



POLITECHNIKA
GDAŃSKA



MARCIN MORAWIEC

SYNTEZA BEZCZUJNIKOWEGO
STEROWANIA MASZYNA
INDUKCYJNA KLATKOWA
ZASILANA Z FALOWNIKA PRĄDU

GDAŃSK 2016

PRZEWODNICZĄCY KOMITETU REDAKCYJNEGO
WYDAWNICTWA POLITECHNIKI GDAŃSKIEJ

Janusz T. Cieśliński

REDAKTOR PUBLIKACJI NAUKOWYCH

Michał Szydłowski

REDAKTOR SERII

Zbigniew Krzemiński

RECENZENCI

Stefan Brock

Jacek Rąbkowski

REDAKCJA JĘZYKOWA

Agnieszka Frankiewicz

PROJEKT OKŁADKI

Jolanta Cieślawska

Wydano za zgodą
Rektora Politechniki Gdańskiej

Oferta wydawnicza Politechniki Gdańskiej jest dostępna pod adresem
www.pg.edu.pl/wydawnictwo/katalog
zamówienia prosimy kierować na adres wydaw@pg.gda.pl

Utwór nie może być powielany i rozpowszechniany, w jakiegokolwiek formie
i w jakiegokolwiek sposób, bez pisemnej zgody wydawcy

© Copyright by Wydawnictwo Politechniki Gdańskiej, Gdańsk 2016

ISBN 978-83-7348-662-1

WYDAWNICTWO POLITECHNIKI GDAŃSKIEJ

Wydanie I. Ark. wyd. 13,4, ark. druku 11,0, 154/910

Druk i oprawa: Totem.com.pl, sp. z o.o., sp. k.

ul. Jacewska 89, 88-100 Inowrocław, tel. 52 354 00 40

SPIS TREŚCI

WYKAZ WAŻNIEJSZYCH OZNACZEŃ I SKRÓTÓW	5
1. WPROWADZENIE	7
2. MODEL MATEMATYCZNY MASZYNY INDUKCYJNEJ KLATKOWEJ ZASILANEJ Z FALOWNIKA PRĄDU	14
2.1. Wprowadzenie	14
2.2. Model matematyczny maszyny asynchronicznej	14
2.3. Przekształcenia układów współrzędnych	16
2.4. Model matematyczny falownika prądu	17
2.5. Podsumowanie	20
3. WYBRANE ZAGADNIENIA LINEARYZACJI UKŁADÓW NIELINIOWYCH	21
3.1. Wprowadzenie	21
3.2. Linearyzacja przez przybliżenie liniowe	21
3.3. Linearyzacja przez transformację zmiennych stanu	22
3.4. Linearyzacja przez sprzężenie zwrotne i transformację zmiennych stanu	23
3.5. Metoda syntezy strukturalnej	25
3.6. Podsumowanie	28
4. STEROWANIE MASZYNĄ INDUKCYJNĄ ZASILANĄ Z FALOWNIKA PRĄDU ..	29
4.1. Wprowadzenie	29
4.2. Bezpośrednie sterowanie połowo zorientowane z wymuszeniem składowych wektora prądu stojana	31
4.3. Sterowanie maszyną zasilaną z falownika prądu – transformacja „ ζ ”	37
4.4. Sterowanie maszyną zasilaną z falownika prądu – transformacja „ r ”	41
4.5. Sterowanie maszyną zasilaną z falownika prądu – transformacja „ s ”	51
4.6. Podsumowanie	56
5. METODA BACKSTEPPING W SYNTEZIE STEROWANIA ADAPTACYJNEGO	60
5.1. Wprowadzenie	60
5.2. Synteza sterowania bez prawa adaptacji	61
5.3. Synteza sterowania z prawem adaptacji	64
5.4. Podsumowanie	68
6. SYNTEZA STEROWANIA ADAPTACYJNEGO MASZYNĄ INDUKCYJNĄ KLATKOWĄ ZASILANĄ Z FALOWNIKA PRĄDU	69
6.1. Wprowadzenie	69
6.2. Sterowanie adaptacyjne backstepping – transformacja „ ζ ”	69
6.3. Sterowanie adaptacyjne backstepping – transformacja „ r ”	79
6.4. Sterowanie adaptacyjne backstepping – transformacja „ s ”	84
6.5. Podsumowanie	88
7. METODA BACKSTEPPING W SYNTEZIE OBSERWATORA PRĘDKOŚCI KĄTOWEJ WIRNIKA I MOMENTU OBCIĄŻENIA	90
7.1. Wprowadzenie	90
7.2. Struktura estymatora rozszerzonego o integrator	90

7.3. Adaptacyjny obserwator prędkości maszyny indukcyjnej klatkowej – struktura Z	91
7.4. Adaptacyjny obserwator prędkości maszyny indukcyjnej klatkowej – struktura M	99
7.5. Adaptacyjny obserwator prędkości maszyny indukcyjnej klatkowej z filtrem wyjściowym falownika – struktura F	104
7.6. Obserwator momentu obciążenia	110
7.7. Podsumowanie	112
8. ANALIZA STABILNOŚCI I ZBIEŻNOŚCI OBSERWATORA PRĘDKOŚCI	113
8.1. Wprowadzenie	113
8.2. Analiza stabilności obserwatora prędkości Z maszyny indukcyjnej klatkowej	113
8.3. Analiza stabilności obserwatora prędkości M maszyny indukcyjnej klatkowej	118
8.4. Analiza stabilności obserwatora prędkości F maszyny indukcyjnej klatkowej z filtrem wyjściowym falownika	123
8.5. Analiza zbieżności obserwatora prędkości Z	128
8.6. Analiza zbieżności obserwatora prędkości F	134
8.7. Podsumowanie	136
9. WYNIKI BADAŃ SYMULACYJNYCH I EKSPERYMENTALNYCH OBSERWATORÓW PRĘDKOŚCI Z, M I F ORAZ MOMENTU OBCIĄŻENIA	138
9.1. Wprowadzenie	138
9.2. Wyniki badań obserwatora prędkości Z	138
9.3. Wyniki badań obserwatora prędkości M	144
9.4. Wyniki badań obserwatora prędkości F	147
9.5. Wyniki badań obserwatora momentu obciążenia	149
9.6. Podsumowanie	150
10. PODSUMOWANIE	152
BIBLIOGRAFIA	157
Streszczenie w języku polskim	167
Streszczenie w języku angielskim	167
ZAŁĄCZNIK	169

WYKAZ WAŻNIEJSZYCH OZNACZEŃ I SKRÓTÓW

Oznaczenia

Oznaczenia ogólne

\wedge	–	oznaczenie wielkości estymowanych
\sim	–	oznaczenie błędów estymacji
*	–	oznaczenie wielkości wymuszanych (zadanych)
α, β	–	indeksy składowych ortogonalnych w układzie współrzędnych związanych ze stojanem
x, y	–	indeksy składowych ortogonalnych w układzie współrzędnych wirujących z dowolną prędkością kątową
d, q	–	indeksy składowych ortogonalnych w układzie współrzędnym wirującym z prędkością kątową wektora strumienia wirnika
x	–	pogrubioną czcionką oznaczono wektory i macierze
j.w.	–	jednostki względne

Oznaczenia szczególne

A_1, A_2	–	odpowiednio zdefiniowane funkcje
B_1, B_2	–	odpowiednio zdefiniowane funkcje
$c_{\alpha, \beta}$	–	współczynniki wzmocnień członów tłumiących
C	–	pojemność filtra wyjściowego falownika napięcia
C_M	–	pojemność filtra wyjściowego falownika prądu
d_{31}	–	iloczyn wektorowy wektorów \mathbf{u}_s i $\boldsymbol{\psi}_r$
d_{32}	–	iloczyn skalarny wektorów \mathbf{u}_s i $\boldsymbol{\psi}_r$
e_d	–	napięcie w obwodzie pośredniczącym falownika prądu
i	–	prąd
\mathbf{i}_s	–	wektor prądu stojana
\mathbf{i}_r	–	wektor prądu wirnika
\mathbf{i}_f	–	wektor prądu wyjściowego falownika prądu
\mathbf{i}_c	–	wektor prądu kondensatorów filtra falownika prądu
\mathbf{i}_o	–	wektor prądu wyjściowego falownika napięcia
$ \mathbf{i}_s $	–	moduł wektora prądu stojana
i_D	–	wartość średnia prądu dławika
$i_{a,b,c}$	–	prąd mierzony w układzie trójfazowym abc
$i_{fa,b,c}$	–	prąd wyjściowy falownika prądu w układzie trójfazowym abc
J	–	moment bezwładności
$k_z, k_M, k_c, k_o, k_\psi$	–	wzmocnienia członów stabilizujących obserwatora
L	–	indukcyjność
L_s	–	indukcyjność uzwojenia stojana
$L_{\sigma s}$	–	indukcyjność rozproszenia stojana
L_r	–	indukcyjność uzwojenia wirnika
$L_{\sigma r}$	–	indukcyjność rozproszenia wirnika
L	–	indukcyjność dławika
L_f	–	indukcyjność dławika filtra wyjściowego
L_m	–	indukcyjność magnesowania (główna)
m_e	–	moment elektromagnetyczny
$m_{1,2}$	–	oznaczenie wewnętrznych zmiennych sterujących
R	–	rezystancja

	R_s	– rezystancja uzwojenia stojana
	R_r	– rezystancja uzwojenia wirnika
	R_d	– rezystancja wewnętrzna dławika
	R_c	– rezystancja wewnętrzna kondensatora
$r_{11, 12, 21, 22}$	–	transformacja do postaci zmiennych multiskalarnych „r”
$s_{11, 12, 21, 22}$	–	transformacja do postaci zmiennych multiskalarnych „s”
$\zeta_{11, 12, 21, 22}$	–	transformacja do postaci zmiennych multiskalarnych „ ζ ”
T_i, T_{ii}	–	odpowiednio zdefiniowane stałe czasowe
T_L	–	moment obciążenia
u	–	napięcie
	u_s	– wektor napięcia stojana
	u_r	– wektor napięcia wirnika
	$u_{oa, \beta}$	– składowe wektora napięcia wejściowego filtra/ wyjściowego falownika napięcia
	$u_{ca, \beta}$	– składowe wektora napięcia kondensatora filtra wyjściowego
	u_D	– napięcie obwodu pośredniczącego falownika prądu
$v_{1, 2}$	–	zmienne sterujące wewnętrzne
v	–	wektor funkcji stabilizujących obserwator
$v_{\alpha, \beta}, v_{Z\alpha, \beta}, v_{M\alpha, \beta}, v_{oa, \beta}, v_{ca, \beta}, v_{\psi\alpha, \beta}$	–	oznaczenia funkcji stabilizujących (korekcyjnych) obserwator
$x_{11, 12, 21, 22}$	–	transformacja do postaci zmiennych multiskalarnych „x” – transformacja podstawowa
$z_{\alpha, \beta}$	–	składowe wektora błędu śledzenia (zdefiniowane w rozdziale 7)
Z_α	–	$\omega_r \psi_{r\alpha}$ iloczyn prędkości kątowej wirnika i składowej α wektora strumienia wirnika
Z_β	–	$\omega_r \psi_{r\beta}$ iloczyn prędkości kątowej wirnika i składowej β wektora strumienia wirnika
$\zeta_{\alpha, \beta}$	–	zmienne określające całość składowych wektora prądu zwykle stojana lub stojana i prądu wyjściowego falownika napięcia (zdefiniowane w rozdziale 7)
ω	–	prędkość
	ω_r	– prędkość kątowa wirnika
	ω_i	– prędkość kątowa wirowania wektora prądu stojana
	ω_{if}	– prędkość kątowa wirowania wektora prądu wyjściowego falownika i_f
ψ	–	strumień magnetyczny
	ψ_r	– wektor przestrzenny strumienia wirnika
	ψ_s	– wektor przestrzenny strumienia stojana
	ψ_s^*	– wektor określony przez liczbę sprzężoną z ψ_s

Akronimy

M	–	oznaczenie maszyny indukcyjnej na schematach blokowych
PWM	–	modulator szerokości impulsów
RBIGBT	–	tranzystory IGBT ze wstecznym blokowaniem, z ang. <i>reverse blocking</i>
THD _u	–	współczynnik odkształcenia napięcia
THD _i	–	współczynnik odkształcenia prądu
LTI	–	system liniowy niezmienniczy w czasie, z ang. <i>Linear Time-invariant System</i>
GAS	–	globalnie asymptotycznie stabilny, z ang. <i>Globally Asymptotically Stable</i>
CLF	–	z ang. <i>Control Lyapunov function</i>
US	–	jednostajnie stabilny, z ang. <i>Uniformly Stable</i>
GUAS	–	globalnie jednostajnie asymptotycznie stabilny, z ang. <i>Globally Uniformly Asymptotically Stable</i>
OBC	–	z ang. <i>Observer Based Control</i>

Rozdział 1

WPROWADZENIE

Lata 80.–90. XX wieku to intensywny rozwój technik mikroprocesorowych, napędu elektrycznego, automatyki i teorii sterowania. Obecnie w przekształtnikach energoelektronicznych możliwe jest zastosowanie procesorów sygnałowych lub mikrokontrolerów o częstotliwości taktowania rzędu kilkuset MHz oraz pamięci wewnętrznej kilku lub kilkunastu Mb. Duża moc obliczeniowa tych układów pozwala na implementację zaawansowanych algorytmów sterowania napędami elektrycznymi.

Teorię sterowania układami liniowymi przedstawiono np. w [78]. Dla obiektów liniowych można zastosować syntezę sterowania według żądanych wymagań, natomiast w przypadku obiektów nieliniowych synteza sterowania stanowi problem. Ma to związek z trudnością sformułowania odpowiedniego prawa sterowania, które zlinearyzuje obiekt.

Metody syntezy sterowania obiektami nieliniowymi można podzielić na dwie podstawowe grupy [24, 203]. Pierwsza z nich to metody analityczne polegające na wyznaczeniu prawa sterowania wg ściśle określonych zasad. Do tej grupy zalicza się metody linearyzacji przez linearyzujące sprzężenie zwrotne, np. [24, 31, 60, 61, 64, 200, 203], metody adaptacyjne oparte na funkcji Lapunowa, jak np. backstepping [29, 40, 41, 47, 49, 59, 65, 89, 92, 164, 168, 170, 178, 186–194, 212, 213, 217], lub syntezie adaptacyjnego sterowania dla obiektu typu wejście–wyjście przez linearyzujące statyczne lub dynamiczne sprzężenie zwrotne [47, 130–133], sterowanie ślizgowe [30, 119, 178, 198–200].

Drugą grupę stanowią metody oparte na sieciach neuronowych [117, 118, 185] i logice rozmytej [115, 116, 163, 215].

Linearyzacja nieliniowych obiektów sterowania jest tematyką wciąż aktualną i poruszaną w licznych publikacjach naukowych. Pierwsza publikacja, jaka znajduje się w bazie IEEE Explore, jest z roku 1949 [124] i dotyczy sposobu częściowej linearyzacji nieliniowego oscylacyjnego systemu na przybliżony system liniowy. Przybliżenie liniowe pozwala na rozpatrywanie właściwości obiektu jedynie w otoczeniu założonego punktu równowagi (pracy).

Kolejnymi publikacjami dotyczącymi analizy i syntezy sterowania nieliniowych systemów są opracowania z lat 1959 [102] i 1961 [208]. Pod koniec lat 60. XX wieku pojawiły się rozwiązania, które doprowadziły do zdefiniowania warunków linearyzacji przez transformację zmiennych stanu. W 1973 roku A.J. Krener, w pracy pt. *On equivalence of control systems and the linearization of nonlinear systems* [91], podał warunki linearyzacji przez transformację zmiennych stanu. Podejście to w [24, 91, 203] jest nazywane linearyzacją przez „czystą transformację”. Linearyzacja przez transformację zmiennych nadaje się jedynie do niewielkiej klasy obiektów. Dlatego zauważono, że lepsze rezultaty otrzymuje się poprzez dodanie sprzężenia zwrotnego od stanu. W 1978 roku sformułowano prawo sterowania, które nazwano statycznym sprzężeniem zwrotnym, rozszerzając tym samym klasę obiektów, które można linearyzować [31]. W 1980 roku Respondek i Jakubczyk sformułowali warunki linearyzacji przez statyczne sprzężenia zwrotne [64]. W roku 1995 Isidori [60, 61] podał fundamentalne twierdzenia dotyczące linearyzacji przez transformację zmiennych i sprzężenia zwrotne, które stanowią syntezę metod opisywanych w [31, 91].

Linearyzacja przez transformację zmiennych stanu i sprzężenie zwrotne w niektórych przypadkach nie gwarantuje pełnej linearyzacji nieliniowego modelu obiektu. Dlatego w [35, 36] zaproponowano linearyzację z zastosowaniem dynamicznego sprzężenia zwrotnego. Linearyzacja przez dynamiczne sprzężenie zwrotne znacznie komplikuje układ sterowania ze względu na wprowadzenie nowych zmiennych stanu, dla których należy określić równania różniczkowe. Zwiększa się przez to rząd linearyzowanego obiektu. Po zastosowaniu transformacji zmiennych należy wykorzystać statyczne sprzężenie zwrotne, którego postać zależy od wprowadzonych nowych zmiennych stanu.

Inną metodą linearyzacji jest linearyzacja nieregularna [60, 61, 133].

W Polsce metodami linearyzacji obiektów nieliniowych zajmuje się wiele ośrodków naukowych, jak np. Politechnika Warszawska [69, 78, 181], Politechnika Wrocławska [24, 25, 27, 203] oraz Politechnika Gdańska [95].

W [27] zaproponowano metodę linearyzacji obiektu o dwóch wejściach, natomiast w [25] rozszerzono metodę do obiektu MIMO, nazywając ją nieregularną linearyzacją rozszerzoną. Metodę tę zastosowano do linearyzacji obiektów termoenergetycznych [24, 203].

Kolejny sposób linearyzacji przez transformację zmiennych stanu zaproponował Krzemiński w [95]. Metoda ta jest oparta na syntezie strukturalnej [23]. Zastosowano ją do syntezy sterowania maszyny indukcyjnej klatkowej zasilanej przekształtnikowo. W przypadku ogólnym przyjmuje się nowe zmienne, które są transformacją zmiennych stanu maszyny. Zmienne te nazwano zmiennymi multiskalarnymi, ze względu na postać (iloczyn skalarny i wektorowy odpowiednich wektorów). Określenie równań różniczkowych dla tych zmiennych prowadzi do modelu multiskalarnego obiektu. Zmienne multiskalarne można kilkakrotnie różniczkować, przy czym proces wyznaczania kolejnych pochodnych uważa się za zakończony, gdy w prawych stronach równań różniczkowych występuje sterowanie. Jeżeli określanie kolejnych pochodnych nie prowadzi do wyodrębnienia sterowania, wtedy należy na nowo zdefiniować zmienne multiskalarne. Zastosowanie statycznego sprzężenia zwrotnego prowadzi do linearyzacji nieliniowego modelu oraz, w przypadku maszyny indukcyjnej klatkowej, wyodrębnienia dwóch liniowych podsystemów. Sterowanie oparte na zmiennych multiskalarnych jest w wielu publikacjach nazywane sterowaniem multiskalarnym. Linearyzację za pomocą zmiennych multiskalarnych zastosowano do sterowania napędami z maszynami asynchronicznymi [5, 22, 48, 50–54, 56, 84, 94, 95, 99, 100, 136, 137, 139, 142, 149, 151–153, 156, 202, 207, 211], synchronicznymi [101, 141, 150, 154] oraz prądu stałego [10]. W [159] oraz [132] zmienne multiskalarne określono jako zmienne naturalne maszyny.

W 1971 roku w firmie Siemens [19–20] opracowano wektorową metodę sterowania maszyną indukcyjną, nazywaną obecnie pośrednim i bezpośrednim sterowaniem połowo zorientowanym [160, 197] FOC, z ang. *Field Oriented Control*. Wprowadzenie układu współrzędnych (dq), który jest zorientowany z wektorem strumienia wirnika, powoduje, że składowa q wektora strumienia wirnika jest równa zero. Wymagane jest przy tym określenie wszystkich składowych wektorów modelu maszyny we współrzędnych (dq). Do tego celu zastosowano transformację Parka [161]. Przekształcenie Parka jest transformacją, która linearyzuje zmienne stanu nieliniowego modelu maszyny do postaci liniowej (tzw. czystą transformacją zmiennych, opisaną powyżej). W tym przypadku można nie stosować statycznego sprzężenia zwrotnego¹. Przeprowadzona w ten sposób linearyzacja nie prowadzi do pełnego odsprzężenia podsystemów regulacji. Przy pominięciu efektu nasycenia obwodu magnetycznego podsystem strumieniowy (elektromagnetyczny) jest w pełni zlinearyzo-

¹ Zagadnienie to zostało przedstawione w rozdziale 3.

wany. W podsystemie elektromechanicznym moment elektromagnetyczny jest wprost proporcjonalny do iloczynu składowej wektora prądu stojana i_{sq} i strumienia wirnika ψ_{rd} ($m_e \sim i_{sq}\psi_{rd}$). Zatem pomiędzy dwoma podsystemami występuje sprzężenie, które unie-
możliwia spełnienie warunku pełnej linearyzacji przez przekształcenie zmiennych stanu (tzw. czystą transformację zmiennych), co stwierdzono np. w [132]. Rozwiązaniem tego problemu jest wprowadzenie nowej zmiennej stanu $x = i_{sq}\psi_{rd}$, co przedstawił Krzemiński w [94, 95], proponując transformację do postaci zmiennych multiskalarnych. Podobne rezultaty otrzymano po zastosowaniu opisanych powyżej metod linearyzacji z transformacją zmiennych i statycznym sprzężeniem zwrotnym, z ang. *input-output feedback linearization* [21, 31, 35, 36, 60, 61, 64, 91, 133, 181].

W 1983 roku po raz pierwszy zastosowano transformację do postaci zmiennych multiskalarnych ze statycznym sprzężeniem zwrotnym w układzie regulacji maszyny indukcyjnej zasilanej z falownika prądu [99, 136]. W [99, 100] i [94, 95] przedstawiono tylko analizę teoretyczną oraz wyniki symulacji numerycznej. W roku 2005 zbudowano pierwszy w Polsce układ laboratoryjny z tranzystorowym falownikiem prądu, w którym zastosowano tranzystory RBIGBT, z ang. *reverse blocking IGBT*, oraz układ regulacji ze zmiennymi multiskalarnymi. Wyniki badań eksperymentalnych oraz zagadnienia teoretyczne przedstawiono w [136, 147]. W opracowaniach [136, 147] zaproponowano inną niż w [99] transformację zmiennych do postaci multiskalarnej, w której uwzględniono składowe wektora strumienia wirnika oraz składową prądu wyjściowego falownika prądu. Tematyka sterowania maszyną indukcyjną zasilaną z falownika prądu jest rozwijana przez autora niniejszej monografii od 2003 roku. Sterowanie to nazwano sterowaniem napięciowym maszyną zasilaną z falownika prądu, ponieważ jedną ze zmiennych sterujących jest napięcie e_d występujące w obwodzie pośredniczącym, a drugą – prędkość kątowna wektora prądu wyjściowego falownika prądu.

W [153] zaproponowano sterowanie prądowe ze zmiennymi multiskalarnymi, w którym składowe wektora prądu wyjściowego falownika lub składowe prądu stojana są zmiennymi sterującymi [169]. Sterowanie prądowe maszyną zasilaną z falownika prądu jest stosowane częściej² niż napięciowe, szczególnie skalarnie, zachowujące stały stosunek napięcia stojana do częstotliwości lub prądu stojana do poślizgu [1, 13–15, 38, 45, 46, 63, 66, 68, 71–73, 87, 103, 126, 127, 157, 182, 218]. Tego typu układy sterowania pozwalają na regulację prędkości, są stosunkowo proste w implementacji, nie gwarantują jednak stabilnej pracy w pełnym zakresie zmian prędkości i momentu obciążenia. Lepsze rezultaty pokazano w [1, 38, 45, 46, 68, 126, 127, 182] po zastosowaniu dodatkowej pętli sprzężenia zwrotnego od składowych wektora napięcia stojana.

„Prawie” odsprężone tory regulacji uzyskano po zastosowaniu sterowania z orientacją względem wektora pola maszyną indukcyjną klatkową [8, 17, 18, 62, 80, 83, 85, 111, 112, 120, 121, 171, 172, 175, 195, 209, 216], które należy zakwalifikować do sterowania prądowego. W przypadku ogólnym układ regulacji jest oparty na dwóch regulatorach proporcjonalno-całkujących i nie zawiera członów odsprężających. Przypadek ten opisano w rozdziale 4. Ze względu na strukturę układu regulacji metoda orientacji wektora pola zastosowana do układu napędowego z falownikiem prądu nie gwarantuje dobrych właściwości maszyny, co jest widoczne w przebiegach zmiennych stanu zaprezentowanych w rozdziale 4.

Spośród powyżej opisanych metod linearyzacji nieliniowego obiektu na szczególną uwagę zasługują metody adaptacyjne. W [31, 35, 36, 60, 61, 64, 133] Marino i inni zapro-

² Zarówno w literaturze, jak i w zastosowaniach przemysłowych.

ponowali sposób linearyzacji modelu maszyny indukcyjnej klatkowej, określonego we współrzędnych (dq) oraz ze sterowaniem w przód (z ang. *feedforward control*). Rozszerzenie modelu obiektu o dodatkowe zmienne stanu z_a, z_b, η_a, η_b , dla których określono równania różniczkowe, i zastosowanie prawa adaptacji doprowadziło do sterowania, które nazwano z ang. *observer based control* OBC, czyli sterowanie na podstawie obserwatora stanu. Podejście to zaproponowano w [128, 129] dla maszyny zasilanej z falownika napięcia, a sterowanej prądowo. Dodatkowo zastosowano linearyzację poprzez transformację zmiennych. Określono adaptacyjne prawo identyfikacji dodatkowych wielkości, którymi były: moment obciążenia oraz $\alpha = R_r/L_r$. Adaptacyjny układ sterowania stanowiło siedem równań różniczkowych oraz cztery równania obserwatora stanu, przy czym założono, że prędkość kąta wirnika oraz składowe wektora prądu i napięcia stojana są dostępne pomiarowo. Prawo sterowania i adaptacji określone z warunku Lapunowa oraz warunek o stałym wzbudzeniu gwarantują stabilność eksponentjalną adaptacyjnego układu regulacji.

Kolejną metodą pozwalającą na linearyzację obiektu poprzez statyczne bądź dynamiczne sprzężenie zwrotne, należąca do grupy metod adaptacyjnych, jest metoda backstepping. Dotyczące jej założenia zostały zaprezentowane po raz pierwszy w 1992 roku przez Kokotovića [89]. W [88, 92, 93] pokazano syntezę sterowania nieliniowych obiektów, które należą do klasy obiektów *strict feedback* lub *pure feedback* [61]. Zaprezentowano syntezę adaptacyjnego obserwatora stanu, w którym założono, że wybrane parametry są nieokreślone, a ich wartości estymowane adaptacyjnie. Do wykazania zbieżności zaproponowano, podobnie jak w [132], wykorzystanie lematu Barbalata [92].

Metoda backstepping znalazła zastosowanie w wielu dziedzinach nauki i techniki. W [177] wykorzystano ją do modelowania kolizji pojazdów kosmicznych ze zużyтыми (zdegradowanymi) satelitami. System zapobiegania kolizji samochodów zaproponowano w [165]. W [122] regulator backstepping zastosowano do sterowania robotem mobilnym. W [70] regulator backstepping zaproponowano w radiowym systemie nawigacyjnym wspomagającym lądowanie, a w [210, 219] – w sterowniku wyrzutni rakiet. W [58, 203] zaproponowano syntezę sterowania kotłem i turbiną w bloku energetycznym. W [33, 34, 204–206] metodę backstepping wykorzystano do sterowania ruchem statku.

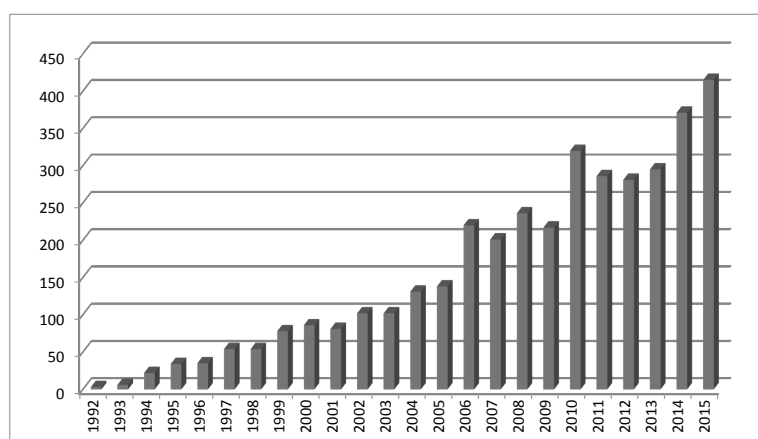
Od 1992 roku metoda backstepping jest intensywnie rozwijana. Świadczą o tym liczne publikacje w IEEE Explore. Na rys. 1.1 pokazano liczbę publikacji w latach 1992–2015. Szczególny rozwój metody backstepping przypadła w okresie od 1997 (około 50 publikacji) do 2014 roku (ponad 370). Największe zainteresowanie tą metodą przypada na lata 2010 (320 publikacji), 2014 (371) oraz 2015 (415).

W Polsce metodą zainteresowało się wiele ośrodków badawczych, m.in.: Politechnika Łódzka [75–77], Poznańska [90], Wrocławska [26, 203], Częstochowska [67] i Gdańska.

Backstepping jest iteracyjną metodą poszukiwania prawa sterowania klasy systemów *strict feedback*³. Prawo sterowania wynika z odpowiednio sformułowanej funkcji Lapunowa, której pochodna musi być ujemnie określona. Taka postać prawa sterowania gwarantuje asymptotyczną stabilność. Zgodnie z założeniami metody backstepping nieliniowy system w postaci ogólnej $\dot{x} = f(x) + g(x)u$ może zostać rozszerzony o integrator bądź integratory, które zapewnią formę *strict feedback*. Podejście takie nazwano w [92] *integrator backstepping*. Dla takiej postaci systemu możliwe jest wyznaczenie praw sterowania stabilizujących odpowiednie podsystemy (tzw. wirtualne sterowanie). Rozważania na temat rozszerzania systemu o człony całkujące oraz o mechanizm *integrator backstepping* przeprowadzono w [82, 179]. W stabilizującym prawie sterowania, z ang. *stabilising control*

³ Zob. podrozdział 5.1.

law, określonym z funkcji Lapunowa, występują człony tłumiące, które w przypadku układu regulacji odpowiadają za wzmacnianie uchybu regulacji. Funkcja całkująca w backstepping jest zagwarantowana przez całkowanie w strukturze regulatora⁴. Stąd też w publikacjach polskojęzycznych, np. [77, 152, 203], oraz wielu innych, backstepping jest określany jako wsteczne całkowanie albo metoda cofania lub metoda kroków wstecz. Ze względu na brak jednoznacznej nazwy w języku polskim w niniejszej pracy zostało przyjęte nazewnictwo angielskojęzyczne, narzucone przez autorów rozwiązania.



Rys. 1.1. Liczba publikacji w IEEE Explore dotyczących metody backstepping w latach 1992–2015

Metoda/ procedura backstepping zastosowana do syntezy sterowania maszyną indukcyjną klatkową z wykorzystaniem zmiennych multiskalarnych lub transformacji [60, 64] prowadzi do określenia linearyzującego prawa sterowania ze statycznym lub dynamicznym sprzężeniem zwrotnym oraz wyodrębnienia dwóch liniowych podsystemów [151, 152]. Podejście, które można nazwać klasycznym z regulatorami liniowymi proporcjonalno-całkującymi, również gwarantuje odsprężenie pomiędzy torami regulacji maszyny [95]. W przypadku układu regulacji z regulatorami liniowymi znane są metody ich strojenia, natomiast w układzie regulacji z prawem sterowania określonym przez backstepping brak jest jakichkolwiek metod doboru wzmacnień. Pewne heurystyczne założenia pokazano w [137].

Metoda backstepping w połączeniu z mechanizmem adaptacyjnym identyfikacji nieznannej wielkości (np. momentu obciążenia maszyny) należy do rodziny metod krzepkich, z ang. *robust* [47, 59, 61] co stanowi ogromną zaletę w porównaniu z podejściem klasycznym. Przy odpowiednich założeniach można sformułować prawo sterowania z prawem adaptacyjnym, które zagwarantują stabilność układu regulacji oraz odsprężenia pomiędzy torami regulacji i odporność/ krzepkość. W podejściu klasycznym krzepkość wiąże się ze zmianą struktury sterowania, np. na sterowanie z regulatorami ślizgowymi [30, 144].

Ze względu na intensywny rozwój metody backstepping (rys. 1.1) oraz przytoczone powyżej jej zalety i wady autor w [151, 152] zaproponował syntezę układu regulacji maszyny indukcyjnej klatkowej zasilanej z falownika napięcia. Jak stwierdzono powyżej, transformacja zmiennych stanu do postaci multiskalarnych wraz ze statycznym sprzężeniem zwrotnym prowadzi do „pełnej” linearyzacji nieliniowego modelu obiektu. Dlatego w [151, 152] zaproponowano wykorzystanie transformacji do postaci multiskalarnych wraz z prawem

⁴ Zagadnienie to zostało szczegółowo opisano w rozdziale 5.

sterowania określonym za pomocą procedury backstepping dla maszyny zasilanej z falownika prądu. Ze względu na uproszczenia modelu matematycznego obiektu w rozdziale 4 zaproponowano zastosowanie innej transformacji do postaci zmiennych multiskalarnych, które nazwano „r” i „s”.

Celem niniejszej monografii jest synteza bezczujnikowego sterowania napięciowego maszyną indukcyjną klatkową, zwłaszcza zasilaną z falownika prądu. Wnikliwy opis popularnych metod linearyzacji obiektu jest konieczny, gdyż autor proponuje nową transformację zmiennych stanu modelu maszyny zasilanej z falownika prądu do postaci zmiennych multiskalarnych oraz uzyskanie prawa regulacji na dwa sposoby: poprzez podejście klasyczne oraz adaptacyjne (backstepping). Podstawowe sposoby linearyzacji opisano powyżej oraz szczegółowo w rozdziale 3.

Sterowanie połowo zorientowane (sterowanie prądowe) maszyną jest prostsze w implementacji niż napięciowe, nie pozwala jednak na pełną linearyzację tak złożonego modelu obiektu, jakim jest maszyna zasilana z falownika prądu. Dopiero wprowadzenie odpowiedniej transformacji (zmiennych multiskalarnych) ze statycznym sprzężeniem zwrotnym umożliwiła uzyskanie pożądaných rezultatów linearyzacji i poprawy właściwości układu regulacji, co przedstawiono m.in. w rozdziale 4. Zaproponowano układ regulacji z regulatorami proporcjonalno-całkującymi. Ze względu na bardzo dobre właściwości układów regulacji, w których wykorzystywany jest mechanizm adaptacyjny, zaproponowano wyznaczenie linearyzującego sprzężenia zwrotnego za pomocą metody backstepping. W rozdziale 6 pokazano zastosowanie metody backstepping z adaptacyjnym prawem sterowania⁵ do syntezy sterowania maszyną indukcyjną klatkową zasilaną z falownika prądu. Wykorzystano transformację zmiennych stanu obiektu do postaci multiskalarnej „ ζ ”, „r” i „s”.

Struktury regulacji z rozdziałów 4 i 6 wymagają estymacji składowych wektora strumienia wirnika. W rozdziale 7 przedstawiono syntezę obserwatora prędkości kątovej wirnika, w której wykorzystano metodę backstepping. Zaproponowano trzy nowe struktury, które nazwano Z, M i F. W każdej z tych struktur wartość prędkości kątovej wirnika można określić na trzy sposoby (adaptacyjny, nieadaptacyjny oraz adaptacyjny – ulepszony). Sterowanie, w którym estymowano prędkość kątową wirnika, jest nazywane bezczujnikowym, z ang. *sensorless control*. Struktury obserwatorów prędkości kątovej wirnika z rozdziału 7 zawierają funkcje stabilizujące, które otrzymano po zastosowaniu twierdzenia Lapunowa. W rozdziale 8 omówiono analizę stabilności struktur Z, M i F poprzez linearyzację wokół punktu równowagi. Na podstawie zlinearyzowanego modelu błędów obserwatora można uzyskać informację na temat dynamiki obserwatora w otoczeniu danego punktu równowagi. Rozkład wartości własnych na płaszczyźnie zmiennych zespolonych pozwala na dobór takich wzmocnień obserwatora, aby zapewnić kompromis pomiędzy dostatecznym tłumieniem a dynamiką. W rozdziale 8 zaprezentowano analizę zbieżności struktur Z, M, i F oraz – na podstawie twierdzenia o trwałym pobudzaniu – wyznaczono warunki, jakie musi spełniać dowolna z tych struktur, aby błędy estymat dążyły wykładniczo do zera.

Od ponad 20 lat na Wydziale Elektrotechniki i Automatyki Politechniki Gdańskiej prowadzone są badania nad strukturami układów sterowania maszynami indukcyjnymi klatkowymi zasilanymi z falowników napięcia. Autor monografii od 2003 roku prowadzi badania nad nieliniowymi i bezczujnikowymi strukturami regulacji maszyn zasilanych

⁵ Przez adaptacyjne prawo sterowania rozumiane jest prawo sterowania z adaptacyjną identyfikacją wybranej wielkości.

przekształtnikowo, przede wszystkim za pomocą falowników prądu. Rezultaty tych badań opisano w niniejszej rozprawie.

Celem monografii jest przedstawienie wybranych zagadnień związanych z syntezą sterowania maszyną indukcyjną klatkową zasilaną z falownika prądu, w którym zastosowano:

- podejście klasyczne ze statycznym sprzężeniem zwrotnym oraz liniowymi regulatorami proporcjonalno-całkującymi;
- podejście adaptacyjne z wykorzystaniem mechanizmu adaptacyjnego i metody backstepping.

W wyżej wymienionych strukturach regulacji zaproponowano nieliniową transformację zmiennych stanu do postaci zmiennych multiskalarnych „ ζ ”, „ r ” i „ s ”.

Prędkość kątową wirnika oraz trudno mierzalne zmienne stanu maszyny odtwarzano za pomocą zaproponowanych struktur obserwatorów, uzyskanych poprzez syntezę obserwatora prędkości z wykorzystaniem metody backstepping. Rezultatem zaproponowanych rozwiązań są struktury regulacji maszyn indukcyjnych zasilanych z falowników prądu, które można nazwać bezczujnikowymi.