego, pochodzącego od magnesów trwałych

$$\tau_{eg}(t) = m(\psi_{md}(\theta_e) i_q(t) - \psi_{mq}(\theta_e) i_d(t)) \quad (19)$$

oraz momentu reluktancyjnego

$$\tau_{er}(t) = m(L_d - L_q)i_d(t)i_q(t) \quad (20)$$

W przypadku silnika o idealnie sinusoidalnej SEM uzyskuje się dalej $\psi_{md} = \sqrt{\frac{2}{3}}\psi_m$

oraz $\psi_{mq} = 0$, i wtedy wzór na moment główny upraszcza się do postaci

$$\tau_{eg}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}}m\psi_m i_q(t). \quad (21)$$

Jeżeli prądy zasilające uzwojenia stojana takiego silnika mają charakter sinusoidalnie zmienny

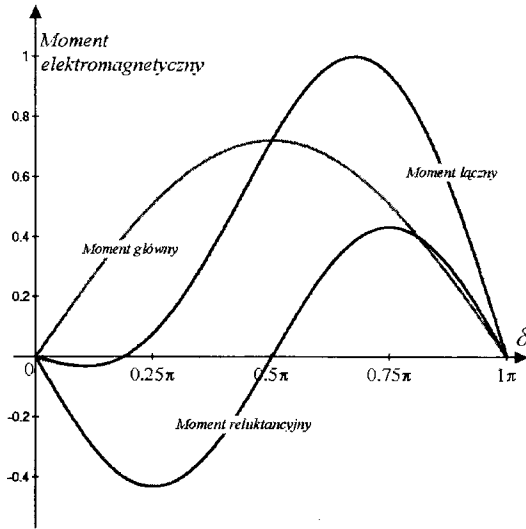
$$s\mathbf{i}_f = \begin{bmatrix} \sqrt{2}i_{fs} \cos(\theta_e + \delta) \\ \sqrt{2}i_{fs} \cos(\theta_e + \delta - \frac{2\pi}{3}) \\ \sqrt{2}i_{fs} \cos(\theta_e + \delta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix}, \quad (22)$$

to otrzymuje się $i_d = \sqrt{3}i_{fs} \cos(\delta)$ oraz $i_q = \sqrt{3}i_{fs} \sin(\delta)$ i wówczas wyrażenia na moment elektromagnetyczny główny i reluktancyjny przyjmują postaci

$$\tau_{eg} = \sqrt{2}m\psi_m i_{fs} \sin(\delta), \quad \tau_{er} = \frac{3}{2}m(L_d - L_q)i_{fs}^2 \sin(2\delta). \quad (23)$$

Z ostatnich zależności wynika, że przy takim sterowaniu silnika oba składniki momentu nie zależą od położenia kąowego wirnika. Jest to bardzo ważna cecha silnika o sinusoidalnej przeciw-SEM. Trzeba jednak pamiętać, że ten rezultat uzyskano przy założeniu pełnej symetrii konstrukcji mechanicznej i elektrycznej silnika. W rzeczywistości wskutek umieszczenia uzwojeń w żłobkach stojana właściwości obwodu magnetycznego przy ruchu wirnika stają się dodatkowo okresowymi funkcjami o okresie $2\pi/z$, gdzie z jest liczbą żłobków stojana. W takim przypadku należy dodatkowo uwzględnić tzw. moment żłobkowy, który deformuje przebieg momentu łącznego. Aby zminimalizować to niekorzystne zjawisko stosowane jest ukosowanie żłobków stojana, polegające na tym, że oś żłobka nie jest równoległa do osi obrotu wirnika a ma kształt spiralny ze skokiem o jeden pełny ząb na całej długości stojana. Technika ta pozwala na zmniejszenie poziomu momentu żłobkowego do około 1-3 % momentu znamionowego [6, 7].

Z wzorów (23) widać, że moment elektromagnetyczny silnika o sinusoidalnej SEM można regulować przy pomocy dwóch wielkości. Pierwszą z nich jest wartość skuteczna prądu fazowego i_{fs} , a drugą kąt fazowy δ . Na rysunku 6 pokazano przebiegi zmian momentu głównego, reluktancyjnego oraz łącznego w funkcji kąta fazowego δ przy stałej wartości prądu i_{fs} .



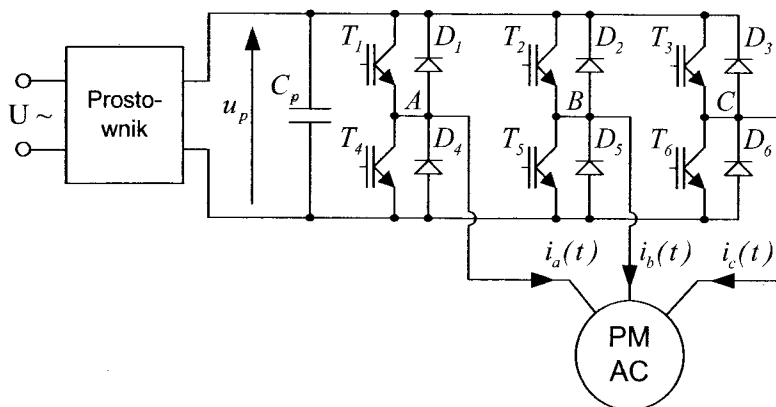
Rys. 6. Typowa charakterystyka momentu elektromagnetycznego

Moment łączny jest nieliniową funkcją zarówno wartości tego prądu jak i kąta fazowego. Aby uprościć sterowanie takim silnikiem bardzo często jest stosowana tzw. metoda orientacji wektora pola polegająca na tym, że utrzymywana jest stała wartość kąta fazowego $\delta = \pi/2$, wtedy $i_d = 0$ oraz $i_q = \sqrt{3}i_{fs}$. Zatem moment reluktancyjny jest równy zero, a moment elektromagnetyczny silnika jest równy

$$\tau_e = \sqrt{2}m\psi_m i_{fs} \quad (24)$$

Moment ten staje się liniową funkcją wartości skutecznej prądu fazowego, a więc zachodzi bezpośrednia analogia do wzoru (2) opisującego moment napędowy komutatorowego silnika prądu stałego.

Do zasilania silników trójfazowych stosowane są powszechnie przekształtniki energoelektroniczne złożone z zespołu sześciu łączników półprzewodnikowych, zestawionych w trzy pary. Na rysunku 7 pokazano schemat takiego układu. W przekształtnikach tych jest wykorzystywana metoda modulacji szerokości impulsów do kształtowania trzech fal prądowych wytwarzanych w uzwojeniach stojana silnika.



Rys. 7. Schemat przekształtnika zasilającego silnik trójfazowy

Teoretycznie zespół tranzystorów przekształtnika może znajdować się w jednym z $2^6=64$ stanów. Jednak część z nich musi być wykluczona, te mianowicie, w których oba tranzystory w parze są załączone. Wtedy bowiem nastąpiłoby zwarcie źródła zasilania. Spośród pozostałych stanów należy wyróżnić stan neutralny, w którym wszystkie tranzystory są wyłączone, a ewentualne zanikające prądy płynące przez indukcyjności uzwojeń zamykają się wtedy przez diody zwrotne. Najistotniejszą rolę w kształtowaniu prądów silnika odgrywają stany aktywne łączników tranzystorowych. Przez dobór strategii sterowania par tranzystorów można kształtować przebiegi prądowe w kolejnych uzwojeniach, które mogą mieć niemal dowolny kształt. W szczególności, najistotniejsze są symetryczne przebiegi o kształcie prostokątnym lub sinusoidalnym, synchronizowane z położeniem kątowym wirnika.

2.3. Inne napędy elektryczne

Pozostałe silniki elektryczne, to jest silniki krokowe oraz silniki indukcyjne mają ograniczone zastosowanie w robotach przemysłowych. Z tego powodu ich właściwości zostaną jedynie scharakteryzowane, bez podawania formuł opisujących ich dynamikę.

Termin silnik krokowy jest używany do określenia silnika elektrycznego przystosowanego do sterowania pozycyjnego w torze otwartym, to jest bez użycia sensorów położenia. Silniki krokowe posiadają wielofazowe uzwojenia stojana, tak rozłożone przestrzennie aby SEM miała kształt trapezoidalny. Cechą charakterystyczną tych silników jest sposób zasilania uzwojenia stojana, mianowicie w każdej chwili czasowej jest zasilane uzwojenie jednej fazy przez przyłączenie uzwojenia tej fazy do źródła napięcia stałego.

Stosowane są dwie odmiany tych silników. Pierwszą z nich są silniki z wirnikami zawierającymi magnesy trwałe. Podanie zasilania na określoną fazę stojana powoduje wystąpienie momentu obrotowego, proporcjonalnego do sinusa kąta δ pomiędzy osią tego uzwojenia a osią podłużną wirnika. Moment ten powoduje obrót wirnika w kierunku nowego położenia równowagi. Po zaniku procesów przejściowych ustala się uchyb pozycyjny zależy od momentu obciążenia silnika. Druga odmiana silników krokowych posiada wirniki wykonane z materiału ferromagnetycznego miękkiego z wydatnymi zębami, przy czym liczba zębów jest stosunkowo duża i nie jest wielokrotno-

ścią liczby faz stojana. Te silniki wykorzystują zmiany reluktancji w osiach podłużnych i poprzecznych wirnika. Po wysterowaniu określonej fazy stojana generowany jest reluktancyjny moment napędowy o wartości określonej wzorem (20). Moment ten jest proporcjonalny do sinus kąta 2δ .

Zakres generowanych momentów jest ograniczony. W przypadku wystąpienia nawet chwilowego przeciążenia silnika może nastąpić jego rozsynchronizowanie. Niebezpieczeństwo wystąpienia tego zjawiska jest mniejsze w przypadku silników z magnesami trwałymi. Stąd też większość silników krokowych jest obecnie wykonywana w technice hybrydowej. Ich wirniki zawierają wystające magnesy trwałe, a moment elektromagnetyczny powstający po zasileniu określonej fazy jest wynikiem sumowania się momentu od magnesów trwałych i momentu reluktancyjnego.

Ze względu na zasadę pracy - sterowanie w torze otwartym, silniki te muszą być odpowiednio przewymiarowane i w związku z tym charakteryzują się stosunkowo małą sprawnością. Mimo tego, że koszt zespołu napędowego z silnikiem krokowym jest stosunkowo mały, to jednak zastosowanie w robotyce tych silników szybko maleje i jest ograniczone do mało precyzyjnych robotów przemysłowych i prostych robotów mobilnych, w których napędzają stawy kończyn.

Silniki indukcyjne mają szereg zalet, a zwłaszcza charakteryzują się prostotą konstrukcji, niezawodnością, niską ceną oraz dużym zakresem prędkości obrotowej. Posiadają również dużą sprawność energetyczną. Silniki te można uważać za najbardziej przyjazne dla środowiska, w tym sensie, że wszystkie elementy składowe silnika mogą zostać przetworzone w procesie jego utylizacji po zakończeniu eksploatacji. Łatwo można odzyskać aluminium, miedź i stal, z których są wytworzone podstawowe elementy silnika.

Jednakże silniki indukcyjne nie znalazły dotychczas szerszego zastosowania w robotyce. Podstawową tego przyczyną jest złożony system sterowania, który przy dużych wymaganiach dotyczących dynamiki napędu musi wykorzystywać metody polowozorientowane. Aby stosować tę technikę sterowania, należy określać składowe strumienia magnetycznego wirnika, które nie są bezpośrednio mierzalne. Istnieją obiecujące metody odtwarzania tych składowych strumienia przy wykorzystaniu różnych technik, które prawdopodobnie wkrótce pozwolą na zbudowanie taniego napędu dla robota o akceptowalnej dynamice [18]. Wydaje się jednak, że silniki te będą mogły znaleźć zastosowanie wyłącznie w dużych robotach przemysłowych, w których opłacalne będzie zastosowanie stosunkowo drogiego układu sterowania z wykorzystaniem odtwarzania składowych strumienia stojana.

W elektrycznych napędach z silnikami wysokoobrotowymi konieczne jest stosowanie przekładni mechanicznych. Należy pamiętać, że każda przekładnia charakteryzuje się określoną sprawnością, posiada bezwładność mechaniczną oraz wnosi luzy kinematyczne do całego układu napędowego. Ponadto niektóre elementy przekładni mogą mieć stosunkowo małą wartość współczynnika sprężystości i w związku z tym trzeba traktować całą przekładnię jako element elastyczny. To ostatnie zjawisko obserwowane jest w przypadku przekładni harmonicznycy oraz w tych wszystkich układach przeniesienia napędu, które wykorzystują bardzo popularne ostatnio paski zębate. O ile jednak elastyczność napędu jest bardzo niepożądana w szybkich robotach przemysłowych, gdyż powoduje skłonność do oscylacji i wymaga specjalnego sterowania, o tyle w robo-

tach mobilnych może być wręcz korzystna. Dotyczy to zwłaszcza napędów kończyn robotów kroczących, które dzięki elastyczności przekładni mogą lepiej dostosowywać się do nierówności terenu.

Odmianą grupą napędów elektrycznych robotów są tak zwane napędy bezpośrednie przy wykorzystaniu wysokomomentowych i wolnoobrotowych silników. Silniki te najczęściej są budowane jako krokowe reluktancyjne lub wielofazowe bezszczotkowe z magnesami trwałymi. Charakteryzują się one bardzo dużą średnicą wirnika, czasami budowane są jako dwuszczelinowe. Na wirniku znajdują się zwykle dodatkowe uzwojenia rezolwera, który umożliwia określenie położenia wirnika z dokładnością przekraczającą często 16 bitów. Nie wymagają one stosowania przekładni redukcyjnej. Wszystkie roboty z napędami bezpośrednimi charakteryzują się brakiem luzów mechanicznych i dużą sztywnością. Elektryczne napędy bezpośrednie są z powodzeniem stosowane w bardzo szybkich robotach montażowych o strukturze SCARA. Jest również możliwe wykorzystanie tych silników w robotach przemysłowych o innych strukturach kinematycznych, pod warunkiem jednak, że będą one umieszczone bezpośrednio przy podstawie i zostaną zastosowane mechaniczne systemy transmisyjne np. równoległowodny płaskie lub przestrzenne.

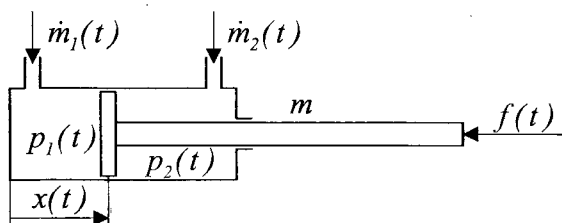
3. NAPĘDY PNEUMATYCZNE

Napędy pneumatyczne są obecnie stosowane w lekkich manipulatorach robotów przemysłowych o stosunkowo małej dokładności oraz w kroczących robotach mobilnych. Podstawową zaletą układów pneumatycznych jest prostota konstrukcji, niski koszt i wysoka niezawodność pracy. Napędy te mogą być również z powodzeniem stosowane w środowiskach wybuchowych lub narażonych na promieniowanie radioaktywne, gdzie zastosowanie napędu elektrycznego jest w zasadzie wykluczone.

3.1. Siłowniki pneumatyczne i mechanizmy przeniesienia napędu

Podstawowymi typami pneumatycznych elementów wykonawczych są: siłowniki jednostronnego działania ze sprężyną zwrotną, siłowniki dwustronnego działania, siłowniki beztłoczkowe o sprzężeniu magnetycznym. W konstrukcjach robotów przemysłowych najpopularniejszymi są siłowniki dwustronnego działania, a ostatnio również siłowniki beztłoczkowe. Z kolei w robotach kroczących dość powszechnie stosowane są siłowniki jedno- lub dwustronnego działania.

W celu omówienia równania dynamiki siłownika dwustronnego działania zostaną przyjęte oznaczenia jak na rysunku 8. Sterowanymi wielkościami wejściowymi są natężenia dopływu mas powietrza do obu komór \dot{m}_1 i \dot{m}_2 , zmiennymi wewnętrznymi są położenie tłoka $x(t)$ oraz ciśnienia w komorach $p_1(t)$ i $p_2(t)$. Natomiast wielkością wyjściową jest siła $f(t)$ równoważąca obciążenie zewnętrzne.



Rys. 8. Oznaczenia parametrów i zmiennych siłownika

Równanie dynamiki ruchomych mas jest określone wzorem

$$m\ddot{x} + f = p_1 A_1 - p_2 A_2 - f_t. \quad (25)$$

Równania bilansu energii gazu zasilającego komory siłownika, z uwzględnieniem pierwszej zasady termodynamiki, pozwalają na określenie relacji pomiędzy aktualną objętością komory, ciśnieniem gazu w komorze i dopływającą do komory masą gazu. W przypadku, gdy procesy przemiany gazowej mogą być traktowane jako adiabatyczne, to zmiany ciśnienia w komorach są opisane za pomocą następujących równań różniczkowych [19]:

$$\dot{p}_1 = -\frac{\kappa p_1 \dot{V}_1}{V_1} + \frac{\kappa R T \dot{m}_1}{V_1}, \quad (26)$$

$$\dot{p}_2 = -\frac{\kappa p_2 \dot{V}_2}{V_2} + \frac{\kappa R T \dot{m}_2}{V_2}, \quad (27)$$

gdzie V_1 i V_2 oznaczają chwilowe objętości komór, $\kappa = c_p/c_v$ jest wykładnikiem przemiany adiabatycznej, R jest uniwersalną stałą gazową wyrażoną w $(J \cdot K^{-1} \cdot kg^{-1})$, a T jest temperaturą powietrza w komorach wyrażoną w skali bezwzględnej. W siłownikach pneumatycznych stosowanych w robotyce procesy przemiany mogą być rzeczywiście traktowane jako adiabatyczne, bowiem czasy napełniania lub opróżniania komór siłowników są rzędu co najwyżej kilku sekund, a stałe czasowe wymiany ciepła przez ścianki cylindrów są rzędu kilku minut.

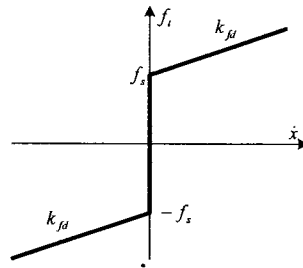
Chwilowe objętości komór można uzależnić od zmiennej $x(t)$, gdyż zachodzą związki $V_1(t) = A_1(l_{10} + x(t))$ oraz $V_2(t) = A_2(l_{20} - x(t))$, gdzie l_{10} i l_{20} są stałymi wartościami wynikającymi z ograniczeń na dopuszczalny zakres ruchu tłoka w cylindrze i objętości komór w skrajnych położeniach tłoka. Równania (26) i (27), po wykorzystaniu tych dwóch związków, można zapisać w postaci

$$\dot{p}_1(t) = -\frac{\kappa p_1(t) \dot{x}(t)}{l_{10} + x(t)} + \frac{\kappa R T \dot{m}_1(t)}{A_1(l_{10} + x(t))}, \quad (28)$$

$$\dot{p}_2(t) = -\frac{\kappa p_2(t) \dot{x}(t)}{l_{20} - x(t)} + \frac{\kappa R T \dot{m}_2(t)}{A_2(l_{20} - x(t))}. \quad (29)$$

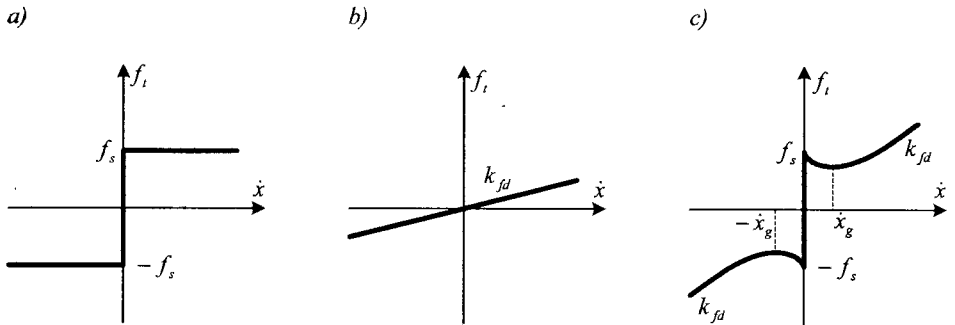
W siłownikach pneumatycznych istotną rolę odgrywa tarcie pomiędzy uszczelką tłoka a ściankami cylindra. Powszechnie przyjmuje się dość prosty model tarcia zawierający

dwa składniki, tj. tarcie statyczne i tarcie dynamiczne, w którym dominującą rolę odgrywa tarcie wiskotyczne. Na rysunku 9 pokazano przebieg sił tarcia odpowiadający powyższemu modelowi.



Rys. 9. Popularny model sił tarcia w funkcji prędkości ruchu tłoka

Jednakże oba składniki sił tarcia, to jest siła f_s i współczynnik k_{fd} zależą od docisku uszczelki tłoka do wewnętrznej ściany cylindra. Warto w tym miejscu przytoczyć również inne modele tarcia, przedstawione graficznie na rysunku 10.



Rys. 10. Inne modele sił tarcia w funkcji prędkości ruchu tłoka

Siłowniki w sposób naturalny są przystosowane do napędu złączy przesuwnych manipulatorów. Zatem, do uzyskania ruchu obrotowego złącza niezbędne jest zastosowanie dodatkowego mechanizmu przeniesienia napędu. Podstawowym układem tego typu jest mechanizm trójkąta, bardziej złożonym jest mechanizm czworoboku. Dobór parametrów tych mechanizmów można optymalizować ze względu na dopasowanie kształtu nieliniowej charakterystyki statycznej do przewidywanego obciążenia mechanizmów napędowych manipulatora [17].

Odmienne właściwości posiada mechanizm ciągnowy. Mechanizm ten wykorzystuje dwutłoczkowy siłownik dwustronnego działania. Dzięki temu zapewniona jest liniowość przekształcania położenia tłoka x na położenie kątowe złącza θ i jednocześnie liniowość przekształcania siły napędowej f siłownika na moment napędowy τ .

Napęd pneumatyczny nie wymaga stosowania przekładni redukujących prędkość ruchu a jednocześnie zwiększających moment napędowy. Jest to więc napęd bezpośredni, który ma i tę zaletę, że pozwala wykrywać kontakt manipulatora z elementami sztywnego otoczenia, na podstawie analizy ciśnień w obu komorach przy pozycyjnym stero-

waniu siłowników. W niektórych wypadkach daje to możliwość dość dobrego oszacowania sił kontaktowych pomiędzy efektem a otoczeniem robota [1, 8].

3.2. Zasilanie komór siłowników

Do modelowania dynamiki przepływu powietrza przez zawory przyjmowane są bardzo różne równania. Część z nich wynika z fizycznej analizy zjawisk przepływu powietrza przez dyszę, a inne wyprowadzone są w oparciu o wyniki badań eksperymentalnych.

Analiza zostaje przeprowadzona odmiennie dla dwóch rodzajów przepływów powietrza przez zawór. Pierwszym z nich jest przepływ podkrytyczny, który występuje gdy różnica ciśnień powietrza po obu stronach zaworu jest stosunkowo mała. Wtedy natężenie przepływu zależy między innymi od stosunku tych ciśnień. Jednakże, gdy różnica ciśnień zwiększa się prędkość przepływu powietrza przez zawór rośnie i po osiągnięciu prędkości dźwięku nie może dalej wzrastać. Wtedy przepływ powietrza jest nazywany nadkrytycznym. Zróznicowanie obszarów przepływu podkrytycznego i nadkrytycznego odbywa się na podstawie stosunku ciśnień na wyjściu i wejściu zaworu $\varepsilon = p/p_s$, a krytyczny współczynnik ciśnień przyjmuje wartość $\varepsilon_{kr} = 0,528$.

Wzory określające natężenie przepływu mas gazu przez zawór, w oparciu o fizyczną analizę zjawisk, są dość złożone [19]. Dlatego też w praktyce stosuje się szereg uproszczeń. Najdalej posuniętymi uproszczeniami jest linearyzacja tych równań wokół ustalonego punktu pracy. Ten ustalony punkt może być zdefiniowany jako średnie ciśnienie w komorze siłownika oraz średnia temperatura powietrza w komorze opróżnianej. Jednak oczywistym jest, że taki uproszczony model może mieć jedynie znaczenie lokalne, czyli bardzo ograniczone. Co najwyżej jest to akceptowalne w przypadku siłowników jednostronnego działania ze sprężyną zwrotną, pracujących przy niewielkich ruchach w stosunku do maksymalnego skoku tłoka. Z kolei stosowane w robotyce siłowniki dwustronnego działania pracują przy dużych zakresach ciśnień i ruchów tłoka. W tym przypadku liniowe modele zaworów zasilających i opróżniających stają się nieadekwatne.

Dobre wyniki daje zastosowanie modeli zaworów wyznaczonych doświadczalnie. Np. Kimura i inni [14] stosują następujący opis zaworów zasilających komory

$$\frac{dm_z}{dt} = \begin{cases} c_z A_z p_s & \text{dla } \varepsilon = \frac{p}{p_s} \leq \varepsilon_{kr} \\ 2c_z A_z \sqrt{p(p_s - p)} & \text{dla } \varepsilon = \frac{p}{p_s} > \varepsilon_{kr} \end{cases} \quad (30)$$

i opróżniających komory

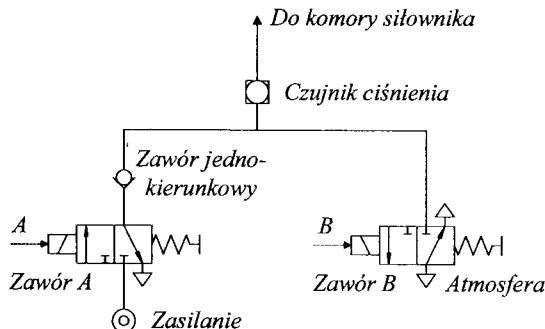
$$\frac{dm_o}{dt} = \begin{cases} c_o A_o p & \text{dla } \varepsilon = \frac{p_a}{p} \leq \varepsilon_{kr} \\ 2c_o A_o \sqrt{p_a(p - p_a)} & \text{dla } \varepsilon = \frac{p_a}{p} > \varepsilon_{kr} \end{cases}, \quad (31)$$

gdzie c_z i c_o są doświadczalnie wyznaczonymi stałymi.

Precyzyjne sterowanie napędów pneumatycznych robotów jest w dalszym ciągu trudne. Zwykle komory siłowników są napełniane i opróżniane poprzez dwustanowe zawory

elektromagnetyczne. Zawory dwustanowe są najpopularniejszymi urządzeniami zasilającymi komory siłowników realizujących ruchy od zderzaka do zderzaka, bez kontrolowania prędkości tego ruchu. Stosowanie zaworów dwustanowych w napędach robotów wnosi istotne ograniczenia co do szybkości i jakości działania regulacyjnego serwonapędu. Zawory takie mogą znajdować się bezpośrednio przy siłownikach lub z dala od nich w większych zespołach, zwanych niekiedy wyspami zaworowymi lub gniazdamii zaworowymi. Zespoły tych zaworów umieszczone są w tym przypadku w szafie sterowniczej. W pierwszym rozwiązaniu wzrasta waga elementów zainstalowanych na jednostce kinematycznej, co ma niekorzystny wpływ na dynamikę robota. Zaletą jest jednak prostszy sposób dostarczania czynnika roboczego przy użyciu tylko jednego przewodu zasilającego, łączącego wszystkie zespoły napędowe. Oczywiście, w tym przypadku wzrasta ilość przewodów elektrycznych, które łączą każdy z zaworów ze sterownikiem, to jednak nie stanowi większego problemu. W drugim rozwiązaniu każda z komór siłownika musi być połączona przewodem pneumatycznym z gniazdem zaworowym. Przewody pneumatyczne mają znacznie większe przekroje oraz są znacznie sztywniejsze niż przewody elektryczne. Z tego powodu trudniejszym staje się prowadzenie większej ilości przewodów pneumatycznych wzdłuż łańcucha kinematycznego. Ponadto, w tym drugim rozwiązaniu, istotną rolę odgrywają opóźnienia czasowe przy napełnianiu i opróżnianiu komór siłowników, wynikające z ograniczonych prędkości przepływu powietrza przez przewody zasilające.

Jeżeli w układzie z zaworami dwustanowymi niezbędna jest realizacja bardziej złożonego zadania niż ruch od zderzaka do zderzaka, to konieczna staje się precyzyjna regulacja ciśnienia powietrza w komorach siłownika przez zastosowanie modulacji szerokości impulsów sterujących elektromagnesami zaworów. Na rysunku 11 pokazano przykładowy schemat systemu zasilania jednej komory siłownika w manipulatorze pneumatycznym [3], wykorzystujący tę technikę.



Rys. 11. Schemat systemu zasilania komory siłownika

Zastosowano tu dwa dwustanowe zawory trójdrogowe oraz pasywny zawór jednokierunkowy. Stosowana metoda sterowania zaworów jest bardzo podobna do techniki MSI, dobrze znanej z inżynierii elektrycznej. Jednak należy podkreślić dwie istotne różnice pomiędzy pneumatycznymi zaworami dwustanowymi a tranzystorami łącznikowymi. Pierwszą z nich są czasy załączania i wyłączenia, które w przypadku zaworów pneumatycznych wynoszą od kilku do kilkunastu milisekund, a więc są mniej więcej tysiąc razy większe niż czasy załączania i wyłączenia tranzystorów IGBT. Z tego wyni-

ka, że podstawowa częstotliwość pracy w pneumatycznych układach MSI może wynosić od kilku do kilkudziesięciu herców. Druga różnica polega na trwałości tych podzespołów. Trwałość dwustanowych zaworów pneumatycznych jest szacowana na $10^7 \div 10^8$ cykli, co po uwzględnieniu częstotliwości łączy daje średni czas bezawaryjnej pracy pneumatycznych układów MSI rzędu kilkuset a najwyżej kilku tysięcy godzin. Nie należy spodziewać się w najbliższym czasie radykalnej poprawy żywotności tych urządzeń, dopóki będzie stosowana klasyczna konstrukcja tych zaworów z membraną blokującą dyszę wypływową.

Pewne nadzieje na poprawę jakości sterowania napędów pneumatycznych można wiązać z zastosowaniem zaworów proporcjonalnych, które bezpośrednio regulują przepływ powietrza. Najpopularniejsze są zawory trójdrogowe, które umożliwiają łączenie komory siłownika ze zbiornikiem sprężonego powietrza lub z atmosferą. Działanie zaworów proporcjonalnych polega na tym, że elektromagnes wraz ze sprężyną zwrotną reguluje położenie suwaka zaworu, a przez to w sposób płynny jest zmieniane pole powierzchni przekroju, przez który następuje przepływ powietrza. Z reguły pasmo przenoszenia tych zaworów, mierzone na poziomie -3 dB, jest rzędu 100 Hz. Stąd wynika, że dynamika układów napędowych z tymi zaworami może być lepsza niż układów z zaworami dwustanowymi pracującymi z modulacją szerokości impulsów.

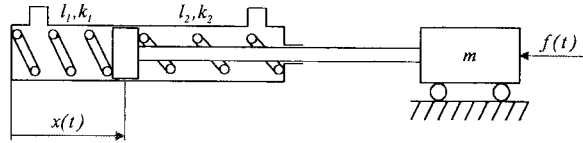
Istnieją także odmiany zaworów proporcjonalnych pozwalających regulować bezpośrednio ciśnienie w komorze cylindra. Zawierają one dodatkowo czujniki ciśnienia na wyjściu zaworu oraz wewnętrzną pętlę regulacji, zwykle klasy PI. Zazwyczaj istnieje możliwość nastawiania określonych wzmocnień wewnętrznego regulatora, prowadzącego do uzyskania kompromisu pomiędzy dużą szybkością działania zaworu i ograniczeniem przeregulowań. Jednak pasmo przenoszenia zaworów z regulacją ciśnienia jest o rząd mniejsze od pasma przenoszenia zaworów z regulacją przepływu i w związku z tym ich zastosowanie w robotyce jest ograniczone.

Przy stosowaniu zaworów proporcjonalnych można wprowadzać zaawansowane techniki sterowania robotów, np. sterowanie adaptacyjne lub regulację impedancji mechanicznej łańcucha kinematycznego. Jednakże aby regulacja taka była skuteczna, zawór proporcjonalny musi być umieszczony bezpośrednio przy siłowniku. Tymczasem zawory proporcjonalne są kilkakrotnie cięższe od zaworów dwustanowych o porównywalnym przepływie, co aktualnie uniemożliwia ich zastosowanie w lekkich robotach, a zwłaszcza w robotach mobilnych.

3.3. Podatność siłowników pneumatycznych

Ważnym czynnikiem wpływającym na dynamikę robotów z napędami pneumatycznymi jest ściśliwość powietrza. Wskutek tego roboty z napędami pneumatycznymi charakteryzują się dużo mniejszą sztywnością w porównaniu do innych robotów i w czasie pracy bardzo często charakteryzują się oscylacjami [2].

Sprężone powietrze znajdujące się w komorach siłownika może być traktowane jako sprężyna pneumatyczna. Siłownik dwustronnego działania z zablokowanymi komorami, w których panują ciśnienia $p_1(t)$ i $p_2(t)$, może być traktowany tak jakby jego tłok był podparty z obu stron przez sprężyny o współczynnikach sprężystości k_1 i k_2 oraz o chwilowych długościach l_1 i l_2 , jak pokazano na rysunku 12.



Rys. 12. Modelowanie siłownika pneumatycznego jako układu sprężyn
Masa m reprezentuje bezwładność części ruchomych, a $f(t)$ jest wypadkową sił zewnętrznych działających na układ. Przy założeniu, że dominującą składową siłą tarcia jest tarcie wiskotyczne, dynamikę układu można opisać równaniem

$$m\ddot{x}(t) + b\dot{x}(t) + f(t) = f_p(t), \quad (32)$$

przy czym

$$f_p(t) = f_1(x(t)) - f_2(x(t)), \quad (33)$$

a $f_1(x) = A_1 p_1(x)$ i $f_2(x) = A_2 p_2(x)$ są siłami oddziaływania sprężonego gazu odpowiednio na lewą i prawą ściankę tłoka. Niech układ znajduje się początkowo w równowadze. Położenie tłoka x_0 jest wówczas wynikiem oddziaływania ustalonej siły zewnętrznej $f(t) = f_0$, $t \leq 0$, oraz sił $f_1(x)$, $f_2(x)$. W tym ustalonym stanie zachodzi zależność

$$f_0 = f_1(x_0) - f_2(x_0) = A_1 p_1(x_0) - A_2 p_2(x_0). \quad (34)$$

Jeżeli teraz nastąpi szybka zmiana warunków zewnętrznych np. przez skok zewnętrznej siły do nowej stałej wartości $f(t) = f_k$, $t > 0$, to w układzie rozpoczyna się oscylacyjny proces przejściowy, po którym układ dojdzie do nowych warunków ustalonych. Można wykazać, że w czasie trwania procesu przejściowego siła pneumatyczna wyraża się wzorem

$$f_p(x) = f_0 - (k_{10} + k_{20})(x - x_0), \quad (35)$$

gdzie

$$k_{10} = \frac{\kappa A_1 p_1(x_0)}{l_{10} + x_0}, \quad k_{20} = \frac{\kappa A_2 p_2(x_0)}{l_{20} - x_0}. \quad (36)$$

Sztywność siłownika z zablokowanymi komorami zmienia się nieznacznie przy odchyleniach tłoka od położenia środkowego, jednak w miarę zbliżania się tłoka do krańców zakresu ruch sztywność siłownika zaczyna wzrastać.

Dotychczasowa analiza była przeprowadzana przy założeniu, że procesy zmian ciśnień w komorach mają charakter adiabatyczny. Założenie to jest słuszne gdy ruch tłoka jest dostatecznie szybki w porównaniu z szybkością wymiany ciepła pomiędzy sprężonym gazem a otoczeniem cylindra pneumatycznego. Przy powolnych zmianach położenia tłoka przemiana gazowa ma charakter zbliżony do izotermicznego. W związku z tym stosowanie wyłącznie adiabatycznego modelu sprężyny gazowej w całym zakresie częstotliwości staje się nieadekwatne do zachowania się rzeczywistego zespołu napędowego. Dlatego też postulowane jest stosowanie bardziej precyzyjnego modelu uwzględniającego rozpraszanie ciepła sprężonego gazu [15], co zbliża wyniki analiz teoretycznych do wyników doświadczalnych.

4. PODSUMOWANIE

Przedstawione w pracy porównanie zespołów elektrycznych i pneumatycznych podkreśliło ich odmienne właściwości statyczne i dynamiczne. Można przewidywać, że bardzo szybki wzrost możliwości obliczeniowych sterowników robotów pozwoli wkrótce na praktyczne wykorzystanie zaawansowanych technik sterowania robotów takich jak metoda obliczonego momentu lub sterowanie adaptacyjne. Z teoretycznego punktu widzenia techniki te można również zastosować przy uwzględnieniu dynamiki napędów pod warunkiem, że akceptowalne jest stosowanie liniowych modeli zespołów napędowych robotów. W referacie pokazano, że nie zawsze takie uproszczone rozumowanie jest wystarczające.

LITERATURA

1. Bobrow J. E., McDonell B. W., Modeling, identification, and control of a pneumatically actuated, force controllable robot. *IEEE Trans. on Robotics and Automation*, 1998, vol. 14, No. 5, s. 732-742.
2. Granosik G., Jezierski E.: Application of a maximum stiffness rule for pneumatically driven legs of a walking robot. *Proc. of the 2nd Int. Conference on Climbing and Walking Robots CLAWAR 99*, Portsmouth, 1999, s. 213-218.
3. Granosik G.: Sterowanie pozycyjno-siłowe ramieniem robota pneumatycznego z wykorzystaniem metod adaptacyjnych. Rozprawa doktorska. Wydż. Elektrotechniki i Elektroniki Polit. Łódzkiej, 2000.
4. Hanselman D. C.: *Brushless permanent-magnet motor design*. New York, McGraw Hill Inc., 1994.
5. Hemati N., Leu M. C.: A complete model characterization of brushless DC motors. *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 28, 1992, s. 172-180.
6. Holtz J., Springob L.: Identification and compensation of torque ripples in high-precision permanent magnet motor drives, *IEEE Trans. on Ind. Electronics*, vol. 34, 1996, s. 309 – 320.
7. Jahns T. M., Soong W. L.: Pulsating torque minimization techniques for permanent magnet AC motor drives - a review, *IEEE Trans. on Ind. Electronics*, vol. 34, 1996, s. 321 – 330.
8. Jezierski E., Granosik G.: Monitoring of contact forces in a pneumatically driven manipulator, *Proc. of XIV IMEKO World Congress, Tampere, 1997*, vol. IXB, s. 272-277.
9. Jezierski E.: Sterowanie systemów napędowych robotów - Stan obecny i tendencje rozwojowe. *Mat. XIII Krajowej Konferencji Automatyki, Opole 1999*, t.1, 389-394.
10. Jezierski E.: Czy istnieje alternatywa dla elektrycznych napędów robotów ? *Mat. IV Kraj. Konf. Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym SENE'99, Łódź-Arturówek, 1999*, s. 293-304.
11. Jezierski E.: *Dynamika robotów*. WNT, Warszawa, 2005 (w druku).
12. Kaczmarek T.: *Napęd elektryczny robotów*. Wyd. Politechniki Poznańskiej, Poznań, 1996.

13. Kaźmierkowski M. P., Tunia H.: Automatic control of converter-fed drives. Elsevier, Amsterdam, 1994.
14. Kimura T., Hara S., Fujita T., Kagawa T.: Feedback linearization for pneumatic actuator systems with static friction. *Control Engineering Practice*, vol. 5, 1997, s. 1385-1394.
15. Kornhauser A. A.: Dynamic modeling of gas springs, *Trans. of the ASME. Journal of Dynamic Systems, Measurements and Control*. vol. 116, 1994, s. 414-418.
16. Matsui N.: Sensorless PM brushless DC motor drives. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 43, 1996, s. 300-308.
17. Mianowski K., Jezierski E.: Zagadnienie syntezy mechanizmów napędowych manipulatora robota "ROBUG III" z parami obrotowymi z wykorzystaniem siłowników liniowych. *Mat. XV Ogólnopolskiej Konferencji Naukowo-Dydaktycznej Teorii Maszyn i Mechanizmów*. Białystok-Białowieża, 1996, s. 465 - 472.
18. Orłowska-Kowalska T. Metody odtwarzania zmiennych stanu dla napędów bezczujnikowych z silnikami indukcyjnymi. *Mat. III Kraj. Konf. Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym SENE'97*, Łódź-Arturówek, 1997, s. 731-745.
19. Pietrzekiewicz T., Górniak J., Szozda Z.: Napędy i sterowanie pneumatyczne. WNT, Warszawa, 1965.
20. Rahman M. A., Zhou P.: Analysis of brushless permanent magnet synchronous motors. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 43, 1996, s. 256-267.
21. Rahman M. A., Zhong L., Khiang Wee Lim: A direct torque-controlled interior permanent magnet synchronous motor drive incorporating field weakening. *IEEE Trans. on Industrial Applications*, vol. 34, 1998, s. 1246-1253.
22. Tam T. J. i inni: Effect of motor dynamics on nonlinear feedback robot arm control. *IEEE Trans. on Robotics and Automation*, 1991, vol. 7, s. 114-122.
23. Tuttle D. T., Seering W. P.: A nonlinear model of a harmonic drive gear transmission. *IEEE Trans. on Robotics and Automation*, vol. 12, 1996, s. 368-374.
24. Van Varseveld R. B., Bone G. M.: Accurate position control of a pneumatic actuator using on/off solenoid valves. *IEEE/ASME Trans. on Mechatronics*, vol. 2, 1997, s. 195-204.
25. Youla D. C., Bongiorno J. J.: A Floquet theory of the general rotating machine. *IEEE Trans. on Circuits and Systems*, 1980, vol. CAS-27, s. 15-19.
26. Zawisłak R.: Analiza właściwości wybranych regulatorów nieliniowych do sterowania bezszczotkowymi silnikami z magnesami trwałymi. Rozprawa doktorska. Wyzd. Elektrotechniki i Elektroniki Politechniki Łódzkiej, 2003.