POLITECHNIKA BIAŁOSTOCKA Wydział Elektryczny Katedra Energoelektroniki i Napędów Elektrycznych

mgr inż. Andrzej Andrzejewski

Rozprawa doktorska:

ZASTOSOWANIE ADAPTACYJNEGO ESTYMATORA PODSYSTEMU ELEKTROMECHANICZNEGO W WYBRANYCH UKŁADACH NAPĘDOWYCH

Promotor:

dr hab. inż. Marian Roch Dubowski, profesor nadzwyczajny w Politechnice Białostockiej

Białystok, 2009

Rozprawa doktorska zawiera rezultaty uzyskane w wyniku realizacji projektu badawczego promotorskiego **3 T10A 008 30 pt.: "Zastosowanie adaptacyjnego estymatora podsystemu elektromechanicznego w układzie regulacji prędkości kątowej z silnikiem synchronicznym"** finansowanego ze środków na badania naukowe w latach 2006 - 2009.

Na wstępie pracy pragnę podziękować Panu dr hab. inż. Marianowi Rochowi Dubowskiemu Profesorowi nadzwyczajnemu w Politechnice Białostockiej za uwagi i podpowiedzi poczynione podczas redagowania niniejszej rozprawy.

Chciałbym także podziękować Panu mgr inż. Kazimierzowi Godlewskiemu za pomoc przy budowie stanowiska naukowo-badawczego z silnikiem synchronicznym z możliwością skokowej zmiany momentu bezwładności.

Zamierzam jeszcze podziękować wszystkim Pracownikom Katedry Energoelektroniki i Napędów Elektrycznych na Wydziale Elektrycznym Politechniki Białostockiej za uwagi udzielone na seminariach naukowych Katedry, które ukierunkowały moją pracę naukową.

SPIS TREŚCI

WY	KAZ	WAŻN	IEJSZYCH OZNACZEŃ11							
1	WS	ТĘР								
	1.1	Wskaź	zniki jakości regulacji prędkości16							
	1.2	Proble	em naukowy i sposób jego rozwiązania16							
2 ADAPTACYJNY SYSTEM REGULACJI PRĘDKOŚCI										
	ZE	STYMA	ATOREM PODSYSTEMU							
	ELI	EKTRO	MECHANICZNEGO26							
3	ADA	АРТАС	YJNY ESTYMATOR PODSYSTEMU							
	ELEKTROMECHANICZNEGO									
	3.1	Strukt	ura estymatora30							
		3.1.1	Model matematyczny silnika prądu stałego zasilanego							
			z przekształtnika DC/DC32							
		3.1.2	Adaptacyjne szacowanie współczynnika bezwładności							
			i prądu obciążenia33							
		3.1.3	Podsystem elektromechaniczny45							
		3.1.4	Przestrajalny model równoległy podsystemu							
			elektromechanicznego47							
		3.1.5	Jednostka przestrajająca49							
			3.1.5.1 Zmodyfikowana jednostka przestrajająca i filtr							
			uchybu estymacji położenia56							
		3.1.6	Schemat zastępczy estymatora59							
		3.1.7	Układ przełączający64							
		3.1.8	Dobór parametrów estymatora70							
		3.1.9	Ogranicznik pochodnej estymowanego prądu obciążenia77							
	3.2	Analiz	a wybranych właściwości estymatora79							

	3.2.1	Dokładność estymacji prędkości7	9
	3.2.2	Dokładność estymacji prądu obciążenia8	5
	3.2.3	Dokładność estymacji współczynnika bezwładności	9
	3.2.4	Czas ustalania się sygnałów wyjściowych estymatora9	0
	3.2.5	Porównanie wybranych właściwości estymatorów	
		z inercją trzeciego i szóstego rzędu9	3
	3.2.6	Estymacja współczynnika bezwładności w ruchu	
		niejednostajnie przyspieszonym 10	0
	3.2.7	Stabilność adaptacyjnego estymatora podsystemu	
		elektromechanicznego 10	15
		3.2.7.1 Analiza stabilności obwodu estymacji prądu	
		obciążenia10	5
		3.2.7.2 Analiza stabilności obwodu estymacji prędkości 10	17
		3.2.7.3 Analiza stabilności obwodu estymacji	
		współczynnika bezwładności 11	1
		1 2	
NIE	CLINIO	WY REGULATOR PRĘDKOŚCI 11	3
NIE 4.1	CLINIO Zastos	WY REGULATOR PRĘDKOŚCI 11 owanie bezpośredniej metody Lapunowa	.3
NIE 4.1	CLINIO Zastos do wyz	WY REGULATOR PRĘDKOŚCI 11 owanie bezpośredniej metody Lapunowa znaczenia praw sterowania 11	.3
NIE 4.1 4.2	CLINIO Zastos do wyz Opis 1	WY REGULATOR PRĘDKOŚCI 11 owanie bezpośredniej metody Lapunowa znaczenia praw sterowania 11 natematyczny odpowiedzi prądu i prędkości silnika	.3
NIE 4.1 4.2	CLINIO Zastos do wyz Opis 1 na sko	WY REGULATOR PRĘDKOŚCI 11 owanie bezpośredniej metody Lapunowa znaczenia praw sterowania 11 natematyczny odpowiedzi prądu i prędkości silnika kowe wymuszenie napięcia zasilającego 12	.3
NIE 4.1 4.2 4.3	ZLINIO Zastos do wyz Opis 1 na sko Aprok	WY REGULATOR PRĘDKOŚCI 11 owanie bezpośredniej metody Lapunowa znaczenia praw sterowania 11 natematyczny odpowiedzi prądu i prędkości silnika kowe wymuszenie napięcia zasilającego 12 symacja odpowiedzi skokowych prądu i prędkości	.3
NIE 4.1 4.2 4.3	Zastos do wyz Opis 1 na sko Aprok silnika	WY REGULATOR PRĘDKOŚCI 11 owanie bezpośredniej metody Lapunowa znaczenia praw sterowania 11 natematyczny odpowiedzi prądu i prędkości silnika kowe wymuszenie napięcia zasilającego 12 symacja odpowiedzi skokowych prądu i prędkości 	.3
NIE 4.1 4.2 4.3 4.4	Zastos do wyz Opis 1 na sko Aprok silnika Opis	WY REGULATOR PRĘDKOŚCI 11 owanie bezpośredniej metody Lapunowa znaczenia praw sterowania 11 natematyczny odpowiedzi prądu i prędkości silnika kowe wymuszenie napięcia zasilającego 12 symacja odpowiedzi skokowych prądu i prędkości 	.3
NIE 4.1 4.2 4.3 4.4	Zastos Zastos do wyz Opis 1 na sko Aprok silnika Opis wyjści	WY REGULATOR PRĘDKOŚCI 11 owanie bezpośredniej metody Lapunowa znaczenia praw sterowania 11 natematyczny odpowiedzi prądu i prędkości silnika kowe wymuszenie napięcia zasilającego 12 symacja odpowiedzi skokowych prądu i prędkości 	.3 .5 .1 .6
NIF 4.1 4.2 4.3 4.4 4.5	CLINIO Zastos do wyz Opis 1 na sko Aprok silnika Opis wyjści Zastos	WY REGULATOR PRĘDKOŚCI	.3 .5 .1 .6 .8
NIF 4.1 4.2 4.3 4.4 4.5	CLINIO Zastos do wyz Opis 1 na sko Aprok silnika Opis wyjści Zastos do uzy	WY REGULATOR PRĘDKOŚCI 11 owanie bezpośredniej metody Lapunowa znaczenia praw sterowania 11 natematyczny odpowiedzi prądu i prędkości silnika kowe wymuszenie napięcia zasilającego 12 symacja odpowiedzi skokowych prądu i prędkości 12 matematyczny sygnału wejściowego i sygnału owego nieliniowego regulatora prędkości	.3 .5 .1 .6 .8
NIE 4.1 4.2 4.3 4.4 4.5	CLINIO Zastos do wyz Opis 1 na sko Aprok silnika Opis wyjści Zastos do uzy prędko	WY REGULATOR PRĘDKOŚCI	.3 .5 .1 .6 .8 .2
NIE 4.1 4.2 4.3 4.4 4.5 4.6	CLINIO Zastos do wyz Opis 1 na sko Aprok silnika Opis wyjści Zastos do uzy prędko Modyf	WY REGULATOR PRĘDKOŚCI	.3 .5 .1 .6 .8
NIE 4.1 4.2 4.3 4.4 4.5 4.6	Zastos do wyz Opis 1 na sko Aprok silnika Opis wyjści Zastos do uzy prędko Modyf prędko	WY REGULATOR PRĘDKOŚCI	3 5 (1) (6) (6) (8) (8) (8) (9) (9) (9) (9) (9) (9) (9) (9) (9) (9

4

5 BADANIA SYMULACYJNE UKŁADU NAPĘDOWEGO Z SILNIKIEM PRĄDU STAŁEGO140

6 BADANIA LABORATORYJNE ADAPTACYJNEGO UKŁADU NAPĘDOWEGO Z SILNIKIEM PRĄDU STAŁEGO......152

- 6.1 Badanie dokładności statycznej regulacji prędkości153
- 6.2 Badanie zdolności układu regulacji prędkości do zachowania minimalnego czasu regulacji oraz braku przeregulowania prędkości silnika po skokowej zmianie prędkości zadanej.......155
- 6.3 Badanie zdolności adaptacyjnych układu regulacji do zmieniającego się skokowo momentu bezwładności160
 - 6.3.1 Ocena przeregulowania prędkości......160

7	ZAS	ZASTOSOWANIE ADAPTACYJNEGO ESTYMATORA						
	POI	PODSYSTEMU ELEKTROMECHANICZNEGO W UKŁADZIE						
	REC	GULACJI PRĘDKOŚCI Z SILNIKIEM						
	SYN	CHRONICZNYM 177						
8	BAI	DANIA EKSPERYMENTALNE UKŁADU NAPĘDOWEGO						
	Z SI	LNIKIEM SYNCHRONICZNYM 181						
	8.1	Badanie możliwości rozszerzenia opracowanej metody						
		sterowania o układy napędowe z silnikiem synchronicznym 181						
	8.2	Badanie dokładności statycznej regulacji prędkości 184						
	8.3	Badanie minimalno-czasowego procesu regulacji prędkości 186						
	8.4	Badanie zdolności adaptacyjnych układu regulacji prędkości						
		do skokowo zmieniającego się momentu bezwładności 191						
	8.5	Badanie układu regulacji prędkości w warunkach skokowo						
		zmieniającego się momentu obciążenia 196						
	8.6	Badanie autonomii estymowanego prądu obciążenia 198						
9	WN.	IOSKI 202						
10	LIT	ERATURA 205						
ZAI	LĄCZ	217 ZNIKI						
	Z.1	Opis stanowiska badawczego: Adaptacyjny układ napędowy						
		z silnikiem prądu stałego 217						
	Z.2	Opis stanowiska naukowo-badawczego z silnikiem						
		synchronicznym z możliwością skokowej zmiany momentu						
		bezwładności						

WYKAZ WAŻNIEJSZYCH OZNACZEŃ

A	— amplituda oscylacji uchybu regulacji prędkości
c _{Je}	— estymowany współczynnik bezwładności
i ₁	— prąd fazowy stojana silnika synchronicznego
<i>i</i> 2	— prąd fazowy stojana silnika synchronicznego
i3	— prąd fazowy stojana silnika synchronicznego
i _{De}	— estymowany prąd dynamiczny
I _{D min}	— minimalna wartość zadanego prądu
	dynamicznego
<i>i</i> _{Dref}	— zadany prąd dynamiczny
i _d	— składowa wektora prądu stojana silnika
	synchronicznego w osi podłużnej
i_q	— składowa wektora prądu stojana silnika
	synchronicznego w osi poprzecznej
<i>i</i> Le	— estymowany prąd obciążenia
I _{MAX}	— maksymalna dopuszczalna wartość prądu silnika
<i>i</i> _r	— prąd twornika silnika
<i>i</i> _{ref}	— zadany prąd silnika
i _{rot}	— sygnał wyjściowy czujnika prądu twornika
i _{sdref}	— zadana składowa wektora prądu stojana silnika
	synchronicznego w osi podłużnej
i _{sqref}	— zadana składowa wektora prądu stojana silnika
	synchronicznego w osi poprzecznej
J	— moment bezwładności całego układu
	mechanicznego sprowadzony do wału silnika

sygnał korygujący charakterystykę regulatora kor prędkości — stała momentu silnika (w układzie miar SI równa k_M stałej wzbudzenia silnika) — indukcyjność silnika synchronicznego w osi L_q poprzecznej indukcyjność uzwojenia twornika silnika prądu L_r stałego — liczba faz stojana silnika synchronicznego m_{S} р liczba par biegunów silnika synchronicznego — rezystancja uzwojenia twornika silnika prądu R_r stałego rezystancja fazowa uzwojenia stojana silnika R_{s} synchronicznego $sign(\Delta i_r)$ znak uchybu regulacji prądu silnika ____ Sg1 — sygnał pomocniczy nr 1 estymatora Sg2 — sygnał pomocniczy nr 2 estymatora — dwustanowy sygnał wyjściowy układu S_J przełączającego dwustanowy sygnał wyjściowy układu S_L ____ przełączającego t — czas Т — stała czasowa estymatora t_d moment dynamiczny silnika ____ moment elektromagnetyczny silnika t_{el} T_k — czas regulacji prędkości t_L — moment obciążenia

T_s		czas ustalania się sygnałów wyjściowych
		estymatora podsystemu elektromechanicznego
U_{DC}		napięcie na kondensatorze przekształtnika DC/DC
u_q		współrzędna wektora napięcia stojana w osi
		poprzecznej
<i>u</i> _{ster}		sygnał sterujący przekształtnikiem
		tranzystorowym DC/DC, sygnał wyjściowy
		regulatora prądu
δ	—	stała charakterystyki regulatora prędkości
Δa_e	—	uchyb estymacji przyśpieszenia
Δc_J	_	uchyb estymacji współczynnika bezwładności
Δi		błąd pomiaru prądu
Δi_L	—	uchyb estymacji prądu obciążenia
Δi_q		uchyb regulacji współrzędnej wektora prądu
		stojana silnika synchronicznego w osi
		poprzecznej
Δi_r		uchyb regulacji prądu twornika silnika prądu
		stałego
$\Delta \Theta_e$	—	uchyb estymacji położenia
$\Delta \Theta_{ef}$	—	odfiltrowany uchyb estymacji położenia
$\Delta \Theta_s$	—	błąd pomiaru położenia
Δω		uchyb regulacji prędkości
$\Delta \omega_e$	—	uchyb estymacji prędkości
Θ		położenie kątowe wału silnika
Θ_e		estymowane położenie, sygnał wyjściowy modelu
		równoległego podsystemu elektromechanicznego
Θ_s		sygnał wyjściowy czujnika położenia

- Ψ_f strumień pochodzący od magnesów trwałych silnika synchronicznego
- ω prędkość kątowa wirnika silnika prądu stałego,
 prędkość kątowa wirnika silnika synchronicznego
- ω_e estymowana prędkość
- ω_{ref} zadana prędkość
- Ω odwrotność stałej czasowej estymatora

1 WSTĘP

Układom regulacji prędkości napędów elektrycznych ogólnego przeznaczenia, elementów wykonawczych obrabiarek i robotów są stawiane coraz wyższe wymagania dotyczące dokładności statycznej oraz właściwości dynamicznych procesu regulacji prędkości. Rosnące wymagania wobec tych układów i chęć ich spełnienia skłoniła autora do opracowania nowej metody automatycznego sterowania prędkością w układach napędowych ze sztywnym przeniesieniem napędu. W trakcie prowadzenia badań opracowano adaptacyjne układy sterowania prędkością układów napędowych z silnikiem prądu stałego i silnikiem synchronicznym cechujące się bardzo krótkim czasem regulacji.

Rozprawa dotyczy dokładnej, szybkiej, pozbawionej przeregulowania i adaptacyjnej metody sterowania prędkością obcowzbudnych silników prądu stałego i silników synchronicznych wzbudzanych magnesami trwałymi. Nową metodę regulacji opracowano wykorzystując adaptacyjny estymator podsystemu elektromechanicznego i nieliniowy regulator prędkości.

Estymator i regulator pełnią rozdzielne funkcje w systemie regulacji prędkości.

Estymator służy do pozyskiwania informacji o sterowanym podsystemie elektromechanicznym układu napędowego. Estymator podsystemu elektromechanicznego pozwala na szacowanie prędkości, momentu obciążenia i momentu bezwładności sztywnego układu mechanicznego.

Nieliniowy regulator prędkości umożliwia sterowanie momentem elektromagnetycznym silnika, na podstawie sygnałów wyjściowych estymatora tak, aby uzyskana regulacja prędkości silnika realizowana była z zachowaniem wysokich wskaźników regulacji prędkości.

Zagadnienie szybkiej regulacji prędkości silników elektrycznych prądu stałego i silnika synchronicznego jest kluczowe dla przemysłu i gospodarki. Skrócenie czasu regulacji prędkości pozwala uzyskiwać większą wydajność produkcyjną maszyn, obrabiarek i robotów. Wartym podkreślenia jest fakt, że robotyzacja i automatyzacja z powodu kluczowego znaczenia dla gospodarki są określone jako preferowane obszary prac badawczych i rozwojowych w strategii gospodarczej rządu Rzeczypospolitej Polskiej [51].

1.1 Wskaźniki jakości regulacji prędkości

Jakość regulacji prędkości jest określana zarówno w stanie ustalonym i nieustalonym napędu elektrycznego [9], [19], [28], [96], [97], [107].

Do oceny dokładności regulacji prędkości w stanie ustalonym wykorzystywany jest głównie ustalony uchyb regulacji prędkości [9], [19], [28], [97]. Uchyb regulacji prędkości w stanie ustalonym niesie informację jak bardzo prędkość rzeczywista różni się od prędkości zadanej w stanie (najczęściej znamionowego) obciążenia silnika.

Znanych jest wiele wskaźników [9], [28], [61], [96], [97], [107], które służą do opisu jakości regulacji prędkości w stanach nieustalonych. Do opisu jakości regulacji w tych stanach zostaną wykorzystane, w ramach pracy, następujące wskaźniki regulacji:

- przeregulowanie przebiegu prędkości po skokowej zmianie prędkości zadanej,
- maksymalna wartość uchybu prędkości, wywołanego skokową zmianą momentu obciążenia,
- czas ustalania się prędkości po skokowej zmianie prędkości zadanej lub po skokowej zmianie momentu obciążenia (czas, po którym zwyczajowo przyjmuje się, że prędkość silnika różni się prędkości zadanej mniej niż o 2%) [97].

1.2 Problem naukowy i sposób jego rozwiązania

Znanych jest wiele metod regulacji prędkości kątowej układów napędowych z silnikami prądu stałego i silnikami synchronicznymi, za pomocą których próbowano uzyskiwać jak najlepsze wskaźniki jakości regulacji prędkości.

W układach napędowych z obcowzbudnymi silnikami prądu stałego lub z silnikami synchronicznymi, najczęściej stosowane są kaskadowe struktury układów regulacji prędkości kątowej. Standardowo są one wyposażane w liniowy regulator prędkości typu Proporcjonalno-Całkującego (PI) [14], [15], [42], [68], [69], [74], [87]. Podstawową zaletą tych metod regulacji prędkości jest to, że cechują się one wysoką dokładnością statyczną regulacji prędkości. Metody regulacji prędkości wykorzystujące regulatory prędkości typu PI mają jednak wiele wad. Podstawowa ich wadą jest trudne do wyeliminowania przeregulowanie w obwodzie regulacji prędkości, występujące po skokowej zmianie prędkości zadanej. Metody sterowania prędkości wykorzystujące regulatory PI były ulepszane. Strukturę regulatora rozbudowywano o dodatkowe człony dynamiczne i podukłady nieliniowe [19], [28], [49], [107]. Na wejście układu regulacji prędkości właczano szeregowo dodatkowy człon dynamiczny inercyjny pierwszego rzędu [43], celem zmniejszenia przeregulowania prędkości [19], [28], [49]. Stosowano też nieliniowe układy ograniczania sygnału wyjściowego regulatora i układy ograniczania całki uchybu "anti – windup" [107]. Ograniczanie sygnału wyjściowego regulatora prędkości jest stosowane celem zabezpieczenia silnika przed nadmierną wartością prądu oraz zabezpieczenia silnika przed przeciążeniem i zabezpieczeniem układu mechanicznego przed zbyt dużym momentem napędowym [97]. Układ ograniczania całki uchybu jest stosowany celem zmniejszenia przeregulowania prędkości po skokowej zmianie prędkości zadanej [107]. Pomimo zastosowania tych modyfikacji, układ regulacji prędkości cechuje się jednak przeregulowaniem prędkości.

Wadami wymienionych metod regulacji są także: silna zależność właściwości dynamicznych od aktualnego zastępczego momentu bezwładności napędu oraz duża wartość chwilowa uchybu regulacji prędkości w warunkach skokowo zmieniającego się momentu obciążenia. W pracy [46] sformułowano warunki niezmienności dynamiki obwodu regulacji prędkości przy zmianach elektromechanicznej stałej czasowej, w stanie aktywnym układu regulacji prędkości. W celu uniezależnienia właściwości dynamicznych od zmian momentu bezwładności (stałej czasowej elektromechanicznej) [46], [47], stosowane są pośrednie układy adaptacyjne regulacji prędkości z regulatorem prędkości typu PI [47]. Jednakże, przedstawione w pracach [46], [47] pośrednie układy adaptacyjne regulacji prędkości są wrażliwe na zmiany momentu oporowego. Układy te dodatkowo charakteryzowały się przeregulowaniem prędkości po skoku prędkości zadanej z powodu stosowania regulatora prędkości typu PI.

W pracach [54] i [95] przedstawiono sposoby zmniejszania uchybu regulacji prędkości po zmianie momentu obciążenia, poprzez zastosowanie obserwatora momentu obciążenia. Obserwator momentu obciążenia służył do kompensacji zmian momentu obciążenia. W rezultacie zastosowania obserwatora momentu obciążenia, czas ustalania się prędkości po skokowej zmianie momentu obciążenia jest nieco krótszy. Podstawową wadą tego rozwiązania jest jednak duża wrażliwość na zmianę momentu bezwładności. Ponadto, autorzy prac [54] i [95] mieli problemy z uzyskaniem dokładności statycznej w układzie regulacji prędkości. Pomimo tego, że układ regulacji był wyposażony w obserwator momentu oporowego, to autorzy prac [54] i [95] stosowali regulator prędkości typu PI do kompensacji momentu oporowego, aby uzyskać zadawalającą dokładność statyczną regulacji prędkości [97]. W wyniku zastosowania regulatora typu PI układ regulacji prędkości cechował się astatyzmem, ale wykazywał również przeregulowanie po skokowej zmianie prędkości zadanej.

W pracach [1] i [107] zaproponowano sterowanie ślizgowe z dwustanowym regulatorem prędkości. Takie rozwiązanie zapewnia wysoką odporność na zmiany momentu obciążenia silnika i momentu bezwładności układu mechanicznego. Dodatkową zaletą sterowania ślizgowego jest bardzo krótki czas wzrostu prędkości [9] (czas pierwszego wyzerowania uchybu prędkości) po skokowej zmianie prędkości zadanej lub po skokowej zmianie momentu obciążenia w porównaniu z metodami regulacji prędkości wykorzystującymi regulator PI. Jednakże klasyczna metoda sterowania ślizgowego ma wady wynikające z tego że, dwustanowy sygnał wyjściowy regulatora powoduje duże rzuty momentu elektromagnetycznego silnika. W rezultacie dochodzi do przyspieszonego zużywania elementów się mechanicznych, dużych strat energii w uzwojeniach oraz dodatkowego hałasu generowanego przez silnik. Wymienione wady można jednak zmniejszyć poprzez zastosowanie filtra na wejściu dwustanowego regulatora prędkości i dodatkowego członu dynamicznego całkującego na wyjściu tego regulatora [16], [17], [42], [107]. Zastosowanie tych członów powoduje jednak to, że odpowiedź prędkości układu regulacji także cechuje się przeregulowaniem [16], [17], [42], [107]. W literaturze [18], [39], [52] układ regulacji z regulatorem ślizgowym jest nazywany minimalnoczasowym układem regulacji. Zdaniem autorów [18], [39], [52], charakteryzuje się on minimalnym czasem regulacji prędkości.

Zdaniem autora rozprawy, istnieje możliwość jeszcze szybszej regulacji prędkości bez przeregulowania, niż w układzie regulacji prędkości z regulatorem dwustanowym i sterowaniem ślizgowym.

Znane są także metody sterowania optymalnego przekształtnikowym napędem prądu stałego przy "minimalno-czasowym wskaźniku jakości" [19], [77]. Jednakże "układy sterowania optymalnego określone według przedstawionych metod, nie doczekały się pełnej realizacji technicznej i mogą stanowić tylko punkt odniesienia dla innych realizowanych systemów sterowania" [19]. W pracy tej zaproponowano podział procesu regulacji prędkości na trzy etapy i zawarto wiele cennych wskazówek do kontynuowania prac. Zdaniem autora pracy [19] warunkiem "opracowania regulatora optymalnego konieczne jest spełnienie następujących warunków:

- uzyskanie informacji o parametrach napędu" (moment bezwładności),
- "realizacja toru sprzężenia od aktualnej prędkości kątowej napędu,
- znajomość istniejącego momentu obciążenia".

W pracy [42] został również przedstawiony minimalno-czasowy układ sterowania prędkością silnika synchronicznego zasilanego z falownika prądu. Do regulacji prędkości zastosowano nieliniowy regulator, który uzupełniono o wolno działający człon dynamiczny typu PI celem kompensacji momentu obciążenia. Nieliniową charakterystykę regulatora uzyskano w wyniku założenia, że sterowanie minimalno-czasowe "polega na poruszaniu się po trajektorii ograniczeń" [42]. Zdaniem autora rozprawy, autorzy pracy [42] nie uwzględnili jednak faktu, że ograniczenie dotyczące pochodnej prądu silnika ulega zmianie w trakcie procesu regulacji. W konsekwencji nie wykorzystano faktu, że ograniczenie nałożone na pochodną prądu silnika może być korygowane w zależności od zmieniającej się siły elektromotorycznej silnika. Autorzy pracy [42] przyjęli wartość ograniczenia

pochodnej prądu równą minimalnej możliwej wartości pochodnej prądu silnika, jaka może wystąpić podczas procesu regulacji prędkości. Należy zatem podkreślić fakt, że może zdarzyć się przypadek, w którym pochodna prądu silnika będzie mogła przyjąć większą wartość jako następstwo zmiany siły elektromotorycznej silnika i czas regulacji prędkości mógłby być krótszy w innych punktach pracy silnika. W pracy [42] przedstawiono również wyniki badań ilustrujące właściwości sterowania minimalno-czasowego prędkości, na przykładzie układu napędowego z silnikiem synchronicznym zasilanym z falownika prądu. W niektórych zarejestrowanych przypadkach zaobserwowano, że minimalno-czasowy proces regulacji prędkości zawiera jednak małe przeregulowanie prędkości.

Autor rozprawy zamierza uzyskać minimalno-czasowy proces regulacji prędkości pozbawiony przeregulowania. Zdaniem autora rozprawy, istnieją jeszcze inne techniczne możliwości uzyskania krótszego czasu procesu regulacji prędkości silnika, niż ten opisany w pracy [42] jako minimalno-czasowy. Wartym podkreślenia jest fakt, że w stanach dynamicznych napędu pochodna prądu silnika synchronicznego zasilanego z falownika prądu jest silnie zmniejszana przez indukcyjność w obwodzie pośrednim falownika prądu. Sam fakt zasilenia silnika z falownika napięcia, który nie ma tej indukcyjności, a nie z falownika prądu powoduje, że dla tego samego silnika możliwe będzie uzyskanie większej wartości pochodnej prądu silnika i krótszego czasu regulacji prędkości. Autorzy pracy [42] uzależniają ponadto jakość regulacji prędkości od znajomości momentu obciążenia. Zdaniem autorów [42] "zadanie sterowania zdecydowanie ułatwia założenie estymacji momentu obciążenia".

Konieczność znajomości aktualnej wartości momentu bezwładności i momentu obciążenia podkreślają także autorzy innych prac [11], [25], [26], [37], [41], [42], [54], [63], [66], [76], [78], [86], [88], [90], [91], [92], [102] i [107], jako warunek do uzyskania procesu regulacji prędkości wysokiej jakości. Proces pozyskiwania informacji o aktualnej wartości momentu bezwładności i momentu obciążenia jest jednak trudny do przeprowadzenia. Autor pracy [95] uzależnia jakość obserwacji momentu obciążenia od znajomości momentu bezwładności. Autor pracy [46] uzależnia jakość szacowania momentu bezwładności od znajomości momentu obciążenia. Zdaniem autora rozprawy, aby uzyskać dobre wskaźniki jakości regulacji prędkości konieczne jest opracowanie układu, który kompleksowo pozyskiwałby informacje o momencie bezwładności, momencie obciążenia i prędkości układu napędowego. Potrzeba opracowania takiego układu skłoniła autora rozprawy do opracowania adaptacyjnego estymatora podsystemu elektromechanicznego, przedstawionego w niniejszej rozprawie.

Autor rozprawy, dążąc do opracowania metody minimalno-czasowego sterowania prędkością uznał, że plan badań naukowych powinien rozpoczynać się od opracowania metody kompleksowego pozyskiwania informacji o momencie bezwładności, momencie obciążenia i prędkości układu napędowego, a dopiero w tych warunkach powinno się poszukiwać sposobu na minimalno-czasowe sterowanie prędkością. Ponadto, estymator podsystemu elektromechanicznego zastosowany do kompensacji momentu oporowego powinien zastępować człon dynamiczny całkujący w regulatorze prędkości typu PI. Ułatwi to eliminację przeregulowania w odpowiedzi skokowej prędkości. Przyjęty kierunek badań skłonił autora do pracy nad rozprawą zgodnie z jej tytułem.

Fakt uzyskania minimalno-czasowego i pozbawionego przeregulowania procesu regulacji prędkości świadczyć będzie o korzyściach wynikających z zastosowania estymatora podsystemu elektromechanicznego. Celem rozprawy jest udowodnienie następującej tezy:

Zastosowanie adaptacyjnego estymatora podsystemu elektromechanicznego i adaptacyjnego, statycznego regulatora prędkości kątowej w układach napędowych z silnikami synchronicznymi i prądu stałego, umożliwia uzyskanie wysokiej dokładności statycznej, minimalizację czasu regulacji oraz eliminację przeregulowania prędkości kątowej.

Autor rozprawy zamierza uzyskać minimalno-czasowy proces regulacji prędkości silnika elektrycznego nie definiując żadnego funkcjonału jakości regulacji, zgodnie z pracą [70]. Nie będzie, więc poszukiwane sterowanie, które by minimalizowało założony wcześniej funkcjonał jakości regulacji. Proces definiowania tego funkcjonału jest zbędny [35] w sytuacji, gdy znane jest wymuszenie prowadzące do minimalno-czasowej odpowiedzi obiektu regulacji.

- 21 -

Autor rozprawy wykorzystał fakt, że to wymuszenie, czyli napięcie zasilające silnik, można analizować jak złożenie wielu wymuszeń skokowych o różnym znaku i czasie trwania [20].

Autor rozprawy znając przebieg napięcia zasilającego silnik i minimalnoczasową odpowiedź prądu i prędkości silnika oraz wykorzystując metodę programowania dynamicznego Bellmana [12], [13], opracował metodę sterowania i uzyskał minimalno-czasowy proces regulacji prędkości.

Opracowana metoda minimalno-czasowej regulacji prędkości różni się od innych opisywanych w literaturze [27], [44], [57], [75], [89] minimalnoczasowych metod regulacji położeniem. Sterowanie minimalno-czasowe ma swoje źródła w układach regulacji położenia, którego przykładem może być minimalnoczasowy proces sterowania lądowaniem na planecie [44]. W tej pracy wyznaczono trajektorie zmiennych stanu (przyspieszenia, prędkości, położenia) prowadzące do sterowania minimalno-czasowego, które były uważane za wzorcowe dla napędów pozycyjnych przez wiele lat [27], [75]. Znajomość tych przebiegów zmiennych stanu [70] była podstawą do opracowania nieliniowego regulatora położenia wykorzystywanego do minimalno-czasowej regulacji położenia w latach późniejszych [27], [36], [57], [89].

Jednakże, z zadaniem zastosowania trajektorii wzorcowych regulacji położenia do regulacji prędkości wiąże się wiele trudności. Trudności wynikały z różnic w strukturach przyjętych modeli matematycznych. Model matematyczny [44] zastosowany do regulacji położenia był szeregowym połączeniem dwóch członów dynamicznych całkujących idealnych [43], [44]. Sygnałem wejściowym takiego modelu jest stałe w czasie przyspieszenie. Sygnałem wyjściowym pierwszego członu dynamicznego całkującego modelu jest liniowo zmieniająca się w czasie prędkość. Sygnałem wyjściowym takiego modelu jest parabolicznie zmieniające się w czasie położenie.

Model matematyczny silnika elektrycznego prądu stałego i silnika synchronicznego, wykorzystywany do syntezy układu regulacji prędkości, jest jednak bardziej skomplikowany. Model ten [28], [97], oprócz dwóch szeregowo połączonych członów dynamicznych całkujących, zawiera dodatkowo dwa sprzężenia zwrotne. Istnienie tych sprzężeń zwrotnych jest przyczyną odmiennego zachowania się modelu. Na przykład, zadając stałe wymuszenie na wejściu modelu silnika nie uzyskuje się liniowo zmiennego w czasie sygnału wyjściowego pierwszego członu dynamicznego całkującego. Nie uzyskuje się też parabolicznie zmiennej odpowiedzi modelu, czyli prędkości w czasie. Wartości parametrów modelu silnika elektrycznego mogą zmieniać charakter odpowiedzi prędkości na skokowe wymuszenie napięcia zasilającego. Odpowiedzi skokowe prędkości mogą być aperiodyczne, aperiodyczne krytyczne lub też oscylacyjne [28]. W modelu matematycznym silnika występuje ponadto moment obciążenia, jako sygnał zakłócający. Wyższy stopień złożoności modelu silnika sprawiał trudności w bezpośrednim zastosowaniu metody programowania dynamicznego Bellmana do uzyskania charakterystyki regulatora prędkości.

Zgodnie z tematem rozprawy, autor przyjął plan prac badawczych rozpoczynający się opracowaniem estymatora podsystemu elektromechanicznego, który umożliwiłby szacowanie momentu bezwładności i momentu obciążenia. Dopiero po zastosowaniu estymatora podsystemu elektromechanicznego do kompensacji momentu obciążenia i estymacji momentu bezwładności przystąpiono do stosowania metody programowania dynamicznego. Plan badań obejmował ponadto weryfikację opracowanego systemu regulacji prędkości na drodze doświadczalnych. badań symulacyjnych i badań Badania eksperymentalne przeprowadzono na dwóch samodzielnie zaprojektowanych i zbudowanych stanowiskach naukowo-badawczych:

Adaptacyjny układ napędowy z silnikiem prądu stałego, oraz

Stanowisko naukowo-badawcze z silnikiem synchronicznym z możliwością skokowej zmiany momentu bezwładności.

W pracy wykazano, że opracowany układ sterowania prędkości składający się z estymatora podsystemu elektromechanicznego oraz nieliniowego, statycznego regulatora prędkości umożliwia dodatkowo:

- uzyskanie niezależności właściwości dynamicznych układu regulacji prędkości, w stanie aktywnym regulatora, przy różnych wartościach momentu bezwładności układu mechanicznego,
- poprawę właściwości dynamicznych układu regulacji prędkości po skokowej zmianie momentu obciążenia w stosunku do układów sterowania z regulatorem PI.

Praca składa się z dziesięciu rozdziałów. W rozdziale 1 przedstawiono sposób rozwiązania problemu naukowego. Rozdział 2 zawiera opis proponowanego adaptacyjnego systemu regulacji prędkości zawierający estymator podsystemu elektromechanicznego oraz nieliniowy regulator prędkości. W rozdziale 3 przedstawiono wyniki prac prowadzących do opracowania adaptacyjnego estymatora podsystemu elektromechanicznego. Wyniki prac nad opracowaniem nieliniowego regulatora predkości przedstawiono w rozdziale 4. Rozdział 5 zawiera wyniki badań symulacyjnych, których celem jest porównanie zaproponowanego adaptacyjnego systemu regulacji predkości z systemami regulacji zawierającymi regulator typu PI i dwustanowy regulator prędkości ze sterowaniem ślizgowym. W rozdziale 6 przedstawiono wyniki badań laboratoryjnych, których celem była m.in., weryfikacja wyników badań symulacyjnych uzyskanych w poprzednim rozdziale. Głównym zadaniem tych badań było osiągnięcie celów postawionych w tezie rozprawy. W rozdziale 7 przedstawiono układ regulacji prędkości z silnikiem synchronicznym opracowany przy wykorzystaniu proponowanej metody sterowania prędkości. Rozdział 8 zawiera wyniki badań eksperymentalnych układu napędowego z silnikiem synchronicznym. Prace podsumowano wnioskami końcowymi w rozdziale 9. Do rozprawy dodatkowo załączono spis literatury (rozdział 10) oraz opis stanowisk naukowo badawczych. W załączniku Z1 opisano adaptacyjny układ napedowy z silnikiem pradu stałego, natomiast w załaczniku Z2 stanowisko naukowo-badawcze z silnikiem synchronicznym z możliwością skokowej zmiany momentu bezwładności.

Osobistymi i oryginalnymi osiągnięciami autora rozprawy doktorskiej są:

- opracowanie adaptacyjnego estymatora podsystemu elektromechanicznego;
- opracowanie nieliniowego regulatora prędkości, który wraz z estymatorem podsystemu elektromechanicznego umożliwia przeprowadzenie minimalnoczasowego i pozbawionego przeregulowania procesu regulacji prędkości;
- opracowanie i budowa stanowiska badawczego: Adaptacyjny układ napędowy z silnikiem prądu stałego. Stanowisko zawiera samodzielnie zbudowany zestaw mikroprocesorowy z procesorem sygnałowym DSP96002. Zestaw został wykorzystany do sterowania przekształtnikiem tranzystorowym zasilającym silnik prądu stałego;
- opracowanie i budowa stanowiska badawczego: Stanowisko naukowobadawcze z silnikiem synchronicznym z możliwością skokowej zmiany momentu bezwładności. Stanowisko zawiera samodzielnie zbudowany zestaw z procesorem sygnałowym TMS320C6713, który został wykorzystywany do sterowania trójfazowym falownikiem napięcia zasilającym silnik synchroniczny;
- zrealizowanie minimalno-czasowego i pozbawionego przeregulowania procesu regulacji prędkości silnika prądu stałego i silnika synchronicznego.

2 ADAPTACYJNY SYSTEM REGULACJI PRĘDKOŚCI Z ESTYMATOREM PODSYSTEMU ELEKTROMECHANICZNEGO

W rozdziale tym opisana zostanie zasada działania adaptacyjnego systemu regulacji prędkości, który wyposażony jest w estymator podsystemu elektromechanicznego. Głównymi podzespołami systemu regulacji prędkości, który przedstawiono na rys. 2.1 są: nieliniowy regulator prędkości oraz adaptacyjny estymator podsystemu elektromechanicznego.



Rys. 2.1. Schemat adaptacyjnego systemu regulacji prędkości silnika prądu stałego z estymatorem podsystemu elektromechanicznego

Wyróżniony na rys. 2.1 podsystem elektromechaniczny obejmuje swoim zakresem silnik prądu stałego i obwód regulacji prądu silnika. Model matematyczny podsystemu elektromechanicznego zostanie przedstawiony w dalszej części pracy.

Estymator oraz nieliniowy regulator prędkości pełnią rozdzielne funkcje w adaptacyjnym systemie regulacji prędkości. Zadaniem estymatora, w systemie regulacji prędkości, jest pozyskiwanie informacji o trudno mierzalnych wielkościach fizycznych i parametrach silnika takich jak moment obciążenia, prędkość oraz zastępczy moment bezwładności układu mechanicznego sprowadzony do wału silnika [28]. Informacje pozyskane przez estymator, są do kompensacji momentu obciążenia wykorzystywane silnika oraz do dopasowywania parametrów nieliniowego regulatora prędkości do zmieniających się właściwości napędu. Zadaniem nieliniowego regulatora prędkości jest zapewnienie możliwie najkrótszego czasu trwania procesu regulacji prędkości wału silnika. W efekcie, tak skonstruowany system regulacji prędkości, wyposażony w adaptacyjny estymator podsystemu elektromechanicznego oraz nieliniowy regulator prędkości, cechuje się minimalno-czasową odpowiedzią prędkości, brakiem przeregulowania prędkości przy skokowych zmianach prędkości zadanej, małą wartością uchybu regulacji prędkości po skokowej zmianie momentu obciążenia oraz adaptacją do aktualnej wartości momentu bezwładności całego układu mechanicznego.

Działanie adaptacyjnego systemu regulacji prędkości można omówić na podstawie rys. 2.1 w następujący sposób. Prędkość jest zadawana sygnałem ω_{ref} . Różnica prędkości zadanej i prędkości estymowanej ω_e tworzy uchyb regulacji prędkości $\Delta\omega$. Uchyb ten jest sygnałem wejściowym nieliniowego regulatora prędkości. Do regulatora doprowadzone są ponadto sygnały pozyskane z estymatora podsystemu elektromechanicznego: estymowany prąd obciążenia i_{Le} oraz estymowany współczynnik bezwładności c_{Je} .

Sygnały wyjściowe estymatora zależą od odpowiednich wielkości fizycznych i parametrów podsystemu elektromechanicznego silnika. W stanie ustalonym, sygnał estymowanej prędkości ω_e jest proporcjonalny do prędkości mechanicznej wału silnika, estymowany prąd obciążenia zależy od momentu obciążenia silnika. Estymowany współczynnik bezwładności c_{Je} jest w stanie ustalonym proporcjonalny do stałej momentu silnika k_M i odwrotnie proporcjonalny do zastępczego momentu bezwładności J układu mechanicznego. Związki pomiędzy powyżej wymienionymi sygnałami a parametrami podsystemu elektromechanicznego zostaną wykazane w dalszej części pracy.

Sygnałem wyjściowym regulatora prędkości jest zadany prąd dynamiczny i_{Dref} , który w aktywnym stanie systemu regulacji prędkości, jest proporcjonalny

- 27 -

do momentu dynamicznego silnika t_d . Stan aktywny systemu regulacji prędkości to taki, w którym zadany prąd silnika i_{ref} mieści się w przedziale od - I_{MAX} do + I_{MAX} . Symbol I_{MAX} oznacza maksymalną, dopuszczalną wartość prądu twornika silnika. Moment dynamiczny jest różnicą momentu elektromagnetycznego t_{el} wytwarzanego przez silnik i momentu obciążenia t_L .

W węźle sumacyjnym znajdującym się na wyjściu regulatora prędkości, do sygnału wyjściowego regulatora prędkości dodawany jest estymowany prąd obciążenia i_{Le} , celem kompensacji momentu obciążenia silnika. Kompensacja momentu obciążenia jest niezbędna do uzyskania wysokiej dokładności statycznej układu regulacji prędkości. Wynik sumowania zadanego prądu dynamicznego i_{Dref} i estymowanego prądu obciążenia i_{Le} jest poddany operacji ograniczania sygnału w ograniczniku zadanego prądu silnika. W wyniku działania ogranicznika, zadany prąd silnika i_{ref} jest większy od wartości $-I_{MAX}$ i mniejszy od wartości I_{MAX} .

Od sygnału zadającego prąd twornika iref odejmowany jest sygnał wyjściowy czujnika prądu silnika i_{rot} . Różnica sygnałów jest uchybem regulacji prądu Δi_r , który jest sygnałem wejściowym dwustanowego regulatora pradu pracującego w systemie delta-modulacji [71], [72], [79]. Znak sygnału wyjściowego regulatora pradu jest taki sam, jak znak różnicy pomiędzy zadanym i mierzonym prądem silnika. Dwustanowy sygnał wyjściowy regulatora prądu steruje *u*_{ster} przekształtnikiem DC/DC zasilającym silnik prądu stałego. Zastosowano przekształtnik tranzystorowy DC/DC, którego schemat przedstawiono na rys. 2.2. Głównymi elementami przekształtnika są mostek zbudowany z czterech tranzystorów oraz kondensator elektrolityczny. Biegunowość napięcia wyjściowego przekształtnika wynika bezpośrednio ze znaku sygnału sterującego uster. Wartość bezwzględna napięcia wyjściowego przekształtnika jest w przybliżeniu równa napięciu U_{DC} na kondensatorze znajdującym się na wejściu mostka tranzystorowego.

Prąd wyjściowy przekształtnika powoduje wytwarzanie momentu elektromagnetycznego wewnątrz silnika elektrycznego prądu stałego.

Od wzajemnych relacji pomiędzy momentem elektromagnetycznym, momentem obciążenia silnika i wartością zastępczego momentu bezwładności całego układu mechanicznego zależy przyśpieszenie wału silnika. Przyśpieszenie to wpływa na położenie wału silnika.



Rys. 2.2. Schemat przekształtnika tranzystorowego DC/DC

Wartość położenia wału silnika jest mierzona czujnikiem położenia. Sygnał wyjściowy czujnika położenia Θ_s jest także sygnałem wejściowym estymatora podsystemu elektromechanicznego, który przedstawiono na rys. 2.1. Drugim sygnałem wejściowym estymatora jest prąd zadany i_{ref} , który doprowadzono z wyjścia ogranicznika zadanego prądu twornika silnika. Trzecim sygnałem wejściowym estymatora jest sygnał i_{rot} , który doprowadzono z wyjścia czujnika prądu. Sygnał wyjściowy czujnika prądu silnika jest sygnałem pomocniczym. Na podstawie prądu zadanego silnika i_{ref} oraz sygnału wyjściowego z czujnika położenia Θ_s , w estymatorze podsystemu elektromechanicznego wypracowywane są sygnały: estymowana prędkość wału silnika ω_e , estymowany prąd obciążenia i_{Le} oraz estymowany współczynnik bezwładności c_{Je} .

3 ADAPTACYJNY ESTYMATOR PODSYSTEMU ELEKTROMECHANICZNEGO

Szacowanie momentu obciążenia, jako sygnału zakłócającego system regulacji prędkości jest zagadnieniem bardzo szerokim i było przedmiotem wielu prac badawczych [24], [37], [38], [54], [62], [76], [95]. Zaprezentowane w tych pracach obserwatory momentu obciażenia nie zapewniały jednak dokładności statycznej systemu regulacji prędkości. Zdaniem autorów pracy [42] "na podstawie estymacji momentu obciążenia nie można jednak prowadzić dokładnej stabilizacji prędkości ze względu na nieuniknione błędy". W pracach [24], [37], [38], [54], [62], [76], [95] celem zapewnienia dokładności statycznej układu regulacji prędkości stosowano regulator, który zawierał w sobie człon dynamiczny całkujący. Regulator proporcjonalno-całkujący był również stosowany w systemie regulacji prędkości z regulatorem LQ [65], [77]. Skutkiem zastosowania nadrzędnego regulatora prędkości z całkowaniem jest jednak to, że zaproponowany w pracy [65] system regulacji prędkości nadal cechuje się przeregulowaniem prędkości. Zdaniem autora rozprawy, wysoką dokładność statyczną regulacji prędkości można uzyskać stosując estymator podsystemu elektromechanicznego jako kompensator momentu obciążenia. Eliminację przeregulowania odpowiedzi skokowej prędkości można uzyskać stosując nieliniowy regulator prędkości, który nie zawiera w swojej strukturze członu dynamicznego całkującego.

3.1 Struktura estymatora

W trakcie realizacji podsystemu pracy opracowano estymator elektromechanicznego, który zaklasyfikować klasy układów można do z równoległym modelem odniesienia nazywanych w skrócie MRAS (Model **R**eference Adaptive Systems) [10], [100]. Schemat blokowy estymatora przedstawiono na rys. 3.1.

Estymator można podzielić na dwa główne podsystemy: przestrajalny model równoległy oraz jednostkę przestrajającą. Przestrajalny model równoległy służy do symulacji odpowiedzi położenia Θ_s podsystemu elektromechanicznego w czasie rzeczywistym, na podstawie tego samego sygnału wejściowego i_{ref} . Działa on według drugiej zasady dynamiki Newtona sformułowanej dla ruchu obrotowego układu mechanicznego ze sztywnym przeniesieniem napędu. Model matematyczny przedstawiony zostanie w następnym punkcie.

Jednostka przestrajająca służy do strojenia modelu równoległego w taki sposób, aby uchyb estymacji położenia $\Delta \Theta_e$ pomiędzy sygnałem wyjściowym podsystemu elektromechanicznego Θ_s a sygnałem wyjściowym Θ_e przestrajalnego modelu równoległego był równy zero.



Rys. 3.1. Schemat blokowy adaptacyjnego estymatora podsystemu elektromechanicznego

Zaproponowany adaptacyjny estymator podsystemu elektromechanicznego różni się od innych znanych obserwatorów momentu obciążenia [24], [37], [38], [54], [55], [62], [76], [95] tym, że jest w stanie adaptować się do momentu bezwładności napędu.

Zastosowanie adaptacyjnego estymatora podsystemu elektromechanicznego umożliwia wyeliminowanie członu dynamicznego całkującego w regulatorze prędkości, przy jednoczesnym zachowaniu wysokiej dokładności statycznej układu regulacji prędkości. Badanie dokładności statycznej układu regulacji prędkości, który wyposażono w adaptacyjny estymator podsystemu elektromechanicznego, będzie przedmiotem w dalszej części rozprawy.

3.1.1 Model matematyczny silnika prądu stałego zasilanego z przekształtnika DC/DC

W tym punkcie pracy przedstawiony jest liniowy model matematyczny silnika prądu stałego [97], na podstawie którego został opracowany adaptacyjny układ regulacji prędkości, składający się z adaptacyjnego estymatora podsystemu elektromechanicznego i nieliniowego regulatora prędkości. Założono użycie modelu matematycznego, który zachowuje się podobnie [58], jak silnik prądu stałego. Model silnika jest podzielony na dwa podsystemy: elektromagnetyczny oraz elektromechaniczny.

Stosując drugie prawo Kirchhoffa dla obwodu elektrycznego składającego się z przekształtnika DC/DC oraz uzwojenia twornika silnika prądu stałego, podsystem elektromagnetyczny silnika można opisać następującym równaniem różniczkowym:

$$\frac{d}{dt}i_r = \frac{(U_{DC}) \cdot sign(\Delta i_r) - k_M \cdot \omega - i_r \cdot R_r}{L_r},$$
(3.1)

gdzie:

 L_r -indukcyjność uzwojenia twornika silnika, R_r -rezystancja twornika silnika, U_{DC} -napięcie w obwodzie pośrednim przekształtnika, $sign(\Delta i_r)$ -znak uchybu regulacji prądu, i_r -prąd silnika, ω -prędkość kątowa wirnika silnika prądu stałego, k_M -stała wzbudzenia.

Opis matematyczny podsystemu elektromechanicznego wynika bezpośrednio z modelowania zjawisk fizycznych przy wykorzystaniu drugiej zasady dynamiki Newtona, która dla ruchu obrotowego przyjmuje postać:

$$J\frac{d^2}{dt^2}\Theta = t_d = (t_{el} - t_L).$$
(3.2)

W równaniu (3.2) symbol t_d oznacza moment dynamiczny, J oznacza zastępczy moment bezwładności całego układu mechanicznego, który został sprowadzony do wału silnika, $d^2\Theta/dt^2$ jest przyspieszeniem, a Θ jest położeniem kątowym wału silnika. Moment dynamiczny t_d jest różnicą momentu elektromagnetycznego t_{el} wytwarzanego przez silnik i momentu obciążenia t_L . Moment obciążenia silnika t_L jest sumą momentu strat własnych mechanicznych silnika oraz momentu obciążenia na wale silnika. Moment strat własnych powstaje w wyniku oporów tarcia wirnika i łopatek wentylatora o powietrze, oporów tarcia szczotek o komutator oraz oporów tarcia tocznego w łożyskach silnika.

Model matematyczny (3.1) i (3.2) opisuje zachowanie silnika w sposób przybliżony. W rzeczywistości silnik prądu stałego jest obiektem bardziej złożonym, w którym zachodzi wiele zjawisk fizycznych, które zostały pominięte. Przyjęte w pracy "równania modelu nie uwzględniają skończonej ilości działek komutatora, procesu komutacji, strumienia rozproszenia silnika oraz zmieniających się, w zależności od szybkości obrotowej, strat w żelazie czynnym twornika i nabiegunników" [103]. Jednakże przybliżenie z jakim ten model naśladuje silnik jest na tyle dobre, że jest on powszechnie stosowany [14], [19], [28], [29], [65], [77], [96].

3.1.2 Adaptacyjne szacowanie współczynnika bezwładności i prądu obciążenia

Wykorzystując bezpośrednią metodę Lapunowa, autor rozprawy wyprowadził prawa adaptacji umożliwiające adaptacyjne szacowanie współczynnika bezwładności i prądu obciążenia. Rozpoczynając proces formułowania praw adaptacji poszukiwano opisu matematycznego modelu, którego sygnał wyjściowy naśladowałby sygnał prędkości wału silnika. Na podstawie zależności (3.2) i znajomości wpływu prądu silnika na jego moment elektromagnetyczny t_{el} w postaci zależności:

$$t_{el} = i_r \cdot k_M \,, \tag{3.3}$$

przyjęty został model matematyczny silnika prądu stałego o następującej zależności:

$$\frac{d}{dt}\omega = \frac{1}{J}k_M \cdot i_r - \frac{1}{J} \cdot t_L, \qquad (3.4)$$

gdzie:

 α - prędkość kątowa wału silnika.

Sygnały prądu i_r oraz prędkości kątowej a są dostępne pomiarowo. Celem prostoty opisu matematycznego, założono użycie czujników pomiarowych, które nie wprowadzają błędów. Założono również użycie przestrajalnego modelu równoległego w następującej postaci:

$$\frac{d}{dt}\omega_e = c_{Je} \cdot (i_r - i_{Le}) + k_I \cdot \Delta \omega_e, \qquad (3.5)$$

gdzie:

 ω_e - estymowana prędkość,

c_{Je} - estymowany współczynnik bezwładności,

 i_{Le} - estymowany prąd obciążenia,

 k_1 - parametr estymatora, który jest dodatni.

Na podstawie zależności (3.5) można utworzyć schemat przestrajalnego modelu równoległego, który przedstawiony jest na rys. 3.2.



Rys. 3.2. Schemat przyjętego modelu silnika i jego przestrajanego modelu równoległego

Opis modelu dany zależnością (3.4) różni się od opisu jego modelu równoległego danego zależnością (3.5). Wprowadzony do zależności (3.5) składnik sumy $k_1\Delta\omega_e$ nie jest funkcją tarcia tocznego w łożyskach i strat mechanicznych w wentylatorze. Składnik $k_1\Delta\omega_e$ wprowadzono w celu zapewnienia stabilności układu składającego się z silnika jego modelu odniesienia oraz estymatora, co zostanie wykazane w dalszej części tego podrozdziału [3].

Wprowadzono także różnice w przyjętych parametrach przestrajalnego modelu równoległego. Założono użycie estymowanego prądu obciążenia i_{Le} do szacowania momentu obciążenia oraz użycie estymowanego współczynnika bezwładności c_{Je} do szacowania momentu bezwładności. Założenia te wprowadzono celem uzyskania sygnałów wyjściowych estymatora w takiej postaci, która umożliwiałaby bezpośrednie wykorzystanie ich do zmiany właściwości nieliniowego regulatora prędkości.

Do dalszej analizy przyjęto następujące oznaczenia:

$$\Delta \omega_e = \omega - \omega_e, \qquad (3.6.a)$$

$$\Delta c_J = \frac{k_M}{J} - c_{Je} \,, \tag{3.6.b}$$

$$\Delta i_L = \frac{t_L}{k_M} - i_{Le}, \tag{3.6.c}$$

przy czym $\Delta \omega_e$, Δc_J , Δi_L są współrzędnymi uogólnionego uchybu estymacji.

Odejmując stronami zależności (3.5) i (3.4) oraz uwzględniając powyższe oznaczenia otrzymać można równanie pochodnej uchybu prędkości w postaci:

$$\frac{d}{dt}\Delta\omega_e = -k_I \cdot \Delta\omega_e + (i_r - i_{Le}) \cdot \Delta c_J - \frac{k_M}{J} \cdot \Delta i_L.$$
(3.7)

Do sformułowania praw adaptacji, utworzono dodatnio określoną funkcję współrzędnych $\Delta \omega_e$, Δc_J , Δi_L uogólnionego uchybu (kandydata na funkcję Lapunowa) w postaci:

$$V(\Delta\omega_e, \Delta c_J, \Delta i_L) = \frac{1}{2} \left(a \Delta \omega_e^2 + b \Delta c_J^2 + c \Delta i_L^2 \right), \tag{3.8}$$

przy czym *a, b, c* są dowolnymi stałymi dodatnimi. Pochodna tej funkcji obliczana wzdłuż trajektorii systemu dynamicznego (3.7) ma postać:

$$\frac{d}{dt}V = \left(a \cdot \Delta\omega_{e} \cdot (i_{r} - i_{Le}) \cdot \Delta c_{J} + b \cdot \Delta c_{J} \cdot \frac{d}{dt} \Delta c_{J}\right) + \left(-a \cdot \Delta\omega_{e} \cdot \frac{k_{M}}{J} \cdot \Delta i_{L} + c \cdot \Delta i_{L} \cdot \frac{d}{dt} \Delta i_{L}\right) - a \cdot k_{1} \cdot \Delta\omega_{e}^{2}.$$
(3.9)

Pochodna (3.9) pozostaje ujemnie określona, jeżeli zachodzą równości:

$$a \cdot \Delta \omega_e \cdot (i_r - i_{Le}) \cdot \Delta c_J + b \cdot \Delta c_J \cdot \frac{d}{dt} \Delta c_J = 0, \qquad (3.10)$$

$$-a \cdot \Delta \omega_e \cdot \frac{k_M}{J} \cdot \Delta i_L + c \cdot \Delta i_L \cdot \frac{d}{dt} \Delta i_L = 0.$$
(3.11)
Zakładając, że zmiany parametrów i wielkości występujących w silniku zachodzą powoli w porównaniu do sygnałów wyjściowych estymatora można zapisać:

$$\frac{d}{dt}\Delta c_J = \frac{d}{dt} \left(\frac{k_M}{J} - c_{Je} \right) = -\frac{d}{dt} c_{Je} , \qquad (3.12)$$

$$\frac{d}{dt}\Delta i_L = \frac{d}{dt} \left(\frac{t_L}{k_M} - i_{Le} \right) = -\frac{d}{dt} i_{Le} \,. \tag{3.13}$$

Wykorzystując zależności (3.10), (3.11), (3.12) i (3.13) można sformułować następujące prawa adaptacji:

$$\frac{d}{dt}c_{Je} = k_2 \cdot \Delta \omega_e \cdot (i_r - i_{Le}), \qquad (3.14)$$

$$\frac{d}{dt}i_{Le} = -k_3 \cdot \Delta \omega_e \,, \tag{3.15}$$

przy czym $k_2 = \frac{a}{b}$, $k_3 = \frac{a}{c} \cdot \frac{k_M}{J}$ są dodatnimi parametrami estymatora. Obwodową reprezentacją zależności (3.5), (3.14) i (3.15) jest układ przedstawiony na rys. 3.3.

Ostatecznie przy spełnieniu zależności (3.10) i (3.11) pochodna funkcji Lapunowa przyjmuje postać:

$$\frac{d}{dt}V = -a \cdot k_1 \cdot \Delta \omega_e^2. \tag{3.16}$$

Analizując pochodną funkcji Lapunowa można sformułować wniosek, że uchyb estymacji prędkości $\Delta \omega_e$ dąży do zera dla czasu t dążącego do nieskończoności, a system składający się z silnika, jego przestrajalnego modelu równoległego oraz jednostki przestrajającej jest stabilny.



Rys. 3.3. Estymator współczynnika bezwładności i prądu obciążenia

O pozostałych współrzędnych uogólnionego uchybu Δc_J , Δi_L możemy jedynie powiedzieć, że pozostają ograniczone przy pojedynczym zaburzeniu pod warunkiem, że druga pochodna funkcji Lapunowa:

$$\frac{d^2}{dt^2}V = -2a \cdot k_1 \cdot \Delta \omega_e \cdot \left(\frac{k_M}{J} \cdot i_r - \frac{t_L}{J} - c_{Je} \cdot i_r + c_{Je} \cdot i_{Le} - k_1 \cdot \Delta \omega_e\right)$$
(3.17)

jest ograniczona, co jest automatycznie spełnione w układzie fizycznym [81].

Jakość sygnałów wyjściowych estymatora i_{Le} , c_{Je} w stanie nieustalonym zależy od doboru wartości jego stałych parametrów k_1, k_2, k_3 . Poprzez dobór parametru k_1 można bezpośrednio wpływać na zbieżność uchybu estymacji prędkości $\Delta \omega_e$. Na podstawie zależności (3.16) można więc, sformułować wniosek, że im większa jest wartość tego współczynnika, tym szybciej uchyb estymacji prędkości $\Delta \omega_e$ dąży do zera.

Prowadzono badania weryfikacyjne nad tak opracowanym estymatorem. Początkowo badania nad estymatorem prowadzono w ramach projektu badawczego T8 T10A 064 20 p.t.: "Adaptacyjne odtwarzanie parametrów i wielkości fizycznych w układach napędowych". Projekt badawczy był realizowany w Politechnice Białostockiej w 2001 roku. Projekt dotyczył, między innymi, budowy stanowiska będącego początkowym warsztatem naukowym, w skład którego wchodzi zestaw mikroprocesorowy z procesorem sygnałowym DSP96002.

Na zbudowanym stanowisku przeprowadzono proces szacowania współczynnika bezwładności c_{Je} i estymacji prądu obciążenia i_{Le} silnika prądu stałego. Z przeprowadzonych badań laboratoryjnych wynikało, że właściwości dynamiczne, tak skonstruowanego estymatora, zależały silnie od amplitudy, częstotliwości i kształtu przebiegu sygnału pobudzającego. Ponadto, czas odtwarzania i charakter odpowiedzi estymowanego prądu obciążenia iLe zależał od momentu bezwładności układu napędowego J, a ponadto obwody estymacji prądu obciążenia i_{Le} i współczynnika bezwładności c_{Je} były ze sobą sprzężone. Zmiana momentu obciążenia t_L była przyczyną chwilowego rozstrajania się współczynnika bezwładności c_{Je} . Działo się tak dlatego, że estymacja współczynnika bezwładności c_{Je} i estymacja prądu obciążenia i_{Le} były dokonywane na podstawie tego samego uchybu estymacji prędkości $\Delta \omega_{\rho}$.

Wykorzystując metodę formułowania praw adaptacji opartą o bezpośrednią metodę Lapunowa, poszukiwano lepszych praw adaptacji, które umożliwiłyby odsprzężenie obwodów estymacji oraz uzyskanie niezależności właściwości dynamicznych estymatora od wartości momentu bezwładności i momentu obciążenia. W trakcie realizacji projektu, autor rozprawy zrezygnował ze standardowych metod projektowania estymatora, ponieważ ten kierunek badań nie dawał zadowalających wyników. Autor prowadził badania nad ulepszaniem estymatora w oparciu o metodę heurystyczną polegającą na "wykrywaniu faktów i związków pomiędzy mini" [2].

Dalsze badania nad estymatorem podsystemu elektromechanicznego prowadzono w ramach projektu naukowo-badawczego własnego "Układ napędowy

z silnikiem prądu stałego wyposażony w mechanizm adaptacji", którego celem było zintegrowanie estymatora z regulatorem prędkości w adaptacyjny układ regulacji prędkości. Projekt ten realizowano w Politechnice Białostockiej w latach 2002-2003. W wyniku realizacji projektu, stanowisko badawcze rozbudowano o dedykowany do tego stanowiska przekształtnik i zespół maszynowy. Zbudowano nowy zespół maszynowy, który ma możliwość obciążania silnika i zmiany momentu bezwładności. W ramach projektu podjęto udaną próbę praktycznego zastosowania estymatora podsystemu elektromechanicznego w automatycznym układzie napędowym pomimo, że z zadaniem tym wiązało się wiele trudności.

Tak jak wspomniano wcześniej, źródłem trudności było to, że uchyb estymacji prędkości $\Delta \omega_e$ zależy jednocześnie od uchybu estymacji współczynnika bezwładności Δc_J i uchybu estymacji prądu obciążenia Δi_L [3]. Aby uzyskać stan quasi-odsprzężenia obwodów estymatora należało wprowadzić go w stan pobudzenia [40]. Fakt wprowadzenia sygnału pobudzającego do sygnału prędkości zadanej był przyczyną zakłócenia płynnej pracy silnika. Na skutek pobudzenia estymatora, prędkość silnika ciągle oscylowała [5]. Problem wynikający ze stosowania sygnału pobudzającego rozwiązano wprowadzając do struktury jednostki przestrajającej estymatora układ przełączający. W wyniku zastosowania układu przełączającego zmodyfikowano prawa adaptacji do następującej postaci:

$$\frac{d}{dt}c_{Je} = S_J \cdot k_2 \cdot \Delta \omega_e \cdot (i_r - i_{Le}), \qquad (3.18)$$

$$\frac{d}{dt}i_{Le} = -S_L \cdot k_3 \cdot \Delta \omega_e, \qquad (3.19)$$

gdzie:

 S_L , S_J - dwustanowe sygnały wyjściowe układu przełączającego.

Sygnały dwustanowe: SL, SJ, przyjmują wartość zero lub wartość jeden.

Założono, że układ przełączający włącza do pracy tylko jeden z dwóch obwodów estymacji. Drugi obwód estymacji jest w tym czasie wyłączony. Na tym

etapie badań, sposób sterowania układu przełączającego obwodami estymacji zdefiniowano na podstawie znajomości następującego faktu. Moment bezwładności jest parametrem służącym do opisania właściwości układu napędowego w stanie nieustalonym, zatem tylko w tym stanie jest sens estymować współczynnik bezwładności c_{Je} . W stanie ustalonym, uzasadniona jest jedynie estymacja prądu obciążenia i_{Le} . Układ przełączający skonstruowano więc tak, aby za pomocą sygnału S_J równego jeden i S_L równego zero, uaktywniał integrator do estymacji współczynnika bezwładności c_{Je} tylko w stanach dużego estymowanego prądu dynamicznego i_{De} . Estymowany prąd dynamiczny i_{De} jest sygnałem wewnętrznym przestrajalnego modelu równoległego obliczanym zgodnie zależnością:

$$i_{De} = i_r - i_{Le}$$
 (3.20)

W wyniku zastosowania układu przełączającego w strukturze jednostki przestrajającej nie uzyskano pełnego odsprzężenia obwodów estymacji współczynnika bezwładności c_{Je} i prądu obciążenia i_{Le} . Uchyby estymacji Δc_J i Δi_L nadal były ze sobą sprzężone. Zaletą zastosowania układu przełączającego było jednak to, że znikła potrzeba wprowadzania estymatora w sztucznie wytwarzany stan pobudzenia [40]. Estymator jest w stanie estymować prąd obciążenia i_{Le} i współczynnik bezwładności c_{Je} na podstawie uchybu estymacji prędkości $\Delta \omega_e$, wykorzystując do tego celu naturalne stany pracy napędu elektrycznego.

W wyniku zastosowania estymatora podsystemu elektromechanicznego w układzie regulacji prędkości, układ ten automatycznie adaptował się do zmieniającego się skokowo momentu bezwładności. Jednakże w wyniku dokonanej analizy działania estymatora wywnioskowano, że istnieje możliwość poprawy właściwości dynamicznych estymatora, co skłoniło autora rozprawy do dalszych prac w tym zakresie.

Estymator podsystemu elektromechanicznego został ulepszony w ramach projektu naukowo-badawczego własnego "*Poprawa właściwości dynamicznych*

estymatorów". Projekt realizowano w Politechnice Białostockiej w latach 2004-2006.

W trakcie prowadzenia tych badań stwierdzono, że czas ustalania się i charakter odpowiedzi estymowanego współczynnika bezwładności c_{Je} , zależy od wartości estymowanego prądu dynamicznego i_{De} [4]. Poszukiwano równoważnego opisu matematycznego estymatora, który umożliwiłby wyjaśnienie przyczyn takich właściwości estymatora. Przy założeniu zerowej wartości uchybu estymacji prądu obciążenia Δi_L , wyłączeniu obwodu estymacji prądu obciążenia i_{Le} oraz stałości w czasie i niezerowej wartości estymowanego prądu dynamicznego i_{De} , na podstawie zależności (3.7) i (3.14) obwód estymacji współczynnika bezwładności można opisać następującą zależnością:

$$\frac{d^2}{dt^2}c_{Je} + k_1\frac{d}{dt}c_{Je} + k_2 \cdot i_{De}^2 \cdot c_{Je} = k_2 \cdot i_{De}^2 \cdot \frac{k_M}{J}.$$
(3.21)

Przy pomocy zależności (3.21) przedstawiony więc został wcześniej wykryty wpływ wartości estymowanego prądu dynamicznego i_{De} na charakter odpowiedzi i czas ustalania się estymowanego współczynnika bezwładności c_{Je} .

W konsekwencji wykrycia niekorzystnych właściwości dynamicznych estymatora i przyczyny ich postawania, w oparciu o metodę heurystyczną [2], [60], zaproponowano modyfikację wyprowadzonego prawa adaptacji (3.14) do następującej postaci:

$$\frac{d}{dt}c_{Je} = S_J \cdot k_2 \cdot \Delta \omega_e \cdot \frac{1}{i_{De}}$$
(3.22)

W wyniku zastosowania modyfikacji zależności (3.14) do postaci opisanej zależnością (3.22), obwód estymacji współczynnika bezwładności c_{Je} , w analogicznych warunkach jak powyżej, można opisać następującą zależnością:

$$\frac{d^2}{dt^2}c_{Je} + k_1 \frac{d}{dt}c_{Je} + k_2 \cdot c_{Je} = k_2 \cdot \frac{k_M}{J}.$$
(3.23)

Na podstawie zależności (3.21) można sformułować wnioski dotyczące zmiany właściwości dynamicznych estymatora. W wyniku wprowadzonej modyfikacji, ani charakter odpowiedzi estymowanego momentu bezwładności c_{Je} , ani czas ustalania się tego sygnału nie zależą od wartości estymowanego prądu dynamicznego i_{De} . Właściwości dynamiczne obwodu estymacji współczynnika bezwładności c_{Je} zależą jedynie od znanych współczynników stałych k_1 , k_2 estymatora, które mogą być arbitralnie ustalone przez projektanta.

Problem polega jednak na tym, że właściwości dynamiczne obwodu estymacji prądu obciążenia i_{Le} zależą od wartości momentu bezwładności układu napędowego. Cechę tę przedstawić można za pomocą zależności (3.24), którą wyprowadzono na podstawie zależności (3.7) i (3.15) przy założeniu, że uchyb estymacji współczynnika bezwładności Δc_J jest równy zero oraz, że obwód estymacji współczynnika bezwładności c_{Je} jest aktywowany przez układ przełączający:

$$\frac{d^2}{dt^2}i_{Le} + k_1\frac{d}{dt}i_{Le} + k_3\cdot\frac{k_M}{J}\cdot i_{Le} = k_3\cdot\frac{k_M}{J}\cdot\frac{t_L}{k_M}.$$
(3.24)

W konsekwencji wykrycia zależności właściwości dynamicznych obwodu estymacji prądu obciążenia i_{Le} od momentu bezwładności i zrozumienia przyczyny ich powstawania, w oparciu o metodę heurystyczną [2], [60], zaproponowano również modyfikację prawa adaptacji (3.15) do następującej postaci:

$$\frac{d}{dt}i_{Le} = -S_L \cdot k_3 \cdot \frac{1}{c_{Je}} \cdot \Delta \omega_e \,. \tag{3.25}$$

W rezultacie tej modyfikacji prawa adaptacji obwód estymacji prądu obciążenia można opisać następującą zależnością:

$$\frac{d^2}{dt^2}i_{Le} + k_1\frac{d}{dt}i_{Le} + k_3 \cdot i_{Le} = k_3 \cdot \frac{t_L}{k_M}.$$
(3.26)

Łatwo zauważyć, że w powyższej zależności nie występuje moment bezwładności. Można więc sformułować wniosek, że przy powyższych założeniach właściwości dynamiczne (charakter odpowiedzi i czas ustalania się) obwodu estymacji prądu obciążenia nie zależą od wartości momentu bezwładności, a zależą od k_1 i k_3 .

Autor rozprawy dążył do uzyskania jeszcze krótszego czasu szacowania prądu obciążenia i_{Le} i współczynnika bezwładności c_{Je} . Trudności podczas prób skrócenia czasu ustalania się sygnałów wyjściowych estymatora wynikały jednak technicznej. Estymator zrealizowano z jego realizacji jako system Sygnałem wejściowym ówczesnej wersji estymatora mikroprocesorowy. podsystemu elektromechanicznego była prędkość kątowa. Czas próbkowania systemu mikroprocesorowego był jednak długi, ponieważ prędkość była obliczana jako iloraz różnicowy położenia wału silnika. W wyniku skrócenia tego czasu uzyskiwano pogorszenie rozdzielczości sygnału prędkości (sygnału wejściowego estymatora) [37]. Zwiększyła się ponadto amplituda oscylacji estymowanego współczynnika bezwładności c_{Je} i estymowanego prądu obciążenia i_{Le} . Rozwiązanie tego problemu [6], [22] znaleziono w wyniku zrozumienia faktu, że położenie kątowe można próbkować bez utraty rozdzielczości tak często, jak tylko umożliwia to realizacja sprzętowa systemu mikroprocesorowego. Ostatecznie opracowano kolejną wersję estymatora, nazwanego w dalszej części pracy adaptacyjnym estymatorem podsystemu elektromechanicznego, w którym sygnałem wejściowym było położenie kątowe wału silnika [6], [23], [38], [59] w miejsce wykorzystywanej wcześniej prędkości kątowej.

3.1.3 Podsystem elektromechaniczny

W tym punkcie pracy przedstawiony jest model matematyczny podsystemu elektromechanicznego. Zgodnie z sugestiami zawartymi w pracy [32], struktura modelu matematycznego została przyjęta w takiej formie, aby jego sygnały wyjściowe "dostarczały wiedzy o nim w formie użytecznej". Zgodnie z rys. 2.1 sygnały wyjściowe adaptacyjnego estymatora podsystemu elektromechanicznego zostaną wykorzystane w nieliniowym regulatorze prędkości, bez potrzeby dodatkowego ich przetwarzania.

Zdaniem autora pracy, istotnym z punktu analizy systemu regulacji prędkości jest zamodelowanie wpływu zadanego prądu twornika silnika i_{ref} na sygnał wyjściowy czujnika położenia Θ_s , tak jak to przedstawiono na rys. 2.1. Taki model uwzględnia fakt, że wartość zadanego prądu i_{ref} może być różna od wartości faktycznego prądu silnika i_r . Różnica może wynikać z wpływu niezerowego błędu czujnika pomiarowego prądu oraz niezerowego uchybu regulacji prądu.

Błąd pomiaru prądu zdefiniowano następująco:

$$\Delta i = i_{rot} - i_r \,, \tag{3.27}$$

gdzie:

 i_r - prąd twornika silnika,

i_{rot} - sygnał wyjściowy czujnika prądu silnika,

 Δi - błąd pomiaru prądu.

Zgodnie z rys. 2.1, można przedstawić zależność:

$$i_{rot} = i_{ref} - \Delta i_r \,, \tag{3.28}$$

gdzie:

 Δi_r - uchyb regulacji prądu,

 i_{ref} - zadany prąd silnika.

Przepływający przez twornik silnika prąd i_r powoduje wytwarzanie momentu elektromagnetycznego w silniku, tak jak to opisano zależnością (3.3). Podstawiając zależności (3.27), (3.28), (3.3) do zależności (3.2) uzyskano opis matematyczny podsystemu elektromechanicznego w następującej postaci:

$$\frac{d^2}{dt^2}\Theta = \frac{k_M}{J} \left(i_{ref} - \Delta i_r - \Delta i - \frac{t_L}{k_M} \right).$$
(3.29)

Warto zwrócić uwagę na to, że sygnałem zakłócającym podsystem elektromechaniczny jest nie tylko stosunek momentu obciążenia t_L do stałej momentu k_M , lecz również uchyb regulacji prądu Δi_r oraz błąd pomiaru prądu Δi . Fakt istnienia niezerowego błędu czujnika prądu Δi i błędu czujnika położenia $\Delta \Theta_s$ zostanie uwzględniony w analizie dokładności estymatora podsystemu elektromechanicznego [7].

Równanie (3.29) opisujące podsystem elektromechaniczny, zostało wykorzystane do utworzenia schematu podsystemu elektromechanicznego, który przedstawiono na rys. 3.4.



Rys. 3.4. Schemat podsystemu elektromechanicznego

Sygnałem wyjściowym podsystemu elektromechanicznego jest sygnał wyjściowy układu pomiarowego położenia Θ_s . Do pomiaru położenia zastosowano układ pomiarowy składający się z przetwornika obrotowo-impulsowego oraz licznika rewersyjnego. Zaletą tak skonstruowanego układu jest prawie bezinercyjne przetwarzanie mechanicznego położenia ciągłego Θ na cyfrowy sygnał dyskretny Θ_s . Dyskretny charakter działania czujnika pomiarowego uwzględniono wprowadzając na schemacie podsystemu elektromechanicznego blok "czujnik położenia". Założono, że czujnik położenia ma błąd pomiarowy, który został zdefiniowany następująco:

$$\Delta \Theta_s = \Theta_s - \Theta, \tag{3.30}$$

gdzie:

 Θ_s - sygnał wyjściowy czujnika położenia,

 Θ - mechaniczne położenie wału silnika.

Założono, że niezerowa wartość błędu czujnika położenia $\Delta \Theta_s$ wynika jedynie z dyskretyzacji położenia fizycznego Θ na cyfrowy sygnał wyjściowy czujnika położenia Θ_s [23], [34].

3.1.4 Przestrajalny model równoległy podsystemu elektromechanicznego

Zaproponowano przestrajalny model równoległy podsystemu elektromechanicznego, który służy do symulacji równoległej odpowiedzi sygnału wyjściowego czujnika położenia Θ_s .

Tak jak opisano to w podrozdziale 3.1.3, struktura przestrajalnego modelu równoległego wynika z konieczności pozyskiwania informacji w postaci użytecznej [32], aby mogłyby być one bezpośrednio wykorzystywane przez nieliniowy regulator prędkości. Sygnałami tymi są: estymowana prędkość ω_e , estymowany prąd obciążenia i_{Le} oraz estymowany współczynnik bezwładności c_{Je} .

Założono wykorzystanie przestrajalnego modelu równoległego podsystemu elektromechanicznego, który opisano następującymi zależnościami:

$$\frac{d}{dt}\Theta_e = \omega_e + SgI, \tag{3.31}$$

$$\frac{d}{dt}\omega_e = c_{Je} \cdot \left(i_{ref} - i_{Le}\right) + Sg2, \qquad (3.32)$$

gdzie:

 S_{g1}, S_{g2} - sygnały dodatkowe, ω_e - prędkość estymowana.

Głównym sygnałem wejściowym podsystemu elektromechanicznego i modelu równoległego jest zadany prąd silnika i_{ref} . Głównym sygnałem wyjściowym modelu równoległego jest położenie Θ_e .

W celu przestrajania modelu doprowadzone są do niego sygnały: estymowany prąd obciążenia i_{Le} i estymowany współczynnik bezwładności c_{Je} . Do modelu równoległego doprowadzone są także sygnały dodatkowe s_{g1} i s_{g2} , które służą do formowania właściwości dynamicznych całego estymatora zawierającego w swojej strukturze przestrajalny model równoległy. Analiza właściwości dynamicznych estymatora będzie przedmiotem dalszej części tego punktu pracy.

W przestrajalnym modelu równoległym podsystemu elektromechanicznego ma miejsce przetwarzanie sygnałów zgodnie ze schematem, który przedstawiono na rys. 3.5. Od sygnału prądu zadanego i_{ref} odejmowany jest sygnał estymowanego prądu obciążenia i_{Le} . Różnica tych sygnałów tworzy estymowany prąd dynamiczny i_{De} . Sygnał ten mnożony jest przez sygnał estymowanego współczynnika bezwładności c_{Je} . W wyniku operacji mnożenia uzyskuje się sygnał estymowanego przyśpieszenia, który jest sumowany z sygnałem pomocniczym s_g2 . Suma tych sygnałów poddana jest operacji całkowania, w wyniku której otrzymuje się sygnał estymowanej prędkości ω_e . Sygnał ω_e jest następnie sumowany z sygnałem pomocniczym s_g1 . Wynik sumowania poddany jest także operacji całkowania. W rezultacie uzyskuje się sygnał estymowanego położenia Θ_e .



Rys. 3.5. Schemat blokowy przestrajalnego modelu równoległego podsystemu elektromechanicznego

3.1.5 Jednostka przestrajająca

Zadaniem jednostki przestrajającej jest takie dostrojenie przestrajalnego modelu równoległego podsystemu elektromechanicznego, tak aby model ten dokładnie naśladował podsystem elektromechaniczny. W przypadku idealnego dostrojenia, odpowiedzi położenia podsystemu elektromechanicznego Θ_s i estymowanego położenia Θ_e są takie same. W ogólnym przypadku, różnica tych sygnałów Θ_s i Θ_e tworzy uchyb estymacji położenia $\Delta \Theta_e$:

$$\Delta \Theta_e = \Theta_s - \Theta_e \,. \tag{3.33}$$

modelu równoległego Założono, że do przestrajania podsystemu elektromechanicznego zostanie użyta zmodyfikowana jednostka przestrajająca z poprzedniej wersji estymatora, która przedstawiono pomocą za zależności (3.22) i (3.25). Modyfikacja polega na zamianie uchybu estymacji prędkości $\Delta \omega_e$ uchybem estymacji położenia $\Delta \Theta_e$ oraz na zmianie nazwy parametru k_2 na k_3 w zależności (3.22). Założono następujące zależności matematyczne opisujące działanie układu adaptacji:

$$\frac{d}{dt}i_{Le} = -S_L \cdot \frac{k_3 \cdot \Delta \Theta_e}{c_{Je}},\tag{3.34}$$

$$\frac{d}{dt}c_{Je} = S_J \cdot \frac{k_3 \cdot \Delta \Theta_e}{i_{De}}, \qquad (3.35)$$

$$Sg \ l = k_1 \cdot \Delta \Theta_e \,, \tag{3.36}$$

$$Sg \ 2 = k_2 \cdot \Delta \Theta_e \,. \tag{3.37}$$

Poniżej zostanie przedstawiona analiza stabilności tej wersji adaptacyjnego estymatora podsystemu elektromechanicznego.

Przeprowadzono przekształcenia matematyczne zależności (3.29) - (3.33) oraz (3.36) i (3.37), tak aby uzyskać opis matematyczny systemu składającego się z podsystemu elektromechanicznego i jego przestrajalnego modelu równoległego. Zależności (3.36) i (3.37) podstawiono do zależności (3.31) i (3.32). Z zależności (3.31) wyznaczono estymowaną prędkość ω_e , którą następnie podstawiono do zależności (3.32). Z zależności (3.30) wyznaczono położenie wału silnika Θ , które następnie podstawiono do zależności (3.29). Z zależności (3.29) i (3.32) podsystemu wyznaczono druga pochodna sygnału wyjściowego Θ_{s} elektromechanicznego i drugą pochodną sygnału wyjściowego Θ_e przestrajalnego modelu równoległego i podstawiono je do zróżniczkowanej dwukrotnie stronami zależności (3.33). W wyniku tych przekształceń matematycznych uzyskano drugą pochodną uchybu estymacji położenia $\Delta \Theta_e$ w postaci:

$$\frac{d^2}{dt^2}\Delta\Theta_e + k_1 \cdot \frac{d}{dt}\Delta\Theta_e + k_2 \cdot \Delta\Theta_e = \frac{d^2}{dt^2}\Delta\Theta_s + \Delta a_e, \qquad (3.38)$$

gdzie:

 Δa_e - uchyb przyśpieszenia.

Uchyb przyśpieszenia zdefiniowano następująco:

$$\Delta a_e = \Delta c_J \cdot i_{De} - \frac{k_M}{J} \cdot \Delta i_L, \qquad (3.39)$$

gdzie:

 k_M - stała momentu,

J - moment bezwładności.

i_{De} - estymowany prąd dynamiczny, zdefiniowany według zależności:

$$i_{De} = i_{ref} - i_{Le}$$
. (3.40)

Uchyby estymacji współczynnika bezwładności Δc_J i prądu obciążenia Δi_L opisane zależnościami (3.6.b) i (3.6.c), dla poprzedniej wersji estymatora, zdefiniowano na nowo. Od tego miejsca pracy, aż do jej końca, obowiązują następujące definicje tych uchybów:

$$\Delta c_J = \frac{k_M}{J} - c_{Je}, \tag{3.41}$$

$$\Delta i_L = \frac{t_L}{k_M} + \Delta i_r + \Delta i - i_{Le} \,. \tag{3.42}$$

Dążąc do aperiodycznej odpowiedzi skokowej przyjęto następujące wartości parametrów estymatora:

$$k_1 = 3 \cdot \Omega, \tag{3.43}$$

$$k_2 = 3 \cdot \Omega^2, \tag{3.44}$$

$$k_3 = \Omega^3, \tag{3.45}$$

gdzie:

 Ω - odwrotność stałej czasowej estymatora.

Stabilność estymatora podsystemu elektromechanicznego zostanie wykazana dla dwóch kombinacji sygnałów wyjściowych układu przełączającego:

a) $S_L = 1$ i $S_J = 0$, gdy aktywny jest obwód estymacji prądu obciążenia,

b) $S_L=0$ i $S_J=1$, gdy aktywny jest obwód estymacji współczynnika bezwładności.

Przyjmując wartości parametrów zgodnie z zależnościami (3.43) - (3.45), a także $S_L=1$ i $S_J=0$, następnie wyznaczając z zależności (3.34) uchyb estymacji położenia $\Delta \Theta_e$ i podstawiając go do zależności (3.38) oraz korzystając z zależności (3.39) i (3.42) można uzyskać opis matematyczny obwodu estymacji prądu obciążenia i_{Le} w postaci:

$$\frac{d^{3}}{dt^{3}}i_{Le} + 3 \cdot \Omega \frac{d^{2}}{dt^{2}}i_{Le} + 3 \cdot \Omega^{2} \frac{d}{dt}i_{Le} + \frac{\Omega^{3}}{c_{Je}} \cdot \frac{k_{M}}{J}i_{Le} = \frac{\Omega^{3}}{c_{Je}} \cdot \frac{k_{M}}{J} \cdot \left(\Delta i_{r} + \Delta i + \frac{t_{L}}{k_{M}}\right) + \frac{\Omega^{3}}{c_{Je}} \cdot \frac{\partial^{2}}{\partial t^{2}} \Delta \Theta_{s} - \frac{\Omega^{3}}{c_{Je}} \cdot \Delta c_{J} \cdot i_{De}.$$

$$(3.46)$$

W związku z tym, że zgodnie z zależnością (3.46) obwód estymacji prądu obciążenia jest systemem liniowym, do badania stabilności tego obwodu zostanie wykorzystane kryterium Routha [9]. Zgodnie z kryterium Routha system dynamiczny jest stabilny, jeżeli wszystkie współczynniki równania charakterystycznego oraz współczynniki lewej skrajnej tablicy Routha są dodatnie.

Z zależności (3.46) wydzielono równanie charakterystyczne o dodatnich współczynnikach w postaci:

$$\frac{d^3}{dt^3}i_{Le} + 3\cdot\Omega\frac{d^2}{dt^2}i_{Le} + 3\cdot\Omega^2\frac{d}{dt}i_{Le} + \frac{\Omega^3}{c_{Je}}\cdot\frac{k_M}{J}i_{Le} = 0.$$
(3.47)

Na podstawie równania charakterystycznego (3.47) utworzono tablicę Routha:

$$\begin{array}{cccc}
1 & & 3\Omega^2 \\
3\Omega & & \frac{k_M}{J} \frac{\Omega^3}{c_{Je}} \\
\frac{1}{3}\Omega^2 \left(9 - \frac{k_M}{J} \frac{1}{c_{Je}}\right) & 0 \\
1 & & & \\
\end{array}$$
(3.48)

Współczynniki lewej skrajnej tablicy Routha są dodatnie, jeżeli spełniona jest nierówność:

$$c_{Je} > 0.11 \cdot \frac{k_M}{J} \tag{3.49}$$

Pierwiastki równania charakterystycznego (3.47) mają ujemne części rzeczywiste i obwód estymacji prądu obciążenia jest stabilny, jeżeli rozstrojenie estymowanego współczynnika bezwładności c_{Je} jest nie większe niż dane nierównością (3.49).

Następnie uzasadniono dobór parametrów estymatora według zależności (3.43) - (3.45). Zakładając idealne dostrojenie estymatora ($\Delta c_J = 0$), w którym:

$$c_{Je} = \frac{k_M}{J},\tag{3.50}$$

zależność (3.46) można uprościć do postaci:

$$\frac{d^{3}}{dt^{3}}i_{Le} + 3 \cdot \Omega \frac{d^{2}}{dt^{2}}i_{Le} + 3 \cdot \Omega^{2} \frac{d}{dt}i_{Le} + \Omega^{3} \cdot i_{Le} = \Omega^{3} \cdot \left(\Delta i_{r} + \Delta i + \frac{t_{L}}{k_{M}}\right) + \frac{\Omega^{3}}{c_{Je}} \cdot \frac{d^{2}}{dt^{2}} \Delta \Theta_{s}.$$
(3.51)

Zakładając użycie dokładnego czujnika położenia ($\Delta \Theta_s = 0$) oraz stosując przekształcenie Laplace'a przy zerowych warunkach początkowych, zależność (3.51) można przedstawić w następującej postaci:

$$i_{Le}(s) = \frac{1}{(sT+1)\cdot(sT+1)\cdot(sT+1)} \cdot \left(\Delta i_r(s) + \Delta i(s) + \frac{t_L(s)}{k_M}\right),\tag{3.52}$$

gdzie:

$$T = (1/\Omega). \tag{3.53}$$

W rezultacie analizy opisu matematycznego danego zależnością (3.52), można dojść do wniosku, że opis ten przedstawia system dynamiczny będący szeregowym połączeniem trzech członów dynamicznych pierwszego rzędu o trzech równych sobie stałych czasowych T i wzmocnieniu równym jeden. Odpowiedź skokowa takiego systemu dynamicznego (3.52) jest pozbawiona oscylacji, co uzasadnia przyjęcie wartości parametrów estymatora danych zależnościami (3.43) - (3.45).

W podobny sposób można również uzyskać opis matematyczny i zbadać stabilność obwodu estymacji współczynnika bezwładności c_{Je} , gdy $S_J=1$, $S_L=0$. Założono, że opis matematyczny tego obwodu przedstawiony zostanie w stanie jednostajnego przyspieszenia wału silnika, gdy prąd dynamiczny i_{De} jest stały i ma niezerową wartość, a wartości stałych estymatora są zgodne z zależnościami (3.43) - (3.45). Wyznaczając z zależności (3.35) uchyb estymacji położenia $\Delta \Theta_e$ i podstawiając go do zależności (3.38), przy dodatkowym wykorzystaniu zależności (3.39) i (3.41) można uzyskać opis matematyczny obwodu estymacji współczynnika bezwładności c_{Je} w postaci:

$$\frac{d^{3}}{dt^{3}}c_{Je} + 3 \cdot \Omega \frac{d^{2}}{dt^{2}}c_{Je} + 3 \cdot \Omega^{2} \frac{d}{dt}c_{Je} + \Omega^{3} \cdot c_{Je} = \Omega^{3} \cdot \frac{k_{M}}{J} + \frac{\Omega^{3}}{i_{De}} \cdot \frac{d^{2}}{dt^{2}} \Delta \Theta_{s} - \frac{\Omega^{3}}{i_{De}} \cdot \frac{k_{M}}{J} \cdot \Delta i_{L}.$$
(3.54)

Na podstawie zależności (3.54) napisano następujące równanie charakterystyczne:

$$s^{3} + 3\Omega s^{2} + 3\Omega^{2} s + \Omega^{3} = (s + \Omega)^{3} = 0.$$
(3.55)

Wszystkie pierwiastki równania charakterystycznego (3.55) mają ujemne części rzeczywiste. Można zatem sformułować wniosek, że obwód estymacji współczynnika bezwładności c_{Je} jest stabilny.

Dążąc do uzasadnienia doboru wartości parametrów estymatora zgodnie z zależnościami (3.43) - (3.45) przedstawiono uproszczony opis matematyczny obwodu estymacji współczynnika bezwładności c_{Je} , gdy $\Delta i_L = 0$. Zakładając użycie dokładnego czujnika położenia ($\Delta \Theta_s = 0$), oraz stosując przekształcenie Laplace'a przy założeniu zerowych warunków początkowych, zależność (3.54) przedstawiono w następującej postaci:

$$c_{Je}(s) = \frac{1}{(sT+1)\cdot(sT+1)\cdot(sT+1)}\cdot\left(\frac{k_M}{J}\right).$$
(3.56)

Analizując zależność (3.56), można dojść do wniosku, że przedstawia ona system dynamiczny będący szeregowym połączeniem trzech członów dynamicznych inercyjnych o trzech równych sobie stałych czasowych *T*. Można zatem sformułować wniosek, że obwód estymacji współczynnika bezwładności c_{Je} jest stabilny i nie wykazuje oscylacji. W ten sposób potwierdzono celowość przyjęcia wartości parametrów estymatora zgodnie z zależnościami (3.43) - (3.45).

Tak zbudowany estymator podsystemu elektromechanicznego zweryfikowano na drodze badań symulacyjnych i badań laboratoryjnych [6]. W trakcie realizacji procesu badawczego zaobserwowano jednak silne oscylacje uchybu estymacji położenia $\Delta \Theta_e$, które powodowały oscylowanie sygnałów wyjściowych estymatora ω_e , i_{Le} , c_{Je} . Analiza wykazała, że przyczyną takiego zachowania się estymatora, jest proces dyskretyzacji wartości położenia zachodzący w czujniku położenia. Celem zmniejszenia amplitudy oscylacji sygnału $\Delta \Theta_e$, autor rozprawy założył użycie dodatkowego filtra uchybu estymacji położenia, którego struktura została opisana w następnym podrozdziale.

3.1.5.1 Zmodyfikowana jednostka przestrajająca i filtr uchybu estymacji położenia

Filtr uchybu położenia służy do tłumienia pulsacji uchybu estymacji położenia $\Delta \Theta_e$ wywołanych dyskretyzacją wartości położenia w czujniku położenia.

Wpływ pulsacji prędkości na działanie obserwatora momentu obciążenia był przedmiotem prac [93], [94]. W pracach tych przedstawiono obserwatory momentu obciążenia z inercją I i II rzędu. W pracach [93], [94] zaproponowano tłumienie tych pulsacji poprzez zwiększanie rzędu obserwatorów.

Autor rozprawy stosując filtr uchybu położenia założył, że zostanie zbudowany estymator podsystemu elektromechanicznego z inercją szóstego rzędu i zostaną zbadane jego właściwości filtracji pulsacji sygnału wyjściowego Θ_s czujnika położenia. Niemożność zastosowania wyższego rzędu niż szósty wynika z ograniczonych możliwości procesora sygnałowego zastosowanego do obliczania sygnałów wyjściowych estymatora.

Założono użycie filtra uchybu estymacji położenia, który opisano następującym równaniem różniczkowym:

$$\frac{d^{3}}{dt^{3}}\Delta\Theta_{ef} = -A\cdot\Omega\cdot\frac{d^{2}}{dt^{2}}\Delta\Theta_{ef} - B\cdot\Omega^{2}\cdot\frac{d}{dt}\Delta\Theta_{ef} - C\cdot\Omega^{3}\cdot\Delta\Theta_{ef} + \Delta\Theta_{e}, \qquad (3.57)$$

gdzie:

A, B, C - parametry estymatora,

 Ω - odwrotność stałej czasowej estymatora.

Schemat filtra uchybu położenia przedstawiono na rys. 3.6. Sygnałem wejściowym tego filtra jest uchyb estymacji położenia $\Delta \Theta_e$, natomiast jego sygnałem wyjściowym jest odfiltrowany uchyb położenia $\Delta \Theta_{ef}$.

Założono także użycie zmodyfikowanej jednostki przestrajającej z poprzedniej wersji estymatora podsystemu elektromechanicznego o następującym opisie matematycznym:

$$\frac{d}{dt}i_{Le} = -S_L \cdot \frac{F \cdot \Omega^6}{c_{Je}} \cdot \Delta \Theta_{ef} , \qquad (3.58)$$

$$\frac{d}{dt}c_{Je} = S_J \cdot \frac{F \cdot \Omega^o}{i_{De}} \cdot \Delta \Theta_{ef} , \qquad (3.59)$$

$$Sg \ l = D \cdot \Omega^4 \cdot \Delta \Theta_{ef} , \qquad (3.60)$$

$$Sg \ 2 = E \cdot \Omega^5 \cdot \Delta \Theta_{ef} , \tag{3.61}$$

gdzie:

D, E, F – parametry estymatora.



Rys. 3.6. Schemat filtra uchybu położenia

Modyfikacje polegają na zamianie, w zależnościach (3.34) - (3.37), sygnału uchybu estymacji położenia $\Delta \Theta_e$ sygnałem odfiltrowanego uchybu położenia $\Delta \Theta_{ef}$ oraz zamianie nazwy parametrów k_1 , k_2 , k_3 kolejno iloczynami nowo założonych parametrów estymatora $D \cdot \Omega^4$, $E \cdot \Omega^5$, $F \cdot \Omega^6$. Schemat tak zmodyfikowanej jednostki przestrajającej estymatora podsystemu elektromechanicznego przedstawiono na rys. 3.7.

Założono użycie parametrów *A*, *B*, *C*, *D*, *E*, *F*, za pomocą których można wpływać na charakter odpowiedzi estymatora. Założono również użycie parametru Ω tak, aby można było za pomocą jego wartości wpływać na stałą czasową estymatora nie zmieniając przy tym charakteru odpowiedzi jego sygnałów wyjściowych. Uzasadnienie doboru wartości wymienionych parametrów estymatora zostanie omówiony w dalszej części pracy.



Rys. 3.7. Schemat jednostki przestrajającej

3.1.6 Schemat zastępczy estymatora

W bieżącym podrozdziale zostanie opisany schemat zastępczy estymatora podsystemu elektromechanicznego. Schemat zastępczy przedstawiony jest tak, aby można było łatwo analizować sposób działania i właściwości estymatora podsystemu elektromechanicznego. Schemat zastępczy estymatora można podzielić na trzy obwody estymacji: obwód estymacji prędkości, obwód estymacji prądu obciążenia i obwód estymacji współczynnika bezwładności, tak jak to przedstawiono na rys. 3.8. Wymuszeniami w układzie są: nieznana prędkość mechaniczna, nieznany moment obciążenia oraz nieznany moment bezwładności. Sygnałami wyjściowymi schematu zastępczego estymatora są: estymowana prędkość ω_e , estymowany prąd obciążenia i_{Le} oraz estymowany współczynnik bezwładności c_{Je} , otrzymane w wyniku procesu estymacji.

W stanie dokładnego nastrojenia estymatora uchyby estymacji Δc_J , Δi_L , $\Delta \omega_e$ są równe zero. W tym stanie, zgodnie z zależnością (3.62) estymowana prędkość ω_e równa jest prędkości mechanicznej silnika. Zgodnie z zależnością (3.42), estymowany prąd obciążenia i_{Le} równy jest sumie uchybu regulacji prądu Δi_r , błędu pomiaru prądu Δi i stosunku momentu obciążenia t_L do stałej momentu k_M . Zgodnie z zależnością (3.41), estymowany współczynnik bezwładności c_{Je} jest równy stosunkowi stałej momentu k_M do momentu bezwładności J.



Rys. 3.8. Blokowy schemat zastępczy estymatora

Aby opisać obwód estymacji prędkości, zdefiniowano uchyb estymacji prędkości w następujący sposób:

$$\Delta \omega_e = \frac{d}{dt} \Theta - \omega_e = \omega - \omega_e, \qquad (3.62)$$

gdzie:

- Θ położenie kątowe wału silnika,
- ω prędkość kątowa wirnika silnika,
- ω_e prędkość estymowana.

Wyznaczając z zależności (3.31) estymowaną prędkość ω_e i podstawiając ją do zależności (3.62) oraz wykorzystując zależności (3.30) i (3.60), uchyb estymacji prędkości $\Delta \omega_e$ uzależniono od uchybu położenia $\Delta \Theta_e$ (3.33) i błędu czujnika położenia $\Delta \Theta_s$ w następujący sposób:

$$\Delta \omega_e = \frac{d}{dt} \Delta \Theta_e - \frac{d}{dt} \Delta \Theta_s + D \cdot \Omega^4 \cdot \Delta \Theta_{ef} \,. \tag{3.63}$$

Zależność (3.63) poddano dalszym przekształceniom, podstawiając do niej uchyb położenia $\Delta \Theta_e$ wyznaczony z zależności (3.57). W rezultacie uzyskano zależność opisującą wpływ odfiltrowanego uchybu położenia $\Delta \Theta_{ef}$ i błędu pomiaru położenia $\Delta \Theta_s$ na uchyb estymacji prędkości:

$$\Delta \omega_{e} = \frac{d^{4}}{dt^{4}} \Delta \Theta_{ef} + A \cdot \Omega \cdot \frac{d^{3}}{dt^{3}} \Delta \Theta_{ef} + B \cdot \Omega^{2} \cdot \frac{d^{2}}{dt^{2}} \Delta \Theta_{ef} + C \cdot \Omega^{3} \cdot \frac{d}{dt} \Delta \Theta_{ef} + D \cdot \Omega^{4} \cdot \Delta \Theta_{ef} - \frac{d}{dt} \Delta \Theta_{s}.$$

$$(3.64)$$

Zależność (3.64) została wykorzystana do utworzenia schematu zastępczego estymatora podsystemu elektromechanicznego, przedstawionego na rys. 3.9.

Oprócz zależności (3.64), do utworzenia schematu zastępczego estymatora niezbędny jest również opis matematyczny obwodu estymacji prądu obciążenia i obwodu estymacji współczynnika bezwładności.

Aby uzyskać opis matematyczny systemu składającego się z podsystemu elektromechanicznego i przestrajalnego modelu równoległego, przekształcono zależności (3.29) - (3.33) oraz (3.60), (3.61) i uzyskano drugą pochodną uchybu estymacji położenia:

$$\frac{d^2}{dt^2} \Delta \Theta_e = -E \cdot \Omega^5 \cdot \Delta \Theta_{ef} - D \cdot \Omega^4 \cdot \frac{d}{dt} \Delta \Theta_{ef} + \frac{d^2}{dt^2} \Delta \Theta_s + \Delta a_e, \qquad (3.65)$$

gdzie:

 Δa_e - uchyb przyśpieszenia, zdefiniowany zgodnie z zależnością (3.39).

Z zależności (3.57) wyznaczono uchyb estymacji położenia $\Delta \Theta_e$, który następnie podstawiono do zależności (3.65) i uzyskano zależność (3.66) przedstawiającą wpływ uchybu przyspieszenia Δa_e i błędu pomiaru położenia $\Delta \Theta_s$ na odfiltrowany uchyb położenia $\Delta \Theta_{ef}$:

$$\frac{d^{5}}{dt^{5}}\Delta\Theta_{ef} + A\cdot\Omega\cdot\frac{d^{4}}{dt^{4}}\Delta\Theta_{ef} + B\cdot\Omega^{2}\cdot\frac{d^{3}}{dt^{3}}\Delta\Theta_{ef} + C\cdot\Omega^{3}\cdot\frac{d^{2}}{dt^{2}}\Delta\Theta_{ef} + D\cdot\Omega^{4}\cdot\frac{d}{dt}\Delta\Theta_{ef} + E\cdot\Omega^{5}\cdot\Delta\Theta_{ef} = \frac{d^{2}}{dt^{2}}\Delta\Theta_{s} + \Delta a_{e}.$$
(3.66)

Na podstawie zależności (3.64) i (3.66) utworzono schemat *członu dynamicznego* stanowiącego fragment zastępczego schematu estymatora, który przedstawiono na rys. 3.9. Zależność (3.66) opisuje wpływ uchybu przyspieszenia

 Δa_e na odfiltrowany uchyb położenia $\Delta \Theta_{ef}$. Zależność (3.64) opisuje wpływ odfiltrowanego uchybu położenia $\Delta \Theta_{ef}$ na uchyb estymacji prędkości $\Delta \omega_e$.

Do utworzenia szczegółowego schematu zastępczego, który przedstawiono na rys. 3.9, wykorzystano również zależności (3.39), (3.41), (3.42), (3.58) i (3.59). Zgodnie z zależnościami (3.58) i (3.59) sygnał wyjściowy *członu dynamicznego*, czyli odfiltrowany uchyb położenia $\Delta \Theta_{ef}$, wpływa na sygnały wejściowe integratorów jednostki przestrajającej. Sygnały wyjściowe i_{Le} i c_{Je} tych integratorów wpływają na sygnał wejściowy *członu dynamicznego*, czyli na uchyb przyspieszenia Δa_e , zgodnie z zależnościami (3.39), (3.41) i (3.42).

Na schemacie zastępczym estymatora można również zauważyć w jaki sposób sprzęgają się obwody estymacji współczynnika bezwładności c_{Je} i prądu obciążenia i_{Le} . Podukładem sprzęgającym jest *człon dynamiczny*, który przedstawiono na schemacie zastępczym estymatora. Sygnałem zwrotnym *członu dynamicznego* jest uchyb przyśpieszenia Δa_e , który zależy jednocześnie od dwóch uchybów estymacji Δi_L , Δc_J , tak jak to opisuje zależność (3.39). Sygnałami wyjściowymi członu dynamicznego są: odfiltrowany uchyb położenia $\Delta \Theta_{ef}$ oraz uchyb estymacji prędkości $\Delta \omega_e$.

Schemat zastępczy zostanie wykorzystany do badania właściwości adaptacyjnego estymatora podsystemu elektromechanicznego. W stanie dokładnego dostrojenia, uchyby estymacji Δi_L , Δc_J są równe zero. W tym stanie sygnał zwrotny członu dynamicznego Δa_e także jest równy zero. Odfiltrowany uchyb położenia $\Delta \Theta_{ef}$, pochodne tego uchybu i uchyb estymacji prędkości $\Delta \omega_e$ są również równe zero, pomimo tego, że prąd dynamiczny modelu i_{De} może przyjmować wartości niezerowe. W rezultacie, w stanie zmieniającej się prędkości silnika, przy niezerowej wartości i_{De} , prędkość estymowana ω_e nie jest obciążona uchybem estymacji prędkości $\Delta \omega_e$. Tak jak to przedstawiono na rys. 3.9, prędkość estymowana ω_e zależy bezpośrednio od prędkości wału silnika ω . Pomiędzy sygnałem prędkości mechanicznej wału silnika ω , a sygnałem prędkości estymowanej ω_e nie ma żadnego członu dynamicznego.



Rys. 3.9. Szczegółowy schemat zastępczy estymatora

Informacja ta pozwala na sformułowanie następującego wniosku dotyczącego ważnej właściwości estymatora. Estymator podsystemu elektromechanicznego umożliwia bezinercyjne szacowanie prędkości wału silnika, ponieważ w stanie dokładnego dostrojenia estymatora uchyb estymacji prędkości $\Delta \omega_e$ jest równy zero. Właściwość bezinercyjnego pozyskiwania informacji o aktualnej wartości prędkości

można wytłumaczyć w ten sposób, że w stanie dokładnego dostrojenia, model równoległy dokładnie naśladuje podsystem elektromechaniczny. Dokładne odwzorowanie ma miejsce, gdy odpowiednie sygnały podsystemu elektromechanicznego i jego modelu równoległego (momenty dynamiczne, przyspieszenia, prędkości, położenia) są sobie równe.

3.1.7 Układ przełączający

Układ przełączający służy do quasi-odsprzężenia wewnętrznych obwodów estymatora. Pożądana struktura estymatora to taka, której wewnętrzne obwody estymacji byłyby niezależne od siebie. Celem odsprzężenia jest to, aby integratory estymowanego prądu obciążenia i_{Le} i estymowanego współczynnika bezwładności c_{Je} były strojone bezpośrednio odpowiednimi uchybami Δi_L , Δc_J . W tych warunkach wewnętrzne obwody estymatora byłyby niezależne od siebie. Obwody estymacji są jednak ze sobą sprzężone poprzez człon dynamiczny, który przedstawiono na rys. 3.9. Obydwa obwody estymacji są strojone tym samym uchybem $\Delta \Theta_{ef}$, zależnym jednocześnie od uchybów estymacji Δc_J oraz Δi_L .

W ramach realizacji pracy opracowano metodę quasi-odsprzężenia wewnętrznych obwodów estymatora polegającą na rozpoznawaniu stanów modelu równoległego. Rozróżniane są: stan dużej wartości bezwzględnej prądu dynamicznego i_{De} oraz stan małej wartości bezwzględnej estymowanego prądu dynamicznego i_{De} . W sytuacji, gdy wartość bezwzględna prądu dynamicznego i_{De} jest mała, zgodnie z zależnością (3.39), uchyb przyśpieszenia Δa_e zależy w głównej mierze od uchybu estymacji prądu obciążenia Δi_L . W tym stanie uzasadnione jest prowadzenie procesu estymacji prądu obciążenia i_{Le} . W sytuacji, gdy wartość bezwzględna estymowanego prądu dynamicznego i_{De} jest duża, zgodnie z zależnością (3.39), uchyb przyśpieszenia Δa_e zależy w głównej mierze od uchybu współczynnika bezwładności Δc_J . W tym stanie należy estymować współczynnik bezwładności c_{Ie} . Na podstawie powyższych informacji można zdefiniować sposób pracy układu przełączającego. W stanie małej wartości bezwzględnej estymowanego prądu dynamicznego i_{De} , układ przełączający powinien zadawać sygnał S_L równy jeden i sygnał S_J równy zero, aby estymować prąd obciążenia i_{Le} . W drugim stanie modelu równoległego, gdy wartość bezwzględna estymowanego prądu dynamicznego i_{De} jest duża, układ przełączający powinien włączać do pracy obwód estymacji współczynnika bezwładności c_{Je} , zadając odpowiednio sygnał S_L równy zero i sygnał S_J równy jeden.

Problem polega jednak na tym, że trudno uzyskać pełne odsprzężenie obwodów estymatora jedynie na podstawie rozpoznawania stanów dużej i małej wartości bezwzględnej estymowanego prądu dynamicznego i_{De} . Autor rozprawy uważa, że należy dodatkowo rozpoznawać przyczyny dużej wartości bezwzględnej estymowanego prądu dynamicznego i_{De} .

Duża wartość bezwzględna estymowanego prądu dynamicznego i_{De} może być spowodowana trzema przyczynami. Pierwszą przyczyną może być zmiana momentu obciążenia t_L . Od momentu obciążenia t_L zależy moment dynamiczny i estymowany prąd dynamiczny i_{De} . W stanie dużej wartości bezwzględnej estymowanego prądu dynamicznego i_{De} wywołanym zmieniającym się momentem obciążenia t_L , uchyb estymacji prądu obciążenia Δi_L jest duży, a uchyb wspólny $\Delta \Theta_{ef}$ zależy w głównej mierze od tego uchybu Δi_L . W tym stanie należy zatem estymować prąd obciążenia i_{Le} .

Drugą przyczyną stanu dużej wartości bezwzględnej estymowanego prądu dynamicznego i_{De} może być zmiana zadanej prędkości ω_{ref} . Zmiana zadanej prędkości ω_{ref} jest przyczyną niezerowej wartości uchybu regulacji prędkości $\Delta\omega$, tak jak to przedstawiono na rys. 2.1. Uchyb regulacji prędkości $\Delta\omega$ wpływa na sygnał wyjściowy regulatora prędkości, czyli na zadany prąd dynamiczny i_{Dref} . Prąd i_{Dref} jest równy estymowanemu prądowi dynamicznemu i_{De} w stanie aktywnym systemu regulacji prędkości. W sytuacji, gdy moment obciążenia t_L nie zmienił się, uchyb wspólny $\Delta \Theta_{ef}$ zależy w głównej mierze od uchybu estymacji współczynnika bezwładności Δc_J . W tym stanie uzasadnione jest prowadzenie procesu estymacji współczynnika bezwładności c_{Je} .

Trzecią przyczyną stanu dużej wartości bezwzględnej estymowanego prądu dynamicznego i_{De} może być jednoczesna zmiana prędkości zadanej ω_{ref} i momentu obciążenia t_L . W takich warunkach, wyzerowanie uchybów Δi_L i Δc_J jest trudne do uzyskania, ponieważ zgodnie z zależnościami (3.39) i (3.66) uchyb wspólny $\Delta \Theta_{ef}$ silnie zależy od obydwu uchybów estymacji: Δi_L i Δc_J . Niemniej jednak, w rzeczywistym układzie napędowym, estymowany prąd dynamiczny i_{De} może mieć wartość kilkakrotnie większą wartość niż uchyb estymacji prądu obciążenia Δi_L z wyniku zastosowania w układzie napędowym silnika elektrycznego o dużej przeciążalności prądu. Z tego powodu, uchyb wspólny $\Delta \Theta_{ef}$ zależy głównie od uchybu estymacji współczynnika bezwładności Δc_J . W takich warunkach, zasadne jest prowadzenie estymacji współczynnika bezwładności Δc_J .

Podsumowując, na podstawie powyższych informacji sformułowano sposób działania układu przełączającego. Jeżeli rozpoznano stan dużej wartości bezwzględnej estymowanego prądu dynamicznego i_{De} , który spowodowany jest zmianą prędkości zadanej ω_{ref} , należy prowadzić estymację współczynnika bezwładności c_{Je} . Jeżeli stan dużej wartości bezwzględnej estymowanego prądu dynamicznego i_{De} wywołany jest zmianą momentu obciążenia t_L , należy prowadzić estymację prądu obciążenia i_{Le} . W stanie dużej wartości bezwzględnej estymowanego prądu dynamicznego i_{De} mywołanego i_{De} wywołanego prądu obciążenia t_L należy prowadzić estymację maną prędkości zadanej ω_{ref} i momentu obciążenia t_L należy prowadzić estymację współczynnika bezwładności c_{Ie} .

W układzie regulacji prędkości istnieje możliwość rozpoznania jedynie zmiany zadanej prędkości ω_{ref} . Nie istnieje niestety możliwość rozpoznania zmiany momentu obciążenia t_L . Zostało zatem założone, że stan w którym zadana prędkość ω_{ref} nie zmienia się, jest spowodowany przez zmianę momentu obciążenia t_L . Na podstawie tego założenia zaprojektowano układ przełączający, który przedstawiono rys. 3.10.

Zmiany zadanej prędkości do estymacji stałej czasowej ω_{ref} elektromechanicznej układu napędowego, zostały również wykorzystane w pracy [64]. W pracy [64] przyjęto jednak założenie, że działanie algorytmu estymacji stałej czasowej elektromechanicznej ma miejsce przy zerowej wartości momentu obciążenia t_L , co jest trudne do spełnienia w fizycznym układzie napędowym. Zdaniem autorów pracy [64] "pozbycie się tego problemu wymagałoby zastosowania bardziej złożonego estymatora, [...], co niestety znacznie skomplikowałoby układ sterowania". Należy jednak podkreślić, że autor rozprawy estymuje współczynnik bezwładności c_{Je} przy założeniu różnej od zera wartości momentu obciążenia t_L .



Rys. 3.10. Schemat układu przełączającego

W strukturze układu przełaczającego można wyróżnić podukład rozpoznawania stanów dużej wartości bezwzględnej estymowanego prądu dynamicznego i_{De} . Rozpoznawanie tego stanu dokonywane jest na podstawie sygnałów wejściowych: zadanej prędkości ω_{ref} oraz estymowanego prądu dynamicznego i_{De} . Podukład ten, wraz z układem różniczkującym, służy dodatkowo do rozpoznawania zmiany zadanej prędkości ω_{ref} . Sygnał wyjściowy układu różniczkującego jest przetwarzany na dwustanowy sygnał S2 przy użyciu komparatora. W rezultacie, sygnał S2 niesie informację o zmianach zadanej prędkości ω_{ref} . Podczas zmian zadanej prędkości ω_{ref} o krótkim czasie trwania, sygnał S2 ma charakter krótko trwającego impulsu. Z tego powodu informację o rozpoznanej zmianie zadanej prędkości ω_{ref} należy zapamiętać w komórce pamięci. Sygnał wyjściowy S5 komórki pamięci przechodzi w stan wysoki, gdy jednocześnie, zadana prędkość ω_{ref} się zmieniła i wartość estymowanego prądu dynamicznego i_{De} jest duża. Rozpoznawanie dużej wartości bezwzględnej estymowanego prądu dynamicznego i_{De} ma miejsce w komparatorze, którego sygnał wyjściowy S1 powoduje ustawienie komórki pamięci w stan wysoki.

Sygnał wyjściowy S5 komórki pamięci przechodzi w stan wysoki w stanie dużej wartości bezwzględnej estymowanego prądu dynamicznego i_{De} , który został wywołany przez zmianę zadanej prędkości ω_{ref} . W tym stanie należy włączyć obwód estymacji współczynnika bezwładności c_{Je} poprzez ustawienie sygnału S_J w stan wysoki. Jednocześnie, obwód estymacji prądu obciążenia i_{Le} powinien być wyłączony poprzez ustawienie niskiego stanu sygnału S_L .

Do sterowania sygnałami S_J oraz S_L służy układ czasowy T1, który przedstawiono na rys. 3.10. Układ czasowy T1 jest sterowany sygnałem wyjściowym S5 podukładu rozpoznawania dużej wartości bezwzględnej estymowanego prądu dynamicznego i_{De} .

Układ czasowy T1 służy do włączania estymacji współczynnika bezwładności c_{Je} na czas T_s , który jest równy czasowi ustalania się sygnałów wyjściowych

estymatora. Zasada działania układu czasowego oraz sposób określania czasu T_s zostaną przedstawione w dalszej części pracy.

Działanie obwodów estymacji estymatora powinno być blokowane w sytuacjach, które wpływają negatywnie na dokładność szacowania. Taką sytuacją jest na przykład stan, w którym uchyb regulacji prądu Δi_r ma dużą wartość. Duża wartość uchybu Δi_r ma jedynie charakter przejściowy, powiększając przy tym uchyb estymacji prądu obciążenia Δi_L , zgodnie z zależnością (3.42).

Kolejną niekorzystną sytuacją jest zmiana znaku pasywnego momentu obciążenia, która jest wywołana zmianą kierunku wirowania wału silnika. Szybka zmiana momentu obciążenia powoduje również zwiększenie wartości uchybu estymacji prądu obciążenia Δi_L , zgodnie z zależnością (3.42). Aby wyzerować ten uchyb należy włączyć obwód estymacji prądu obciążenia i_{Le} .

Rozpoznawanie sytuacji, które niekorzystnie wpływają na dokładność szacowania dokonywane jest na podstawie wartości uchybu regulacji prądu Δi_r oraz estymowanej prędkości ω_e , tak jak to przedstawiono na rys. 3.10. Jeżeli wartość uchybu regulacji prądu Δi_r jest duża, dwustanowy sygnał S9 o niskim stanie spowoduje niski stan sygnałów S_L oraz S_J i w efekcie zablokowanie działania obwodów estymacji współczynnika bezwładności c_{Je} i prądu obciążenia i_{Le} .

Możliwość zmiany kierunku wirowania rozpoznawana jest na podstawie wartości estymowanej prędkości ω_e . Jeżeli wartość prędkości ω_e jest bliska wartości zero, to istnieje wysokie prawdopodobieństwo zmiany kierunku wirowania wału silnika i zmiany znaku pasywnego momentu obciążenia. Gdy taki stan zostanie rozpoznany, niski stan sygnału S8 spowoduje wyzerowanie układu czasowego T1, wyłączenie obwodu estymacji współczynnika bezwładności c_{Je} i włączenie obwodu estymacji prądu obciążenia i_{Le} .

Układ przełączający został dodatkowo wyposażony w podukład rozpoznawania zmiany znaku prądu dynamicznego i_{De} . Podukład ten wprowadzono celem poprawy jakości procesu estymacji współczynnika

- 69 -

bezwładności c_{Je} w stanie nieustalonym. Celowość użycia oraz struktura podukładu rozpoznawania znaku sygnału i_{De} zostaną omówione w podrozdziale dotyczącym estymacji współczynnika bezwładności c_{Je} w ruchu niejednostajnie przyspieszonym.

Układ przełączający zawiera również w swojej strukturze układ czasowy T2, którego cel użycia i zasada działania zostaną omówione w dalszej części pracy.

3.1.8 Dobór parametrów estymatora

Założono, że dobór wartości parametrów estymatora należy przeprowadzić w taki sposób, aby odpowiedzi jego sygnałów wyjściowych miały charakter aperiodyczny jak układ wzorcowy, którego wszystkie stałe czasowe są sobie równe. Układ wzorcowy przedstawiono na rys. 3.11.

Dobór wartości współczynników zostanie przeprowadzony na podstawie opisu matematycznego obwodu estymacji prądu obciążenia i_{Le} i obwodu estymacji współczynnika bezwładności c_{Je} , który zostanie przedstawiony poniżej. Z uwagi na zastosowanie układu przełączającego w strukturze estymatora, obwody estymacji, które przedstawiono na rys. 3.9, będą analizowane rozdzielnie.

W pierwszej kolejności przeanalizowany będzie obwód estymacji prądu obciążenia i_{Le} . W sytuacji, gdy obwód estymacji prądu obciążenia i_{Le} jest aktywny, drugi obwód estymacji współczynnika bezwładności c_{Je} jest wyłączony przez podanie zerowego sygnału S_J . Jeżeli, zgodnie z zależnością (3.59), estymowany współczynnik bezwładności c_{Je} nie zmienia się, oznacza to, że wszystkie pochodne tego sygnału są równe zero.

Na podstawie zależności (3.58), wyznaczono odfiltrowany uchyb położenia i jego pochodne:

$$\Delta\Theta_{ef} = -\frac{c_{Je}}{F \cdot \Omega^6} \cdot \frac{d}{dt} i_{Le}, \qquad (3.67)$$

$$\frac{d}{dt}\Delta\Theta_{ef} = -\frac{c_{Je}}{F\cdot\Omega^6} \cdot \frac{d^2}{dt^2} i_{Le}, \qquad (3.68)$$

$$\frac{d^2}{dt^2}\Delta\Theta_{ef} = -\frac{c_{Je}}{F\cdot\Omega^6} \cdot \frac{d^3}{dt^3} i_{Le}, \qquad (3.69)$$

$$\frac{d^3}{dt^3} \Delta \Theta_{ef} = -\frac{c_{Je}}{F \cdot \Omega^6} \cdot \frac{d^4}{dt^4} i_{Le}, \qquad (3.70)$$

$$\frac{d^4}{dt^4} \Delta \Theta_{ef} = -\frac{c_{Je}}{F \cdot \Omega^6} \cdot \frac{d^5}{dt^5} i_{Le} , \qquad (3.71)$$

$$\frac{d^5}{dt^5} \Delta \Theta_{ef} = -\frac{c_{Je}}{F \cdot \Omega^6} \cdot \frac{d^6}{dt^6} i_{Le}.$$
(3.72)

W wyniku podstawienia zależności (3.67) - (3.72) i (3.39) - (3.42) do zależności (3.66) uzyskano zależność, która opisuje obwód estymacji prądu obciążenia i_{Le} :

$$\frac{d^{6}}{dt^{6}}i_{Le} + A \cdot \Omega \cdot \frac{d^{5}}{dt^{5}}i_{Le} + B \cdot \Omega^{2} \cdot \frac{d^{4}}{dt^{4}}i_{Le} + C \cdot \Omega^{3} \cdot \frac{d^{3}}{dt^{3}}i_{Le} +
+ D \cdot \Omega^{4} \cdot \frac{d^{2}}{dt^{2}}i_{Le} + E \cdot \Omega^{5} \cdot \frac{d}{dt}i_{Le} + \frac{F \cdot \Omega^{6}}{c_{Je}} \cdot \frac{k_{M}}{J} \cdot i_{Le} =
= \frac{F \cdot \Omega^{6}}{c_{Je}} \frac{k_{M}}{J} \cdot \left(\frac{t_{L}}{k_{M}} + \Delta i_{r} + \Delta i\right) - \frac{F \cdot \Omega^{6}}{c_{Je}} \Delta c_{J} \cdot i_{de} - \frac{F \cdot \Omega^{6}}{c_{Je}} \cdot \frac{d^{2}}{dt^{2}} \Delta \Theta_{s}.$$
(3.73)

Przy założeniu dokładnego oszacowania estymowanego współczynnika bezwładności c_{Je} uchyb estymacji współczynnika bezwładności Δc_J jest równy zero, a równanie różniczkowe (3.73) można uprościć do postaci:

$$\frac{d^{6}}{dt^{6}}i_{Le} + A \cdot \Omega \cdot \frac{d^{5}}{dt^{5}}i_{Le} + B \cdot \Omega^{2} \cdot \frac{d^{4}}{dt^{4}}i_{Le} + C \cdot \Omega^{3} \cdot \frac{d^{3}}{dt^{3}}i_{Le} +
+ D \cdot \Omega^{4} \cdot \frac{d^{2}}{dt^{2}}i_{Le} + E \cdot \Omega^{5} \cdot \frac{d}{dt}i_{Le} + F \cdot \Omega^{6} \cdot i_{Le} =
= F \cdot \Omega^{6} \cdot \left(\frac{t_{L}}{k_{M}} + \Delta i_{r} + \Delta i\right) - \frac{F \cdot \Omega^{6}}{c_{Je}} \cdot \frac{d^{2}}{dt^{2}} \Delta \Theta_{s}.$$
(3.74)

Obwód estymacji prądu obciążenia i_{Le} będzie cechował się aperiodyczną odpowiedzią skokową, jeżeli jego opis matematyczny będzie taki sam jak opis matematyczny układu wzorcowego złożonego z sześciu szeregowo połączonych członów dynamicznych inercyjnych pierwszego rzędu o sześciu równych sobie stałych czasowych. Schemat blokowy takiego układu wzorcowego przedstawiono na rys. 3.11. Układ wzorcowy przedstawiony na rys. 3.11 można opisać następującą zależnością:

$$\frac{d^{6}}{dt^{6}}i_{Le} + 6 \cdot \Omega \cdot \frac{d^{5}}{dt^{5}}i_{Le} + 15 \cdot \Omega^{2} \cdot \frac{d^{4}}{dt^{4}}i_{Le} + 20 \cdot \Omega^{3} \cdot \frac{d^{3}}{dt^{3}}i_{Le} + 15 \cdot \Omega^{4} \cdot \frac{d^{2}}{dt^{2}}i_{Le} + 6 \cdot \Omega^{5} \cdot \frac{d}{dt}i_{Le} + \Omega^{6} \cdot i_{Le} = \qquad (3.75)$$

$$= \Omega^{6} \cdot \left(\frac{t_{L}}{k_{M}} + \Delta i_{r} + \Delta i - \frac{1}{c_{Je}} \cdot \frac{d^{2}}{dt^{2}}\Delta\Theta_{s}\right).$$



Rys. 3.11. Układ wzorcowy o sześciu identycznych stałych czasowych
Z porównania opisów matematycznych obwodu estymacji prądu obciążenia i_{Le} danego zależnością (3.74) z opisem układu wzorcowego danego zależnością (3.75) uzyskano wartości parametrów estymatora:

А=6,	(3.76)
<i>B</i> =15,	(3.77)
<i>C</i> =20,	(3.78)
<i>D</i> =15,	(3.79)
<i>E</i> =6,	(3.80)
<i>F</i> =1.	(3.81)

W podobny sposób przeanalizować można obwód estymacji współczynnika bezwładności c_{Je} i zweryfikować dobór wartości współczynników estymatora (3.76) - (3.81). Przy założeniu stałego w czasie sygnału estymowanego prądu dynamicznego i_{De} na podstawie zależności (3.59) wyznaczono odfiltrowany uchyb położenia $\Delta \Theta_{ef}$ i jego pochodne:

$$\Delta\Theta_{ef} = \frac{i_{de}}{F \cdot \Omega^6} \cdot \frac{d}{dt} c_{Je}$$
(3.82)

$$\frac{d}{dt}\Delta\Theta_{ef} = \frac{i_{de}}{F\cdot\Omega^6} \cdot \frac{d^2}{dt^2} c_{Je}.$$
(3.83)

$$\frac{d^2}{dt^2} \Delta \Theta_{ef} = \frac{i_{de}}{F \cdot \Omega^6} \cdot \frac{d^3}{dt^3} c_{Je} \,. \tag{3.84}$$

$$\frac{d^3}{dt^3} \Delta \Theta_{ef} = \frac{i_{de}}{F \cdot \Omega^6} \cdot \frac{d^4}{dt^4} c_{Je} \,. \tag{3.85}$$

$$\frac{d^4}{dt^4} \Delta \Theta_{ef} = \frac{i_{de}}{F \cdot \Omega^6} \cdot \frac{d^5}{dt^5} c_{Je} \,. \tag{3.86}$$

$$\frac{d^5}{dt^5} \Delta \Theta_{ef} = \frac{i_{de}}{F \cdot \Omega^6} \cdot \frac{d^6}{dt^6} c_{Je} \,. \tag{3.87}$$

Założenie takie jest słuszne w stanie nasycenia, w którym zadany prąd silnika i_{ref} ma wartość + I_{MAX} lub - I_{MAX} i pozostaje stały. W tym stanie, z powodu dużej wartości bezwzględnej estymowanego prądu dynamicznego i_{De} , układ przełączający aktywuje obwód estymacji współczynnika bezwładności c_{Je} i wyłącza obwód estymacji prądu obciążenia i_{Le} . W efekcie estymowany prąd obciążenia i_{Le} nie zmienia się, a zgodnie z zależnością (3.40) estymowany prąd dynamiczny i_{De} jest stały.

Taki przypadek można zaklasyfikować jako ruch jednostajnie przyspieszony lub jednostajnie opóźniony wału silnika. Zagadnienie estymacji współczynnika bezwładności c_{Je} w ruchu niejednostajnie przyspieszonym zostanie omówione w dalszej części pracy.

Zakładając wartości parametrów estymatora zgodnie z zależnościami (3.76) - (3.81), wartość estymowanego prądu dynamicznego i_{De} różną od zera oraz podstawiając zależności (3.39), (3.41) i (3.82) - (3.87) do zależności (3.66) wyznaczono opis matematyczny obwodu estymacji współczynnika bezwładności c_{Je} w następującej postaci:

$$\frac{d^{6}}{dt^{6}}c_{Je} + 6 \cdot \Omega \cdot \frac{d^{5}}{dt^{5}}c_{Je} + 15 \cdot \Omega^{2} \cdot \frac{d^{4}}{dt^{4}}c_{Je} + 20 \cdot \Omega^{3} \cdot \frac{d^{3}}{dt^{3}}c_{Je} + 15 \cdot \Omega^{4} \cdot \frac{d^{2}}{dt^{2}}c_{Je} + 6 \cdot \Omega^{5} \cdot \frac{d}{dt}c_{Je} + \Omega^{6} \cdot c_{Je} =$$

$$= \Omega^{6} \cdot \frac{k_{M}}{J} - \Omega^{6} \cdot \frac{k_{M}}{J} \cdot \Delta i_{L} \cdot \frac{1}{i_{de}} + \Omega^{6} \cdot \frac{d^{2}}{dt^{2}} \Delta \Theta_{s} \cdot \frac{1}{i_{de}}.$$

$$(3.88)$$

Zakładając zerową wartość błędu pomiaru położenia $\Delta \Theta_s$ i stan dokładnego oszacowania, w którym uchyb estymacji prądu obciążenia Δi_L równy jest zero, zależność (3.88) można uprościć do postaci:

$$\frac{d^{6}}{dt^{6}}c_{Je} + 6 \cdot \Omega \cdot \frac{d^{5}}{dt^{5}}c_{Je} + 15 \cdot \Omega^{2} \cdot \frac{d^{4}}{dt^{4}}c_{Je} + 20 \cdot \Omega^{3} \cdot \frac{d^{3}}{dt^{3}}c_{Je} + 15 \cdot \Omega^{4} \cdot \frac{d^{2}}{dt^{2}}c_{Je} + 6 \cdot \Omega^{5} \cdot \frac{d}{dt}c_{Je} + \Omega^{6} \cdot c_{Je} = \Omega^{6} \cdot \frac{k_{M}}{J}.$$
(3.89)

Wykorzystując przekształcenie Laplace'a oraz zakładając zerowe wartości warunków początkowych, zależność (3.89) można przekształcić do następującej postaci:

$$c_{Je}(s) = \frac{1}{(sT+1)^6} \cdot \frac{k_M}{J},$$
(3.90)

gdzie: T - stała czasowa estymatora, którą zdefiniowano w zależności (3.53).

Na podstawie zależności (3.90) można sformułować wniosek, że podczas ruchu jednostajnie przyspieszonego lub jednostajnie opóźnionego obwód estymacji współczynnika bezwładności c_{Je} jest systemem stacjonarnym będącym szeregowym połączeniem sześciu członów dynamicznych inercyjnych pierwszego rzędu o stałych czasowych równych sobie, który przedstawiono na rys. 3.12.



Rys. 3.12. System dynamiczny, którego wszystkie stałe czasowe są sobie równe

System dynamiczny z rys. 3.12 charakteryzuje się odpowiedzią skokową pozbawioną oscylacji. Podsumowując, słuszność doboru wartości współczynników estymatora według zależności (3.76) - (3.81) została potwierdzona.

Na podstawie uzyskanej zależności (3.88), opisującej obwód estymacji współczynnika bezwładności c_{Je} można przedstawić dodatkowy wniosek, że w stanie pracy silnika, w którym przyspieszenie wału jest równe zero, niemożliwa jest estymacja współczynnika bezwładności. Dzieje się tak dlatego, ponieważ zerowe przyśpieszenie powoduje zerową wartość estymowanego prądu dynamicznego i_{De} . Po prawej stronie zależności (3.88) znajduje się element zależny od uchybu estymacji prądu obciążenia Δi_L i prądu dynamicznego modelu i_{De} . Estymowany prąd dynamiczny i_{De} , który jest umiejscowiony w mianowniku, wpływa na wynik estymacji c_{Je} . Gdy estymowany prąd dynamiczny i_{De} jest równy zero, ma miejsce niekorzystne zjawisko polegające na nieskończenie dużym wpływie uchybu estymacji prądu obciążenia i_{Le} na wynik estymacji współczynnika bezwładności c_{Je} . W tych warunkach uchyb estymacji współczynnika bezwładności Δc_J jest nieskończenie duży.

Najwyższą dokładność estymacji współczynnika bezwładności c_{Je} uzyskuje się w stanie, w którym estymowany prąd dynamiczny i_{De} ma dużą wartość bezwzględną. Umiejscowiona w mianowniku prawej strony zależności (3.88) duża wartość bezwzględna estymowanego prądu dynamicznego i_{De} powoduje wtedy zmniejszanie wpływu uchybu estymacji prądu obciążenia Δi_L na wynik estymacji współczynnika bezwładności c_{Je} .

W ten sposób uzasadniono założony w podrozdziale 3.1.7 sposób działania układu przełączającego, polegający na włączaniu do pracy obwodu estymacji współczynnika bezwładności i_{Le} tylko w stanach dużej wartości bezwzględnej estymowanego prądu dynamicznego i_{De} . Ponadto, taki sposób działania układu przełączającego przyczynia się do poprawy dokładności statycznej szacowania współczynnika bezwładności c_{Je} , tak jak przedstawiono w zależności (3.88).

3.1.9 Ogranicznik pochodnej estymowanego prądu obciążenia

Ogranicznik pochodnej estymowanego prądu obciążenia służy do zmniejszenia wpływu uchybu regulacji prądu Δi_r na estymowany prąd obciążenia i_{Le} , tak jak opisano to zależnością (3.42), w stanach nieustalonych wywołanych zmianą momentu obciążenia t_L .

W szczególnym przypadku, gdy stała czasowa estymatora jest mała i duża indukcyjność silnika, sygnał i_{Le} może zmieniać się szybciej niż prąd silnika, powodując tym samym dużą wartość uchybu Δi_r . Dzieje się tak dlatego, że estymowany prąd obciążenia i_{Le} wpływa bezpośrednio na zadany prąd silnika i_{ref} , tak jak to przedstawiono na rys. 2.1.

Założono, że zmniejszenie wartości uchybu Δi_r w stanie nieustalonym zostanie uzyskane poprzez zadawanie prądu i_{ref} i sygnału i_{Le} o ograniczonej szybkości zmian. Uchyb regulacji prądu Δi_r ma małą wartość bezwzględną, jeżeli spełnione są warunki: pochodna zadanego prądu i_{ref} jest mniejsza od dodatniej pochodnej prądu silnika i_r i większa od ujemnej pochodnej prądu silnika. Rozróżnienie na dodatnią i ujemną pochodną prądu silnika wynika sposobu pracy przekształtnika zasilającego silnik prądu stałego polegającego na przełączaniu tranzystorów.

Na podstawie zależności (3.1), dla dodatniego uchybu regulacji prądu Δi_r , można napisać wzór na dodatnią pochodną prądu twornika:

$$\frac{d}{dt}i_{r+} = \frac{U_{DC} - k_M \cdot \omega - i_r \cdot R_r}{L_r}.$$
(3.91)

Dla ujemnego uchybu regulacji prądu Δi_r , pochodna prądu twornika będzie ujemna i równa:

$$\frac{d}{dt}i_{r_{-}} = \frac{-U_{DC} - k_M \cdot \omega - i_r \cdot R_r}{L_r}.$$
(3.92)

Aby te warunki spełnić, założono zastosowanie ogranicznika na wejściu integratora sygnału i_{Le} , tak jak to przedstawiono na rys. 3.7.

Schemat ogranicznika pochodnej estymowanego prądu obciążenia przedstawiono na rys. 3.13. Układ ograniczania ma dwa poziomy ograniczania sygnału: dodatni poziom ograniczania (oznaczony znakiem plus) oraz ujemny poziom ograniczania (oznaczony znakiem minus).



Rys. 3.13. Schemat ogranicznika pochodnej estymowanego prądu obciążenia

Układ ograniczania działa w ten sposób, że jego sygnał wyjściowy, nie może być większy niż dodatni poziom ograniczania ani mniejszy niż ujemny poziom ograniczania. Poziomy ograniczania (nasycenia) są sterowane. Dodatni poziom ograniczania (nasycenia) jest sterowany sygnałem dodatniej pochodnej prądu silnika, której wartość jest obliczana zgodnie z zależnością (3.91). Ujemny poziom ograniczania (nasycenia) jest sterowany sygnałem ujemnej pochodnej prądu silnika, której wartość jest obliczana zgodnie z zależnością (3.92). Na schemacie ogranicznika przedstawionym na rys. 3.13, sygnał prędkości silnika ω zastąpiono sygnałem estymowanej prędkości ω_e , natomiast sygnał prądu i_r zastąpiono sygnałem wyjściowym z czujnika prądu i_{rot} , ponieważ sygnały ω , i_r nie są dostępne bezpośrednio. W wyniku zastosowania ogranicznika pochodnej estymowanego prądu obciążenia w strukturze estymatora, estymowany prąd obciążenia i_{Le} nie zmienia się szybciej niż prąd silnika i_r , a podsystem regulacji prądu jest w stanie utrzymywać małą wartość uchybu Δi_r w stanie nieustalonym wywołanym zmianą momentu obciążenia t_L .

Należy jednak podkreślić, że zadany prąd silnika i_{ref} zależy również od sygnału wyjściowego i_{Dref} regulatora prędkości, tak jak to przedstawiono na rys. 2.1. Sposób kształtowania sygnału wyjściowego regulatora prędkości i_{Dref} , celem utrzymywania małej wartości uchybu regulacji prądu Δi_r zostanie omówiony w dalszej części pracy (podrozdziale 4.1).

3.2 Analiza wybranych właściwości estymatora

Przedmiotem tego punktu jest analiza istotnych, zdaniem autora pracy, właściwości adaptacyjnego estymatora podsystemu elektromechanicznego. Przedmiotem analizy w stanie ustalonym jest dokładność estymacji prędkości, prądu obciążenia i współczynnika bezwładności. W stanie przejściowym analizowany będzie czas ustalania się sygnałów wyjściowych estymatora. Przeanalizowany będzie również proces estymacji współczynnika bezwładności w ruchu niejednostajnie przyspieszonym. Przeprowadzona zostanie również analiza porównawcza odpowiedzi estymowanego prądu obciążenia estymatorów z inercją trzeciego i szóstego rzędu. Podrozdział ten zamyka analiza stabilności adaptacyjnego estymatora podsystemu elektromechanicznego.

3.2.1 Dokładność estymacji prędkości

Przedmiotem tego punktu pracy jest analiza dokładności szacowania prędkości kątowej. Do analizy przyjęto założenie, że miarą dokładności szacowania prędkości jest wartość ustalona uchybu estymacji prędkości $\Delta \omega_e$. Założono ponadto, że

- 79 -

analiza ta zostanie przeprowadzona dla estymatora będącego w stanie dokładnego dostrojenia, w którym uchyb estymacji Δc_J jest równy zero i S_J =0, S_L =1.

Opis matematyczny uchybu estymacji prędkości $\Delta \omega_e$ uzyskano w wyniku przeprowadzenia transformacji Laplace'a zależności (3.58), (3.64), (3.66), przy zerowych warunkach początkowych. Następnie, wyznaczoną z zależności (3.58) transformatę estymowanego prądu obciążenia podstawiono do zależności (3.42). Wyniki przekształceń Laplace'a zależności (3.39), (3.42) podstawiono do (3.66). Wyznaczoną z zależności (3.66) transformatę odfiltrowanego uchybu położenia podstawiono do (3.64) i uzyskano zależność:

$$\Delta \omega_{e}(s) = -\Delta \Theta_{s}(s) \frac{E\Omega^{5}s^{2} + F\Omega^{6}s}{s^{6} + A\Omega s^{5} + B\Omega^{2}s^{4} + C\Omega^{3}s^{3} + D\Omega^{4}s^{2} + E\Omega^{5}s + F\Omega^{6}} - \frac{s \cdot \left(s^{4} + A\Omega s^{3} + B\Omega^{2}s^{2} + C\Omega^{3}s + D\Omega^{4}\right) \cdot \frac{k_{M}}{J} \cdot \left(\frac{t_{L}(s)}{k_{M}} + \Delta i_{r}(s) + \Delta i(s)\right)}{s^{6} + A\Omega s^{5} + B\Omega^{2}s^{4} + C\Omega^{3}s^{3} + D\Omega^{4}s^{2} + E\Omega^{5}s + F\Omega^{6}},$$
(3.93)

opisującą wpływ błędu czujnika położenia $\Delta \Theta_s$, błędu czujnika prądu Δi oraz uchybu regulacji prądu Δi_r na uchyb estymacji prędkości $\Delta \omega_e$. Na podstawie zależności (3.93) przeprowadzona zostanie analiza dokładności estymacji prędkości.

Do badania ustalonego uchybu estymacji prędkości $\Delta \omega_e$ zostanie wykorzystane twierdzenie o wartości granicznej [9]:

$$\Delta \omega_{e_ust} = \lim_{t \to \infty} \Delta \omega_e(t) = \lim_{s \to 0} (s \cdot \Delta \omega_e(s)).$$
(3.94)

Założono stałą w czasie i niezerową wartość momentu obciążenia t_L , błędu czujnika prądu Δi , błędu czujnika położenia $\Delta \Theta_s$ oraz uchybu regulacji prądu Δi_r :

$$\Delta\Theta_s(s) = \frac{C_I}{s},\tag{3.95}$$

$$\Delta i(s) = \frac{C_2}{s},\tag{3.96}$$

$$t_L(s) = \frac{C_3}{s},$$
 (3.97)

$$\Delta i_r(s) = \frac{C_4}{s} \quad , \tag{3.98}$$

gdzie: C_1 , C_2 , C_3 , C_4 - wartości stałe.

Założenie to jest spełnione w stanie ustalonym napędu elektrycznego. W wyniku podstawienia zależności (3.93) oraz (3.95) - (3.98) do zależności (3.94) uzyskano zależność (3.99) przedstawiającą wartość ustalonego uchybu estymacji prędkości $\Delta \omega_e$:

$$\Delta \omega_{e_ust} = 0. \tag{3.99}$$

Na podstawie zależności (3.99) można stwierdzić, że uchyb estymacji prędkości $\Delta \omega_e$ jest równy zero przy stałych w czasie wartościach momentu obciążenia t_L , błędu czujnika prądu Δi , błędu czujnika położenia $\Delta \Theta_s$ oraz uchybu regulacji prądu Δi_r .

Przedmiotem dalszej części tego punktu jest analiza precyzji estymacji prędkości. Precyzja estymacji prędkości jest tym lepsza im mniejsza jest amplituda oscylacji sygnału $\Delta \omega_e$. Założono, że przyczyną oscylacji sygnału $\Delta \omega_e$ są sygnały Δi_r oraz $\Delta \Theta_s$. Uchyb Δi_r oscyluje w wyniku przełączania tranzystorów przekształtnika, a przyczyną oscylacji uchybu $\Delta \Theta_s$ jest proces dyskretyzacji położenia zachodzący w czujniku położenia.

Przedmiotem rozważań jest analiza tłumienia wpływu oscylacji uchybu regulacji prądu Δi_r na uchyb estymacji prędkości $\Delta \omega_e$. Należy jednak podkreślić fakt, że podukład regulacji prądu silnika w stanie ustalonym może być analizowany

jak podsystem drgający, w którym uchyb regulacji prądu Δi_r jest sygnałem okresowym o okresie drgań zależnym od częstotliwości przełączania tranzystorami przekształtnika.

Celem wyodrębnienia i zbadania tej właściwości przyjęto założenie, że w zależności (3.93) błąd czujnika położenia $\Delta\Theta_s$, błąd czujnika prądu Δi oraz moment obciążenia t_L są równe zero. W wyniku przyjętego założenia na podstawie zależności (3.93) i przyjęciu wartości stałych *A*, *B*, *C*, *D*, *E*, *F* zgodnie z zależnościami (3.76) - (3.81), wyznaczono transmitancję:

$$G_{1}(s) = \frac{J \cdot \Delta \omega_{e}(s)}{k_{M} \cdot \Delta i_{r}(s)} = -\frac{s \cdot \left(s^{4} + 6\Omega s^{3} + 15\Omega^{2} s^{2} + 20\Omega^{3} s + 15\Omega^{4}\right)}{(s + \Omega)^{6}}.$$
(3.100)

Zależność (3.100) ujawnia, że oscylujący uchyb regulacji prądu Δi_r powoduje oscylacje uchybu estymacji $\Delta \omega_e$ i tym samym pogorszenie precyzji estymacji prędkości ω_e .

Na podstawie transmitancji (3.100) zostanie przebadany wpływ częstotliwości f oscylującego uchybu regulacji prądu Δi_r na amplitudę uchybu estymacji prędkości $\Delta \omega_e$. Wyniki badań przedstawiono rys. 3.14 w postaci logarytmicznej charakterystyki modułu.



Rys. 3.14. Logarytmiczna charakterystyka modułu wyznaczona z transmitancji G1 w funkcji częstotliwości f oscylującego uchybu regulacji prądu Δi_r , przy $\Omega = 200$ [1/s]

Na logarytmicznej charakterystyce modułu zaznaczono szarym kolorem rzeczywisty przedział od 2kHz do 30kHz zmian częstotliwości f uchybu regulacji prądu Δi_r . Przedstawiony przedział częstotliwości wynika z zakresu częstotliwości przełączania przekształtników twardo-przełączanych [98]. Na podstawie rys. 3.14 można przedstawić wniosek, że estymator charakteryzuje się silnym tłumieniem oscylacji uchybu regulacji prądu Δi_r , w tym zakresie częstotliwości f. Tłumienie to jest przedmiotem analizy, ponieważ wpływa ono pozytywnie na poprawę precyzji estymacji prędkości.

Następnie badano wpływ oscylacji błędu czujnika położenia $\Delta\Theta_s$ na uchyb estymacji prędkości $\Delta\omega_e$. Założono, że niezerowa wartość błędu czujnika położenia $\Delta\Theta_s$ wywołana jest procesem dyskretyzacji zachodzącym w czujniku położenia. Sygnał wyjściowy Θ_s i błąd $\Delta\Theta_s$ czujnika położenia mają charakter sygnałów okresowych, przy niezerowej wartości prędkości wirowania wału silnika i czujnika położenia.

Założono, że tak jak w stanowisku laboratoryjnym do pomiaru położenia zastosowano czujnik inkrementalny o rozdzielczości 8192 impulsów na obrót. W rezultacie tego założenia, amplituda pulsującego błędu czujnika położenia $\Delta\Theta_s$ zależy od rozdzielczości tego czujnika, a pulsacja drgań ω_{osc} błędu czujnika położenia $\Delta\Theta_s$ zmienia się w zależności od prędkości ω wału czujnika, zgodzie z zależnością:

$$\omega_{OSC} = \omega \cdot N \,, \tag{3.101}$$

gdzie:

- N rozdzielczość inkrementalnego czujnika położenia wyrażona w impulsach na jeden obrót wałka czujnika,
- ω prędkość kątowa wirowania wału czujnika położenia.

W celu wyodrębnienia wpływu sygnału $\Delta\Theta_s$ na uchyb estymacji prędkości $\Delta\omega_e$, w zależności (3.93) założono zerowe wartości momentu obciążenia t_L , błędu czujnika prądu Δi oraz uchybu regulacji prądu Δi_r . Podstawiając wartości liczbowe w miejsce stałych *A*, *B*, *C*, *D*, *E*, *F* zgodnie z zależnościami (3.76) - (3.81), zależność (3.93) można przedstawić jako system różniczkujący z inercją szóstego rzędu o sześciu równych sobie stałych czasowych:

$$G_2(s) = \frac{\Delta \omega_e(s)}{\Delta \Theta_s(s)} = -\frac{s + 6Ts^2}{(sT+1)^6}$$
(3.102)

gdzie:

T – stała czasowa estymatora zdefiniowana w zależności (3.53).

Wykorzystując opis matematyczny dany zależnością (3.102), można uzyskać logarytmiczną charakterystykę modułu, którą przestawiono na rys. 3.15 i przedstawić wpływ błędu czujnika położenia $\Delta \Theta_s$ na uchyb estymacji prędkości $\Delta \omega_e$ przy różnych wartościach prędkości kątowej ω wału silnika.

Analizując zależność (3.102) oraz charakterystykę przedstawioną na rys. 3.15 można dojść do wniosku, że wraz ze zmniejszaniem prędkości kątowej ω wału silnika należy spodziewać się wzrostu amplitudy oscylującego uchybu estymacji prędkości $\Delta \omega_e$ i zmniejszenia precyzji estymacji prędkości ω_e . Jednakże, tak jak to przedstawiono na rys. 3.15, adaptacyjny estymator podsystemu elektromechanicznego charakteryzuje się silnym tłumieniem wpływu pulsacji błędu czujnika położenia $\Delta \Theta_s$ na amplitudę oscylującego uchybu estymacji prędkości $\Delta \omega_e$ w szerokim przedziale prędkości kątowej 0,2 - 314 rad/s.

	 $\frac{100}{50} 20 \log \left(\left G_2(j\omega \cdot N) \right \right)$	[<i>dB</i>]ω[rad/s]
0,01		100

Rys. 3.15. Logarytmiczna charakterystyka modułu wyznaczona z transmitancji G2 w funkcji prędkości ω kątowej wału silnika, przy $\Omega = 200 [1/s]$ i N = 8192 impulsów na obrót

Podsumowując, powyżej przedstawiono, że precyzja estymacji prędkości nie jest stała i jest zależna od wielu czynników, co uniemożliwia jednoznaczne jej określenie.

Uzyskane powyżej charakterystyki logarytmiczne zostaną wykorzystane w dalszej części pracy do przedstawienia pozytywnego wpływu filtra uchybu położenia na poprawę precyzji estymacji prędkości. Efekt poprawy precyzji estymacji zostanie przedstawiony w wyniku porównania tego typu charakterystyk dla dwóch wersji estymatorów: z filtrem i bez filtra uchybu położenia.

Wartym przypomnienia jest jednak fakt, że pomimo oscylowania uchybu $\Delta \omega_e$, adaptacyjny estymator podsystemu elektromechanicznego cechuje się wysoką dokładnością estymacji prędkości ω_e z powodu zerowej wartości uchybu $\Delta \omega_e$ w stanie ustalonym, tak jak to wynika z zależności (3.99).

3.2.2 Dokładność estymacji prądu obciążenia

Założono, że miarą dokładności estymacji prądu obciążenia i_{Le} jest wartość uchybu estymacji prądu obciążenia Δi_L w stanie ustalonym. Założono ponadto, że do badania ustalonej wartości uchybu estymacji prądu obciążenia Δi_L zostanie wykorzystane twierdzenie o wartości granicznej [9] w postaci:

$$\Delta i_{Le_ust} = \lim_{t \to \infty} \Delta i_{Le}(t) = \lim_{s \to 0} (s \cdot \Delta i_{Le}(s)).$$
(3.103)

Zależność opisującą uchyb estymacji prądu obciążenia Δi_L uzyskano w wyniku wyznaczenia z zależności (3.42) estymowanego prądu obciążenia i_{Le} i podstawieniu go do zależności (3.75), w której założono zerową wartość uchybu estymacji współczynnika bezwładności Δc_J . Uzyskaną w ten sposób zależność poddano przekształceniu Laplace'a i uzyskano:

$$\Delta i_{L}(s) = \left(\frac{t_{L}(s)}{k_{M}} + \Delta i_{r}(s) + \Delta i(s)\right) \cdot \frac{s^{6} + 6\Omega s^{5} + 15\Omega^{2} s^{4} + 20\Omega^{3} s^{3} + 15\Omega^{4} s^{2} + 6\Omega^{5} s}{(s+\Omega)^{6}} + \frac{\Omega^{6}}{c_{Je}} \Delta \Theta_{s}(s) \frac{s^{2}}{(s+\Omega)^{6}}.$$
(3.104)

Założono, że wartość ustalona uchybu estymacji prądu obciążenia Δi_L jest badana przy stałych w czasie i niezerowych wartościach: momentu obciążenia t_L , błędu czujnika prądu Δi , błędu czujnika położenia $\Delta \Theta_s$ oraz uchybu regulacji prądu Δi_r i zerowej wartości uchybu estymacji współczynnika bezwładności Δc_J . Przyjęte powyżej założenia zostały opisane zależnościami (3.95) - (3.98). Podstawiając te zależności do zależności (3.104) oraz wykorzystując twierdzenie o wartości granicznej dane zależnością (3.103) uzyskano wartość ustaloną uchybu estymacji prądu obciążenia w postaci:

$$\Delta i_{Le_ust} = 0. \tag{3.105}$$

Na podstawie zależności (3.105) można sformułować wniosek, estymator cechuje się wysoką dokładnością szacowania prądu obciążenia i_{Le} , przy stałym w czasie momencie obciążenia t_L , błędzie czujnika prądu Δi , błędzie czujnika położenia $\Delta \Theta_s$ oraz uchybie regulacji prądu Δi_r i uchybie estymacji współczynnika bezwładności Δc_J równym zero. Wadą estymatora jest jednak to, że oscylujący w czasie uchyb regulacji prądu Δi_r powoduje oscylacje uchybu Δi_L i pogorszenie precyzji estymacji prądu obciążenia i_{Le} .

Aby przedstawić wpływ uchybu regulacji prądu Δi_r na uchyb estymacji prądu obciążenia Δi_L , wykorzystano zależność (3.104), w której przyjęto, że moment obciążenia t_L , błąd czujnika prądu Δi , błąd czujnika położenia $\Delta \Theta_s$ oraz uchyb estymacji współczynnika bezwładności Δc_J są równe zero. Uwzględniając przyjęte założenia, na podstawie zależności (3.104) wyznaczyć można transmitancję:

$$G_{3}(s) = \frac{\Delta i_{L}(s)}{\Delta i_{r}(s)} = \frac{s^{6} + 6\Omega s^{5} + 15\Omega^{2} s^{4} + 20\Omega^{3} s^{3} + 15\Omega^{4} s^{2} + 6\Omega^{5} s}{(s+\Omega)^{6}}.$$
(3.106)

Na podstawie tej transmitancji wyznaczono logarytmiczną charakterystykę modułu, którą przedstawiono na rys. 3.16.

Z charakterystyki tej wynika, że w przedziale częstotliwości od 2kHz do 30kHz estymator nie tłumi (ale też nie wzmacnia) wpływu oscylującego uchybu regulacji prądu Δi_r na uchyb estymacji prądu obciążenia Δi_L . Dzieje się tak dlatego, że zgodnie z zależnością (3.42) uchyb regulacji prądu Δi_r wpływa bezpośrednio na uchyb estymacji prądu obciążenia Δi_L , a sygnał wyjściowy estymatora i_{Le} nie kompensuje szybkich zmian sygnału Δi_r .



Rys. 3.16. Logarytmiczna charakterystyka modułu z transmitancji G3 w funkcji częstotliwości uchybu regulacji prądu Δi_r , przy parametrze Ω równym 200 [1/s]

Następnie badano wpływ pulsującego błędu czujnika położenia $\Delta \Theta_s$ na amplitudę oscylującego uchybu estymacji prądu obciążenia Δi_L . W tym celu, na podstawie zależności (3.104) i przyjęcia upraszczającego założenia, że moment obciążenia t_L , błąd czujnika prądu Δi , uchyb regulacji prądu Δi_r oraz uchyb estymacji współczynnika bezwładności Δc_J są równe zero, wyprowadzono następującą transmitancję:

$$G_4(s) = \frac{\Delta i_L(s) \cdot c_{Je}}{\Delta \Theta_s(s)} = \frac{\Omega^6 s^2}{(s+\Omega)^6}.$$
(3.107)

Na podstawie tej transmitancji utworzono logarytmiczną charakterystykę modułu, którą przedstawiono na rys. 3.17. Na podstawie tej charakterystyki można wyciągnąć wniosek, że wraz ze zmniejszaniem prędkości wirowania ω , amplituda uchybu estymacji prądu obciążenia Δi_L ulega zwiększeniu, pogarszając tym samym precyzję estymacji prądu obciążenia i_{Le} .

Można także sformułować wniosek dodatkowy, że adaptacyjny estymator podsystemu elektromechanicznego tłumi wpływ oscylującego błędu czujnika położenia $\Delta\Theta_s$ w szerokim przedziale od 0,4 rad/s do 314 rad/s prędkości kątowej ω .



Rys. 3.17. Logarytmiczna charakterystyka modułu z transmitancji G4 w funkcji prędkości kątowej ω wału silnika, przy parametrze $\Omega = 200 [1/s]$ i N = 8192 impulsów na obrót

Podsumowując, w tym punkcie pracy wykazano, że zgodnie z zależnością (3.105) adaptacyjny estymator podsystemu elektromechanicznego charakteryzuje się wysoką dokładnością statyczną estymacji prądu obciążenia i_{Le} . Precyzja estymacji prądu obciążenia i_{Le} jest natomiast zmienna i zależy od częstotliwości f uchybu regulacji prądu Δi_r i prędkości kątowej ω wału silnika, tak jak to przedstawiono na rys. 3.16 i rys. 3.17.

3.2.3 Dokładność estymacji współczynnika bezwładności

Założono, że miarą dokładności estymacji współczynnika bezwładności c_{Je} jest wartość uchybu estymacji współczynnika bezwładności w stanie ustalonym, który zdefiniowano przy pomocy następującej zależności:

$$\Delta c_{Je_ust} = \lim_{t \to \infty} \Delta c_{Je}(t) = \lim_{s \to 0} (s \cdot \Delta c_{Je}(s)).$$
(3.108)

Przyjęto założenie, że analiza dokładności statycznej estymacji współczynnika bezwładności c_{Je} zostanie przeprowadzona w ruchu jednostajnie przyspieszonym (opóźnionym) i w warunkach, gdy uchyb estymacji prądu obciążenia Δi_L jest równy zero, a błąd czujnika położenia $\Delta \Theta_s$ jest stały w czasie. Przyjęte założenia można opisać zależnościami (3.95) oraz (3.109):

$$\frac{k_M}{J}(s) = C_5 \cdot \frac{1}{s}, \qquad (3.109)$$

gdzie: C₅ - wartość stała.

Założono również, że podczas ruchu jednostajnie przyspieszonego występujący w zależności (3.88) estymowany prąd dynamiczny i_{De} można potraktować jak stały w czasie parametr.

Stosując przekształcenie Laplace'a do zależności (3.88), przy zerowych warunkach początkowych oraz podstawiając do niej wyznaczony z zależności (3.41) estymowany współczynnik bezwładności c_{Je} oraz zależności (3.95) i (3.109) uzyskano następującą zależność opisującą uchyb estymacji współczynnika bezwładności:

$$\Delta c_J(s) = C_5 \frac{s^5 + 6\Omega s^4 + 15\Omega^2 s^3 + 20\Omega^3 s^2 + 15\Omega^4 s + 6\Omega^5}{(s+\Omega)^6} + C_I \frac{\Omega^6}{i_{de}} \frac{s}{(s+\Omega)^6}.$$
(3.110)

W wyniku podstawienia zależności (3.110) do zależności (3.108) uzyskano wartość uchybu estymacji współczynnika bezwładności w stanie ustalonym:

$$\Delta c_{Je_ust} = 0. \tag{3.111}$$

Na podstawie zależności (3.111) można sformułować wniosek, że jeżeli wartość uchybu estymacji prądu obciążenia Δi_L w stanie ustalonym jest równa zero, to adaptacyjny estymator podsystemu elektromechanicznego cechuje się wysoką dokładnością szacowania współczynnika bezwładności c_{Je} .

3.2.4 Czas ustalania się sygnałów wyjściowych estymatora

Znajomość czasu T_s ustalania się sygnałów wyjściowych estymatora jest niezbędna do zdefiniowania sposobu działania układu przełączającego, którego schemat przedstawiono na rys. 3.10.

Informacja o wartości T_s została wykorzystana do skrócenia całkowitego czasu zerowania uchybu przyspieszenia Δa_e w sytuacjach dużego rozstrojenia estymatora wynikających ze skokowej zmiany momentu bezwładności. Na podstawie zależności (3.39) można zdefiniować czas zerowania uchybu Δa_e jako sumę czasu ustalania się estymowanego współczynnika bezwładności c_{Je} i czasu zerowania uchybu estymacji prądu obciążenia Δi_L . Skracając czas pracy obwodu estymacji współczynnika bezwładności c_{Je} do wartości T_s można uzyskać skrócenie czasu zerowania uchybu przyspieszenia Δa_e zwłaszcza w przypadkach stanów dużej wartości bezwzględnej estymowanego prądu dynamicznego i_{De} , trwających dłużej niż czas T_s . Kontynuowanie procesu estymacji współczynnika bezwładności c_{Je} dłużej niż wartość T_s obliczona ze wzoru (3.114), nie powoduje znacznego zmniejszenia uchybów Δc_J i Δa_e . Zgodnie z zależnością (3.39), dalsze zmniejszanie uchybu przyspieszenia Δa_e można uzyskać tylko poprzez włączenie obwodu estymacji prądu obciążenia i_{Le} i zerowanie uchybu estymacji prądu obciążenia Δi_L .

Wiedza o wartości czasu T_s została ponadto wykorzystana do eliminacji składowej nieustalonej prądu obciążenia i_{Le} po nawrotach silnika. Podczas zmiany kierunku wirowania zmianie ulega znak pasywnego momentu obciążenia, a uchyb estymacji prądu obciążenia Δi_L ma dużą wartość chwilową. Polepszenie estymacji prądu obciążenia i_{Le} uzyskać można poprzez zmniejszanie uchybu Δi_L , włączając obwód estymacji prądu obciążenia i_{Le} na czas nie krótszy niż T_s .

Czas T_s został wyznaczony na podstawie odpowiedzi skokowych estymowanego prądu obciążenia i_{Le} i estymowanego współczynnika bezwładności c_{Je} . Na podstawie zależności (3.75), (3.89), przy założeniu zerowych warunków początkowych i zerowej wartości błędów $\Delta \Theta_s$ i Δi oraz uchybu Δi_r , można wyznaczyć odpowiedzi estymowanego prądu obciążenia i_{Le} oraz estymowanego współczynnika bezwładności c_{Je} na skokowe wymuszenie jednostkowe:

$$i_{Le}(t) = I - \left[I + \Omega \cdot t + \frac{1}{2} (\Omega \cdot t)^2 + \frac{1}{6} (\Omega \cdot t)^3 + \frac{1}{24} (\Omega \cdot t)^4 + \frac{1}{120} (\Omega \cdot t)^5 \right] \cdot e^{-\Omega \cdot t} , \quad (3.112)$$

$$c_{Je}(t) = I - \left[I + \Omega \cdot t + \frac{1}{2} (\Omega \cdot t)^2 + \frac{1}{6} (\Omega \cdot t)^3 + \frac{1}{24} (\Omega \cdot t)^4 + \frac{1}{120} (\Omega \cdot t)^5 \right] \cdot e^{-\Omega \cdot t}.$$
 (3.113)

Na podstawie powyższych zależności można wyznaczyć czas T_s ustalania się sygnałów wyjściowych estymatora przy założeniu, że wartości chwilowe estymowanego prądu obciążenia i_{Le} oraz estymowanego współczynnika bezwładności c_{Je} osiągają swoje wartości ustalonej z dokładnością 2%.

Zakładając, że sygnały i_{Le} i c_{Je} równe są 98% swojej wartości ustalonej, na podstawie zależności (3.112) i (3.113) ostatecznie wyznaczono czas T_s ustalania się sygnałów wyjściowych estymatora w następującej postaci:

$$T_s = 13/\Omega. \tag{3.114}$$

Odmierzanie czasu T_s ma miejsce w układzie czasowym T1 wchodzącym w skład układu przełączającego, którego schemat został przedstawiony na rys. 3.10. Sygnał wejściowy S10 na wejściu *I* układu czasowego T1 niesie informację o stanie dużej wartości bezwzględnej estymowanego prądu dynamicznego i_{De} , wywołanego zmianą zadanej prędkości ω_{ref} . Sygnał wejściowy S8 podany na wejście *R* niesie informację o zmianie kierunku wirowania wału silnika. Sygnał wyjściowy S11 na wyjściu O układu czasowego T1 służy do sterowania obwodami estymacji (aktywowania jednego z obwodów).

Sposób działania układu czasowego T1 zostanie omówiony na podstawie przebiegów sygnałów wejściowych *I* oraz *R* i sygnału wyjściowego *O* na przykładzie trzech przypadków, które zostały wyróżnione na rys. 3.18. W przypadku pierwszym, w którym stan dużej wartości bezwzględnej estymowanego prądu dynamicznego i_{De} trwa długo, układ czasowy T1 ogranicza czas estymacji współczynnika bezwładności do wartości T_s . W przypadku drugim, stan dużej wartości bezwzględnej estymowanego prądu dynamicznego i_{De} trwa krócej niż czas T_s , a czas estymacji współczynnika bezwładności c_{Je} jest równy czasowi trwania tego stanu. W przypadku trzecim, po zmianie kierunku wirowania wału silnika rozpoznanym niskim stanem sygnału wejściowego R, w układzie czasowym T1 odmierzany jest czas T_s niezbędny do ustalenia się sygnału estymowanego prądu obciążenia i_{Le} .



Rys. 3.18. Sygnały wejściowe i wyjściowy układu czasowego T1

3.2.5 Porównanie wybranych właściwości estymatorów z inercją trzeciego i szóstego rzędu

Poniżej zostaną przedstawione korzyści wynikające ze zastosowania filtra uchybu położenia w strukturze jednostki przestrajającej adaptacyjnego estymatora podsystemu elektromechanicznego. Korzyści te zostaną wykazane na podstawie porównania wybranych właściwości estymatora z inercją szóstego rzędu zawierającego filtr z właściwościami estymatora z inercją trzeciego rzędu, który nie zawiera tego filtra.

Porównaniu podlegać będą odpowiedzi skokowe estymowanych prądów obciążenia, precyzje estymacji prądu obciążenia oraz precyzje estymacji prędkości dla obydwu wersji estymatorów.

Założono następujące wartości parametrów estymatora z inercją trzeciego rzędu Ω_{III} i estymatora z inercją szóstego rzędu Ω_{VI} :

$\Omega_{III} = 122 \left[1/s \right],$	(3.115)

$$\Omega_{VI} = 200 \ [1/s], \tag{3.116}$$

które pozwalają uzyskać ten sam czas ustalania się sygnału wyjściowego i_{Le} obydwu wersji estymatorów.

W pierwszej kolejności porównano odpowiedzi estymowanego prądu obciążenia i_{Le} estymatorów z inercją trzeciego i szóstego rzędu na jednostkowe wymuszenie skokowe momentu obciążenia t_L . Przedstawione na rys. 3.19 odpowiedzi skokowe estymatorów uzyskano na podstawie zależności (3.51) i (3.75), przy uprzednim założeniu zerowych warunków początkowych i założeniu zerowej wartości błędów Δi i $\Delta \Theta_s$ oraz uchybu Δi_r .



Rys. 3.19. Odpowiedzi estymowanych prądów obciążenia estymatorów z inercją trzeciego i szóstego rzędu na skokowe wymuszenie jednostkowe

Na podstawie rys. 3.19 można wyciągnąć wniosek, że zastosowanie filtra uchybu położenia nie powoduje wydłużenia czasu ustalania się odpowiedzi estymowanego prądu obciążenia i_{Le} . Tak jak to wynika z rys. 3.19, czas ustalania się sygnału wyjściowego i_{Le} estymatora zawierającego filtr i czas ustalania się sygnału wyjściowego i_{Le} estymatora nie zawierającego filtra są sobie równe i wynoszą 0,062s.

Zastosowanie filtra uchybu położenia umożliwia poprawę precyzji estymacji prądu obciążenia i prędkości. Aby to wykazać, poniżej przedstawione zostaną logarytmiczne charakterystyki modułu ujawniające lepsze właściwości tłumienia estymatora z inercją szóstego rzędu niż estymatora z inercją trzeciego rzędu. W wyniku lepszego tłumienia, amplituda oscylacji sygnału wyjściowego estymatora ma mniejszą wartość, a sygnał wyjściowy lepszą precyzję.

Przyjmując założenia upraszczające, że moment obciążenia t_L , błąd czujnika prądu Δi , uchyb regulacji prądu Δi_r są równe zero, wykorzystując zależności (3.51) oraz (3.75) wyprowadzono transmitancje estymatora z inercją trzeciego rzędu (bez filtra) :

$$G_5(s) = \frac{i_{Le}(s) \cdot c_{Je}}{\Delta\Theta_s(s)} = -\frac{\Omega^3 s^2}{(s+\Omega)^3},$$
(3.117)

oraz dla estymatora z inercją szóstego rzędu (z filtrem):

$$G_{6}(s) = \frac{i_{Le}(s) \cdot c_{Je}}{\Delta \Theta_{s}(s)} = -\frac{\Omega^{6} s^{2}}{(s+\Omega)^{6}}.$$
(3.118)

Na podstawie transmitancji (3.117) i (3.118) wyznaczono logarytmiczne charakterystyki modułu, które przedstawiono na rys. 3.20. Pulsację ω_{osc} oscylującego błędu czujnika położenia $\Delta\Theta_s$ uzależniono od prędkości ω wirowania wału silnika zgodnie z zależnością (3.101).



Rys. 3.20. Logarytmiczne charakterystyki modułu z transmitancji G_5 i G_6 obydwu estymatorów w funkcji prędkości kątowej wału silnika

Na podstawie logarytmicznych charakterystyk modułu przedstawionych na rys. 3.20 można sformułować wniosek, że w przedziale prędkości ω od 0,1 rad/s do 314 rad/s estymator z inercją szóstego rzędu charakteryzuje się mniejszą amplitudą oscylacji w sygnale i_{Le} i lepszą precyzją estymacji prądu obciążenia i_{Le} niż estymator z inercją trzeciego rzędu.

Poniżej zostaną porównane właściwości estymatorów w zakresie wpływu błędu czujnika położenia $\Delta \Theta_s$ i uchybu regulacji prądu Δi_r na precyzję estymacji prędkości ω_e . Założono, ze precyzja estymacji prędkości będzie oceniana na podstawie logarytmicznych charakterystyk amplitudowych odzwierciedlających wartość amplitudy oscylującego uchybu estymacji prędkości $\Delta \omega_e$.

Dla estymatora podsystemu elektromechanicznego z inercją szóstego rzędu właściwość ta została omówiona na podstawie zależności (3.93) oraz charakterystyk logarytmicznych modułu, które przedstawiono na rys. 3.14 i rys. 3.15.

Aby wyznaczyć zależność opisującą uchyb estymacji prędkości $\Delta \omega_e$ dla estymatora z inercją trzeciego rzędu, przeprowadzono przekształcenia matematyczne zależności (3.30), (3.31), (3.33), (3.34), (3.36), (3.43), (3.45), (3.51), (3.62). W pierwszym etapie tych przekształceń, do zależności (3.62) podstawiono: położenie wału silnika Θ wyznaczone z zależności (3.30), prędkość estymowaną ω_e wyznaczoną z zależności (3.31), sygnał dodatkowy *Sg1* wyznaczony z zależności (3.36) i uzyskano następującą zależność:

$$\Delta \omega_e = \frac{d}{dt} \Delta \Theta_e + K_I \Delta \Theta_e - \frac{d}{dt} \Delta \Theta_s \,. \tag{3.119}$$

Następnie, wartości współczynników k_1 , k_3 estymatora opisane zależnościami (3.43) i (3.45) oraz wyznaczony z zależności (3.34) (przy $S_L=1$) uchyb estymacji położenia $\Delta \Theta_e$ podstawiono do zależności (3.119) i uzyskano:

$$\Delta \omega_e = -\frac{c_{Je}}{\Omega^3} \frac{d^2}{dt^2} i_{Le} - \frac{3 \cdot c_{Je}}{\Omega^2} \frac{d}{dt} i_{Le} - \frac{d}{dt} \Delta \Theta_s.$$
(3.120)

Zależności (3.51) i (3.120) poddano przekształceniu Laplace'a, przy założeniu zerowych warunków początkowych. Wyznaczoną z zależności (3.51) transformatę estymowanego prądu obciążenia $i_{Le}(s)$ podstawiono do przekształconej zależności (3.120) i uzyskano ostatecznie zależność (3.121) opisującą uchyb estymacji prędkości:

$$\Delta\omega_e(s) = -c_{Je} \frac{s^2 + 3\Omega s}{(s+\Omega)^3} \left(\Delta i_r(s) + \Delta i(s) + \frac{t_L(s)}{k_M} \right) - \frac{3\Omega^2 s^2 + \Omega^3 s}{(s+\Omega)^3} \Delta\Theta_s(s).$$
(3.121)

Aby wydzielić wpływ błędu czujnika położenia $\Delta\Theta_s$ na uchyb estymacji prędkości $\Delta\omega_e$ przyjęto założenie upraszczające, że moment obciążenia t_L i błąd czujnika prądu Δi i uchyb regulacji prądu Δi_r są równe zero. Uwzględniając to założenie, na podstawie zależności (3.121) wyznaczono transmitancję:

$$G_7(s) = \frac{\Delta \omega_e(s)}{\Delta \Theta_s(s)} = -\frac{3\Omega^2 s^2 + \Omega^3 s}{(s+\Omega)^3}.$$
(3.122)

Aby wyodrębnić wpływ uchybu regulacji prądu Δi_r na uchyb estymacji prędkości $\Delta \omega_e$ przyjęto również założenie upraszczające, że moment obciążenia t_L i błąd czujnika prądu Δi i błąd czujnika położenia $\Delta \Theta_s$ są równe zero. Na podstawie zależności (3.121), przy powyżej przyjętych założeniach, wyznaczono transmitancję:

$$G_8(s) = \frac{\Delta \omega_e(s)}{c_{Je} \cdot \Delta i_r(s)} = -\frac{s^2 + 3\Omega s}{(s+\Omega)^3}.$$
(3.123)

Na podstawie transmitancji (3.122) i (3.123) wyznaczono logarytmiczne charakterystyki modułu, które przedstawiono na rys. 3.21 i rys. 3.22.

3.21 Logarytmiczna charakterystykę modułu Ζ rys. uzależniono od prędkości ω wirowania wału silnika, a nie od pulsacji ω_{osc} błędu czujnika położenia $\Delta \Theta_s$, po to aby przedstawić, że wraz ze zmniejszaniem prędkości ω należy spodziewać się zwiększenia amplitudy oscylacji uchybu $\Delta \omega_e$ i tym samym pogorszenia precyzji estymacji prędkości ω_e . Związek pomiędzy pulsacją ω_{osc} błędu czujnika położenia $\Delta \Theta_s$ a prędkością ω wirowania wału opisano zależnością (3.101). W zależności (3.101) przyjęto wartość N=8192, co oznacza, że pomiaru inkrementalny czujnik do położenia zastosowano położenia o rozdzielczości 8192 impulsów na obrót.



Rys. 3.21. Charakterystyki logarytmiczne modułu z transmitancji G_2 i G_7 obydwu estymatorów w funkcji prędkości kątowej ω wału silnika

Porównując logarytmiczne charakterystyki modułu przedstawione na rys. 3.21 można dojść do wniosku, że estymator z inercją szóstego rzędu (z filtrem uchybu położenia) lepiej tłumi wpływ pulsacji błędu czujnika położenia $\Delta\Theta_s$ niż estymator z inercją rzędu trzeciego. Zastosowanie filtra uchybu położenia wpłynęło na polepszenie tłumienia estymatora z inercją szóstego rzędu i polepszenia precyzji estymacji prędkości ω_e w szerszym zakresie prędkości ω wirowania wału.

Na logarytmicznej charakterystyce modułu, z rys. 3.22, przedstawiono wpływ częstotliwości f uchybu regulacji prądu Δi_r na amplitudę uchybu estymacji prędkości $\Delta \omega_e$. Oscylacje uchybu regulacji prądu Δi_r są efektem przełączania tranzystorów przekształtnika zasilającego silnik. Na rys. 3.22, szarym kolorem wyróżniono przedział częstotliwości f oscylującego uchybu regulacji prądu Δi_r , występujący w rzeczywistych układach napędowych zbudowanych przez autora rozprawy.



Rys. 3.22. Charakterystyki logarytmiczne modułu z transmitancji G_1 i G_8 obydwu estymatorów w funkcji częstotliwości f oscylującego uchybu regulacji prądu Δi_r

Porównując logarytmiczne charakterystyki modułu przedstawione na rys. 3.22 sformułować można wniosek, że estymatory z inercją trzeciego i szóstego rzędu wykazują podobne właściwości tłumienia wpływu oscylującego uchybu regulacji prądu Δi_r na uchyb estymacji prędkości $\Delta \omega_e$, w przedziale częstotliwości 2kHz – 30kHz.

Podsumowując, na podstawie porównania logarytmicznych charakterystyk modułu przedstawionych na rys. 3.20 - rys. 3.21, wykazano, że stosując filtr uchybu położenia można polepszyć precyzję estymacji prądu obciążenia i_{Le} oraz prędkości ω_e .

3.2.6 Estymacja współczynnika bezwładności w ruchu niejednostajnie przyspieszonym

Podczas ruchu niejednostajnie przyspieszonego obwód estymacji współczynnika bezwładności jest systemem niestacjonarnym, którego właściwości dynamiczne zależą od estymowanego prądu dynamicznego i_{De} , tak jak to opisano zależnościami (3.39), (3.41), (3.59), (3.66). Podczas ruchu niejednostajnie przyspieszonego, zmieniający się w czasie estymowany prąd dynamiczny i_{De} wpływa na czas szacowania i charakter odpowiedzi estymowanego współczynnika bezwładności c_{Je} . W szczególnych warunkach pracy estymatora może dochodzić do niekorzystnego, silnego rozstrajania się obwodu estymacji współczynnika bezwładności c_{Je} .

Aby pokazać przyczynę tego rozstrajania się utworzono schemat obwodu estymacji współczynnika bezwładności, na podstawie zależności (3.39), (3.41), (3.59), (3.66) przy założeniu zerowej wartości uchybu estymacji prądu obciążenia Δi_L i błędu $\Delta \Theta_s$ celem pominięcia zjawisk nieistotnych. Schemat obwodu estymacji współczynnika bezwładności przedstawiono na rys. 3.23. Schemat ten jest fragmentem zastępczego schematu estymatora, przedstawionego na rys. 3.9.

Przyczyna rozstrajania tego obwodu wynika z tego, że estymowany prąd dynamiczny i_{De} występuje dwukrotnie na schemacie obwodu estymacji współczynnika bezwładności c_{Je} , który przedstawiono na rys. 3.23. Estymowany prąd dynamiczny i_{De} wpływa na sygnał wejściowy Δa_e członu dynamicznego. Nieuniknione występowanie estymowanego prądu dynamicznego i_{De} na wejściu członu dynamicznego jest skutkiem przyjętej struktury przestrajalnego modelu równoległego podsystemu elektromechanicznego, który został przedstawiony na rys. 3.5.



Rys. 3.23. Schemat obwodu estymacji współczynnika bezwładności

Estymowany prąd dynamiczny i_{De} jest również używany, w sposób zamierzony, na wyjściu członu dynamicznego, aby wpływać na sygnał (dc_{Je}/dt), tak jak to przedstawiono na rys. 3.23. Tak jak to opisano w punkcie 3.1.2 podzielenie sygnału wyjściowego członu dynamicznego $\Delta\Theta_{ef}$ przez prąd dynamiczny i_{De} wprowadzono po to, aby w ruchu jednostajnie przyśpieszonym, przy stałym w czasie sygnale i_{De} , właściwości dynamiczne obwodu estymacji współczynnika bezwładności były zależne jedynie od parametru Ω estymatora.

W ruchu niejednostajnie przyspieszonym właściwości dynamiczne obwodu estymacji współczynnika bezwładności c_{Je} zmieniają się jednak w zależności od zmian wartości estymowanego prądu dynamicznego iDe. Problemem jest silne rozstrajanie się obwodu estymacji współczynnika bezwładności CIe w specyficznych warunkach pracy, w których estymowany prąd dynamiczny i_{De} Z powodu relatywnie wolnej odpowiedzi zmienia znak. $\Delta \Theta_{ef}$ członu dynamicznego, obwód estymacji współczynnika bezwładności silnie rozstraja się. Dzieje się tak dlatego, że w tych warunkach pracy, znaki sygnałów Δc_J oraz (dc_{Ie}/dt) (wyróżnione na rys. 3.23) mogą być różne, a cały obwód estymacji współczynnika bezwładności zachowuje się jak gdyby chwilowo pracował z dodatnim sprzężeniem zwrotnym.

Zjawisko przejściowego rozstrajania się obwodu estymacji współczynnika bezwładności c_{Je} można wyeliminować sterując odpowiednio dwustanowym sygnałem wyjściowym układu przełączającego S_J . Wystarczy zapewnić to, aby

- 101 -

znaki sygnałów Δc_J oraz $(d c_{Je}/dt)$ były takie same. W takich warunkach fragment obwodu estymacji współczynnika bezwładności c_{Je} zawarty pomiędzy sygnałami Δc_J oraz $(d c_{Je}/dt)$ (zobacz rys. 3.23) można zastąpić dodatnim współczynnikiem *C*, tak jak to opisano zależnością:

$$\frac{d}{dt}c_{Je} = C \cdot \Delta c_J \,, \tag{3.124}$$

gdzie:

C - współczynnik dodatni.

W wyżej opisanych warunkach obwód estymacji współczynnika bezwładności opisany zależnością (3.124) można przedstawić w postaci obwodowej, tak jak na rys. 3.24.



Rys. 3.24. Schemat zastępczy obwodu estymacji współczynnika bezwładności

Współczynnik wzmocnienia C zmieniałby swoją wartość, z zachowaniem dodatniego znaku, w zależności od szybkości zmian estymowanego prądu dynamicznego i_{De} . Zmieniająca się wartość dodatniego współczynnika wzmocnienia C będzie wpływała na czas ustalania się estymowanego współczynnika bezwładności c_{Je} . Wartym podkreślenia jest fakt, że obwód estymacji współczynnika bezwładności c_{Je} , tak jak system przedstawiony na rys. 3.24, byłby zawsze stabilny niezależnie od wartości zawsze dodatniego współczynnika wzmocnienia C. Ponadto, obwód estymacji współczynnika bezwładności c_{Je} charakteryzowałby się aperiodyczną odpowiedzią skokową.

Poprawę procesu szacowania współczynnika bezwładności c_{Je} w stanie nieustalonym, w sposób opisany powyżej, można uzyskać wprowadzając do struktury układu przełączającego układ detekcji zmiany znaku estymowanego prądu dynamicznego i_{De} , tak jak to jest przedstawione na rys. 3.10. Po rozpoznaniu zmiany znaku sygnału i_{De} należy wyłączyć obwód estymacji współczynnika bezwładności c_{Je} do chwili ustalenia się sygnału wyjściowego $\Delta\Theta_{ef}$ członu dynamicznego. Po ustaleniu się sygnału $\Delta\Theta_{ef}$ znaki sygnałów Δc_J i $(d c_{Je}/dt)$ są takie same.

Czas ustalania się sygnału $\Delta \Theta_{ef}$ wyjściowego członu dynamicznego można określić na podstawie jego odpowiedzi skokowej wyznaczonej na podstawie zależności (3.66), przy założeniu zerowych warunków początkowych:

$$\Delta\Theta_{ef}(t) = \frac{1}{6\Omega^5} \Big[1 - e^{-2\Omega t} + e^{-0.5 \cdot \Omega t} \cos\left(0.5 \cdot \Omega t \cdot \sqrt{3}\right) - e^{-0.5 \cdot \Omega t} \sqrt{3} \sin\left(0.5 \cdot \Omega t \cdot \sqrt{3}\right) \\ - e^{-1.5 \cdot \Omega t} \cos\left(0.5 \cdot \Omega t \cdot \sqrt{3}\right) - e^{-1.5 \cdot \Omega t} \sqrt{3} \sin\left(0.5 \cdot \Omega t \cdot \sqrt{3}\right) \Big] .$$

$$(3.125)$$



Rys. 3.25. Odpowiedź skokowa członu dynamicznego

Przebieg sygnału wyjściowego $\Delta \Theta_{ef}$ członu dynamicznego przy wymuszeniu skokowym przedstawiono na rys. 3.25. Na podstawie zależności (3.125) i przebiegu sygnału $\Delta \Theta_{ef}$ wyjściowego członu dynamicznego można sformułować wniosek, że sygnał ten ustala się z błędem względnym mniejszym od wartości ±2%, gdy:

$$\Omega t \ge 10. \tag{3.126}$$

Na podstawie zależności (3.126) i znajomości wartości odwrotności stałej czasowej Ω estymatora można obliczyć czas ustalania się sygnału wyjściowego $\Delta\Theta_{ef}$ członu dynamicznego, w postaci:

$$T_u = 10 / \Omega \,. \tag{3.127}$$

Znajomość wartości czasu T_u została wykorzystana do zdefiniowania sposobu działania układu czasowego T2 wchodzącego w skład układu przełączającego, którego schemat przedstawiono na rys. 3.10. Układ czasowy T2 jest pobudzany sygnałem S6 podukładu rozpoznawania zmiany znaku estymowanego prądu dynamicznego i_{De} . Rozpoznawanie znaku estymowanego prądu dynamicznego i_{De} dokonywane jest przy użyciu komparatora, którego sygnałem wyjściowym jest S6. Po rozpoznaniu zmiany znaku sygnału i_{De} , układ czasowy T2 powoduje blokowanie procesu estymacji na czas T_u , ustawiając niski stan sygnału S7 i S_J . Po upływie czasu T_u i ustaleniu się sygnału wyjściowego członu dynamicznego $\Delta \Theta_{ef}$ układ czasowy T2, poprzez ustawienie wysokiego stanu sygnału S7 i wyzwolenie układu czasowego T1 na okres czasu T_s , powoduje włączenie obwodu estymacji wysokim stanem sygnału S_J i oszacowanie współczynnika bezwładności c_{Je} .

3.2.7 Stabilność adaptacyjnego estymatora podsystemu elektromechanicznego

W tym podrozdziale przeanalizowana zostanie stabilność adaptacyjnego estymatora podsystemu elektromechanicznego. Ze schematu przedstawionego na rys. 3.9 wynika, że adaptacyjny estymator podsystemu elektromechanicznego jest systemem wielowymiarowym, w którym można wyróżnić trzy obwody estymacji. W związku z tym, że zastosowano układ przełączający w strukturze estymatora, obwody estymacji prądu obciążenia, prędkości oraz współczynnika bezwładności będą analizowane rozdzielnie.

3.2.7.1 Analiza stabilności obwodu estymacji prądu obciążenia

Zastosowanie układu przełączającego w strukturze estymatora przyczynia się do tego, że obwód estymacji prądu obciążenia i_{Le} staje się systemem liniowym stacjonarnym, w którym sygnał c_{Je} jest stały w czasie przy S_J =0 i S_L =1, zgodnie z zależnością (3.59).

Przyjęto założenie, że analiza stabilności obwodu estymacji prądu obciążenia będzie prowadzona w ogólnym przypadku, w którym uchyb estymacji współczynnika bezwładności Δc_J jest różny od zera. Założenie to jest spełnione, gdy adaptacyjny estymator podsystemu elektromechanicznego znajduje się w stanie rozstrojenia.

W związku z tym, że obwód estymacji prądu obciążenia opisany zależnością (3.73) jest systemem liniowym wysokiego rzędu, do badania stabilności tego obwodu zostanie wykorzystane kryterium Routha. Zgodnie z tym kryterium obwód estymacji jest stabilny (bieguny obwodu znajdują się w lewej półpłaszczyźnie zmiennej zespolonej "s"), jeżeli są spełnione dwa warunki [9]. Zgodnie z pierwszym warunkiem wszystkie współczynniki równania charakterystycznego powinny być większe od zera. Drugi warunek zostanie spełniony, gdy wszystkie współczynniki pierwszej lewej skrajnej kolumny Routha są dodatnie.

Równanie charakterystyczne obwodu estymacji prądu obciążenia opisanego zależnością (3.73), przy uwzględnieniu wartości parametrów estymatora (3.76) - (3.81), jest następujące:

$$s^{6} + 6\Omega s^{5} + 15\Omega^{2} s^{4} + 20\Omega^{3} s^{3} + 15\Omega^{4} s^{2} + 6\Omega^{5} s + \Omega^{6} \frac{1}{c_{Je}} \frac{k_{M}}{J} = 0.$$
(3.128)

Z powyższego równania charakterystycznego wynika, że wszystkie jego współczynniki są dodatnie, ponieważ parametry k_M , J, Ω oraz sygnał c_{Je} są zawsze dodatnie. Zatem pierwszy warunek kryterium Routha jest spełniony.

Aby zbadać spełnienie drugiego warunku wyznaczono tablicę Routha w postaci:

Współczynniki tablicy Routha są dodatnie, jeżeli spełniony jest warunek:

$$c_{Je} > 0.296 \frac{k_M}{J}$$
 (3.130)

Uzyskana nierówność określa granicę rozstrojenia obwodu estymacji prądu obciążenia i_{Le} . Do niestabilności tego dochodzi w sytuacji, w której stosunek parametrów k_M/J i jego wartość estymowana c_{Je} nie spełnia nierówności (3.130).

We wszystkich innych przypadkach, w których nierówność (3.130) jest spełniona, także w stanie dokładnego dostrojenia ($c_{Je} = k_M / J$), obwód estymacji prądu obciążenia i_{Le} jest stabilny.

3.2.7.2 Analiza stabilności obwodu estymacji prędkości

Stabilność obwodu estymacji prędkości zostanie przeanalizowana dla trzech przypadków, zależnie od stanu sygnałów wyjściowych układu przełączającego.

W przypadku pierwszym, gdy $S_J=0$, $S_L=1$ obwód estymacji prądu obciążenia jest włączony. W przypadku drugim, w którym $S_J=1$, $S_L=0$ włączony jest obwód estymacji współczynnika bezwładności. W przypadku drugim obwód estymacji prądu obciążenia jest wyłączony. W przypadku trzecim, gdy $S_J=0$, $S_L=0$ obydwa obwody estymacji są wyłączone.

W analizie stabilności obwodu estymacji prędkości w przypadku pierwszym $(S_I=0 \text{ i } S_L=1)$, przyjęto założenie, że uchyb estymacji współczynnika bezwładności jest różny od zera. Celem wyznaczenia opisu matematycznego tego estymacji obwodu W tym przypadku, przeprowadzono przekształcenia matematyczne zależności (3.39), (3.42), (3.58), (3.64) i (3.66). W pierwszym kroku zastosowano przekształcenie Laplace'a do powyżej wymienionych zależności, przy zerowych warunkach początkowych. Następnie wyznaczoną z zależności (3.58) transformatę prądu obciążenia podstawiono do zależności (3.42). Zależności (3.39) i (3.42) podstawiono do (3.66). Wyznaczoną z zależności (3.66) transformatę odfiltrowanego uchybu położenia podstawiono do zależności (3.64). Podstawiając wyznaczony z zależności (3.64) uchyb estymacji prędkości, wartości parametrów estymatora (3.76) - (3.81) do zależności (3.62) uzyskano ostatecznie opis matematyczny obwodu estymacji prędkości w postaci:

- 107 -

$$\begin{split} \omega_{e}(s) &= \frac{1}{s^{6} + 6\Omega s^{5} + 15\Omega^{2} s^{4} + 20\Omega^{3} s^{3} + 15\Omega^{4} s^{2} + 6\Omega^{5} s + \Omega^{6} \frac{1}{c_{Je}} \frac{k_{M}}{J}}{c_{Je}} \cdot \\ & \left[\left(s^{6} + 6\Omega s^{5} + 15\Omega^{2} s^{4} + 20\Omega^{3} s^{3} + 15\Omega^{4} s^{2} + 6\Omega^{5} s + \Omega^{6} \frac{1}{c_{Je}} \frac{k_{M}}{J} \right) \cdot \omega(s) + \right. \\ & \left. - \left(s^{5} + 6\Omega s^{4} + 15\Omega^{2} s^{3} + 20\Omega^{3} s^{2} + 15\Omega^{4} s \right) \cdot \left(i_{De}(s) \cdot \Delta c_{J} - \frac{k_{M}}{J} \left(\frac{t_{L}(s)}{k_{M}} + \Delta i_{r}(s) + \Delta i(s) \right) \right) \right) + \\ & \left. + \left(6\Omega^{5} s^{2} + \Omega^{6} \frac{1}{c_{Je}} \frac{k_{M}}{J} s \right) \cdot \Delta \Theta_{s}(s) \right] . \end{split}$$

$$(3.131)$$

Równanie charakterystyczne powyższej zależności jest takie samo jak zależność (3.128). Można zatem sformułować wniosek, że w przypadku pierwszym obwód estymacji prędkości jest stabilny, jeżeli spełniona jest nierówność (3.130).

W przypadku drugim, w którym $S_J = 1$, $S_L = 0$ założono, że analiza stabilności zostanie przeprowadzona przy stałym w czasie estymowanym prądzie dynamicznym i_{De} . Założenie to jest spełnione, gdy ruch wirnika jest jednostajnie przyspieszony lub jednostajnie opóźniony. Podczas ruchu tego typu, obwód estymacji prędkości jest systemem dynamicznym, stacjonarnym.

Opis obwodu estymacji prędkości w przypadku drugim uzyskano w wyniku przekształceń matematycznych zależności (3.39), (3.41), (3.59), (3.62), (3.64) i (3.66). Wymienione zależności poddano przekształceniu Laplace'a przy zerowych warunkach początkowych. Następnie wyznaczoną z zależności (3.59) transformatę estymowanego współczynnika bezwładności podstawiono do zależności (3.41). Zależności (3.39) i (3.41) podstawiono do zależności (3.66). Wyznaczoną z zależności (3.66) transformatę odfiltrowanego uchybu estymacji położenia podstawiono do zależności (3.64). Wyznaczoną z zależności (3.64) transformatę uchybu estymacji prędkości podstawiono do zależności (3.62) i ostatecznie uzyskano transformatę prędkości estymowanej w postaci:
$$\omega_{e}(s) = \frac{1}{(s+\Omega)^{6}} \cdot \left[(s+\Omega)^{6} \cdot \omega(s) + \left(6\Omega^{5}s^{2} + \Omega^{6}s \right) \cdot \Delta\Theta_{s}(s) + -\left(s^{5} + 6\Omega s^{4} + 15\Omega^{2}s^{3} + 20\Omega^{3}s^{2} + 15\Omega^{4}s \right) \left(\frac{k_{M}}{J} \cdot i_{De} - \frac{k_{M}}{J} \cdot \Delta i_{L} \right) \right].$$
(3.132)

Z zależności (3.132) wyodrębniono równanie charakterystyczne w postaci:

$$(s+\Omega)^6 = 0 (3.133)$$

Na tym etapie analizy można sformułować wniosek, że wszystkie pierwiastki równania charakterystycznego (3.133) są położone w lewej półpłaszczyźnie zmiennej zespolonej "s". Zatem, w przypadku drugim obwód estymacji prędkości jest stabilny.

W przypadku trzecim, gdy obydwa obwody estymacji (prądu obciążenia i współczynnika bezwładności) są wyłączone (S_J =0 i S_L =0) opis matematyczny obwodu estymacji prędkości upraszcza się. W tym przypadku, pochodne estymowanego prądu obciążenia i_{Le} i estymowanego współczynnika bezwładności są równe zero, zgodnie z zależnościami (3.58) i (3.59). Opis matematyczny obwodu estymacji prędkości w tym przypadku uzyskano w wyniku przekształceń matematycznych zależności (3.39), (3.42), (3.64) i (3.66). Zależności te najpierw poddano przekształceniu Laplace'a przy zerowych warunkach początkowych. Następnie, zależność (3.39) podstawiono do (3.66). Wyznaczoną z zależności (3.66) transformatę odfiltrowanego uchybu położenia podstawiono do zależności (3.64). Ostatecznie, korzystając z definicji uchybu estymacji prędkości (3.62) i wartości parametrów estymatora (3.76) - (3.81) wyznaczono transformatę prędkości

$$\omega_{e}(s) = \frac{1}{s^{5} + 6\Omega s^{4} + 15\Omega^{2} s^{3} + 20\Omega^{3} s^{2} + 15\Omega^{4} s + 6\Omega^{5}} \cdot \left[\left[s^{5} + 6\Omega s^{4} + 15\Omega^{2} s^{3} + 20\Omega^{3} s^{2} + 15\Omega^{4} s + 6\Omega^{5} \right] \cdot \omega(s) + \left[s^{4} + 6\Omega s^{3} + 15\Omega^{2} s^{2} + 20\Omega^{3} s + 15\Omega^{4} \right] \left(\Delta c_{J} \cdot i_{De}(s) - \frac{k_{M}}{J} \cdot \Delta i_{L} \right] + 6\Omega^{5} s \cdot \Delta \Theta_{s}(s) \right]$$

$$(3.134)$$

Obwód estymacji prędkości jest stabilny pod warunkiem, że pierwiastki równania charakterystycznego wyznaczonego z zależności (3.134) są położone w lewej półpłaszczyźnie zmiennej zespolonej "*s*". Równanie charakterystyczne ma postać:

$$s^{5} + 6\Omega s^{4} + 15\Omega^{2} s^{3} + 20\Omega^{3} s^{2} + 15\Omega^{4} s + 6\Omega^{5} = 0.$$
(3.135)

Pierwiastki powyższego równania są następujące:

 $s_1 = -2\Omega, \qquad (3.136)$

$$s_2 = (-0.5 + i \cdot 0.5 \cdot \sqrt{3}) \cdot \Omega$$
, (3.137)

$$s_3 = (-0.5 - i \cdot 0.5 \cdot \sqrt{3}) \cdot \Omega, \qquad (3.138)$$

$$s_4 = (-1, 5 + i \cdot 0, 5 \cdot \sqrt{3}) \cdot \Omega , \qquad (3.139)$$

$$s_5 = (-1, 5 - i \cdot 0, 5 \cdot \sqrt{3}) \cdot \Omega .$$
 (3.140)

Z związku z tym, że pierwiastki (3.136) - (3.140) równania charakterystycznego (3.135) są położone w lewej półpłaszczyźnie zmiennej zespolonej "*s*" można sformułować wniosek, że obwód estymacji prędkości jest stabilny.

3.2.7.3 Analiza stabilności obwodu estymacji współczynnika bezwładności

Analiza stabilności obwodu estymacji współczynnika bezwładności zostanie przeprowadzona w sytuacji, gdy sygnały wyjściowe układu przełączającego przyjmują wartości $S_I = 1$, $S_L = 0$.

Tak jak to opisano w punkcie 3.2.6, przy odpowiednim sterowaniu sygnałem S_J , pochodna estymowanego współczynnika bezwładności zależy od uchybu Δc_J zgodnie zależnością (3.124). Ze względu na to, że parametr *C* może zmieniać się w czasie, do badania stabilności tego nieliniowego obwodu estymacji zostanie wykorzystana bezpośrednia metoda Lapunowa. O parametrze *C* wiadomo jedynie tyle, że może on przyjmować tylko wartości dodatnie.

Opis matematyczny (3.141) obwodu estymacji współczynnika bezwładności c_{Je} uzyskano w wyniku zróżniczkowania zależności (3.41) stronami oraz podstawienia zależności (3.124) przy założeniu, że pochodna z iloczynu k_M/J jest równa zero. Tak jak to zostało opisane w punkcie 3.1.2, założenie to jest słuszne, ponieważ dopuszcza się jedynie skokowe zmiany momentu bezwładności, a stała momentu k_M nie zmienia się.

$$\frac{d}{dt}\Delta c_J = -C \cdot \Delta c_J \,. \tag{3.141}$$

Zaproponowano dodatnio określoną funkcję uchybu estymacji współczynnika bezwładności Δc_J w postaci:

$$V = \frac{1}{2} \Delta c_J^2 \,. \tag{3.142}$$

Pochodna powyższej funkcji V, liczona wzdłuż trajektorii systemu dynamicznego (3.141), ma postać:

$$\frac{d}{dt}V = -C \cdot \Delta c_J^2 \,. \tag{3.143}$$

Ponieważ parametr *C* jest dodatni, pochodna funkcji Lapunowa (3.143) jest ujemnie określona, a obwód estymacji współczynnika bezwładności jest stabilny.

Podsumowując cały punkt 3.2.7 można sformułować wniosek końcowy, że adaptacyjny estymator podsystemu elektromechanicznego jest stabilny, ponieważ wszystkie jego wewnętrzne obwody estymacji są stabilne.

4 NIELINIOWY REGULATOR PREDKOŚCI

Nieliniowy regulator prędkości jest niezbędny do uzyskania minimalnoczasowego i pozbawionego przeregulowania procesu regulacji prędkości. Regulator ten został zaprojektowany z wykorzystaniem bezpośredniej metody Lapunowa [30], [31], [56], [105], [106] i zastosowaniem metody programowania dynamicznego Bellmana [12], [13], [85].

Regulacja prędkości z minimalnym czasem była przedmiotem m.in. prac [18], [19], [21], [29], [35], [36], [42], [77]. Prace te są oparte o zasadę maksimum Pontrjagina, która głosi, "że system zostanie przeprowadzony ze stanu początkowego do stanu końcowego w najkrótszym czasie wtedy, gdy sygnał sterujący będzie utrzymywał wartość maksymalną" [18].

Autorzy prac [18], [19], [29], [42], [77] opierali swoje algorytmy minimalnoczasowej regulacji prędkości na założeni, że pochodna prądu silnika oraz wartość prądu silnika są ograniczone.

Autor rozprawy zamierza wykorzystać fakt, że napięcie zasilające i prąd silnika są ograniczone, całkowicie pomijając ograniczenie nałożone na pochodną prądu silnika jako zbędne. Koncepcja ta jest bliższa rzeczywistości, co zostanie wyjaśnione na przykładzie procesu regulacji prędkości, który przedstawiono na rys. 4.1.

Silnik prądu stałego jest zasilany z przekształtnika DC/DC, którego przemienne napięcie wyjściowe jest prostokątne, co przedstawiono na rys. 4.1.

Założono, że pomiędzy procesami przełączania tranzystorów przekształtnika, napięcie wyjściowe jest stałe i równe napięciu U_{DC} . Przy tych założeniach, napięcie zasilające silnik może być analizowane jako seria wymuszeń skokowych od wartości $-U_{DC}$ do wartości $+U_{DC}$ (lub od $+U_{DC}$ do $-U_{DC}$), niezależnie od kształtu prądu zadanego silnika i_{ref} , prędkości zadanej ω_{ref} , estymowanej prędkości ω_e czy też sygnału wyjściowego czujnika prądu i_{rot} . Zgodnie z sugestią zawartą w pracach [12], [29], [42], [77], minimalnoczasowy proces regulacji prędkości został podzielony na trzy etapy, tak jak to przedstawiono na rys. 4.1.



Rys. 4.1. Prędkość, prąd oraz napięcie zasilające silnik podczas procesu regulacji prędkości

Napięcie zasilające silnik w pierwszym etapie (Et1) i w trzecim etapie (Et3) spełnia zasadę maksimum Pontrjagina, ponieważ zachowuje ono maksymalną wartość podczas trwania tych etapów. Zatem proces regulacji prędkości w tych etapach jest realizowany w minimalnym czasie.

Jednemu skokowemu wymuszeniu napięcia zasilającego silnik zawsze towarzyszy jedno przełączenie przekształtnika tranzystorowego, co przedstawiono na rys. 4.1. Zatem, napięcie zasilające silnik jest maksymalne, a proces regulacji jest minimalno-czasowy w etapach Et1 i Et3, jeżeli są one uzyskane w wyniku jednego przełączenia przekształtnikiem tranzystorowym. Proces regulacji prędkości w drugim etapie (Et2) również spełnia zasadę maksimum Pontrjagina, ponieważ układ regulacji prędkości będąc w stanie nasycenia wymusza maksymalną wartość prądu silnika $\pm I_{MAX}$. Czas regulacji prędkości w etapie Et2 zależy oczywiście od wartości ograniczenia I_{MAX} i jest tym krótszy im większa jest wartość tego ograniczenia, ale dla chwilowego ograniczenia pozostaje on minimalny.

4.1 Zastosowanie bezpośredniej metody Lapunowa do wyznaczenia praw sterowania

W tym punkcie pracy wyprowadzone zostaną prawa sterowania prędkości z wykorzystaniem bezpośredniej metody Lapunowa. Zostaną ponadto sformułowane warunki ujemnej półokreśloności pochodnej funkcji Lapunowa, które muszą być spełnione, aby zapewnić stabilność i dokładność statyczną systemu regulacji prędkości.

Prawa sterowania wyznaczono w kilku krokach. W pierwszym kroku przedstawiono opis matematyczny systemu regulacji, składającego się z silnika prądu stałego i adaptacyjnego estymatora podsystemu elektromechanicznego. W kolejnym kroku przedstawiono zależność opisującą działanie nieliniowego regulatora prędkości. W kroku trzecim, zaproponowano dodatnio określoną formę kwadratową i ostatecznie stosując bezpośrednią metodę Lapunowa uzyskano warunki, spełnienie których zapewnia stabilność układu regulacji prędkości. Warunki te zostały wykorzystane do sformułowania praw sterowania prędkością.

Celem uproszczenia procesu wyprowadzania praw sterowania prędkością założono, że uchyby estymacji $\Delta \omega_e$, Δc_J , Δi_L są równe zero w każdej chwili czasu trzeciego etapu (Et3) procesu regulacji prędkości. Słuszność przyjętych założeń można uzasadnić tym, że zgodnie z zależnościami (3.99), (3.105) i (3.111) wartości uchybów estymacji $\Delta \omega_e$, Δc_J , Δi_L są równe zero w stanie ustalonym adaptacyjnego estymatora podsystemu elektromechanicznego.

Skutkiem przyjęcia powyższych założeń jest uproszczenie zależności (3.41), (3.42) oraz (3.62) do postaci:

$$c_{Je} = \frac{k_M}{J},\tag{4.1}$$

$$i_{Le} = \frac{t_L}{k_M} + \Delta i_r + \Delta i , \qquad (4.2)$$

$$\omega_e = \omega \,. \tag{4.3}$$

Założono, że miarą jakości sterowania jest uchyb regulacji prędkości Δω:

$$\Delta \omega = \omega_{ref} - \omega_{e}, \qquad (4.4)$$

gdzie:

 $ω_e$ - prędkość estymowana, $ω_{ref}$ - prędkość zadana.

Zależność (4.3) podstawiono do zależności (4.4) i uzyskano:

$$\Delta \omega = \omega_{ref} - \omega, \qquad (4.5)$$

gdzie:

 α - prędkość kątowa wału silnika.

Zgodnie z zależnością (3.29), prędkość mechaniczna wału silnika a zależy od zadanego prądu i_{ref} , uchybu regulacji prądu Δi_r , błędu czujnika prądu Δi oraz momentu obciążenia t_L , w następujący sposób:

$$\frac{d}{dt}\omega = \frac{k_M}{J} \left(i_{ref} - \Delta i_r - \Delta i - \frac{t_L}{k_M} \right).$$
(4.6)

Na podstawie schematu adaptacyjnego systemu regulacji prędkości silnika prądu stałego przedstawionego na rys. 2.1 wyznaczono zależność zadanego prądu i_{ref} od estymowanego prądu obciążenia i_{Le} oraz sygnału wyjściowego regulatora prędkości i_{Dref} :

$$i_{ref} = i_{Dref} + i_{Le}. \tag{4.7}$$

Podstawiając zależności (4.2) i (4.7) do (4.6) uzyskano zależność (4.8) przedstawiającą wpływ sygnału wyjściowego regulatora prędkości i_{Dref} na prędkość wału silnika α w postaci:

$$\frac{d}{dt}\omega = \frac{k_M}{J}i_{Dref}.$$
(4.8)

Dalszą analizę prowadzono przy założeniu, że regulacja prędkości zachodzi przy stałym w czasie sygnale prędkości zadanej ω_{ref} .

Uwzględniając to założenie oraz podstawiając zależność (4.8) do zróżniczkowanej stronami zależności (4.5), uzyskano zależność (4.9) przedstawiającą wpływ sygnału wyjściowego regulatora prędkości i_{Dref} na uchyb regulacji prędkości $\Delta \omega$:

$$\frac{d}{dt}\Delta\omega = -\frac{k_M}{J}i_{Dref} \ . \tag{4.9}$$

Założono, że sygnał wyjściowy i_{Dref} regulatora prędkości jest pewną nieliniową funkcją uchybu regulacji prędkości:

$$i_{Dref} = K(\Delta\omega, \omega_{ref}, k_M, R_r, L_r, U_{DC}, I_{MAX}, i_{Le}, c_{Je}) \cdot sign(\Delta\omega), \qquad (4.10)$$

gdzie:

K – współczynnik, którego wartość zależy od uchybu regulacji prędkości $\Delta \omega$, prędkości zadanej ω_{ref} , parametrów silnika R_r , L_r , k_M , J, napięcia U_{DC} w obwodzie pośrednim tranzystorowego przekształtnika DC/DC, maksymalnej dopuszczalnej wartości prądu silnika I_{MAX} oraz sygnałów wyjściowych estymatora i_{Le} i c_{Je} .

Aby znaleźć prawa sterowania utworzono dodatnio określoną funkcję zależną od uchybu regulacji prędkości $\Delta \omega$ i uchybu regulacji prądu Δi_r :

$$V(\Delta\omega,\Delta i_r) = \frac{1}{2}\Delta\omega^2 + \frac{1}{2}\Delta i_r^2.$$
(4.11)

Obliczono pochodną dodatnio określonej funkcji (4.11) wzdłuż trajektorii systemu dynamicznego opisanymi zależnościami (4.9) i (4.10) w następującej postaci:

$$\frac{d}{dt}V(\Delta\omega,\Delta i_r) = -\frac{k_M}{J}K(\Delta\omega,\omega_{ref},k_M,R_r,L_r,U_{DC},I_{MAX},i_{Le},c_{Je})\cdot sign(\Delta\omega)\cdot\Delta\omega + +\Delta i_r\frac{d}{dt}\Delta i_r.$$
(4.12)

Pochodna (4.12) będzie ujemnie półokreślona przy dodatniej wartości współczynnika *K*:

$$K(\Delta\omega, \omega_{ref}, k_M, R_r, L_r, U_{DC}, I_{MAX}, i_{Le}, c_{Je}) > 0, \qquad (4.13)$$

i zerowym uchybie regulacji prądu:

$$\Delta i_r(t) = 0 \quad \forall_{t \in R_+} \,. \tag{4.14}$$

Warunki przedstawione zależnościami (4.13) i (4.14) są jednocześnie prawami sterowania. Zależności te zawierają w sobie informację o sposobie kształtowania sygnału wyjściowego nieliniowego regulatora prędkości i_{Dref} oraz sygnału prądu zadanego i_{ref} , co zostanie omówione w dalszej części tego punktu.

Jeżeli prawa sterowania są spełnione to pochodna funkcji Lapunowa w postaci:

$$V(\Delta\omega, \Delta i_r) = -\frac{k_M}{J} K(\Delta\omega, \omega_{ref}, k_M, R_r, L_r, U_{DC}, I_{MAX}, i_{Le}, c_{Je}) \cdot |\Delta\omega|, \qquad (4.15)$$

jest ujemnie półokreślona. Na podstawie zależności (4.15) można sformułować także wniosek dodatkowy, że przy $\Delta i_r = 0$ uchyb regulacji prędkości $\Delta \omega$ dąży do zera dla czasu t dążącego do nieskończoności. Układ regulacji prędkości jest zatem stabilny i cechuje się wysoką dokładnością w stanie ustalonym.

Wyznaczone prawa sterowania dane zależnościami (4.13) i (4.14) zostaną wykorzystane do zaprojektowania nieliniowego regulatora prędkości. Zgodnie z tymi prawami i zależnością (4.10) sygnał wyjściowy i_{Dref} nieliniowego regulatora prędkości należy obliczać na podstawie uchybu regulacji prędkości $\Delta\omega$ i dodatniego współczynnika *K* tak, aby uchyb regulacji prądu Δi_r był równy zero.

Założono, że nieliniowy regulator prędkości zostanie zaprojektowany w wyniku zastosowania metody programowania dynamicznego Bellmana na podstawie znajomości opisu matematycznego w czasie sygnału wejściowego $\Delta\omega$ i sygnału wyjściowego i_{Dref} nieliniowego regulatora prędkości w trzecim etapie (Et3) procesu regulacji prędkości. Opis matematyczny sygnału wejściowego $\Delta\omega$ regulatora prędkości zostanie uzyskany na podstawie opisu zmienności prędkości kątowej ω wału silnika w czasie oraz zadanej prędkości ω_{ref} , w dalszej części pracy. Zgodnie z zależnością (4.7), opis matematyczny sygnału wyjściowego i_{Dref} nieliniowego regulatora prędkości będzie uzyskany na podstawie opisu przebiegów czasowych estymowanego prądu obciążenia i_{Le} i zadanego prądu i_{ref} , w dalszej części pracy.

- 119 -

Autor chce zaakcentować, że zgodnie z zależnością (4.7) do określenia przebiegu sygnału i_{Dref} wyjściowego regulatora konieczna jest wiedza o sposobie formowania sygnału zadanego prądu i_{ref} . Wiedzę tę można otrzymać korzystając z prawa sterowania danego zależnością (4.14). Zgodnie z tym prawem przyrównując w zależności (3.28) uchyb prądu Δi_r do zera, uzyskano sposób na kształtowanie sygnału zadanego prądu silnika i_{ref} w postaci:

$$i_{ref} = i_{rot}.$$
(4.16)

Z zależności (4.16) wynika, że przebieg czasowy zadanego prądu i_{ref} należy formować tak, aby równy był sygnałowi wyjściowemu czujnika prądu i_{rot} (prądowi twornika i_r).

Do opisu przebiegów sygnałów i_{Dref} i $\Delta \omega$ niezbędna jest również analiza działania nieliniowego regulatora prędkości w poszczególnych etapach regulacji, które przedstawiono na rys. 4.1.

W pierwszym etapie (Et1) regulator prędkości jest nasycony, a wartość uchybu prądu Δi_r jest znaczna.

W drugim etapie (Et2) regulator prędkości jest nadal nasycony, ale podsystem regulacji prądu pracuje z małą wartością chwilową uchybu regulacji prądu Δi_r wynikającą z ograniczonej częstotliwości przełączania tranzystorów przekształtnika.

W trzecim etapie (Et3) regulator prędkości jest już aktywny dążąc do wyzerowania uchybów regulacji prądu Δi_r i prędkości $\Delta \omega$, zgodnie z prawami sterowania (4.13) i (4.14).

Na podstawie analizy działania nieliniowego regulatora prędkości w poszczególnych etapach można sformułować wniosek, że tylko w etapie Et3, w którym regulator jest aktywny, ma sens poszukiwanie opisu matematycznego przebiegów prądu i_r i prędkości ω silnika.

4.2 Opis matematyczny odpowiedzi prądu i prędkości silnika na skokowe wymuszenie napięcia zasilającego

Przebiegi prądu i_r i prędkości silnika ω wyznaczono na podstawie znajomości przebiegu napięcia zasilającego silnik w trzecim etapie (Et3) procesu regulacji prędkości, tak jak to przedstawiono na rys. 4.1. Odpowiedzi prądu i_r i prędkości ω na skokowe wymuszenie napięcia wyznaczono na podstawie równań różniczkowych (3.1), (3.2) modelu matematycznego silnika prądu stałego.

Celem skrócenia treści, w pracy zamieszczone zostaną jedynie wyprowadzenia odpowiedzi prądu i_r i prędkości ω silnika oraz równań opisujących działanie regulatora dla dodatniego uchybu regulacji prędkości $\Delta \omega$. Dla ujemnego uchybu $\Delta \omega$ zostaną przytoczone gotowe wyniki równań opisujących działanie nieliniowego regulatora prędkości, ponieważ proces wyprowadzania jest analogiczny.

Gdy uchyb regulacji prędkości $\Delta \omega$ jest dodatni w etapie trzecim Et3 procesu regulacji prędkości, napięcie zasilające silnik jest równe $-U_{DC}$, tak jak to przedstawiono na rys. 4.1. Zgodnie z powyższym transformata napięcia zasilającego silnik ma postać:

$$U_r(s) = -U_{DC} \cdot \frac{1}{s}. \tag{4.17}$$

Zgodnie z zależnością (3.2) odpowiedź skokowa prędkości ω zależy od momentu obciążenia t_L . Autor rozprawy założył, że równania nieliniowego regulatora prędkości zostaną wyprowadzone dla przypadku, w którym moment obciążenia t_L jest stały:

$$t_L(t) = T_L. \tag{4.18}$$

Na podstawie tak przyjętego założenia uzyskano transformatę momentu obciążenia:

$$t_L(s) = \frac{T_L}{s} \,. \tag{4.19}$$

W wyniku podstawienia zależności (4.17) oraz (4.19) do wyników przekształcenia Laplace'a zależności (3.1) oraz (3.2) uzyskano transformaty prądu silnika i prędkości silnika:

$$i_r(s) = \frac{\left(\frac{-U_{DC} - k_M \cdot \omega(0)}{L_r} + i_r(0) \cdot s + \frac{k_M}{J} \cdot \frac{T_L}{L_r} \cdot \frac{1}{s}\right)}{(s+a)(s+b)},\tag{4.20}$$

$$\omega(s) = \left(-\frac{U_{DC} \cdot k_M + T_L \cdot R_r}{L_r \cdot J} \cdot \frac{1}{s} + \frac{k_M \cdot i_r(0) - T_L}{J} + \frac{R_r}{L_r}\omega(0) + \omega(0) \cdot s\right) \frac{1}{(s+a)(s+b)},$$
(4.21)

gdzie:

 $i_r(0)$, $\omega(0)$ - warunki początkowe prądu i prędkości silnika na początku trzeciego etapu Et3 procesu regulacji prędkości.

Stałe "*a*" oraz "*b*" zależą od parametrów modelu silnika w następujący sposób:

$$a = 0.5 \cdot \left(\frac{R_r}{L_r} \right) \left(1 - \sqrt{1 - 4 \cdot \left(\frac{k_M^2 \cdot L_r}{k_M} \right) / \left(\frac{R_r^2 \cdot J}{k_r} \right)} \right), \tag{4.22}$$

$$b = 0.5 \cdot \left(\frac{R_r}{L_r} \right) \left(1 + \sqrt{1 - 4 \cdot \left(\frac{k_M^2 \cdot L_r}{M} \right) / \left(\frac{R_r^2 \cdot J}{M} \right)} \right).$$
(4.23)

Stałe "*a*" oraz "*b*" wpływają na charakter odpowiedzi skokowych prądu i prędkości silnika. Można wymienić trzy następujące przypadki:

- jeżeli stałe "*a*" oraz "*b*" są różne i rzeczywiste, odpowiedź skokowa prędkości jest aperiodyczna;
- jeżeli stałe "*a*" oraz "*b*" są takie same i rzeczywiste, odpowiedź skokowa prędkości jest aperiodyczna-krytyczna;
- jeżeli stałe "*a*" oraz "*b*" są zespolone, odpowiedź skokowa prędkości jest oscylacyjna.

Na podstawie transformat (4.20), (4.21) można wyznaczyć odpowiedzi skokowe prądu i prędkości w każdym z trzech przypadków.

Jeżeli parametry silnika są takie, że stałe "a" oraz "b" są różne i rzeczywiste, tak jak to przedstawiono zależnościami (4.22) i (4.23), to odpowiedzi skokowe prądu i prędkości są następujące:

$$i_r(t) = A_1 \cdot e^{-a \cdot t} + A_2 \cdot e^{-b \cdot t} + A_3, \qquad (4.24)$$

$$\omega(t) = B_1 \cdot e^{-a \cdot t} + B_2 \cdot e^{-b \cdot t} + B_3, \qquad (4.25)$$

$$A_{1} = \frac{1}{a^{2}(a-b)} \left(a^{2} \cdot \frac{U_{DC} + k_{M} \omega(0)}{L_{r}} + a^{3} \cdot i_{r}(0) + a \cdot \frac{k_{M}}{J} \frac{T_{L}}{L_{r}} \right),$$
(4.26)

$$A_{2} = \frac{1}{b^{2}(a-b)} \left(-b^{2} \cdot \frac{U_{DC} + k_{M} \omega(0)}{L_{r}} - b^{3} \cdot i_{r}(0) - b \cdot \frac{k_{M}}{J} \frac{T_{L}}{L_{r}} \right),$$
(4.27)

$$A_3 = \frac{1}{a \cdot b} \left(\frac{k_M}{J} \frac{T_L}{L_r} \right),\tag{4.28}$$

$$B_{I} = \frac{1}{a^{2}(a-b)} \left(-a \cdot \frac{U_{DC}k_{M} + T_{L}R_{r}}{L_{r} \cdot J} + a^{3} \cdot \omega(0) + -a^{2} \left(\frac{k_{M}i_{r}(0) - T_{L}}{J} + \frac{R_{r}}{L_{r}} \omega(0) \right) \right),$$

$$B_{2} = \frac{1}{b^{2}(a-b)} \left(b \cdot \frac{U_{DC}k_{M} + T_{L}R_{r}}{L_{r} \cdot J} - b^{3} \cdot \omega(0) + +b^{2} \left(\frac{k_{M} \cdot i_{r}(0) - T_{L}}{J} + \frac{R_{r}}{L_{r}} \omega(0) \right) \right),$$

$$B_{3} = -\frac{1}{ab} \left(\frac{U_{DC}k_{M} + T_{L}R_{r}}{L_{r} \cdot J} \right).$$
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.29)
(4.2

Jeżeli parametry silnika są takie, że stałe "a" oraz "b" są równe sobie i rzeczywiste:

$$a = b = \frac{1}{2} \cdot \frac{R_r}{L_r}, \qquad (4.32)$$

to odpowiedzi skokowe prądu i prędkości są następujące:

$$i_r(t) = C_1 \cdot t \cdot e^{-a \cdot t} + C_2 \cdot e^{-a \cdot t} + C_3, \qquad (4.33)$$

$$\omega(t) = D_1 \cdot t \cdot e^{-a \cdot t} + D_2 \cdot e^{-a \cdot t} + D_3, \qquad (4.34)$$

$$C_{1} = -\frac{U_{DC} + k_{M}\omega(0)}{L_{r}} - a \cdot i_{r}(0) - \frac{1}{a} \cdot \frac{k_{M}}{J} \frac{T_{L}}{L_{r}},$$
(4.35)

$$C_2 = i_r(0) - \frac{1}{a^2} \cdot \frac{k_M}{J} \frac{T_L}{L_r},$$
(4.36)

$$C_3 = \frac{1}{a^2} \frac{k_M}{J} \frac{T_L}{L_r},$$
(4.37)

$$D_{1} = \frac{1}{a} \frac{U_{DC}k_{M} + T_{L}R_{r}}{L_{r} \cdot J} - a \cdot \omega(0) + \frac{k_{M}i_{r}(0) - T_{L}}{J} + \frac{1}{2} \frac{R_{r}}{L_{r}} \omega(0),$$
(4.38)

$$D_2 = \frac{1}{a^2} \frac{U_{DC}k_M + T_L R_r}{L_r \cdot J} + \omega(0),$$
(4.39)

$$D_3 = -\frac{1}{a^2} \frac{U_{DC}k_M + T_L R_r}{L_r \cdot J}.$$
(4.40)

Jeżeli parametry silnika są takie, że stałe "a" oraz "b" są zespolone:

$$a = \sigma - j\omega_0, \tag{4.41}$$

$$b = \sigma + j\omega_0, \tag{4.42}$$

gdzie:

$$\sigma = \frac{1}{2} \frac{R_r}{L_r},\tag{4.43}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{2} \frac{R_r}{L_r} \sqrt{4 \cdot \left(k_M^2 \cdot L_r\right) / \left(R_r^2 \cdot J\right) - 1}, \qquad (4.44)$$

to odpowiedzi skokowe prądu i prędkości są następujące:

$$i_r(t) = E_1 \cdot e^{-\mathbf{\sigma} \cdot t} \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) + E_2 \cdot e^{-\mathbf{\sigma} \cdot t} \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) + E_3, \qquad (4.45)$$

$$\omega(t) = F_1 \cdot e^{-\mathbf{\sigma} \cdot t} \cdot \sin(\omega_0 \cdot t) + F_2 \cdot e^{-\mathbf{\sigma} \cdot t} \cdot \cos(\omega_0 \cdot t) + F_3, \qquad (4.46)$$

$$E_1 = -\frac{1}{\omega_0} \frac{U_{DC} + k_M \omega(0)}{L_r} - \frac{\sigma}{\omega_0} \cdot i_r(0) - \frac{\sigma}{\omega_0 \left(\sigma^2 + \omega_0^2\right)} \cdot \frac{k_M}{J} \frac{T_L}{L_r}, \qquad (4.47)$$

$$E_2 = i_r(0) - \frac{1}{\sigma^2 + \omega_0^2} \cdot \frac{k_M}{J} \frac{T_L}{L_r},$$
(4.48)

$$E_3 = \frac{1}{\sigma^2 + \omega_0^2} \frac{k_M}{J} \frac{T_L}{L_r},$$
(4.49)

$$F_{1} = \frac{\sigma}{\omega_{0} \left(\sigma^{2} + \omega_{0}^{2}\right)} \cdot \frac{U_{DC}k_{M} + T_{L}R_{r}}{L_{r} \cdot J} + \frac{1}{\omega_{0}} \left(\frac{k_{M}i_{r}(0) - T_{L}}{J} + \frac{1}{2}\frac{R_{r}}{L_{r}}\omega(0)\right), \tag{4.50}$$

$$F_{2} = \frac{1}{\sigma^{2} + \omega_{0}^{2}} \cdot \frac{U_{DC}k_{M} + T_{L}R_{r}}{L_{r} \cdot J} + \omega(0), \qquad (4.51)$$

$$F_{3} = -\frac{1}{\sigma^{2} + \omega_{0}^{2}} \cdot \frac{U_{DC}k_{M} + T_{L}R_{r}}{L_{r} \cdot J}.$$
(4.52)

4.3 Aproksymacja odpowiedzi skokowych prądu i prędkości silnika

Uzyskane w poprzednim punkcie zależności (4.24), (4.25), (4.33), (4.34), (4.45), (4.46), które dokładnie opisują odpowiedzi skokowe prądu i prędkości modelu silnika nie nadają się do realizacji praktycznej. Bezpośrednie wykorzystanie tych zależności prowadzi bowiem do uwikłanej postaci wzoru opisującego działanie nieliniowego regulatora prędkości [8], [45] nie dając przy tym zamierzonych efektów praktycznych.

Autor rozprawy założył, że będzie poszukiwać sposobu na przybliżone i jednocześnie szybkie obliczanie sygnału wyjściowego nieliniowego regulatora prędkości. Założenie to przyjęto z kilku powodów.

Pierwszym powodem jest to, że autor rozprawy poszukiwał prostego sposobu działania nieliniowego regulatora prędkości, który może być zrealizowany praktycznie, przy użyciu systemu mikroprocesorowego. Mikroprocesory wykonują operacje na liczbach zmiennoprzecinkowych i to tylko dodawanie, odejmowanie i mnożenie [108], których wyniki są przybliżone. Procesory nie wykonują pozostałych operacji matematycznych takich jak pierwiastkowanie, logarytm, sinus, cosinus itp. Wyniki obliczeń matematycznych funkcji tego typu są również przybliżone, ponieważ wykonywane one są za pomocą trzech podstawowych operacji procesora: dodawania, odejmowania i mnożenia z wykorzystaniem

rozwinięcia, na przykład w szereg potęgowy Maclaurina. Wyniki operacji matematycznych np. logarytmowanie, podnoszenie liczby do potęgi niecałkowitej itp., będą dokładne, jeżeli zostaną uwzględnione w wyniku wszystkie elementy szeregu potęgowego. Problem polega na tym, że szeregi te zawierają nieskończoną ilość elementów. Aby uzyskać dokładne wyniki obliczenia wykonywane przez procesor musiałyby trwać nieskończenie długi czas i to niezależnie od szybkości procesora. Z powodu nieskończenie długiego czasu dokładnych obliczeń matematycznych czas odpowiedzi mikroprocesorowego układu regulacji prędkości byłby nieskończenie długi.

Czas obliczenia sygnału wyjściowego nieliniowego regulatora prędkości nie może trwać nieskończenie długo, ponieważ przedmiotem rozprawy jest bardzo szybka, bo minimalno-czasowa regulacja prędkości. Zgodnie z wiedzą techniczną autora rozprawy, sygnał wyjściowy nieliniowego regulatora prędkości musi być obliczany w czasie nie dłuższym niż 100µs, aby można było zrealizować proces regulacji prędkości za pomocą jednego przełączenia przekształtnika, tak jak to przedstawiono w trzecim etapie na rys. 4.1.

Kolejnym powodem, dla którego autor zdecydował się na obliczenia przybliżone jest to, że zależności (4.24), (4.25), (4.33), (4.34), (4.45), (4.46) uzyskano na podstawie modelu, który jest również uproszczonym opisem matematycznym zachowania się silnika i nie uwzględnia wielu zjawisk w nim zachodzących, tak jak to opisano w punkcie 3.1.1 rozprawy.

Założono, więc, że zależności (4.24), (4.25), (4.33), (4.34), (4.45), (4.46) opisujące odpowiedzi skokowe prądu i prędkości modelu silnika zostaną aproksymowane za pomocą kilku pierwszych elementów szeregu potęgowego Maclaurina [50].

W wyniku aproksymacji dwoma wyrazami rozwinięcia w szereg Maclaurina każdej z zależności (4.24), (4.33), (4.45) uzyskano identyczne dla tych zależności wzory opisujące prąd silnika:

$$i_r(t) = i_r(0) - \frac{U_{DC} + k_M \omega(0) + R_r i_r(0)}{L_r} \cdot t .$$
(4.53)

Podobnie, aproksymując każdą z zależności (4.25), (4.34), (4.46) przy pomocy trzech wyrazów rozwinięcia w szereg Maclaurina uzyskano w każdym z przypadków identyczny wynik opisujący prędkość kątową silnika:

$$\omega(t) = \omega(0) + \frac{k_M}{J} \left(i_r(0) - \frac{T_L}{k_M} \right) \cdot t - \frac{1}{2} \cdot \frac{k_M}{J \cdot L_r} \left(U_{DC} + k_M \omega(0) + R_r i_r(0) \right) \cdot t^2.$$
(4.54)

Wykorzystanie dwóch wyrazów rozwinięcia w szereg w zależności (4.53) oraz trzech wyrazów w zależności (4.54) wynika z tego, że te zależności przybliżone nadal spełniają drugą zasadę dynamiki Newtona przedstawioną zależnością (3.4). Zgodnie z tą zasadą, różniczkując zależność (4.54) uzyskuje się zależność (4.53).

Można, zatem sformułować wniosek dotyczący zastosowanej aproksymacji, że zależności (4.53) i (4.54) są uniwersalne i niezależne od charakteru odpowiedzi skokowych prądu i prędkości. Stwarza to możliwość opracowania uniwersalnego, nieliniowego regulatora prędkości, którego działanie będzie prawidłowe dla wszystkich trzech przedstawionych wcześniej przypadków charakteru odpowiedzi skokowych.

4.4 Opis matematyczny sygnału wejściowego i sygnału wyjściowego nieliniowego regulatora prędkości

W tym punkcie pracy zostaną wyprowadzone zależności opisujące zmienność w czasie sygnału wejściowego $\Delta \omega$ i wyjściowego i_{Dref} nieliniowego regulatora prędkości. Zależności te są niezbędne do zastosowania metody programowania dynamicznego oraz uzyskania zależności opisującej nieliniową charakterystykę regulatora prędkości. Zależności opisujące sygnały i_{Dref} i $\Delta \omega$ zostaną wyprowadzone na podstawie przybliżonych zależności (4.53) i (4.54) opisujących odpowiedzi skokowe prądu i prędkości silnika.

Przyjęto założenie upraszczające, że błąd czujnika prądu Δi opisany zależnością (3.27) jest równy zero. Założenie to jest w przybliżeniu słuszne, ponieważ do pomiaru prądu zastosowano precyzyjny czujnik prądu, którego błąd pomiaru Δi jest niewielki w porównaniu z błędami aproksymacji w zależnościach (4.53) i (4.54). Wyniki badań błędów aproksymacji zostały opublikowane w pracy [8]. Konsekwencją tego założenia jest przyjęcie, zgodnie z zależnością (3.27), równości sygnału wyjściowego czujnika prądu i_{rot} i rzeczywistego prądu silnika i_r :

$$i_{rot} = i_r \,. \tag{4.55}$$

Biorąc pod uwagę zależność (4.55), równość (4.16) spełniającą prawo sterowania, zależność (4.2) opisującą estymowany prąd obciążenia i_{Le} można uprościć do postaci:

$$i_{Le} = \frac{T_L}{k_M}.$$
(4.56)

Do uzyskania zależności opisujących sygnały i_{Dref} i $\Delta \omega$ niezbędna jest także znajomość warunków początkowych i końcowych prądu $i_r(0)$ i prędkości $\omega(0)$ podczas trzeciego etapu (Et3) procesu regulacji prędkości. Warunki te można zdefiniować analizując przebiegi prędkości, prądu oraz napięcia zasilającego silnik podczas etapu Et3 procesu regulacji prędkości, który przedstawiono na rys. 4.1.

W trzecim etapie (Et3) proces regulacji prędkości rozpoczyna się wyjściem regulatora prędkości z nasycenia. Dla dodatniego uchybu regulacji prędkości $\Delta\omega(0)$, proces regulacji rozpoczyna się od prędkości $\omega(0)$ i wartości początkowej prądu $i_r(0)$ równej maksymalnej dopuszczalnej wartości prądu silnika I_{MAX} :

$$i_r(0) = I_{MAX}$$
 (4.57)

Wartość warunku początkowego prędkości $\omega(0)$ zostanie wyznaczona w dalszej części tego punktu pracy.

Etap trzeci (Et3) procesu regulacji prędkości zostanie zakończony, gdy wartości uchybu regulacji prędkości $\Delta \omega$ i sygnału wyjściowego i_{Dref} regulatora prędkości osiągają wartość zero:

$$\Delta \omega(T_k) = 0, \qquad (4.58)$$

$$i_{Dref}(T_k) = 0, (4.59)$$

gdzie:

 T_k - czas trwania etapu Et3 procesu regulacji prędkości.

Sygnałem wyjściowym nieliniowego regulatora prędkości jest zadany prąd dynamiczny i_{Dref} . Sygnał ten wyznaczono z zależności (4.7), słusznej w trzecim etapie (Et3) procesu regulacji, w którym regulator prędkości jest aktywny:

$$i_{Dref} = i_{ref} - i_{Le}. \tag{4.60}$$

Prąd i_{ref} należy zadawać zgodnie zależnością (4.16) tak, aby uchyb regulacji prądu Δi_r był równy zero, dla każdej wartości czasu t, zgodnie z prawem sterowania danym zależnością (4.14). Zatem do zależności (4.16) opisującej zadany prąd i_{ref} podstawiono sygnał wyjściowy i_{rot} czujnika prądu wyznaczony z zależności (4.55) oraz prąd silnika i_r wyznaczony z zależności (4.53) i uzyskano zależność:

$$i_{ref}(t) = i_r(0) - \frac{U_{DC} + k_M \cdot \omega(0) + R_r \cdot i_r(0)}{L_r} \cdot t .$$
(4.61)

Do zależności (4.60) podstawiono zadany prąd i_{ref} z zależności (4.61) oraz początkową wartość prądu silnika $i_r(0)$ z zależności (4.57) i uzyskano w ten sposób zależność opisującą zmienność prądu dynamicznego i_{Dref} w czasie:

$$i_{Dref}(t) = -\frac{U_{DC} + k_M \cdot \omega(0) + R_r \cdot I_{MAX}}{L_r} \cdot t + I_{MAX} - i_{Le}.$$

$$(4.62)$$

Sygnałem wejściowym nieliniowego regulatora prędkości jest uchyb regulacji prędkości $\Delta \omega$. Uwzględniając założenie przyjęte w punkcie 4.1, że zadana prędkość ω_{ref} jest stała lub jest zmieniana skokowo w czasie, można wyprowadzić opis matematyczny sygnału $\Delta \omega$.

Zależność (4.63) opisującą sygnał $\Delta \omega$ uzyskano w wyniku podstawienia do zależności (4.4):

- estymowanej prędkości ω_e wyznaczonej z zależności (4.3),
- prędkości kątowej ω wyznaczonej z zależności (4.54),
- wartości prądu silnika i_r wyznaczonej z zależności (4.57),
- stosunku momentu obciążenia T_L do stałej momentu k_M wyznaczonego z zależności (4.56),
- stosunku stałej momentu k_M do momentu bezwładności J wyznaczonego z zależności (4.1)

$$\Delta\omega(t) = \omega_{ref} - \omega_e = \omega_{ref} - \omega(0) - c_{Je} (I_{MAX} - i_{Le}) \cdot t +$$

$$+ \frac{1}{2} \cdot \frac{c_{Je}}{L_r} (U_{DC} + k_M \omega(0) + R_r I_{MAX}) \cdot t^2.$$

$$(4.63)$$

Wartość warunku początkowego prędkości $\omega(0)$ można wyznaczyć na podstawie warunków końcowych danych zależnościami (4.58) i (4.59).

Z zależności (4.59) wyznaczono czas regulacji T_k w stanie aktywnym systemu regulacji prędkości:

$$T_k = \frac{L_r(I_{MAX} - i_{Le})}{(U_{DC} + k_M \cdot \omega(0) + R_r I_{MAX})}.$$
(4.64)

Podstawiając czas regulacji T_k do zależności (4.63) i przyrównując uchyb prędkości $\Delta\omega(T_k)$ do zera zgodnie z warunkiem końcowym (4.58) uzyskano wartość warunku początkowego prędkości $\omega(0)$:

$$\omega(0) = \omega_{ref} - \frac{\left(U_{DC} + k_M \cdot \omega_{ref} + R_r I_{MAX}\right)}{2 \cdot k_M} \cdot \left(1 - \sqrt{1 - 2 \cdot c_{Je} \cdot k_M \cdot L_r \cdot \frac{(I_{MAX} - i_{Le})^2}{(U_{DC} + k_M \cdot \omega_{ref} + R_r I_{MAX})^2}}\right)}$$

$$(4.65)$$

Podsumowując ten punkt pracy, zależności (4.62), (4.63) i (4.65) stanowią komplet równań opisujących sygnał wejściowy $\Delta \omega$ i sygnał wyjściowy i_{Dref} nieliniowego regulatora prędkości.

4.5 Zastosowanie metody programowania dynamicznego do uzyskania nieliniowej charakterystyki regulatora prędkości

Nieliniową charakterystykę regulatora prędkości wyznaczono stosując metodę programowania dynamicznego Bellmana [12], [13] na podstawie zależności (4.62), (4.63) i (4.65) opisujących sygnały wejściowy $\Delta \omega$ i wyjściowy i_{Dref} tego regulatora.

W poprzednim punkcie pracy, sygnały wejściowy $\Delta \omega$ i wyjściowy i_{Dref} przedstawiono w zależnościach (4.62), (4.63) jako funkcje czasu. Celem dalszych przekształceń zależności (4.62), (4.63) i (4.65) jest wyeliminowanie z nich czasu i ostatecznie uzależnienie sygnału wyjściowego i_{Dref} od uchybu $\Delta \omega$ celem uzyskania charakterystyki regulatora.

Z zależności (4.62) wyznaczono czas:

$$t = -\frac{L_r \cdot \left(i_{Dref} - I_{MAX} + i_{Le}\right)}{U_{DC} + k_M \cdot \omega(0) + R_r \cdot I_{MAX}}$$
(4.66)

Następnie, zależności (4.65) i (4.66) podstawiono do zależności (4.63). W wyniku podstawienia i przekształceń uzyskano zależność (4.67) opisującą charakterystykę nieliniowego regulatora prędkości dla dodatniego uchybu prędkości $\Delta\omega$:

$$i_{Dref} = \sqrt{\Delta \omega \cdot \frac{l}{(c_{Je} \cdot L_{r})} \cdot \left(U_{DC} + I_{MAX} \cdot Rr + k_{M} \cdot \omega_{ref} \right)} \cdot \sqrt{l + \sqrt{l - 2 \cdot c_{Je} \cdot k_{M} \cdot L_{r} \cdot \left(\frac{I_{MAX} - i_{Le}}{U_{DC} + I_{MAX} \cdot Rr + k_{M} \cdot \omega_{ref}} \right)^{2}} \quad dla \quad \Delta \omega \ge 0.$$

$$(4.67)$$

Postępując analogicznie można wyznaczyć zależność opisującą charakterystykę regulatora prędkości dla ujemnego uchybu regulacji prędkości. Przyjęto założenie, że przy ujemnym uchybie $\Delta \omega$ regulacji prędkości napięcie zasilające silnik jest dodatnie i równe $+U_{DC}$, a prąd silnika $i_r(0)$ na początku etapu Et3 równy $-I_{MAX}$.

Postępując analogicznie jak w punkcie 4.2, zgodnie z przyjętym powyżej założeniem, można wyprowadzić zależności opisujące odpowiedzi skokowe prądu i_r i prędkości ω silnika. Można także wyprowadzić zależności opisujące sygnały wejściowy i_{Dref} i wyjściowy $\Delta \omega$ regulatora prędkości i wreszcie zależność (4.68) opisującą charakterystykę nieliniowego regulatora prędkości dla ujemnego uchybu regulacji prędkości $\Delta \omega$:

$$i_{Dref} = -\sqrt{\Delta \omega \cdot \frac{l}{(c_{Je} \cdot L_{r})} \cdot \left(-U_{DC} - I_{MAX} \cdot Rr + k_{M} \cdot \omega_{ref}\right)} \cdot$$

$$\cdot \sqrt{l + \sqrt{l - 2 \cdot c_{Je} \cdot k_{M} \cdot L_{r} \cdot \left(\frac{-I_{MAX} - i_{Le}}{-U_{DC} - I_{MAX} \cdot Rr + k_{M} \cdot \omega_{ref}}\right)^{2}} \quad dla \quad \Delta \omega < 0.$$

$$(4.68)$$

Na podstawie zależności (4.67) i (4.68) można sformułować uniwersalną zależność, słuszną zarówno przy dodatnim jak i ujemnym uchybie regulacji prędkości $\Delta \omega$. Porównując zależności (4.67) i (4.68), działanie nieliniowego regulatora prędkości można opisać w sposób następujący:

$$i_{Dref}(t) = sign(\Delta\omega) \cdot \sqrt{|\Delta\omega|} \cdot \sqrt{kor} , \qquad (4.69)$$

$$kor = \frac{1}{c_{Je} \cdot Lr} \cdot \left| (U_{DC} + I_{MAX} \cdot Rr) \cdot sign(\Delta \omega) + k_M \cdot \omega_{ref} \right| \cdot$$

$$\cdot \left(1 + \sqrt{1 - 2c_{Je} \cdot L_r \cdot k_M} \frac{[I_{MAX} \cdot sign(\Delta \omega) - i_{Le}]^2}{[(U_{DC} + I_{MAX} \cdot R_r) \cdot sign(\Delta \omega) + k_M \cdot \omega_{ref}]^2} \right),$$

$$(4.70)$$

- k_M wartość stałej momentu silnika prądu stałego w $[N \cdot m/A]$,
- L_r wartość indukcyjności uzwojenia twornika silnika prądu stałego z komutatorem mechanicznym w [*H*],
- R_r wartość rezystancji uzwojenia twornika silnika prądu stałego w [Ω],
- U_{DC} wartość napięcia stałego zasilającego przekształtnik DC/DC w [V],
- I_{MAX} maksymalna wartość prądu silnika w [A],
- c_{Je} estymowany współczynnik bezwładności w $[1/A \cdot s^2]$,
- i_{Le} estymowany prąd obciążenia w [A],
- $sign(\Delta\omega)$ znak uchybu regulacji prędkości $\Delta\omega$.

Sygnał *kor* służy do korekcji działania nieliniowego regulatora prędkości w zależności od wartości siły elektromotorycznej silnika, estymowanego współczynnika bezwładności c_{Je} i estymowanego prądu obciążenia i_{Le} .

Porównując zależności (4.10) oraz (4.69) można zapisać:

$$K(\Delta\omega, \omega_{ref}, k_M, R_r, L_r, U_{DC}, I_{MAX}, i_{Le}, c_{Je}) = \sqrt{|\Delta\omega|} \cdot \sqrt{|kor|}.$$

$$(4.71)$$

Zależność (4.69) opisująca działanie nieliniowego regulatora prędkości jest szczególnym przypadkiem zależności (4.10) i spełnia prawo sterowania dane zależnością (4.13), ponieważ iloczyn:

$$\sqrt{|\Delta\omega|} \cdot \sqrt{|korektor|} > 0. \tag{4.72}$$

Z zależności (4.69) wynika, że regulator prędkości ma nieliniową charakterystykę zadanego prądu dynamicznego i_{Dref} w funkcji uchybu regulacji prędkości $\Delta\omega$. Charakterystyka regulatora jest modyfikowana sygnałem *kor* w zależności od wartości sygnałów wyjściowych adaptacyjnego estymatora podsystemu elektromechanicznego i_{Le} i c_{Je} . Taki sposób modyfikowania nieliniowej charakterystyki umożliwia adaptowanie się nieliniowego regulatora prędkości do zmieniających się właściwości podsystemu elektromechanicznego. Ta modyfikacja umożliwia również uzyskanie niezależności właściwości dynamicznych obwodu regulacji prędkości, w stanie aktywnym regulatora, od różnych wartości momentu bezwładności układu mechanicznego.

4.6 Modyfikacja charakterystyki nieliniowego regulatora prędkości prowadząca do zmniejszenia jego wrażliwości na oscylacje prędkości estymowanej

Negatywny wpływ oscylacji estymowanej prędkości ω_e przejawia się oscylacjami sygnału wyjściowego i_{Dref} nieliniowego regulatora prędkości oraz prądu i_r silnika powodując dodatkowe straty w uzwojeniach oraz szybsze zużywanie się elementów mechanicznych napędu.

Podstawowym sposobem na zmniejszenie amplitudy oscylacji uchybu prędkości o dużej częstotliwości jest zastosowanie filtra sygnału sprzężenia zwrotnego prędkości [107]. Problem w tym, że w wyniku stosowania takiego filtra, reakcja układu pomiarowego jest wolniejsza, co uniemożliwia szybkie sterowanie prędkością. Autor rozprawy odrzucił takie rozwiązanie, dążąc do uzyskania minimalno-czasowej regulacji prędkości.

Innym sposobem na zmniejszenie amplitudy oscylacji sygnału wyjściowego nieliniowego regulatora prędkości jest modyfikacja charakterystyki regulatora [15], [21], [67], [101], [104] tak, aby generował on małą wartość sygnału i_{Dref} , gdy wartość bezwzględna uchybu regulacji prędkości jest mniejsza od amplitudy oscylacji tego uchybu. Tak zmodyfikowaną charakterystykę regulatora prędkości przedstawiono na rys. 4.2.

Nieliniową charakterystykę regulatora prędkości podzielono na dwa obszary: obszar tłumienia oscylacji uchybu prędkości $\Delta \omega$ oraz obszar redukcji uchybu prędkości $\Delta \omega$ zgodnie z metodą programowania dynamicznego Bellmana.

Założono, że w obszarze redukcji uchybu regulacji prędkości, w którym uchyb regulacji prędkości spełnia nierówność:

$$\left|\Delta\omega\right| > A + \delta,\tag{4.73}$$

sygnał wyjściowy regulatora jest obliczany według zależności:

$$i_{Dref}(t) = sign(\Delta \omega) \cdot \sqrt{|\Delta \omega| - A} \cdot \sqrt{|kor|}, \qquad (4.74)$$

gdzie:

- A wartość amplitudy oscylacji uchybu regulacji $\Delta \omega$,
- δ pewna stała dodatnia.



Rys. 4.2. Zmodyfikowana charakterystyka regulatora prędkości

Wartość *A* amplitudy oscylacji uchybu regulacji należy ustalić eksperymentalnie na podstawie rejestracji uchybu regulacji prędkości $\Delta \omega$.

W obszarze tłumienia oscylacji uchybu prędkości $\Delta \omega$, w którym uchyb regulacji prędkości spełnia nierówność:

$$|\Delta\omega| \le A + \delta, \tag{4.75}$$

wymuszana jest stała, minimalna wartość prądu dynamicznego I_{Dmin} lub - I_{Dmin} , tak jak to przedstawiono na rys. 4.2. Założono, że w tym obszarze sygnał wyjściowy regulatora prędkości i_{Dref} obliczany jest następująco:

$$i_{Dref} = I_{Dmin} \cdot sign(\Delta \omega),$$

gdzie:

*I*_{Dmin} - minimalna wartość prądu dynamicznego.

Minimalną wartość prądu dynamicznego I_{Dmin} należy dobrać eksperymentalnie. Autor rozprawy przyjął wartość I_{Dmin} równą około 2% I_{MAX} .

Stałą dodatnią δ można wyznaczyć z warunku (4.77), uzyskanego w wyniku przyrównania zależności (4.74) i (4.76) stronami, słusznego na granicy obszaru tłumienia oscylacji prędkości i obszaru redukcji uchybu prędkości:

$$I_{D\min} = \sqrt{|\delta|} \cdot \sqrt{|kor|} . \tag{4.77}$$

Wartość stałej δ ostatecznie wyznaczono przekształcając zależność (4.77) do postaci:

$$\delta = \frac{I_{D \min}^2}{|kor|}.$$
(4.78)

Podsumowując, obliczanie sygnału wyjściowego i_{Dref} nieliniowego regulatora prędkości odbywa się w kilku zasadniczych krokach:

- obliczanie sygnału kor według zależności (4.70),
- obliczanie stałej δ według zależności (4.78),
- obliczanie sygnału *i*_{Dref} wyjściowego regulatora prędkości:
 - jeżeli $|\Delta \omega| \le A + \delta$, to sygnał i_{Dref} wyjściowy regulatora należy obliczyć według zależności (4.76),
 - jeżeli $|\Delta \omega| > A + \delta$, to sygnał i_{Dref} wyjściowy regulatora należy obliczyć według zależności (4.74).

Analizując nieliniową charakterystykę regulatora prędkości, przedstawioną na rys. 4.2 uzyskaną z analizy trzeciego etapu (Et3) procesu regulacji, można ponownie przedstawić działanie tego regulatora prędkości w pozostałych etapach Et1 i Et2. W pierwszym (Et1) i drugim (Et2) etapach regulacji, które przedstawiono na rys. 4.1, przy dużej wartość uchybu prędkości $\Delta \omega$ dojdzie do ograniczenia zadanego prądu i_{ref} do wartości $\pm I_{MAX}$, podobnie jak to wynika ze sposobu działania kaskadowego systemu regulacji prędkości.

Taki sposób działania nieliniowego regulatora prędkości w etapach Et1 i Et2 zostanie zweryfikowany w dalszej części pracy za pomocą wyników badań eksperymentalnych, które uzyskano na zbudowanych stanowiskach badawczych z silnikiem prądu stałego i silnikiem synchronicznym.

5 BADANIA SYMULACYJNE UKŁADU NAPĘDOWEGO Z SILNIKIEM PRĄDU STAŁEGO

Celem badań symulacyjnych jest potwierdzenie korzyści wynikających z zastosowania adaptacyjnego estymatora podsystemu elektromechanicznego i nieliniowego regulatora prędkości.

W tej części pracy porównane zostaną wybrane właściwości w stanach nieustalonych trzech różnych układów sterowania:

- opracowanego układu regulacji prędkości z adaptacyjnym estymatorem podsystemu elektromechanicznego,
- układu napędowego z klasycznym regulatorem prędkości o działaniu proporcjonalno całkującym [28], [42], [49], [107],
- układu napędowego z klasycznym dwustanowym regulatorem prędkości ze sterowaniem ślizgowym [16], [18], [42], [107].

Właściwości układów regulacji zostaną porównane na podstawie wskaźników jakości regulacji prędkości, przyjętych w punkcie 1.1 rozprawy.

Badania symulacyjne zostały przeprowadzone w utworzonym przez autora rozprawy programie symulacyjnym i napisanym w języku programowania C++ z wykorzystaniem generatora programów symulacyjnych [82] - [84]. Taki sposób tworzenia oprogramowania do symulacji, zamiast użycia innych programów do symulacji, wynika z wygody autora i możliwości darmowego tworzenia programów symulacyjnych przy wykorzystaniu dużego doświadczenia pracowników [82] - [84] Katedry Energoelektroniki i Napędów Elektrycznych w Politechnice Białostockiej.

Założono wartości parametrów sterowanego obcowzbudnego silnika prądu stałego: R_r =4,65 Ω , L_r =0,07 H, k_M =1,35 Nm/A, U_N =230 V, I_N =5,2 A; n_n =1450 obr/min, M_{en} =7,02 Nm, które są zgodne z parametrami silnika użytego w stanowisku laboratoryjnym: *Adaptacyjny układ napędowy z silnikiem prądu stałego*. Przyjęto również następujące wartości parametrów zespołu maszynowego $J = 0,0328 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ i $t_L = 0,4 \text{ Nm}$ oraz parametrów przekształtnika $U_{DC} = 325 \text{V}$, $I_{MAX} = 5 \text{ A}$.

Założono, że każdy z systemów regulacji prędkości ma identyczny podsystem regulacji prądu zawierający regulator prądu z delta – modulacją i czasem próbkowania równym 30µs.

Założono, że parametr Ω adaptacyjnego estymatora podsystemu elektromechanicznego jest równy 10⁶ 1/s (*T*=1µs). Przyjęto również następujące wartości parametrów nieliniowego regulatora prędkości: I_{Dmin} =20 mA; $A = 3.5 \cdot 10^{-3}$ rad/s. Krok całkowania numerycznego 5 · 10⁻⁸ s.

5.1 Porównanie właściwości układu napędowego z regulatorem PI i układu napędowego z estymatorem podsystemu elektromechanicznego i nieliniowym regulatorem prędkości w stanach nieustalonych

Standardowe regulatory typu PI są powszechnie stosowane do dnia dzisiejszego w napędach elektrycznych i są przedmiotem wielu prac naukowych [14], [15], [28], [49], [68], [69], [87], [107].

Z powodu ich dużej popularności autor rozprawy zdecydował się przedstawić, na ich tle, zalety opracowanego układu regulacji prędkości z adaptacyjnym estymatorem podsystemu elektromechanicznego i nieliniowym regulatorem prędkości. Schemat symulowanego układu napędowego z regulatorem prędkości typu PI przedstawiono na rys. 5.1.



Rys. 5.1. Schemat układu regulacji prędkości z regulatorem prędkości typu PI

Parametry regulatora typu PI dobrano zgodnie z kryterium symetrii [28], [49], [97]. Na potrzebę przeprowadzenia syntezy parametrów regulatora prędkości typu PI, podsystem regulacji prądu zastąpiono członem inercyjnym pierwszego rzędu o wzmocnieniu równym jeden i stałej czasowej równej 1,093 ms [28]. Zgodnie z kryterium symetrii [28], [49] obliczono następujące wartości parametrów regulatora prędkości: wzmocnienie 8,13 i stałą czasową 4,4 ms. Celem zmniejszenia przeregulowania prędkości, na wejściu sygnału zadanego regulatora prędkości zastosowano człon inercyjny pierwszego rzędu o wzmocnieniu równym jeden i stałej czasowej równej 4,4 ms [28].

W pierwszej kolejności porównano właściwości układów regulacji prędkości po skokowej zmianie prędkości zadanej ω_{ref} od -15,2 rad/s do -13,8 rad/s, a następnie od -15,2 rad/s do -14,96 rad/s, przy obciążeniu silnika momentem 0,4 Nm. Dobór warunków symulacji wynika z chęci przedstawienia wyników w taki sposób, aby wszystkie etapy procesu regulacji prędkości były dobrze widoczne. W ten sposób, na rys. 5.2 przedstawiono najpierw minimalno-czasowy proces regulacji prędkości zawierający wszystkie trzy etapy regulacji prędkości (Et1 – Et3), a następnie na rys. 5.3 proces regulacji prędkości, w którym etap drugi (Et2) nie występuje. Podział na etapy minimalno-czasowego procesu regulacji prędkości przedstawiony został w rozdziale 4.

Na podstawie wyników symulacji przedstawionych na rys. 5.2 i rys. 5.3, można sformułować wniosek, że układ regulacji z nieliniowym regulatorem prędkości i adaptacyjnym estymatorem podsystemu elektromechanicznego ma zdecydowanie krótszy czas ustalania się prędkości i odpowiedź prędkości pozbawioną przeregulowania w porównaniu z układem regulacji z regulatorem typu PI.

W wyniku porównania rys. 5.2 i rys. 5.3 wyciągnięto wnioski dodatkowe. Zgodnie z teorią układów liniowych [28], [43], [96], w układzie regulacji z regulatorem typu PI czas ustalania się prędkości jest niezależny od wartości skoku prędkości zadanej ω_{ref} . Natomiast w układzie regulacji prędkości z nieliniowym regulatorem prędkości czas ustalania się prędkości jest tym krótszy im mniejsza jest wartość skoku sygnału ω_{ref} .



Rys. 5.2. Przebiegi czasowe: uchybu regulacji prędkości $\Delta \omega$, prądu i_r po skokowej zmianie prędkości zadanej ω_{ref} od -15,2 rad/s do -13,8 rad/s, dla układów napędowych: a) z regulatorem prędkości typu PI oraz b) z nieliniowym regulatorem prędkości



Rys. 5.3. Przebiegi czasowe: uchybu regulacji prędkości $\Delta \omega$, prądu i_r po skokowej zmianie prędkości zadanej ω_{ref} od -15,2 rad/s do -14,96 rad/s, dla układów napędowych: a) z regulatorem prędkości typu PI oraz b) z nieliniowym regulatorem prędkości

Następnie porównano odpowiedzi prądów i uchybów regulacji prędkości obydwu układów regulacji na skokową zmianę momentu obciążenia od 0,4 Nm do 1,8 Nm, przy prędkości zadanej ω_{ref} równej 85 rad/s. Wyniki badań symulacyjnych przedstawiono na rys. 5.4.



Rys. 5.4. Przebiegi czasowe: uchybu regulacji prędkości $\Delta \omega$, prądu i_r po skokowej zmianie momentu obciążenia od 0,4 Nm do 1,8 Nm, przy prędkości zadanej ω_{ref} =85 rad/s, dla układów napędowych: a) z regulatorem prędkości typu PI oraz b) z nieliniowym regulatorem prędkości

Maksymalna wartość uchybu prędkości wywołanego skokową zmianą momentu obciążenia jest mniejsza dla układu napędowego z adaptacyjnym estymatorem podsystemu elektromechanicznego i nieliniowym regulatorem prędkości (11 mrad/s) niż dla układu napędowego z regulatorem prędkości typu PI (70 mrad/s).

Zaprezentowane wyniki badań potwierdzają, że w wyniku zastosowania adaptacyjnego estymatora podsystemu elektromechanicznego i nieliniowego regulatora prędkości do regulacji uzyskano znaczące skrócenie czasu ustalania się prędkości zarówno po skokowej zmianie sygnału ω_{ref} , jak również po skokowej zmianie momentu obciążenia. Procesy regulacji prędkości układu regulacji z adaptacyjnym estymatorem podsystemu elektromechanicznego i nieliniowym regulatorem prędkości pozbawione są przeregulowania. Ponadto, układ regulacji
z regulatorem nieliniowym ma mniejszą maksymalną wartość uchybu prędkości wywołanego skokową zmianą momentu obciążenia w porównaniu z układem napędowym z regulatorem typu PI.

5.2 Porównanie właściwości układu napędowego z regulatorem ślizgowym i układu napędowego z estymatorem podsystemu elektromechanicznego i nieliniowym regulatorem prędkości w stanach nieustalonych

Sterowanie ślizgowe cieszy się dużą popularnością ze względu na bardzo krótki czas wzrostu prędkości [9] oraz wysoką odporność na zmianę momentu obciążenia [16], [18], [42], [99], [107]. Schemat układu napędowego z dwustanowym regulatorem prędkości i sterowaniem ślizgowym przedstawiono na rys. 5.5.



Rys. 5.5. Schemat układu regulacji prędkości z dwustanowym regulatorem prędkości

Przedmiotem tego punktu pracy jest porównanie czasów ustalania się prędkości w warunkach skokowo zmieniającej się prędkości zadanej ω_{ref} oraz momentu obciążenia t_L dwóch układów regulacji:

- z dwustanowym regulatorem prędkości i sterowaniem ślizgowym,
- z adaptacyjnym estymatorem podsystemu elektromechanicznego i nieliniowym regulatorem prędkości.

Na podstawie wyników symulacji przedstawionych na rys. 5.6 - rys. 5.9 można sformułować wniosek, że układ regulacji z adaptacyjnym estymatorem podsystemu elektromechanicznego i nieliniowym regulatorem prędkości może wykazywać krótszy czas zerowania uchybu regulacji prędkości (5,8 ms na rys. 5.6 b)) niż czas pierwszego zerowania uchybu prędkości układu regulacji z dwustanowym regulatorem prędkości i sterowaniem ślizgowym (6,1 ms na rys. 5.6 a)). Fakt ten można wytłumaczyć w ten sposób, że w układzie regulacji ze sterowaniem ślizgowym może zdarzyć się przypadek rozpoczęcia procesu regulacji od niekorzystnego warunku początkowego prądu prowadzącego do wydłużenia czasu pierwszego zerowania uchybu prędkości, równego 6,1 ms na rys. 5.6 a) oraz 2,35 ms na rys. 5.7 a).

Analizując wyniki badań układu regulacji z dwustanowym regulatorem prędkości i sterowaniem ślizgowym można zauważyć, że uchyb prędkości nie ustala się na poziomie mniejszym niż 2% wartości skoku prędkości zadanej. Prędkość oscyluje jako rezultat działania dwustanowego regulatora prędkości. Odpowiedzi skokowe prędkości charakteryzują się przeregulowaniem wynoszącym 14% na rys. 5.6 a) oraz 79% na rys. 5.7 a).

W przeciwieństwie do wyników przedstawionych na rys. 5.6 a) oraz rys. 5.7 a), odpowiedzi uchybu prędkości układu regulacji z adaptacyjnym estymatorem podsystemu elektromechanicznego i nieliniowym regulatorem prędkości pozbawione są przeregulowania. Uchyb prędkości jest równy zero po upływie czasu 5,8 ms na rys. 5.6 b) oraz 1,95 ms na rys. 5.7 b).



Rys. 5.6. Przebiegi czasowe: uchybu regulacji prędkości $\Delta \omega$, prądu i_r oraz napięcia zasilającego silnik u_r po skokowej zmianie prędkości zadanej ω_{ref} od -15,2 rad/s do -13,8 rad/s, dla układów napędowych: a) i c) z dwustanowym regulatorem prędkości oraz b) i d) z nieliniowym regulatorem prędkości,



Rys. 5.7. Przebiegi czasowe: uchybu regulacji prędkości $\Delta \omega$, prądu i_r oraz napięcia zasilającego silnik u_r po skokowej zmianie prędkości zadanej ω_{ref} -15,2 rad/s do -14,96 rad/s, dla układów napędowych: a) i c) z dwustanowym regulatorem prędkości oraz b) i d) z nieliniowym regulatorem prędkości



Rys. 5.8. Przebiegi czasowe: uchybu regulacji prędkości $\Delta \omega$, prądu i_r oraz napięcia zasilającego silnik u_r po skokowej zmianie momentu obciążenia od 0,4 Nm do 1,8 Nm, przy prędkości zadanej ω_{ref} 85 rad/s, dla układów napędowych: a) i c) z dwustanowym regulatorem prędkości oraz b) i d) z nieliniowym regulatorem prędkości



Rys. 5.9. Przebiegi czasowe: uchybu regulacji prędkości $\Delta \omega$, prądu i_r oraz napięcia zasilającego silnik u_r po skokowej zmianie momentu obciążenia od 0,4 Nm do 5 Nm, przy prędkości zadanej ω_{ref} 85 rad/s, dla układów napędowych: a) i c) z dwustanowym regulatorem prędkości oraz b) i d) z nieliniowym regulatorem prędkości

Na podstawie wyników badań zamieszczonych rys. 5.8 i rys. 5.9, porównano wartości maksymalnego uchybu prędkości wywołanego skokową zmianą momentu obciążenia. Z rys. 5.8 i rys. 5.9 wynika, że układ napędowy z nieliniowym regulatorem prędkości może mieć krótszy czas zerowania uchybu prędkości $\Delta \omega$ niż układ napędowy z dwustanowym regulatorem prędkości i sterowaniem ślizgowym.

Podsumowując wyniki badań symulacyjnych wstępnie potwierdzono korzyści wynikające z zastosowania opracowanego przez autora rozprawy układu regulacji z adaptacyjnym estymatorem podsystemu elektromechanicznego i nieliniowym regulatorem prędkości. Zastosowanie proponowanego układu regulacji może dać następujące korzyści:

- krótszy czas ustalania się prędkości po skokowej zmianie prędkości zadanej lub momentu obciążenia,
- brak przeregulowania prędkości,
- mniejszą wartość maksymalnego uchybu prędkości wywołanego skokową zmianą momentu obciążenia.

Badania symulacyjne prowadzono również celem weryfikacji podziału na etapy minimalno-czasowego procesu regulacji prędkości przedstawionego na rys. 4.1. Przedstawione na rys. 5.6 - rys. 5.9 procesy regulacji prędkości są zgodne z tym przedstawionym na rys. 4.1.

Zdaniem autora rozprawy, wartym podkreślenia jest możliwość podziału procesu regulacji prędkości po skokowej zmianie momentu obciążenia na etapy, czego nie zauważono w innych pracach od [1] do [109].

Zaprezentowane rezultaty badań symulacyjnych mają charakter wyrywkowy, celem określenia wskaźników jakości regulacji przedstawionych w punkcie 1.1. Przedstawione dalej wyniki badań laboratoryjnych także potwierdzają zalety proponowanej metody sterowania prędkości.

6 BADANIA LABORATORYJNE ADAPTACYJNEGO UKŁADU NAPĘDOWEGO Z SILNIKIEM PRĄDU STAŁEGO

Badania laboratoryjne układu regulacji prędkości wyposażonego w adaptacyjny estymator podsystemu elektromechanicznego i nieliniowy regulator prędkości prowadzono w celu weryfikacji następujących właściwości:

- wysokiej dokładności statycznej regulacji prędkości,
- zdolności do osiągania wskaźników jakości regulacji: minimalnego czasu regulacji i braku przeregulowania prędkości,
- zdolności do adaptacji układu regulacji do zmieniającego się skokowo momentu bezwładności prowadzącej do niezależności właściwości dynamicznych układu regulacji prędkości, w stanie aktywnym regulatora, przy różnych wartościach momentu bezwładności układu mechanicznego.

Badania laboratoryjne przeprowadzono na stanowisku "Adaptacyjny układ napędowy z silnikiem prądu stałego".

Wysoka dokładność statyczna regulacji prędkości została potwierdzona za pomocą wyznaczonych sztywnych charakterystyk mechanicznych układu regulacji prędkości z silnikiem prądu stałego.

Czas regulacji i przeregulowanie prędkości zostały określone na podstawie oscylogramów: prądu silnika, uchybu regulacji prędkości i sygnału sterującego przekształtnikiem, zarejestrowanych po skokowej zmianie prędkości zadanej. Na zarejestrowanych oscylogramach tych sygnałów wykazano zdolność do adaptacji układu napędowego w warunkach skokowo zmieniającego się momentu bezwładności.

Zbadano również maksymalną wartość chwilową uchybu regulacji prędkości oraz czas ustalania się prędkości po skokowej zmianie momentu obciążenia.

Badania eksperymentalne przeprowadzono na zbudowanym stanowisku *Adaptacyjny układ napędowy z silnikiem prądu stałego*, którego opis został dołączony do rozprawy w załączniku Z.1. Do pomiaru prędkości w stanie ustalonym wykorzystano tachometr typu DT-2236 firmy Lutron, natomiast do rejestracji oscylogramów wykorzystano oscyloskop cyfrowy typu TDS 420A firmy Tektronix.

6.1 Badanie dokładności statycznej regulacji prędkości

Celem potwierdzenia wysokiej dokładności statycznej układu regulacji prędkości wyznaczono jego charakterystyki mechaniczne dla dwóch znacznie różniących się wartości zadanych prędkości ω_{ref} . Do obciążania wykorzystano prądnicę prądu stałego z hamowaniem dynamicznym.

Tabela. 6.1

Prędkość zadana 122,3 rad/s		Prędkość zadana 15,1 rad/s		
Moment	Prędkość kątowa	Moment	Prędkość kątowa	
[Nm]	[rad/s]	[Nm]	[rad/s]	
0	122,3	0	15,1	
1,8	122,3	0,8	15,1	
2,8	122,3	1,4	15,1	
3,4	122,3	2,1	15,1	
4,1	122,3	2,7	15,1	
4,7	122,3	3,4	15,1	
5,4	122,3	4,1	15,1	
5,9	122,3	4,8	15,1	
6	118	5,1	15,1	
6	121	5,4	15,1	
6	93	5,7	15,1	
6	80	5,9	15,1	
6	60	6	13	
6	48			

Wyniki badań charakterystyk mechanicznych



Rys. 6.1. Charakterystyka mechaniczna dla zadanej prędkości $\omega_{ref} = 122,3 \text{ rad/s}$



Rys. 6.2. Charakterystyka mechaniczna dla zadanej prędkości $\omega_{ref} = 15,1 \text{ rad/s}$

Wyniki przedstawione w tabeli 6.1 oraz koparkowe charakterystyki mechaniczne przedstawione na rys. 6.1 i rys. 6.2 są potwierdzeniem wysokiej dokładności statycznej układu regulacji prędkości niezależnie od momentu obciążenia silnika.

6.2 Badanie zdolności układu regulacji prędkości do zachowania minimalnego czasu regulacji oraz braku przeregulowania prędkości silnika po skokowej zmianie prędkości zadanej

W tym punkcie pracy przedstawione zostaną badania weryfikujące zdolność układu regulacji prędkości do osiągania minimalno-czasowego i pozbawionego przeregulowania procesu regulacji prędkości.

Zdolność układu do uzyskiwania minimalnego czasu regulacji prędkości wykazano na podstawie rejestracji dwustanowego sygnału sterującego przekształtnikiem u_{ster} oraz uchybu regulacji prędkości $\Delta \omega$. Tak jak to opisano w rozdziale 4 osiągniecie jednego przełączenia przekształtnika podczas trwania trzeciego etapu (Et3) procesu regulacji prędkości i zerowa wartość uchybu prędkości $\Delta \omega$ na końcu tego etapu świadczą o tym, że układ wykazuje zdolność do regulacji prędkości w minimalnym czasie.

Brak przeregulowania stwierdzano na podstawie przebiegu uchybu regulacji prędkości $\Delta\omega$. Z uwagi na to, że rejestrowany oscyloskopem sygnał uchybu prędkości (na wyjściu przetwornika C/A) ma ograniczoną rozdzielczość, dodatkowo badano sygnał wyjściowy czujnika prądu silnika i_{rot} . Zgodnie z zależnościami (4.7) i (4.74), zadany prąd silnika i_{ref} jest obliczany na podstawie silnie wzmocnionego uchybu regulacji prędkości $\Delta\omega$. Zatem nawet niewielkie przeregulowanie prędkości jest silnie wzmacniane przez nieliniowy regulator prędkości i wyraźnie obserwowalne w sygnale wyjściowym czujnika prądu silnika i_{rot} .

Badania zostały przeprowadzone przy trzech znacznie różniących się wartościach prędkości zadanej. W ten sposób, autor dodatkowo chciał wykazać, że nieliniowy regulator prędkości jest w stanie zapewnić minimalny czas regulacji i brak przeregulowania prędkości w warunkach znacząco różniącej się wartości siły elektromotorycznej silnika. W ten sposób przedstawiona zostanie skuteczność korygującego wpływu sygnału *kor* na właściwości nieliniowego regulatora prędkości.

Wyniki badań wymienionych sygnałów po skokowym zmniejszeniu prędkości zadanej, podczas hamowania silnika nieobciążonego, zamieszczono

na rys. 6.3 - rys. 6.8. Procesy regulacji prędkości zawierające trzy etapy przedstawiono na rys. 6.3, rys. 6.5, rys. 6.7, natomiast procesy regulacji zawierające dwa etapy przedstawiono na rys. 6.4, rys. 6.6 i rys. 6.8. Wartość skoku prędkości zadanej dobierano tak, aby wszystkie etapy procesu regulacji prędkości były dobrze widoczne na rysunkach prezentujących wyniki badań laboratoryjnych.

Na podstawie wyników badań przedstawionych na rys. 6.3 - rys. 6.8 można sformułować wniosek, że są one zgodne z wzorcowymi przebiegami prądu, prędkości i sygnału sterującego przekształtnikiem, które przedstawiono na rys. 4.1.

Wszystkie procesy regulacji prędkości są realizowane za pomocą jednego przełączenia przekształtnika w pierwszym etapie (Et1) i w trzecim etapie (Et3). W drugim etapie procesu regulacji prędkości Et2 wymuszana jest maksymalna wartość prądu silnika. Można, zatem stwierdzić, że wszystkie procesy regulacji prędkości są minimalno-czasowe i pozbawione przeregulowania, niezależnie od wartości siły elektromotorycznej silnika oraz ilości realizowanych etapów regulacji prędkości.



Rys. 6.3. Przebiegi czasowe: sygnału wyjściowego czujnika prądu i_{rot} silnika nieobciążonego (Ch1 – 5 A/dz.), uchybu regulacji prądu Δi_r (Ch2 – 5 A/dz.), uchybu regulacji prędkości $\Delta \omega$ (Ch3 – 1,57 (rad/s)/dz.) i sygnału sterującego przekształtnikiem u_{ster} po skokowym zmniejszeniu prędkości zadanej od -15 rad/s do -14 rad/s



Rys. 6.4. Przebiegi czasowe: sygnału wyjściowego czujnika prądu i_{rot} silnika nieobciążonego (Ch1 – 5 A/dz.), uchybu regulacji prądu Δi_r (Ch2 – 5 A/dz.), uchybu regulacji prędkości $\Delta \omega$ (Ch3 – 1,57 (rad/s)/dz.) i sygnału sterującego przekształtnikiem u_{ster} po skokowym zmniejszeniu prędkości zadanej od -15,2 rad/s do -14,5 rad/s



Rys. 6.5. Przebiegi czasowe: sygnału wyjściowego czujnika prądu i_{rot} silnika nieobciążonego (Ch1 – 5 A/dz.), uchybu regulacji prądu Δi_r (Ch2 – 5 A/dz.), uchybu regulacji prędkości $\Delta \omega$ (Ch3 – 0,785 (rad/s)/dz.) i sygnału sterującego przekształtnikiem u_{ster} po skokowym zmniejszeniu prędkości zadanej od -76,5 rad/s do -75,3 rad/s



Rys. 6.6. Przebiegi czasowe: sygnału wyjściowego czujnika prądu i_{rot} silnika nieobciążonego (Ch1 – 5 A/dz.), uchybu regulacji prądu Δi_r (Ch2 – 5 A/dz.), uchybu regulacji prędkości $\Delta \omega$ (Ch3 – 1,57 (rad/s)/dz.) i sygnału sterującego przekształtnikiem u_{ster} po skokowym zmniejszeniu prędkości zadanej od -76,5 rad/s do -75,7 rad/s



Rys. 6.7. Przebiegi czasowe: sygnału wyjściowego czujnika prądu i_{rot} silnika nieobciążonego (Ch1 – 5 A/dz.), uchybu regulacji prądu Δi_r (Ch2 – 5 A/dz.), uchybu regulacji prędkości $\Delta \omega$ (Ch3 – 0,785 (rad/s)/dz.) i sygnału sterującego przekształtnikiem u_{ster} po skokowym zmniejszeniu prędkości zadanej -137,7 rad/s do -136,4 rad/s



Rys. 6.8. Przebiegi czasowe: sygnału wyjściowego czujnika prądu i_{rot} silnika nieobciążonego (Ch1 – 5 A/dz.), uchybu regulacji prądu Δi_r (Ch2 – 5 A/dz.), uchybu regulacji prędkości $\Delta \omega$ (Ch3 – 0,785 (rad/s)/dz.) i sygnału sterującego przekształtnikiem u_{ster} po skokowym zmniejszeniu prędkości zadanej od -137,7 rad/s do -137 rad/s

Na podstawie wyników badań można także dokonać interpretacji wybranych zjawisk fizycznych zachodzących w silniku. Z oscylogramów sygnału wyjściowego czujnika prądu silnika i_{rot} zamieszczonych na rys. 6.5 - rys. 6.8 wynika ponadto, że w trzecim etapie (Et3) procesu regulacji prędkości prąd silnika zmienia się wykładniczo (nieliniowo), tak jak to opisano zależnością (4.24). Taki sposób zmienności sygnału i_{rot} wynika z tego, że pochodna prądu silnika zmienia się podczas procesu regulacji prędkości. Zmiana wartości pochodnej prądu silnika jest głównie efektem zmiany siły elektromotorycznej silnika.

Podsumowując, wyniki badań są potwierdzeniem poprawności działania nieliniowego regulatora prędkości we wszystkich etapach (Et1, Et2 i Et3) regulacji prędkości oraz słuszności przyjętego w rozdziale 4 założenia, że równania nieliniowego regulatora prędkości powinny być wyprowadzone tylko dla trzeciego etapu Et3 procesu regulacji prędkości.

6.3 Badanie zdolności adaptacyjnych układu regulacji do zmieniającego się skokowo momentu bezwładności

Kolejną cechą układu regulacji prędkości weryfikowaną na drodze badań eksperymentalnych jest zdolność do niezależności właściwości dynamicznych napędu wobec zmieniającej się wartości momentu bezwładności.

Zdolność adaptacyjna układu regulacji prędkości zostanie oceniona w wyniku badania braku przeregulowania prędkości na końcu procesu adaptacji po kilku cyklach pobudzeń wymuszanych zmianą prędkości zadanej. Ocenę przeregulowania prędkości dla kilku wartości momentu bezwładności układu napędowego przedstawiono w punkcie 6.3.1.

Zdolność do adaptacyjną oceniono dodatkowo w punkcie 6.3.2 na podstawie czasu trwania trzeciego etapu (Et3) procesu regulacji prędkości przy różnych wartościach momentu bezwładności układu mechanicznego. Uzyskanie takich samych czasów trwania etapu Et3 świadczyć będzie o niezależności właściwości dynamicznych obwodu regulacji prędkości, w stanie aktywnym regulatora.

Skokową zmianę momentu bezwładności uzyskiwano podczas testów laboratoryjnych w wyniku rozprzęgania i sprzęgania dodatkowej prądnicy obciążającej z silnikiem prądu stałego za pomocą sprzęgła elektromagnetycznego.

6.3.1 Ocena przeregulowania prędkości

Przykładowe wyniki badań procesu adaptacji do skokowo zmieniającego się momentu bezwładności układu napędowego przestawiono na rys. 6.9 i rys. 6.10 dla nieobciążonego silnika prądu stałego oraz rys. 6.11 i rys. 6.16 dla silnika obciążonego zmieniającym się momentem pasywnym.

Z rysunków wynika, że po skokowym zmniejszeniu momentu bezwładności, na początku procesu adaptacji (w stanie rozstrojenia estymatora) dochodzi do oscylacyjnej odpowiedzi prędkości z powodu zbyt dużego nachylenia charakterystyki (wzmocnienia) nieliniowego regulatora prędkości opisanego zależnościami (4.69) i (4.70). Oscylacje prędkości oznaczono na rys. 6.9 znacznikiem Zn1. Oscylacje prędkości nie są obserwowalne w sygnale ω_e , ponieważ ich amplituda jest bardzo mała. Istnienie oscylacji prędkości stwierdzono na podstawie oscylacyjnej odpowiedzi sygnału wyjściowego czujnika prądu i_{rot} .

W końcowej fazie procesu adaptacji, oznaczonego na rys. 6.9 znacznikiem Zn2, proces regulacji prędkości pozbawiony jest przeregulowania prędkości. Brak przeregulowania stwierdzono na podstawie estymowanej prędkości ω_e oraz sygnału wyjściowego czujnika prądu twornika i_{rot} silnika prądu stałego.



Rys. 6.9. Przebiegi czasowe: sygnału wyjściowego czujnika prądu silnika i_{rot} (Ch1 – 5 A/dz.), estymowanej prędkości ω_e (Ch2 – 31,4 (rad/s)/dz.), estymowanego prądu obciążenia i_{Le} (Ch3 – 2 A/dz.), estymowanego współczynnika bezwładności c_{Je} (Ch4 – 50 (rad/s²A)/dz.) po skokowym zmniejszeniu momentu bezwładności

W ogólnym przypadku rozstrojenia po skokowym zwiększeniu momentu bezwładności nachylenie charakterystyki (wzmocnienie) nieliniowego regulatora prędkości jest za małe. Skutkiem niedopasowania nieliniowego regulatora prędkości do wartości momentu bezwładności czas regulacji prędkości jest zbyt długi.

W adaptacyjnym procesie regulacji prędkości z jednoczesnym zwiększeniem momentu bezwładności, który przedstawiono na rys. 6.10 i oznaczono znacznikiem Zn3, nie zaobserwowano wydłużenia czasu regulacji. Czas trwania drugiego etapu regulacji był wystarczająco długi na tyle, aby adaptacyjny estymator podsystemu elektromechanicznego mógł zaadaptować się do zmiany momentu bezwładności i skorygować nachylenie charakterystyki nieliniowego regulatora prędkości.



Rys. 6.10. Przebiegi czasowe: sygnału wyjściowego czujnika prądu silnika i_{rot} (Ch1 – 5 A/dz.), estymowanej prędkości ω_e (Ch2 – 31,4 (rad/s)/dz.), estymowanego prądu obciążenia i_{Le} (Ch3 – 2 A/dz.), estymowanego współczynnika bezwładności c_{Je} (Ch4 – 50 (rad/s²A)/dz.) po skokowym zwiększeniu momentu bezwładności silnika nieobciążonego

Po ponownym odsprzęgnięciu prądnicy obciążającej od silnika napędzającego następuje zmniejszenie momentu bezwładności i momentu obciążenia układu. W początkowej fazie procesu adaptacji oznaczonego znacznikiem Zn4 na rys. 6.11, w efekcie niedopasowania estymowanego współczynnika bezwładności, dochodzi do silnych oscylacji prędkości ω_e i sygnału wyjściowego czujnika prądu i_{rot} . Duża wartość amplitudy oscylującego prądu silnika jest przyczyną dodatkowych efektów dźwiękowych generowanych przez silnik znanych z literatury [18], [107] pod nazwą "chattering". Oscylacje prądu silnika od wartości I_{MAX} do wartości - I_{MAX} są przyczyną szybszego zużywania się łożysk i sprzęgieł układu napędowego. W końcowej fazie procesu adaptacji układu napędowego do wartości momentu bezwładności, oznaczonego znacznikiem Zn5 na rys. 6.11, proces regulacji prędkości pozbawiony jest przeregulowania.



Rys. 6.11. Przebiegi czasowe: sygnału wyjściowego czujnika prądu silnika i_{rot} (Ch1 – 5 A/dz.), estymowanej prędkości ω_e (Ch2 – 31,4 (rad/s)/dz.), estymowanego prądu obciążenia i_{Le} (Ch3 – 5 A/dz.), estymowanego współczynnika bezwładności c_{Je} (Ch4 – 50 (rad/s²A)/dz.) po skokowym zmniejszeniu momentu bezwładności

Podsumowując wyniki badań zamieszczone na rys. 6.9 - rys. 6.11 można sformułować wniosek, że w wyniku adaptacji układu regulacji prędkości do zmieniającego się skokowo momentu bezwładności uzyskano stałość właściwości dynamicznych przejawiającą się brakiem przeregulowania prędkości.

6.3.2 Ocena czasu trwania trzeciego etapu procesu regulacji prędkości

Przedmiotem tego punktu pracy jest porównanie czasów trwania trzeciego etapu (Et3) procesu regulacji prędkości przy różnych wartościach momentu bezwładności. Wyniki badań przedstawiono na rys. 6.12 - rys. 6.15.

Wartości czasów trwania trzeciego etapu regulacji (Et3) przy różnych wartościach momentu bezwładności zestawiono w tabeli 6.2. Z porównania wartości czasów w wierszach tabeli 6.2 wynika że, czasy trwania (t_1 i t_2) trzeciego etapu Et3 są w przybliżeniu sobie równe. Maksymalna i minimalna względna wartość różnicy czasów t_1 i t_2 wynosi odpowiednio 16,7% i 1,75%.

Warunki badań w tym punkcie pracy dobrano w taki sposób, aby można było dodatkowo wykazać korygujący wpływ sygnału *kor* na charakterystykę nieliniowego regulatora prędkości. Nieliniowy regulator prędkości jest w stanie zapewnić minimalny czas regulacji prędkości przy różnych wartościach prędkości zadanej (siły elektromotorycznej) i momentu bezwładności.

Przykładowe wyniki oceny czasu regulacji prędkości przy małej wartości siły elektromotorycznej (20,5V) przedstawiono na rys. 6.12 i rys. 6.13, natomiast przy dużej wartości siły elektromotorycznej (185V) przedstawiono na rys. 6.14 i rys. 6.15.



Rys. 6.12. Przebiegi czasowe: sygnału wyjściowego czujnika prądu i_{rot} silnika nieobciążonego (Ch1 – 5 A/dz.), uchybu regulacji prądu Δi_r (Ch2 – 5 A/dz.), uchybu regulacji prędkości $\Delta \omega$ (Ch3 – 0,785 (rad/s)/dz.) i sygnału sterującego przekształtnikiem u_{ster} po skokowym zmniejszeniu prędkości zadanej od - 15,2 rad/s do - 13,8 rad/s przy włączonym sprzęgle elektromagnetycznym



Rys. 6.13. Przebiegi czasowe: sygnału wyjściowego czujnika prądu i_{rot} silnika nieobciążonego (Ch1 – 5 A/dz.), uchybu regulacji prądu Δi_r (Ch2 – 5 A/dz.), uchybu regulacji prędkości $\Delta \omega$ (Ch3 – 0,785 (rad/s)/dz.) i sygnału sterującego przekształtnikiem u_{ster} po skokowym zmniejszeniu prędkości zadanej od -15,2 rad/s do -14,96 rad/s przy włączonym sprzęgle elektromagnetycznym



Rys. 6.14. Przebiegi czasowe: sygnału i_{rot} silnika nieobciążonego (Ch1 – 5 A/dz.), uchybu regulacji prądu Δi_r (Ch2 – 5 A/dz.), uchybu regulacji prędkości $\Delta \omega$ (Ch3 – 0,785 (rad/s)/dz.) i sygnału sterującego przekształtnikiem u_{ster} po skokowym zmniejszeniu prędkości zadanej od -137 rad/s do -136,6 rad/s przy włączonym sprzęgle elektromagnetycznym



Rys. 6.15. Przebiegi czasowe: sygnału wyjściowego czujnika prądu i_{rot} silnika nieobciążonego (Ch1 – 5 A/dz.), uchybu regulacji prądu Δi_r (Ch2 – 5 A/dz.), uchybu regulacji prędkości $\Delta \omega$ (Ch3 – 0,785 (rad/s)/dz.) i sygnału sterującego przekształtnikiem u_{ster} po skokowym zmniejszeniu prędkości zadanej od -137,4 rad/s do -136,6 rad/s przy włączonym sprzęgle elektromagnetycznym

Tabela. 6.2

Zestawienie czasów trwania trzeciego etapu (Et3) procesów regulacji prędkości

Wyniki badań z momentem		Wyniki badań z momentem		
bezwładności 0,0164 kg m ²		bezwładności 0,0328 kg m ²		Względna
(przy wyłączonym sprzęgle		(przy włączonym sprzęgle		wartość
elektromagnetycznym)		elektromagnetycznym)		różnicy czasów
	t_1	t_2		t_1 i t_2
Numer	czas trwania etapu	czas trwania etapu	Numer	
rysunku	trzeciego (Et3)	trzeciego (Et3)	rysunku	
rys. 6.3	1,14 ms	1,12 ms	rys. 6.12	1,75%
rys. 6.4	1,06 ms	0,98 ms	rys. 6.13	7,5%
rys. 6.7	3,98 ms	4,78 ms	rys. 6.14	16%
rys. 6.8	3,34 ms	3,68 ms	rys. 6.15	9,2%

Oscylogramy przedstawione na rys. 6.12 - rys. 6.15 potwierdzają, że wszystkie zarejestrowane procesy regulacji prędkości są realizowane za pomocą jednego przełączenia przekształtnika tranzystorowego w etapach Et1 i Et3 i są pozbawione przeregulowania.

Można zatem sformułować wniosek, że w wyniku zastosowania adaptacyjnego estymatora podsystemu elektromechanicznego układzie regulacji prędkości uzyskano stałość właściwości dynamicznych układu regulacji przy różnych wartościach momentu bezwładności.

6.3.3 Ocena zdolności adaptacyjnych układu w stanie obciążenia silnika

Celem kolejnych badań jest weryfikacja możliwości estymacji współczynnika bezwładności w warunkach, w których silnik jest obciążony. Do obciążania silnika zastosowano hamowanie dynamiczne prądnicy obciążającej. Wybór hamowania dynamicznego wynika z możliwości urządzeń posiadanych w laboratorium. Taki sposób generowania obciążenia charakteryzuje się tym, że wartość momentu obciążenia zmienia się współbieżnie z prędkością prądnicy. Wyniki badań przedstawiono na rys. 6.16 i rys. 6.17.

Zmiany momentu obciążenia można rozpoznać na podstawie zmian estymowanego prądu obciążenia i_{Le} . Zmiany sygnału i_{Le} oznaczono znacznikami Zn7 na rys. 6.16 oraz Zn9 na rys. 6.17.

Na podstawie wyników badań przedstawionych na rys. 6.16 stwierdzono, że po kolejnych pobudzeniach wywołanych skokową zmianą prędkości zadanej w stanie obciążenia silnika ze zmieniającym się momentem obciążenia, kolejne wartości ustalonego estymowanego współczynnika bezwładności c_{Je} są w przybliżeniu sobie równe. Kolejne wartości ustalonego estymowanego współczynnika bezwładności oznaczono znacznikiem Zn8 na rys. 6.16. Ta sama wartość ustalonego sygnału c_{Je} (ten sam wynik szacowania) przy różnych wartościach momentu obciążenia stanowi dowód na to, że adaptacyjny estymator

- 167 -

podsystemu elektromechanicznego może być również wykorzystany do szacowania współczynnika bezwładności c_{Je} silnika obciążonego momentem oporowym.

W wyniku adaptacji dochodzi do poprawy odpowiedzi estymowanego prądu obciążenia i_{Le} w stanie przejściowym. W przypadku błędnie oszacowanego estymowanego współczynnika bezwładności zauważyć można skłonność układu do oscylacji odpowiedzi estymowanego prądu obciążenia i_{Le} , co oznaczono znacznikiem Zn6 na rys. 6.16. W końcowej fazie procesu adaptacji odpowiedź estymowanego prądu obciążenia i_{Le} jest pozbawiona tych oscylacji, co oznaczono znacznikiem Zn7 na rys. 6.16.



Rys. 6.16. Przebiegi czasowe: sygnału wyjściowego czujnika prądu silnika i_{rot} (Ch1 – 5A/dz.), estymowanej prędkości ω_e (Ch2 – 31,4 (rad/s)/dz.), estymowanego prądu obciążenia i_{Le} (Ch3 – 1A/dz.), estymowanego współczynnika bezwładności c_{Je} (Ch4 – 50(rad/s²A)/dz.) po skokowym zwiększeniu momentu bezwładności silnika obciążonego zmieniającym się momentem obciążenia

Przeprowadzono również badania zdolności adaptacyjnych układu regulacji prędkości w warunkach jednoczesnej zmiany momentu bezwładności i momentu obciążenia. Jednoczesne zmniejszenie momentu bezwładności i momentu obciążenia uzyskano w wyniku rozprzęgnięcia prądnicy obciążającej od silnika napędzającego. Chwilę rozprzęgnięcia oznaczono znacznikiem Zn9 na rys. 6.17. Po rozprzęgnięciu adaptacyjny estymator podsystemu elektromechanicznego oszacowuje estymowany współczynnik bezwładności c_{Je} , co oznaczono znacznikiem Zn10 na rys. 6.17.



Rys. 6.17. Przebiegi czasowe: sygnału wyjściowego czujnika prądu silnika i_{rot} (Ch1 – 5A/dz.), estymowanej prędkości ω_e (Ch2 – 31,4 (rad/s)/dz.), estymowanego prądu obciążenia i_{Le} (Ch3 – 1A/dz.), estymowanego współczynnika bezwładności c_{Je} (Ch4 – 50(rad/s²A)/dz.) po skokowym zmniejszeniu momentu bezwładności i momentu obciążenia

Na rys. 6.17 można dodatkowo zauważyć, że w przypadku krótko trwającego stanu przyspieszenia, z powodu dużej wartości stałej czasowej estymatora, proces estymacji współczynnika bezwładności c_{Je} jest prowadzony w wielu etapach, które wskazano na rysunku znacznikiem Zn10.

Podsumowując, autor rozprawy zweryfikował możliwość estymacji współczynnika bezwładności c_{Je} w stanie obciążenia silnika.

6.4 Badanie układu regulacji prędkości w warunkach skokowo zmieniającego się momentu obciążenia

W niniejszym punkcie pracy zaprezentowano wyniki badań czasu ustalania się prędkości i maksymalnej wartości uchybu regulacji $\Delta \omega$ po skokowej zmianie momentu obciążenia. Oscylogramy uchybu $\Delta \omega$ przedstawiono na rys. 6.18 |i rys. 6.19.

Badania przeprowadzono przy prędkości zadanej równej 85 rad/s i zmianie momentu obciążenia od 8% M_n do 36% M_n , aby nie doprowadzić do ograniczenia prądu silnika i badania przeprowadzić w stanie aktywnym nieliniowego regulatora prędkości. Symbol M_n oznacza moment znamionowy silnika.

Na podstawie oscylogramów przedstawionych na rys. 6.18 i rys. 6.19 określono czas ustalania się prędkości równy 180 ms oraz maksymalne wartości uchybu regulacji prędkości $\Delta \omega$ po skokowym zwiększeniu i skokowym zmniejszeniu momentu obciążenia odpowiednio równe 0,314 rad/s i 0,457 rad/s.

Podsumowując wyniki badań, można stwierdzić, że nie udało się uzyskać minimalnego czasu zerowania uchybu prędkości $\Delta \omega$ po skokowej zmianie momentu obciążenia. Czas kompensacji momentu obciążenia mógłby być krótszy. Granicą, jaka mogłaby być osiągnięta, może być czas wynikający z realizacji dwóch przełączeń przekształtnika tranzystorowego zasilającego maszynę prądu stałego, tak jak to przedstawiono na rys. 5.8 b) i d).

W badanym układzie regulacji prędkości, czas kompensacji momentu obciążenia zależy od czasu ustalania się estymowanego prądu obciążenia i_{Le} . Problem uzyskania szybkiej estymacji polega jednak na tym, że skrócenie stałej czasowej estymatora prowadzi do jego zwiększonej wrażliwości na oscylacje sygnału wyjściowego czujnika położenia i zmniejszenie w ten sposób precyzji szacowania sygnałów i_{Le} , c_{Je} oraz ω_e . Pomimo, że nie uzyskano ekstremalnych rezultatów badań laboratoryjnych, wiedza o granicy czasu kompensacji momentu obciążenia może być wykorzystana do określenia celu kolejnych prac badawczych.



Rys. 6.18. Przebiegi czasowe: sygnału wyjściowego czujnika prądu silnika i_{rot} (Ch1 – 2 A/dz.), uchybu regulacji prędkości $\Delta\omega$ (Ch2 – 0,314 (rad/s)/dz.), estymowanego prądu obciążenia i_{Le} (Ch3 – 2 A/dz.), estymowanego współczynnika bezwładności c_{Je} (Ch4 – 50 (rad/s²A)/dz.) po skokowym zwiększeniu momentu obciążenia



Rys. 6.19. Przebiegi czasowe: sygnału wyjściowego czujnika prądu silnika i_{rot} (Ch1 – 2 A/dz.), uchybu regulacji prędkości $\Delta\omega$ (Ch2 – 0,314 (rad/s)/dz.), estymowanego prądu obciążenia i_{Le} (Ch3 – 2 A/dz.), estymowanego współczynnika bezwładności c_{Je} (Ch4 – 50 (rad/s²A)/dz.) po skokowym zmniejszeniu momentu obciążenia

6.5 Badanie autonomii sygnałów wyjściowych estymatora

Ten punkt pracy podzielono na dwie części. W części pierwszej wykazano, że sygnał wyjściowy i_{Le} obwodu estymacji prądu obciążenia nie zależy od sygnału wyjściowego i_{Dref} nieliniowego regulatora prędkości, w stanie dokładnego dostrojenia estymatora ($\Delta c_J = 0$). W części drugiej wykazano, że zmiana momentu obciążenia nie wywołuje rozstrajania się estymowanego współczynnika bezwładności c_{Je} , jako rezultat zastosowania układu przełączającego w strukturze jednostki przestrajającej.

Skutki braku autonomii zostaną omówione na przykładzie układu napędowego z regulatorem prędkości typu PI. W tym układzie napędowym sygnał wyjściowy członu dynamicznego całkującego służący do kompensacji momentu obciążenia t_L zmienia się w stanach dynamicznych wywołanych zmianą prędkości zadanej, przy niezerowej wartości uchybu regulacji prędkości $\Delta\omega$. Zależność sygnału wyjściowego członu dynamicznego całkującego od uchybu $\Delta\omega$ prowadzi do przekompensowania momentu obciążenia w stanach dynamicznych i niepożądanego przeregulowania prędkości.

Wykonano test, którego celem było przedstawienie odmiennego zachowania się układu regulacji prędkości wyposażonego w adaptacyjny estymator podsystemu elektromechanicznego i nieliniowy regulator prędkości w porównaniu z układem napędowym z regulatorem prędkości typu PI. Z oscylogramów przedstawionych na rys. 6.20 wynika, że estymowany prąd obciążenia i_{Le} reaguje jedynie na zmiany momentu obciążenia t_L i nie rozstraja się w stanach dynamicznych wywołanych zmianami zadanej prędkości skokowymi dużej ω_{ref} , przy wartości sygnałów: i_{De} i $\Delta \omega$. Taka właściwość układu regulacji prędkości pozwala na uniknięcie przekompensowania momentu obciążenia i uzyskanie procesu regulacji prędkości pozbawionego przeregulowania. Przedstawiona właściwość wynika z zależności (3.39) i schematu zastępczego estymatora, który przedstawiono na rys. 3.9. Zgodnie z tą zależnością i schematem, przy zerowej wartości uchyb
u Δc_J , sygnał i_{De} nie wpływa na uchyb estymacji przy
spieszenia Δa_e

i w efekcie nie wpływa również na wynik estymacji prądu obciążenia i_{Le} . Warto zauważyć, że zadany prąd dynamiczny i_{Dref} zależy od uchybu regulacji prędkości $\Delta \omega$, zgodnie z zależnością (4.69).



Rys. 6.20. Przebiegi czasowe: sygnału wyjściowego czujnika prądu silnika i_{rot} (Ch1 – 5 A/dz.), estymowanej prędkości ω_e (Ch2 – 31,4 (rad/s)/dz.), estymowanego prądu obciążenia i_{Le} (Ch3 – 2 A/dz.), estymowanego współczynnika bezwładności c_{Je} (Ch4 – 50 (rad/s²A)/dz.) po skokowych zmianach zadanej prędkości, a następnie skokowych zmianach momentu obciążenia

Zgodnie z zależnościami (4.7) i (4.16) prąd silnika i_{rot} można dekomponować na składową ustaloną równą estymowanemu prądowi obciążenia i_{Le} i składową przejściową równą zadanemu prądowi dynamicznemu i_{Dref} .

Przykładową dekompozycję sygnału wyjściowego czujnika prądu silnika i_{rot} podczas nawrotów silnika obciążonego momentem pasywnym przedstawiono na rys. 6.21. Na rysunku tym można zauważyć, że prędkość silnika zmienia się tylko wtedy, gdy zadany prąd dynamiczny i_{Dref} jest różny od zera. W końcowej fazie procesu regulacji prędkość jest stała, a sygnał wyjściowy czujnika prądu silnika i_{rot} równy jest estymowanemu prądowi obciążenia i_{Le} .



Rys. 6.21. Przebiegi czasowe: sygnału wyjściowego czujnika prądu silnika i_{rot} (Ch1 – 5 A/dz.), estymowanej prędkości ω_e (Ch2 – 157 (rad/s)/dz.), estymowanego prądu obciążenia i_{Le} (Ch3 – 5 A/dz.) podczas nawrotów silnika obciążonego momentem pasywnym o wartości 50% momentu znamionowego silnika

Wyniki rejestracji zamieszczone na rys. 6.21 są zgodne z wcześniej przedstawionymi zależnościami (4.2) i (4.8). Zgodnie z zależnością (4.2) składowa ustalona prądu silnika służy do kompensacji momentu obciążenia t_L i uzyskania wysokiej dokładności statycznej regulacji prędkości. Zgodnie z zależnością (4.8) zadany prąd dynamiczny i_{Dref} wpływa na przyspieszenie wału silnika.

Prąd silnika można dekomponować na sygnały: i_{Le} i i_{Dref} również w zawierającym dwa etapy (Et1 i Et3) procesie regulacji prędkości, co przedstawiono na rys. 6.22.

Celem kolejnego badania była weryfikacja poprawności działania układu przełączającego adaptacyjnego estymatora podsystemu elektromechanicznego, który przedstawiono w punkcie 3.1.7 rozprawy.

W efekcie zastosowania układu przełączającego uzyskano rozprzęgnięcie obwodów estymacji, co przedstawiono na rys. 6.20. W stanie dużej wartości bezwzględnej estymowanego prądu dynamicznego i_{De} wywołanym skokową zmianą zadanej prędkości ω_{ref} , estymowany jest współczynnik bezwładności c_{Je} .

Prąd obciążenia i_{Le} estymowany jest natomiast w stanie dużej wartości bezwzględnej estymowanego prądu dynamicznego i_{De} wywołanym zmianą momentu obciążenia t_L i w stanie małej wartości bezwzględnej sygnału i_{De} . W efekcie działania układu przełączającego, zmiana momentu obciążenia t_L nie wywołuje rozstrajania się estymowanego współczynnika bezwładności c_{Ie} .



Rys. 6.22. Przebiegi czasowe: sygnału wyjściowego czujnika prądu i_{rot} silnika obciążonego (Ch1 – 5 A/dz.), uchybu regulacji prądu Δi_r (Ch2 – 5 A/dz.), uchybu regulacji prędkości $\Delta \omega$ (Ch3 – 0,785 (rad/s)/dz.) i sygnału sterującego przekształtnikiem u_{ster} po skokowym zwiększeniu prędkości zadanej przy obciążeniu momentem 60% M_n

Podsumowując, uzyskanie autonomii sygnałów wyjściowych adaptacyjnego estymatora podsystemu elektromechanicznego umożliwiło eliminację przeregulowania w odpowiedzi prędkości kątowej po skokowej zmianie prędkości zadanej.

6.6 Weryfikacja wyników badań symulacyjnych

Celem tego punktu jest porównanie wyników badań symulacyjnych i badań laboratoryjnych układu regulacji prędkości z adaptacyjnym estymatorem podsystemu elektromechanicznego i nieliniowym regulatorem prędkości. Wyniki badań symulacyjnych tego układu napędowego przedstawiono w rozdziale 5.

Porównując wyniki badań symulacyjnych przedstawionych na rys. 5.2 b) i rys. 5.6 b) i d) z wynikami badań laboratoryjnych przedstawionych na rys. 6.12 można stwierdzić ich pełną zgodność. Stwierdzono również całkowitą zgodność wyników badań symulacyjnych przedstawionych na rys. 5.3 b) i rys. 5.7 b) i d) z wynikami badań laboratoryjnych, które przedstawiono na rys. 6.13.

Uzyskana zgodność wyników badań symulacyjnych i laboratoryjnych jest potwierdzeniem poprawności przeprowadzonych symulacji.

7 ZASTOSOWANIE ADAPTACYJNEGO ESTYMATORA PODSYSTEMU ELEKTROMECHANICZNEGO W UKŁADZIE REGULACJI PRĘDKOŚCI Z SILNIKIEM SYNCHRONICZNYM

Proponowana adaptacyjna metoda sterowania prędkości oparta o adaptacyjny estymator podsystemu elektromechanicznego i nieliniowy regulator prędkości została opracowana, a jej zalety potwierdzone laboratoryjnie, w odniesieniu do układu napędowego z silnikiem prądu stałego. Przedmiotem tej części pracy jest zbadanie możliwości rozszerzenia zakresu zastosowania proponowanej metody sterowania prędkości również na układy napędowe z silnikami synchronicznymi z magnesami trwałymi z sinusoidalnym rozkładem pola magnetycznego (ang. Permanent Magnet Synchronous Motor – PMSM). Potwierdzone laboratoryjnie wyniki badań świadczyć będą o uniwersalności opracowanej metody sterowania opartej o adaptacyjny estymator podsystemu elektromechanicznego i nieliniowy regulator prędkości.

Zdaniem autora rozprawy, adaptacyjny estymator podsystemu elektromechanicznego spełni swoją rolę w układzie napędowym z silnikiem synchronicznym jako kompensator momentu obciążenia, jeżeli zostaną stworzone warunki do sterowania momentem elektromagnetycznym silnika.

Sterowanie momentem elektromagnetycznym można uzyskać w wyniku wykorzystania sterowania wektorowego [28], [107] do regulacji prądów fazowych silnika. Zagadnienie wykorzystania sterowania wektorowego do regulacji momentu elektromagnetycznego jest znane [28], [48], [96], [97], [109], a prowadzenie badań nad sterowaniem momentem i strumieniem silnika nie jest przedmiotem tej pracy.

Przyjęto założenie, że sterowanie wektorowe prądów silnika spełnia warunek:

$$i_1(t) + i_2(t) + i_3(t) = 0, (7.1)$$

gdzie:

 i_1 , i_2 , i_3 – prądy fazowe silnika synchronicznego.

W zależności od przyjętej definicji wektora przestrzennego uzyskuje się różne równania opisujące moment elektromagnetyczny silnika. Przyjęto, następującą definicję wektora przestrzennego [107]:

$$\bar{i}_{s} = \frac{2}{3} \left[i_{1}(t) + a \cdot i_{2}(t) + a^{2} \cdot i_{3}(t) \right],$$
(7.2)

gdzie:

$$a = e^{j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2},$$
(7.3)
$$a^{2} = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}.$$
(7.4)

W wyniku zastosowania sterowania wektorowego do sterowania prądami silnika, przy założeniu zerowej wartości składowej i_d wektora prądu stojana w osi podłużnej oraz istnienia symetrii magnetycznej (braku momentu reluktancyjnego), uproszczony model silnika synchronicznego [1], [33], [107] można przedstawić w postaci:

$$u_q = R_s i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + p \cdot \omega \cdot \Psi_f, \qquad (7.5)$$

$$\frac{d}{dt}\omega = \frac{1}{J} \left(\frac{p \cdot m_s}{2} \Psi_f \cdot i_q - t_L \right),\tag{7.6}$$

$$\frac{d}{dt}\Theta = \omega, \tag{7.7}$$

gdzie:

 u_q – składowa wektora napięcia stojana w osi poprzecznej,

 R_s – rezystancja fazowa uzwojenia stojana silnika synchronicznego,

 i_q – składowa wektora prądu stojana silnika synchronicznego w osi poprzecznej,

- L_q indukcyjność silnika synchronicznego w osi poprzecznej,
- *p* liczba par biegunów,
- m_s liczba faz stojana,
- Ψ_f strumień pochodzący od magnesów trwałych silnika synchronicznego,
- ω prędkość kątowa wirnika silnika synchronicznego,
- J moment bezwładności całego układu mechanicznego sprowadzony do wału silnika,
- t_L moment obciążenia silnika,
- Θ położenie kątowe wału silnika.

Nietrudno zauważyć, że przyjęty model silnika synchronicznego jest identyczny w swojej strukturze z modelem matematycznym silnika prądu stałego, który opisano zależnościami (3.1) i (3.2).

W związku z tym, że struktura modeli jest taka sama, przedmiotem dalszych badań jest poszukiwanie odpowiedzi na pytanie, czy opracowaną metodę sterowania dla silnika prądu stałego wykorzystującą adaptacyjny estymator podsystemu elektromechanicznego i nieliniowy regulator prędkości można będzie zastosować także w układzie napędowym z silnikiem synchronicznym i osiągnąć równie dobre wskaźniki jakości sterowania ?

Aby znaleźć odpowiedź na powyżej postawione pytanie zaproponowano schemat układu regulacji prędkości z silnikiem synchronicznym, który przedstawiono na rys. 7.1 oraz zbudowano *Stanowisko naukowo-badawcze z silnikiem synchronicznym z możliwością skokowej zmiany momentu bezwładności* i przeprowadzono na min badania laboratoryjne.

Sposób włączenia adaptacyjnego estymatora podsystemu elektromechanicznego i nieliniowego regulatora prędkości w układzie regulacji prędkości z silnikiem synchronicznym przedstawiony na rys. 7.1 jest prawie taki sam jak w układzie regulacji prędkości z silnikiem prądu stałego, który przedstawiono na rys. 2.1. Różnica jest jedynie w tym, że do estymatora

podsystemu elektromechanicznego doprowadzono sygnał i_{sqref} składowej wektora prądu stojana zamiast sygnału zadanego prądu twornika i_{ref} .

Sterowanie momentem elektromagnetycznym silnika synchronicznego uzyskano w wyniku wykorzystania sterowania wektorowego [28], [107] do regulacji prądów fazowych. Do regulacji momentu elektromagnetycznego i stabilizacji strumienia silnika zastosowano sterowanie wektorowe z wymuszaniem prądów fazowych [107]. Kształtowanie przebiegu czasowego prądów fazowych silnika dokonywano przy zastosowaniu modulacji typu "delta" [98].

W skład układu regulacji prądów w osiach d-q wchodzą: silnik synchroniczny, trójfazowy przekształtnik DC/AC, bloki przekształceń wektorowych.

Sygnałami wejściowymi bloku przekształceń wektorowych są: kąt położenia wału Θ_s , składowa i_{sdref} wektora prądu stojana wpływająca na poziom strumienia oraz składowa i_{saref} formująca moment elektromagnetyczny silnika.



Rys. 7.1. Schemat układu regulacji prędkości silnika synchronicznego z adaptacyjnym estymatorem podsystemu elektromechanicznego i nieliniowym regulatorem prędkości

W związku z tym, że silnik jest wzbudzany magnesami trwałymi, zadana składowa wektora prądu stojana w osi podłużnej i_{sdref} jest równa zero. Sterując drugą składową wektora prądu w osi poprzecznej i_{sqref} można, jak w maszynie prądu stałego, zadawać moment elektromagnetyczny silnika synchronicznego.
8 BADANIA EKSPERYMENTALNE UKŁADU NAPĘDOWEGO Z SILNIKIEM SYNCHRONICZNYM

Badania eksperymentalne zostały przeprowadzone w celu potwierdzenia uniwersalności opracowanej metody sterowania opartej o adaptacyjny estymator podsystemu elektromechanicznego i nieliniowy regulator prędkości również w zastosowaniu do układu napędowego z silnikiem synchronicznym.

Badania laboratoryjne zostały przeprowadzone zgodnie z programem badań, który został przedstawiony w rozdziale 6 rozprawy, dla układu regulacji prędkości z silnikiem prądu stałego. Badania eksperymentalne przeprowadzono na stanowisku naukowo-badawczym z silnikiem synchronicznym z możliwością skokowej zmiany momentu bezwładności, którego opis został dołączony w załączniku Z.2.

8.1 Badanie możliwości rozszerzenia opracowanej metody sterowania o układy napędowe z silnikiem synchronicznym

Autor pracy chce wstępnie przedstawić, że w układzie regulacji przedstawionym na rys. 7.1 regulacja prędkości silnika synchronicznego może dawać podobne efekty jak dla sterowania maszyną prądu stałego.

Tak jak to jest opisywane w literaturze [28], [107], sterowanie w polowozorientowanym układzie współrzędnych prowadzi do regulacji prędkości silnika synchronicznego poprzez zmianę częstotliwości prądu płynącego przez uzwojenia stojana. Na rys. 8.2 przedstawiono sygnały trzech prądów fazowych silnika synchronicznego i sygnał prędkości jego wału podczas rozruchu silnika do prędkości 2700obr/min. Oprócz zmiany częstotliwości prądu, wartą dodatkowej uwagi jest bardzo mała wartość prądu fazowego podczas biegu jałowego silnika oraz krótki czas rozruchu silnika równy 40ms. Tak krótki czas rozruchu wynika między innymi z zastosowania silnika synchronicznego wykonawczego o małej wartości momentu bezwładności i dużej przeciążalności momentem.



Rys. 8.2. Przebiegi czasowe: estymowanej prędkości ω_e (Ch1 – 167 (rad/s)/dz.) i prądów fazowych silnika synchronicznego i_1 , i_2 , i_3 (Ch2 - Ch4 – 16,7 A/dz.) podczas rozruchu silnika pracującego na biegu jałowym do zadanej prędkości ω_{ref} 282,74 rad/s



Rys. 8.3. Przebiegi czasowe: estymowanej prędkości ω_e (Ch1 – 66,67 (rad/s)/dz.) i prądów fazowych silnika synchronicznego i_1 , i_2 , i_3 (Ch2 - Ch4 – 16,7A/dz.) po skokowym zwiększeniu zadanej prędkości ω_{ref} od 31,4 rad/s do 94,24 rad/s przy obciążeniu momentem 2 Nm

Zmianę częstotliwości prądu fazowego silnika podczas rozruchu dodatkowo udokumentowano na rys. 8.3. Podczas dodatkowego testu silnik obciążono, aby różnica częstotliwości prądów fazowych silnika, na początku i na końcu procesu regulacji prędkości, była dobrze widoczna.

Pomimo tego, że prądy fazowe silnika synchronicznego są przemienne to istnieje możliwość sterowania momentem elektromagnetycznym tego silnika [107]. Na rys. 8.4 przedstawiono dodatkowo składową wektora prądu stojana w osi poprzecznej i_q proporcjonalną do momentu elektromagnetycznego silnika. W ten sposób przedstawiono, że przebieg składowej i_q jest podobny do przebiegu prądu twornika silnika prądu stałego, który przedstawiono na rys. 6.10.



Rys. 8.4. Przebiegi czasowe: estymowanej prędkości ω_e (Ch1 – 66,67 (rad/s)/dz.), prądów fazowych silnika synchronicznego i_1 (Ch2 – 8,35 A/dz.) i składowej i_q wektora prądu stojana (Ch3 – 8,35 A/dz.) po skokowym zwiększeniu zadanej prędkości ω_{ref} od 31,4 rad/s do 94,24 rad/s przy obciążeniu momentem 2 Nm

Można zatem sformułować wstępny wniosek, że układ regulacji prędkości silnika synchronicznego wyposażony w układ sterowania wektorowego do regulacji prądów fazowych oraz adaptacyjny estymator podsystemu elektromechanicznego i nieliniowy regulator prędkości pozwala uzyskać pozbawiony przeregulowania proces regulacji prędkości, tak jak układ sterowania z maszyną prądu stałego przedstawiony na rys. 2.1. Aby w pełni potwierdzić ten wniosek przeprowadzono kolejne badania, także minimalno-czasowego procesu regulacji prędkości, w układzie napędowym z silnikiem synchronicznym, w dalszej części pracy.

8.2 Badanie dokładności statycznej regulacji prędkości

Dokładność statyczną regulacji prędkości badano na podstawie charakterystyk mechanicznych. Przykładowe charakterystyki mechaniczne, wyznaczone dla dwóch znacznie różniących się wartości zadanych prędkości ω_{ref} , przedstawiono na rys. 8.1 i rys. 8.2. Silnik synchroniczny obciążano zarówno momentem o charakterze pasywnym jak i momentem aktywnym w przedziale od zera do momentu znamionowego.

Na podstawie wyników badań zawartych w tabeli 8.1 oraz przedstawionych na rys. 8.1 i rys. 8.2 sformułować można wniosek, że adaptacyjny estymator podsystemu elektromechanicznego może być wykorzystany do kompensacji momentu obciążenia. Uzyskana sztywność charakterystyk mechanicznych jest potwierdzeniem wysokiej dokładności statycznej układu regulacji prędkości.



Rys. 8.1. Charakterystyka mechaniczna dla zadanej prędkości $\omega_{ref} = 94,2rad/s$



Rys. 8.2. Charakterystyka mechaniczna dla zadanej prędkości $\omega_{ref} = 0,314 \text{ rad/s}$

Tabela. 8.1

Wyniki badań charakterystyk mechanicznych

Prędkość zadana 94,2 rad/s		Prędkość zadana 0,314 rad/s	
Moment	Prędkość kątowa	Moment	Prędkość kątowa
[Nm]	[rad/s]	[Nm]	[rad/s]
5,2	94,2	5,2	0,314
5	94,2	5	0,314
4,5	94,2	4,5	0,314
4	94,2	4	0,314
3,5	94,2	3,5	0,314
3	94,2	3	0,314
2,5	94,2	2,5	0,314
2	94,2	2	0,314
1,5	94,2	1,5	0,314
1	94,2	1	0,314
0,5	94,2	0,5	0,314
0	94,2	0	0,314
-0,5	94,2	-0,5	0,314
-1	94,2	-1	0,314
-1,5	94,2	-1,5	0,314
-2	94,2	-2	0,314
-2,5	94,2	-2,5	0,314
-3	94,2	-3	0,314
-3,5	94,2	-3,5	0,314
-4	94,2	-4	0,314
-4,5	94,2	-4,5	0,314
-5	94,2	-5	0,314

8.3 Badanie minimalno-czasowego procesu regulacji prędkości

Pomimo dobrych właściwości dynamicznych samego silnika, autor rozprawy prowadził badania, których celem było uzyskanie minimalnego czasu regulacji prędkości. Wyniki badań nad możliwością minimalno-czasowego i pozbawionego przeregulowania procesu regulacji prędkości wykonawczego silnika synchronicznego przedstawiono na rys. 8.3 - rys. 8.8.

Badania przeprowadzono dla dwóch wartości zadanej prędkości ω_{ref} , aby pokazać skutek dopasowania nieliniowego regulatora prędkości do wartości siły elektromotorycznej silnika. Procesy regulacji prędkości dla małej wartości SEM silnika przedstawiono na rys. 8.3 - rys. 8.5, a dla dużej wartości SEM przedstawiono na rys. 8.7 i rys. 8.8.

Przedstawione wyniki badań potwierdzają, że udało się uzyskać proces regulacji prędkości silnika synchronicznego pozbawiony jest przeregulowania niezależnie od wartości zmieniającej się siły elektromotorycznej silnika. Trzeci etap (Et3) procesu regulacji prędkości realizowany jest za pomocą jednej skokowej zmiany położenia wektora przestrzennego napięcia wyjściowego przekształtnika. Do detekcji braku zmiany położenia wektora napięcia w trzecim etapie (Et3) procesu regulacji prędkości zastosowano detektor przełączeń tranzystorów przekształtnika.

Zasada działania detektora oparta jest o wiedzę, że położenie wektora napięcia stojana wynika bezpośrednio ze stanów binarnych sygnałów sterujących tymi tranzystorami. Wektor przestrzenny napięcia stojana może przyjąć położenie zerowe oraz sześć położeń aktywnych z powodu zastosowania do zasilania silnika przekształtnika trójfazowego składającego się z sześciu tranzystorów [53], [71], [72], [73], [80], [107]. Jednemu przełączeniu położenia wektora napięcia (wcześniej, jednemu przełączeniu przekształtnika DC/DC) może towarzyszyć wiele jednoczesnych procesów łączeniowych zachodzących w tranzystorach przekształtnika.

Autor rozprawy chce pokreślić, że położenie wektora przestrzennego napięcia wyjściowego przekształtnika z pewnością nie zmienia się, jeżeli nie zmienia się

żaden z sygnałów sterujących tranzystorami trójfazowego przekształtnika tranzystorowego służącego do zasilania silnika [53], [71], [72], [73], [80], [107]. Zatem warunkiem dostatecznym wykrycia braku zmiany położenia wektora przestrzennego napięcia wyjściowego przekształtnika jest rozpoznanie braku zmiany któregokolwiek z sygnałów sterujących tranzystorami trójfazowego przekształtnika tranzystorowego służącego do zasilania silnika. Detektor przełączeń zmieniając swój sygnał wyjściowy po zmianie któregokolwiek z sygnałów sterujących tranzystorami przekształtnika może być wykorzystany do wykrycia braku przełączeń tranzystorów przekształtnika i braku zmiany położenia wektora

Proces regulacji prędkości składa się (tak jak dla silnika prądu stałego) z trzech etapów realizowanych za pomocą trzech procesów regulacji momentu elektromagnetycznego trójfazowego silnika synchronicznego. W pierwszym etapie (Et1) proces regulacji momentu elektromagnetycznego silnika trójfazowego jest realizowany w czasie 600µs za pomocą jednej skokowej zmiany położenia wektora napięcia wyjściowego przekształtnika, tak jak to przedstawiono na rys. 8.3 i rys. 8.4. W drugim etapie (Et2) podsystem regulacji prądów zachowuje wysoką dokładność regulacji momentu w warunkach zmieniającej się siły elektromotorycznej silnika utrzymując stałą i maksymalną wartość momentu elektromagnetycznego. W trzecim etapie (Et3), podobnie jak w pierwszym, proces regulacji momentu elektromagnetycznego również realizowany jest za pomocą jednej zmiany położenia wektora napięcia wyjściowego przekształtnika. Czas regulacji w etapie Et3 jest bardzo krótki i równy w przybliżeniu 400µs.

Wartym podkreślenia jest fakt, że w trzecim etapie (Et3) proces regulacji momentu elektromagnetycznego prowadzi jednocześnie do wyzerowania dwóch uchybów: uchybu regulacji składowej wektora prądu w osi poprzecznej Δi_q i uchybu regulacji prędkości $\Delta \omega$, co przedstawiono na rys. 8.4.



Rys. 8.3. Przebiegi czasowe: składowej i_q wektora prądu stojana (Ch1 – 8,35 A/dz.), estymowanej prędkości ω_e (Ch2– 10 (rad/s)/dz.), uchybu regulacji Δi_q składowej wektora prądu stojana w osi poprzecznej (Ch3 – 16,7 A/dz.) i sygnału wyjściowego detektora przełączeń po skokowym zwiększeniu zadanej prędkości ω_{ref} od 3,14 rad/s do 12,566 rad/s



Rys. 8.4. Przebiegi czasowe: składowej i_q wektora prądu stojana (Ch1 – 8,35 A/dz.), uchybu regulacji prędkości $\Delta\omega$ (Ch2 – 1 (rad/s)/dz.), uchybu regulacji Δi_q składowej wektora prądu stojana w osi poprzecznej (Ch3 – 16,7 A/dz.) i sygnału wyjściowego detektora przełączeń po skokowym zwiększeniu zadanej prędkości ω_{ref} od 3,14 rad/s do 12,566 rad/s



Rys. 8.5. Przebiegi czasowe: składowej i_q wektora prądu stojana (Ch1 – 8,35 A/dz.), estymowanej prędkości ω_e (Ch2 – 2 (rad/s)/dz.), uchybu regulacji Δi_q składowej wektora prądu stojana w osi poprzecznej (Ch3 – 16,7 A/dz.) i sygnału wyjściowego detektora przełączeń po skokowym zwiększeniu zadanej prędkości ω_{ref} od 0,63 rad/s do 3,14 rad/s



Rys. 8.6. Przebiegi czasowe: składowej i_q wektora prądu stojana (Ch1 – 8,35 A/dz.), uchybu regulacji prędkości $\Delta \omega$ (Ch2 – 1 (rad/s)/dz.), uchybu regulacji Δi_q składowej wektora prądu stojana w osi poprzecznej (Ch3 – 16,7 A/dz.) i sygnału wyjściowego detektora przełączeń po skokowym zwiększeniu zadanej prędkości ω_{ref} od 0,63 rad/s do 3,14 rad/s



Rys. 8.7. Przebiegi czasowe: składowej i_q wektora prądu stojana (Ch1 – 8,35 A/dz.), uchybu regulacji prędkości $\Delta\omega$ (Ch2 – 1 (rad/s)/dz.), uchybu regulacji Δi_q składowej wektora prądu stojana w osi poprzecznej (Ch3 – 16,7 A/dz.) i sygnału wyjściowego detektora przełączeń po skokowym zwiększeniu zadanej prędkości ω_{ref} od 204,2 rad/s do 219,91 rad/s



Rys. 8.8. Przebiegi czasowe: składowej i_q wektora prądu stojana (Ch1 – 8,35 A/dz.), uchybu regulacji prędkości $\Delta \omega$ (Ch2 – 1 (rad/s)/dz.), uchybu regulacji Δi_q składowej wektora prądu stojana w osi poprzecznej (Ch3 – 16,7 A/dz.) i sygnał wyjściowy detektora przełączeń po skokowym zwiększeniu zadanej prędkości ω_{ref} od 214,88 rad/s do 219,91 rad/s

Wartość zadanej prędkości ω_{ref} dobierano tak, aby zweryfikować możliwość przeprowadzania procesu regulacji prędkości zawierającego dwa etapy regulacji Et1 i Et3. Dwuetapowe procesy regulacji prędkości (z Et1 i Et3) przedstawiono na rys. 8.5, rys. 8.6 i rys. 8.8.

Wartym uwagi jest fakt, że uzyskano bardzo krótki czas procesu regulacji prędkości. Całkowity czas procesu regulacji prędkości, z rys. 8.5, równy jest 640µs.

Badania przedstawione na rys. 8.5 zostały powtórzone, a wyniki przedstawiono na rys. 8.6. Uzyskanie tej samej wartości czasu ustalania się prędkości na rys. 8.5 i rys. 8.6 świadczy o powtarzalności wyników przeprowadzonych badań.

Podsumowując powyższe wyniki badań można sformułować wniosek, że uzyskanie minimalno-czasowego procesu regulacji prędkości z silnikiem synchronicznym, podobnie jak to uczyniono dla układu napędowego z silnikiem prądu stałego, jest potwierdzeniem możliwości rozszerzenia opracowanej metody sterowania dla silnika prądu stałego również o układy napędowe z silnikiem synchronicznym.

8.4 Badanie zdolności adaptacyjnych układu regulacji prędkości do skokowo zmieniającego się momentu bezwładności

Zgodnie z programem badań przedstawionym w rozdziale 6 rozprawy, badano również zdolność układu regulacji prędkości do adaptacji w warunkach skokowo zmieniającego się momentu bezwładności. Wyniki badań przestawiono na rys. 8.9 i rys. 8.10. Na wynikach badań przedstawiono, że adaptacja może prowadzić do automatycznego polepszania się jakości regulacji po kolejnych zaburzeniach wywołanych skokową zmianą prędkości zadanej.

Po zmniejszeniu momentu bezwładności zaobserwowano negatywne zjawisko polegające na wzbudzaniu się układu regulacji do oscylacji prędkości, co oznaczono znacznikiem Z1 na rys. 8.9. Pojawienie się oscylacji spowodowane jest zbyt dużą stromością nachylenia charakterystyki (wzmocnienia) regulatora prędkości, którą przedstawiono na rys. 4.2. Po pobudzeniu wymuszonym skokową zmianą zadanej prędkości ω_{ref} oznaczonej znacznikiem Z2 na rys. 8.9 adaptacyjny estymator podsystemu elektromechanicznego prawidłowo oszacował wartość współczynnika bezwładności c_{Je} i skorygował nieliniową charakterystykę regulatora prędkości. W rezultacie adaptacji, po kolejnych zmianach zadanej prędkości ω_{ref} oznaczonych znacznikiem Z3 na rys. 8.9, zaobserwowano poprawę jakości regulacji prędkości. Uzyskano minimalno-czasowy i pozbawiony przeregulowania proces regulacji prędkości.

Adaptacyjny układ regulacji prędkości reaguje podobnie po skokowym zwiększeniu momentu bezwładności. Po zwiększeniu momentu bezwładności oznaczonym znacznikiem Z4 na rys. 8.10 prędkość silnika synchronicznego oscyluje. W tym przypadku oscylacje prędkości spowodowane są przez adaptacyjny estymator podsystemu elektromechanicznego.



Rys. 8.9. Przebiegi czasowe: składowej i_a wektora prądu stojana A/dz.),(Ch1 8,35 estymowanej prędkości ω (Ch2 – 167,7 (rad/s)/dz.), estymowanego prądu obciążenia i_{Le} A/dz.) i estymowanego 8,35 współczynnika (Ch3 _ bezwładności c_{Ie} (Ch4 – 400 (rad/s²A)/dz.) po zmniejszeniu momentu bezwładności i skokowych zmianach zadanej prędkości ω_{ref} od 31,4 rad/s do 157 rad/s

Po skokowej zmianie zadanej prędkości ω_{ref} oznaczonej znacznikiem Z5 na rys. 8.10, adaptacyjny estymator podsystemu elektromechanicznego oszacowuje prawidłowo wartość współczynnika bezwładności c_{Je} i w ten sposób adaptuje się do zmiany momentu bezwładności. W wyniku zaadaptowania się układu regulacji prędkości do zmiany momentu bezwładności uzyskano proces regulacji prędkości pozbawiony przeregulowania, co oznaczono znacznikiem Z6 na rys. 8.10.

W wyniku adaptacji układu regulacji prędkości uzyskano taką samą wartość czasu trwania trzeciego etapu (Et3) procesu regulacji prędkości, jak przed zmianą momentu bezwładności. W tabeli 8.2 zestawione zostały czasy ustalania prędkości w trzecim etapie (Et3) uzyskane z wyników badań przedstawionych na rys. 8.3 i rys. 8.6 (dla silnika pracującego samotnie) i wyników przedstawionych na rys. 8.11 i rys. 8.12 (dla silnika sprzęgniętego z maszyną prądu stałego).



Rys. 8.10. Przebiegi czasowe: składowej i_a wektora prądu stojana (Ch1 8.35 A/dz.), estymowanej prędkości ω, (Ch2 – 167,7 (rad/s)/dz.), estymowanego prądu obciążenia i_{Le} A/dz.) i estymowanego 8,35 (Ch3 _ współczynnika bezwładności c_{Ie} (Ch4 – 400 (rad/s²A)/dz.) po zwiększeniu bezwładności i skokowych zmianach zadanej momentu prędkości ω_{ref} od 31,4 rad/s do 157 rad/s



Rys. 8.11. Przebiegi czasowe: składowej wektora prądu stojana silnika synchronicznego w osi poprzecznej i_q (Ch1 – 8,35 A/dz.), uchybu regulacji prędkości $\Delta \omega$ (Ch2 – 0,3 (rad/s)/dz.), uchybu regulacji Δi_q (Ch3 – 8,35 A/dz.) i sygnału wyjściowego detektora przełączeń po skokowym zwiększeniu zadanej prędkości ω_{ref} od 3,14 rad/s do 3,58 rad/s



Rys. 8.12. Przebiegi czasowe: składowej i_q wektora prądu stojana (Ch1 – 8,35 A/dz.), uchybu regulacji prędkości $\Delta \omega$ (Ch2 – 0,2 (rad/s)/dz.), uchybu regulacji Δi_q (Ch3 – 16,7 A/dz.) i sygnału wyjściowego detektora przełączeń po skokowym zwiększeniu zadanej prędkości ω_{ref} od 3,14 rad/s do 3,33 rad/s

Tabela. 8.2

Wyniki badań z momentem		Wyniki badań	
bezwładności 0,001226 kg m ²		z momentem bezwładności 0,021 kg m ²	
(przy wyłączonym sprzęgle		(przy włączonym sprzęgle	
elektromagnetycznym)		elektromagnetycznym)	
Numer rysunku	Czas trwania etapu	Czas trwania etapu	Numer rysunku
	trzeciego (Et3)	trzeciego (Et3)	
rys. 8.3	400 µs	400 µs	rys. 8.11
rys. 8.6	240 µs	240 µs	rys. 8.12

Zestawienie czasów trwania trzeciego etapu (Et3) procesów regulacji prędkości

Podsumowując, wyniki badań przedstawione w tym punkcie pracy potwierdzają możliwość uzyskania stałości właściwości dynamicznych układu regulacji prędkości jako efekt zdolności do adaptacji w warunkach skokowo zmieniającego się momentu bezwładności.

8.5 Badanie układu regulacji prędkości w warunkach skokowo zmieniającego się momentu obciążenia

Aktualny punkt pracy dotyczy badania czasu ustalania się prędkości oraz maksymalnej wartości uchybu regulacji prędkości po skokowej zmianie momentu obciążenia silnika. Wyniki badań przestawiono na rys. 8.13 i rys. 8.14.

Czasu ustalania się prędkości równy jest 68ms, a maksymalna wartość uchybu regulacji prędkości $\Delta\omega$ równa jest 0,3 rad/s, po zmianie momentu obciążenia o 5 Nm. Próbę tę przeprowadzono w warunkach zbliżonych do znamionowego obciążenia silnika, ponieważ moment znamionowy silnika równy jest 5,2 Nm.



Rys. 8.13. Przebiegi czasowe: składowej i_q wektora prądu stojana (Ch1 – 8,35 A/dz.), uchybu regulacji prędkości $\Delta\omega$ (Ch2 – 0,2 (rad/s)/dz.), estymowanego prądu obciążenia i_{Le} (Ch3 – 8,35 A/dz.) po skokowym zwiększeniu momentu obciążenia od 3,2 Nm do 8,2 Nm, przy zadanej prędkości ω_{ref} równej 31,4 rad/s



Rys. 8.14. Przebiegi czasowe: składowej i_q wektora prądu stojana (Ch1 – 8,35 A/dz.), uchybu regulacji prędkości $\Delta\omega$ (Ch2 – 0,2 (rad/s)/dz.), estymowanego prądu obciążenia i_{Le} (Ch3 – 8,35 A/dz.) po skokowym zmniejszeniu momentu obciążenia od 8,2 Nm do 3,2 Nm, przy zadanej prędkości ω_{ref} równej 31,4 rad/s

Porównując wyniki tego punku z wynikami przedstawionymi z punkcie 6.4 uzyskano znacznie krótszy czas ustalania się prędkości. Nie mniej jednak, podobnie jak w układzie napędowym z silnikiem prądu stałego, w wyniku prowadzenia badań laboratoryjnych nie udało się uzyskać minimalnego czasu kompensacji zmian momentu obciążenia, z powodu dużej wartości stałej czasowej adaptacyjnego estymatora podsystemu elektromechanicznego. Proces kompensacji momentu obciążenia z minimalnym czasem przedstawiono na rys. 5.8 b) i d).

Tak jak przedstawiono to w punkcie 6.4, uzyskanie minimalnego czasu kompensacji momentu obciążenia nie jest przedmiotem tej rozprawy. Podjęcie tego zagadnienia umotywowane jest dążeniem do wyczerpania tematu i przeprowadzenia kompleksowych badań laboratoryjnych.

8.6 Badanie autonomii estymowanego prądu obciążenia

Przedmiotem badań tego podrozdziału jest potwierdzenie niezależności estymowanego prądu obciążenia od zadanego prądu dynamicznego i_{Dref} , w stanach dynamicznych napędu wywołanych skokową zmianą prędkości zadanej. Wyniki badań przedstawiono na rys. 8.15 i rys. 8.16.

Wartą zauważenia jest niezmienność estymowanego prądu obciążenia i_{Le} w stanach dynamicznych wywołanych zmianą zadanej prędkości ω_{ref} . Stany dynamiczne oznaczono znacznikiem Z7 na rys. 8.15 i rys. 8.16. Niezmienność sygnału i_{Le} w stanach dynamicznych oznaczono znacznikiem Z8. Estymowany prąd obciążenia i_{Le} zmienia się jedynie po zmianach momentu obciążenia, co oznaczono znacznikiem Z9 na rys. 8.15 i rys. 8.16.



Rys. 8.15. Przebiegi czasowe: składowej i_a wektora prądu stojana (Ch1 16.7 A/dz.), estymowanej prędkości ω (Ch2 – 66,67 (rad/s)/dz.), estymowanego prądu obciążenia $i_{L_{e}}$ – 8,35 A/dz.) i estymowanego współczynnika (Ch3 bezwładności c_{Je} (Ch4 – 200 (rad/s²A)/dz.) po skokowych zmianach zadanej prędkości 34,56 rad/s ω_{ref} od do 129,24 rad/s, a następnie skokowych zmianach momentu obciążenia od 1,25 Nm do 5 Nm



Rys. 8.16. Przebiegi czasowe: składowej i_q wektora prądu stojana (Ch1 16,7 A/dz.),estymowanej prędkości ω (Ch2 – 66,67 (rad/s)/dz.), estymowanego prądu obciążenia i_{Le} 8,35 A/dz.) i estymowanego współczynnika (Ch3 _ bezwładności c_{Je} (Ch4 – 200 (rad/s²A)/dz.) po skokowych zadanej prędkości zmianach ω_{ref} od 34,56 rad/s do 129,24 rad/s, a następnie skokowych zmianach aktywnego momentu obciążenia od 1,25 Nm do -3,75 Nm

Przyczynę autonomii estymowanego prądu obciążenia wyjaśniono w podrozdziale 6.5, w którym przedstawiono wyniki badań autonomii sygnałów wyjściowych adaptacyjnego estymatora podsystemu elektromechanicznego na przykładzie układu napędowego z silnikiem prądu stałego.

Za pomocą badań przedstawionych w tym punkcie potwierdzono, że w układzie napędowym z silnikiem synchronicznym, składową i_q wektora prądu stojana można również dekomponować na składową ustaloną równą estymowanemu prądowi obciążenia i_{Le} i składową przejściową równą zadanemu prądowi dynamicznemu i_{Dref} . Wyniki badań podczas nawrotów silnika obciążonego momentem pasywnym i aktywnym przedstawiono odpowiednio na rys. 8.17 i rys. 8.18.



Rys. 8.17. Przebiegi czasowe: składowej i_q wektora prądu stojana (Ch1 – 16,7 A/dz.), estymowanej prędkości ω_e (Ch2 – 66,67 (rad/s)/dz.), estymowanego prądu obciążenia i_{Le} (Ch3 – 8,35 A/dz.) po skokowych zmianach zadanej prędkości ω_{ref} od 34,56 rad/s do 129,24 rad/s przy obciążeniu momentem 5 Nm



Rys. 8.18. Przebiegi czasowe: składowej i_q wektora prądu stojana (Ch1 – 16,7 A/dz.), estymowanej prędkości ω_e (Ch2 – 66,67 (rad/s)/dz.), estymowanego prądu obciążenia i_{Le} (Ch3 – 8,35 A/dz.) po skokowych zmianach zadanej prędkości ω_{ref} od 34,56 rad/s do 129,24 rad/s przy obciążeniu momentem aktywnym -3,75 Nm

Wyniki badań przedstawionych na tych rysunkach dodatkowo potwierdzają, że adaptacyjny estymator podsystemu elektromechanicznego jest w stanie szacować nie tylko moment pasywny, ale także moment aktywny. Aktywny lub pasywny charakter momentu obciążenia można rozpoznać po znaku składowej i_q wektora prądu stojana lub estymowanego prądu obciążenia i_{Le} . Stan obciążenia momentem aktywnym silnika synchronicznego uzyskano w wyniku zasilenia obciążającej prądnicy prądu stałego z przekształtnika tranzystorowego z dwukierunkową regulacją prądu wyjściowego.

Podsumowując powyżej przedstawione wyniki badań laboratoryjnych można sformułować wniosek, że istnieje możliwość rozszerzenia zastosowania adaptacyjnego estymatora podsystemu elektromechanicznego i nieliniowego regulatora prędkości również w układach napędowych z silnikami synchronicznymi z sinusoidalnym rozkładem pola magnetycznego i magnesami trwałymi.

9 WNIOSKI

W pracy zaproponowano układ regulacji prędkości, w którym wykorzystano adaptacyjny estymator podsystemu elektromechanicznego i nieliniowy regulator prędkości. Plan prac badawczych i twórczych prowadzących do opracowania adaptacyjnego estymatora podsystemu elektromechanicznego i nieliniowego regulatora prędkości wynikał z dążenia autora do spełnienia celu przedstawionego w tezie rozprawy.

Wnioski częściowe formułowane były w poszczególnych rozdziałach pracy. Ważniejsze z nich warte są jednak ponownego przytoczenia:

Opracowany adaptacyjny estymator podsystemu elektromechanicznego z inercją szóstego rzędu cechuje się lepszą precyzją estymacji prądu obciążenia i prędkości w porównaniu z wersją estymatora z inercją trzeciego rzędu, tak jak to opisano w podrozdziale 3.2.5. Jednakże porównując nierówności (3.49) i (3.130) można dojść do wniosku, że poprawa precyzji estymacji odbywa się kosztem zmniejszenia zakresu rozstrojenia obwodu estymacji prądu obciążenia, przy którym obwód ten jest jeszcze stabilny.

Nieliniowy regulator prędkości opracowano przy założeniu (4.14), że uchyb regulacji prądu Δi_r podczas trzeciego etapu (Et3) procesu regulacji prędkości jest równy zero. Tak jak to przedstawiono na wynikach badań laboratoryjnych (rys. 6.3 - rys. 6.8), wartość chwilowa uchybu Δi_r jest różna od zera w czasie trwania etapu Et3. Autor chce jednak nadmienić, że na końcu trzeciego etapu (Et3) przedstawionych procesów regulacji prędkości zależność (4.14) jest spełniona, ponieważ uchyb regulacji prędu twornika Δi_r jest równy zero. Fakt niezerowej wartości chwilowej uchybu Δi_r można wytłumaczyć przyjętą w podrozdziale 4.3 aproksymacją odpowiedzi skokowych prądu i prędkości silnika. Skutkiem ograniczonej dokładności aproksymacji, przebieg czasowy prądu zadanego różni się od przebiegu prądu silnika. Zdaniem autora rozprawy przyjęcie dokładniejszej aproksymacji może przyczynić się do zmniejszenia wartości chwilowej uchybu Δi_r czasu obliczeń procesora i trudności z uzyskaniem minimalnego czasu ustalania się prędkości. Bardziej dokładna aproksymacja nie przyczyni się do skrócenia czasu ustalania się prędkości w porównaniu do już osiągniętego czasu trwania minimalnoczasowego procesu regulacji prędkości.

Autor chciałby także odnieść się do przyjętego założenia, że napięcie U_{DC} w obwodzie pośrednim przekształtnika oraz rezystancja R_r i indukcyjność L_r uzwojeń twornika silnika prądu stałego są stałe podczas procesu regulacji prędkości. Autor zdaje sobie sprawę z tego, że w rzeczywistości parametry te zmieniają się w stanach dynamicznych napędu: U_{DC} zależnie od wartości pojemności kondensatora i wartości prądu ładowania (rozładowywania), czy też R_r i L_r zależnie od położenia wirującego twornika silnika. Zmiana napięcia U_{DC} i wartości parametrów R_r i L_r wpływa na czas trwania trzeciego etapu (Et3) procesu regulacji prędkości, co można stwierdzić porównując w wierszach czasy t_I i t_2 w tablicy 6.2. Autor chciałby wyjaśnić, że minimalno-czasowy proces regulacji prędkości został uzyskany pomimo zmian tych parametrów.

Opracowany układ regulacji prędkości z adaptacyjnym estymatorem podsystemu elektromechanicznego i nieliniowym regulatorem prędkości został zweryfikowany na drodze badań symulacyjnych i laboratoryjnych, przeprowadzonych na stanowiskach badawczych z silnikiem prądu stałego i silnikiem synchronicznym, w rozdziałach 5, 6 i 8.

Wyniki badań przedstawione w punktach 6.2 oraz 8.3 potwierdzają, że w efekcie zastosowania adaptacyjnego estymatora podsystemu elektromechanicznego w układzie regulacji prędkości można uzyskać pozbawiony przeregulowania proces regulacji prędkości. Stosując dodatkowo nieliniowy regulator prędkości uzyskano proces regulacji prędkości przeprowadzony w minimalnym czasie.

Adaptacyjny estymator podsystemu elektromechanicznego zastosowany do kompensacji momentu obciążenia umożliwia ponadto otrzymać sztywne charakterystyki mechaniczne, co przedstawiono w podrozdziałach 6.1 oraz 8.2. Uzyskane w wyniku prowadzenia badań laboratoryjnych sztywne charakterystyki

- 203 -

mechaniczne potwierdzają wysoką dokładność statyczną układów regulacji prędkości wyposażonych w estymator.

Badając zdolności adaptacyjne układu regulacji prędkości do zmieniającego się skokowo momentu bezwładności w podrozdziałach 6.3 i 8.4 uzyskano niezależność właściwości dynamicznych przy różnych wartościach momentu bezwładności, w stanie aktywnym regulatora prędkości.

Wyniki badań symulacyjnych, które przedstawiono w podrozdziale 5.1 wykazały, że zaproponowany układ regulacji prędkości z adaptacyjnym estymatorem podsystemu elektromechanicznego i nieliniowym regulatorem prędkości ma krótszy czas ustalania się prędkości po skokowej zmianie prędkości zadanej lub momentu obciążenia w porównaniu do układu sterowania z regulatorem prędkości typu PI.

Na podstawie wyżej przedstawionych wniosków można sformułować wniosek końcowy, że wyniki badań laboratoryjnych dowodzą słuszności tezy rozprawy doktorskiej.

Zdaniem autora rozprawy osiągnięcie pozytywnych wyników badań laboratoryjnych świadczy o prawidłowości przyjętego planu samodzielnie prowadzonych prac badawczych, rozpoczynających się od opracowania adaptacyjnego estymatora podsystemu elektromechanicznego.

10 LITERATURA

- [1] Achmed M., S., S., Zhang P., Wu Y.: "Position control of synchronous motor drive by modified adaptive two-phase sliding mode controller", (Serwis *Springer Link*) International Journal of Automation and Computing, 05 (4), October 2008, s. 406 – 412.
- [2] Apanowicz J.: "Metodologiczne uwarunkowania pracy naukowej, Prace doktorskie, Prace habilitacyjne", Centrum Doradztwa i Informacji Difin sp. z o. o., Warszawa, 2005.
- [3] Andrzejewski A., Dubowski M.: "Adaptacyjne odtwarzanie parametrów i wielkości fizycznych podsystemu elektromechanicznego silnika prądu stałego", IV Krajowa Konferencja Naukowa: Sterowanie w energoelektronice i napędzie elektrycznym: SENE'99, T.1, s.15 - 20.
- [4] Andrzejewski A.: "Analiza działania estymatora podsystemu okresowym", elektromechanicznego pobudzeniu przy sygnałem V Ogólnopolska Konferencja Naukowo-Techniczna: Postępy w Elektrotechnice Stosowanej: PES-5, T.2, Warszawa, 2005, s.11 – 18.
- [5] Andrzejewski A.: "Estymator podsystemu elektromechanicznego silnika prądu stałego", VI Krajowa Konferencja Naukowa: Sterowanie w energoelektronice i napędzie elektrycznym: SENE'2003, T.1, Łódź, 2003, s.43 – 48.
- [6] Andrzejewski A., Dubowski M.: "The estimator of electromechanical subsystem in application to the adaptive DC motor drive", International Conference: Power Electronics and Intelligent Control for Energy Conservation PELINCEC 2005 Warszawa, 2005, CD-ROM.
- [7] Andrzejewski A.: "Features of the estimator of the electromechanical subsystem", VIII International Workshop for Candidates for a Doctor's Degree, OWD'2006, 21-24 October 2006, pages 117 122.

- [8] Andrzejewski A.: "The time minimal speed control of dc motor without overshoot", International Conference on "Computer as a tool", Warsaw University of Technology, Warsaw, Poland, September 9-12, 2007, CD-ROM.
- [9] Amborski K., Marusak A.: "Teoria sterowania w ćwiczeniach", PWN, Warszawa 1978r. s. 184.
- [10] Aström K., J., Wittenmark B.: "Adaptive control", Addison-Wesley Publishing Company, Inc. 1995.
- [11] Bellini A., Bifaretti S., Costantini S.: "Identification of the mechanical parameters in high performance drives", International Conference EPE 2001, Graz.
- [12] Bellman R.: "Adaptacyjne procesy sterowania" tł. z ang., PWN, Warszawa, 1965.
- [13] Bellman R. E., Dreyfus S.: "Programowanie dynamiczne: zastosowanie" tł. z ang., Państwowe Wydawnictwo Ekonomiczne, Warszawa 1967.
- [14] Błasiński W., Makowski P.: "Ograniczenie prądu w układzie napędowym z silnikiem prądu stałego", Krajowa Konferencja Naukowa Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym, SENE 2007, Łódź, 2007.
- [15] Brock S., Deskur J.: "Problem pomiaru i regulacji prędkości w układzie z niedokładnym przetwornikiem pomiarowym położenia", Krajowa Konferencja Naukowa Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym, SENE 2007, Łódź, 2007.
- [16] Brock S., Deskur J., Zawirski K.: "Odporna regulacja położenia napędu z silnikiem synchronicznym o magnesach trwałych". IV Krajowa Konferencja Naukowa Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym, Łódź Arturówek, 17-19 listopada 1999, s. 83 – 88.
- [17] Brock S., Deskur J., Zawirski K.: "Robust speed and position control of PMSM using modified sliding mode method", 9th International Conference on Power Electronics and Motion Control – EPE-PEMC 2000, Kosice, 2000.

- [18] Brock S.: "Sterowanie odporne serwonapędu z silnikiem synchronicznym metodą ruchu ślizgowego", Rozprawa doktorska, Poznań, 1995.
- [19] Ciepiela A.: "Automatyka przekształtnikowego napędu elektrycznego", Skrypt AGH w Krakowie, Kraków, 1992.
- [20] Citko T.: "Energoelektronika. Układy wysokiej częstotliwości", Wydawnictwo Politechniki Białostockiej, Białystok, 2007.
- [21] Chen B. M., Lee T. H., Peng K., Venkataramanan V.: "Composite Nonlinear Feedback Control for Linear Systems with input saturation: theory and an application". IEEE Transactions on Automatic Control, vol. 48, march 2003, p. 427 – 439.
- [22] Corres J. M., Gil, P.M.: "A new speed observer with guaranteed bounds using interval arithmetic", Proceedings of the IEEE 28th Annual Conference IECON 02 of the Industrial Electronics Society, 2002.
- [23] Corres J. M., Gil, P.M.: "Instantaneous speed and disturbance torque observer using nonlinearity cancellation of shaft encoder", IEEE 33rd Annual Power Electronics Specialists Conference, vol. 2, 23-27 June 2002, pages: 540 – 545.
- [24] Corres J. M., Gil, P.M.: "High-performance feedforward control of IM using speed and disturbance torque observer with noise reduction of shaft encoder", Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE 2002.
- [25] Czechowski P., Zawirski K.: "Adaptacyjny regulator prędkości dla serwonapędu z zmiennym momentem bezwładności", V Krajowa Konferencja Naukowa Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym", Łódź-Arturówek 2001 r., Tom I, s.91-95.
- [26] Deskur J.: "Praktyczna metoda projektowania regulatorów prędkości i położenia odpornych na zakłócenia i zmiany parametrów napędu", V Krajowa Konferencja Naukowa Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym", Łódź-Arturówek 2001r., Tom I, s.105-110.

- [27] Dodds S. J.: "Sliding mode vector control of PMSM drives with minimum energy position following" The 13th International Power Electronics and Motion Control Conference, Poznań, 1-3 wrzesień 2008.
- [28] Drozdowski P.: "Wprowadzenie do napędów elektrycznych", Skrypt Politechniki Krakowskiej, Kraków 1998.
- [29] Drabek T.: "Czasooptymalny odporny algorytm sterowania serwonapędu elektrycznego", Elektrotechnika i elektronika, Tom 26, Zeszyt 1-2, 2007.
- [30] Dubowski M. R.: "Stabilność układów napędowych sterowanych zgodnie z zasadą pośredniej orientacji polowej", Rozprawy naukowe nr 80, Wydawnictwo Politechniki Białostockiej, Podlaska Biblioteka Cyfrowa, Białystok 2001.
- [31] Eker I., Akinal S. A.: "Sliding mode control with integral augmented sliding surface: design and experimental application to an electromechanical system", Springer - Verlag, Electr. Eng. 90, 2008, s. 189 – 197.
- [32] Eykhoff P.: "System identification. Parameter and state estimation", John Willey and sons, London, 1974.
- [33] Grzesiak L. M., Tarczewski T., Mandra S.: "Permanent Magnet Synchronous Servo-Drive with State Position Controller", 13-th International Power Electronics and Motion Control Conference, Poznań, 2008.
- [34] Hagiwara N., Suzuki Y., Murase H.: "A metod of improving the resolution and accuracy of rotary encoders using a code compensation technique", IEEE Transactions on Instrumentation and measurements, vol. 41, no 1, February 1992.
- [35] Hejmo W., Kozioł R.: "Sterowanie optymalne i adaptacyjne", Zakład Narodowy im. Ossolińskich, Wrocław, 1991.
- [36] Hejmo W.: "Singular phenomena in a time-optimal feedback system", Politechnika Krakowska im. Tadeusza Kościuszki, Monografia 220, Seria Inżyniera Elektryka, Kraków, 1997.
- [37] Hong K., Nam K.: "A load torque compensation scheme under the speed measurement delay", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 45, no 2, April 1998.

- [38] Hori Y.: "Robust and adaptive control of a servomotor using low precision shaft encoder", Proceedings of the International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, IECON '93, 1993.
- [39] Iliev B., Kalaykov I.: "Minimum-time sliding mode control for second-order systems", 2004 American Control Conference, Boston, Massachusetts, June 30 – July 2, 2004.
- [40] Janecki D.: "Rola sygnałów jednostajnie pobudzających w adaptacyjnych układach sterowania", Polska Akademia Nauk. Instytut Podstawowych Problemów Techniki, Warszawa, 1995.
- [41] Kabziński J.: "Experimental identification of disturbance forces effecting permanent magnet motors", Proceedings of International Conference on Power Electronics and Intelligent Control for Energy Conservation, PELINCEC 2005, Warsaw, 2005.
- [42] Kaczmarek T., Zawirski K.: "Układy napędowe z silnikiem synchronicznym", WPP, Poznań 2000.
- [43] Kaczorek T., Dzieliński A., Dąbrowski W., Łopatka R.: "Podstawy teorii sterowania" Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, Warszawa, 2006.
- [44] Kaczorek T.: "Teoria sterowania tom.2, Układy nieliniowe, procesy stochastyczne oraz optymalizacja dynamiczna", PWN, Warszawa, 1981.
- [45] Kalaykov I., Iliev B.: "Time-optimal sliding mode control of robot manipulator", Proceedings of the IEEE 26th Annual Conference IECON 2000 of Industrial Electronics Society, 2000, s. 265 – 270.
- [46] Kaźmierkowski M. P.: "Układy adaptacyjne w napędach elektrycznych z silnikami prądu stałego", Rozprawa doktorska, Warszawa, 1972.
- [47] Kaźmierkowski M. P.: "Pośredni układ adaptacyjny z modelem w obwodzie regulacji prędkości napędu przekształtnikowego", Archiwum elektrotechniki T. XXIII, Zeszyt 2, str. 513-523, Warszawa 1974.
- [48] Kennel R. M., Kaźmierkowski M. P., Antoniewicz P., Rodríguez J., Cortés P.: "Predictive Control in Power Electronics and Drives", Tutorial, 13-th International Power Electronics and Motion Control Conference, Poznań, 2008.

- [49] Kessler C.: "Das symmetrische optimum," Regelungstechnik, 1958, s. 395-400, 432-436.
- [50] Kincaid D., Cheney W.: "Analiza numeryczna", WNT, Warszawa, 2006.
- [51] Kleber M.: "Założenia reformy systemu organizacji i finansowania nauki", tekst przedstawiony na majowym posiedzeniu Zgromadzenia Ogólnego PAN, Warszawa, 2002.
- [52] Korondi P., Hashimoto H.: "Optimal sliding mode design for motion control", the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Warszawa, Polska, 1996.
- [53] Korzeniewski M.: "Wpływ czasów martwych oraz wektora zerowego napięcia na kształtowanie strumienia i właściwości metody DTC", VIII Krajowa Konferencja Naukowa : Sterowanie w energoelektronice i napędzie elektrycznym : SENE'2007, s.241-246.
- [54] Kowalski Cz., Orłowska-Kowalska T.: "Obserwator Luenbergera do odtwarzania momentu obciążenia w przekształtnikowym układzie napędowym prądu stałego", Prace Naukowe Instytutu Układów Elektromaszynowych Politechniki Wrocławskiej, Nr 43, Studia i Materiały nr18, Wrocław 1993.
- [55] Krzemiński Z., Lewicki A.: "Odtwarzanie momentu obciążenia w układzie z obserwatorem prędkości silnika asynchronicznego", IV Krajowa Konferencja Naukowa : Sterowanie w energoelektronice i napędzie elektrycznym: SENE'99, T.2, Łódź, 1999, s.393 – 398.
- [56] Lee H., Utkin I. V.: "Chattering suppression methods in sliding mode control systems", Elsevier, Annual Reviews in Control 31, 2007, s. 179 - 188.
- [57] Leonard W.: "Control of electric driver", Springer-Verlag, Berlin, 1990.
- [58] Mańczak K., Nahorski Z.: "Komputerowa identyfikacja obiektów dynamicznych", PWN, Warszawa, 1983.
- [59] Mehta S.; Chiasson J.: "Nonlinear control of a series DC motor: theory and experiment", Industrial Electronics, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 45, Issue 1, Feb. 1998, p.:134 – 141.

- [60] Mendel T.: "Metodyka pisania prac doktorskich", Wydawnictwo Akademii Ekonomicznej w Poznaniu, Poznań, 2007.
- [61] Ogata K.: "Modern Control Engineering", Prentice Hall, New Jersey, 1997.
- [62] Ohishi K., Kaneko T., Dohmeki H.: "Position information based disturbance and speed observer having no influence on overflow of counter", Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON '98, 1998.
- [63] Orłowska Kowalska T., Kowalski Cz. T.: "Mikroprocesorowy układ adaptacyjnego sterowania silnika prądu stałego", Prace Naukowe Instytutu Układów Elektromaszynowych Politechniki Wrocławskiej, nr 43, 1993.
- [64] Orłowska Kowalska T., Jaszczak K.: "Zastosowanie regulatora rozmytego z adaptacją parametrów w układzie regulacji prędkości silnika prądu stałego", IV Krajowa Konferencja Naukowa : Sterowanie w energoelektronice i napędzie elektrycznym: SENE'99, T.2, Łódź, 1999, s.279 – 286.
- [65] Orzechowski T., Sieklucki G.: "Odpornościowe właściwości regulatora LQ dla napędu prądu stałego", Elektrotechnika i elektronika, tom 20, zeszyt 2, 2001, s. 113 – 119.
- [66] Pajchrowski T., Zawirski K.: "Application of fuzzy logic techniques to robust speed control of PMSM", 13-th International Power Electronics and Motion Control Conference, Poznań, 2008.
- [67] Peng K., Chen B. M., Lee T. H., Venkataramanan V.: "Design and implementation of a dual-stage actuated HDD servo system via composite nonlinear control approach", Control Engineering Practice 10, 2002, p. 925 – 939.
- [68] Preitl Z., Bauer P., Bokor J.: "A simple control solution for traction motor used in hybrid vehicles", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 54, no.3. 3 June 2007.
- [69] Precup R. E., Preitl S., Rudas J., Tomescu M., Tar J.: "Design and experiment for a class of fuzzy controlled servo systems", IEEE Trans. on Mechanics, vol. 13, no.1, February 2008.

- [70] Rumatowski K., Królikowski A., Kasiński A.: "Optymalizacja układów sterowania", Wydawnictwa Naukowo Techniczne, Warszawa 1984.
- [71] Ruszczyk A., Sikorski A.: "Nowy, nieliniowy regulator prądu a dynamika kształtowania momentu silnika indukcyjnego", Zeszyty Problemowe. Maszyny Elektryczne, nr 75, 2006, s.31-36.
- [72] Ruszczyk A., Sikorski A.: "Nowy, nieliniowy regulator prądu a dynamika kształtowania momentu silnika indukcyjnego", Napędy i Sterowanie, nr 12, 2007, s.32-36.
- [73] Ruszczyk A., Sikorski A.: "Trójfazowy falownik napięcia do zastosowań napędowych z predykcyjnym regulatorem prądu", Przegląd Elektrotechniczny", R84, nr 4, 2008, s.113 - 116.
- [74] Sakai S., Hori Y.: "Ultra low speed control of servomotor using low resolution rotary encoder", Proceedings of the 21st IEEE International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1995, s.615 – 620.
- [75] Senderski A.: "Trajektorie wzorcowe dla napędu pozycyjnego ze złożonymi ograniczeniami prędkości, przyspieszenia i zrywu", II Konferencja Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym, Łódź-Arturówek, 15-17 listopada 1995.
- [76] Senjyu T., Ashimine S., Uezato K.: "Robust speed control method for DC servomotor using adaptive gain law", Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 1996. ISIE '96., vol. 1, 17-20 June 1996, p. 254 – 259.
- [77] Sieklucki G.: "Problemy dyskretnego sterowania napędami prądu stałego z uwzględnieniem ograniczeń zmiennych stanu", Rozprawa doktorska, Akademia Górniczo-Hutnicza w Krakowie , Kraków, 2000.
- [78] Sieklucki G.: "Neuronowy obserwator udarowego momentu obciążenia w napędzie prądu stałego", 20 Międzynarodowe Sympozjum Naukowe (MSN) studentów i młodych pracowników nauki, Zielona Góra 11-12 maja 1998. s. 75-79.

- [79] Sikorski A.: "Problemy dotyczące minimalizacji strat łączeniowych w przekształtniku AC/DC/AC – PWM zasilającym maszynę indukcyjną", Politechnika Białostocka, Rozprawy naukowe nr 58, Białystok, Podlaska Biblioteka Cyfrowa, 1998.
- [80] Sikorski A., Korzeniewski M.: "Możliwość regulacji momentu i strumienia w metodzie DTC-δ", VI Krajowa Konferencja Naukowa: Sterowanie w energoelektronice i napędzie elektrycznym", Łódź, 2003, s. 519-524.
- [81] Slotine J., Li W.: "Applied nonlinear control", Prentice-Hall International, Inc. 1991.
- [82] Sołbut A.: "Programy symulacyjne z wykorzystaniem technik programowania obiektowego", Nowa Elektrotechnika, nr 1, 2007, s. 8-11.
- [83] Sołbut A.: "Modelling of electromechanical converters using object oriented programming techniques", International XV Symposium : Micromachines and Servosystems, 2006, s. 77-81.
- [84] Sołbut A.: "SYMUL_C biblioteka klas wspomagających budowę programów symulacyjnych", XI Konferencja : Zastosowania komputerów w elektrotechnice : ZKwE'2006, 2006, s.9-10.
- [85] Stefański T.: "Teoria sterowania, tom II, Układy dyskretne, nieliniowe, procesy stochastyczne oraz optymalizacja statyczna i dynamiczna", Skrypt Politechniki Świętokrzyskiej nr 366, Kielce, 2001.
- [86] Szabat K., Orłowska-Kowalska T.: "Neural-network application for mechanical variables estimation of a two-mass drive system", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 54, no. 3, June 2007.
- [87] Kweon T. J., Hyun D. S.: "High-performance speed control of electric machine using low-precision shaft encoder", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 14, no5, September 1999, s. 838 - 849.
- [88] Kweon T. J., Hyun D. S.: "High performance speed control of electric machine using Kalman filter and self-tuning regulator", 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1998, s. 280 - 286.

- [89] Tondos M., Micek P.: "A vibration suppression method in position driver with elastic joint" Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE '96, 1996.
- [90] Tondos M.: "Zasady korekcji układu napędowego sterowanego w funkcji drogi przy zmianach wartości momentu obciążenia", Zeszyty naukowe Akademii Górniczo-Hutniczej im. Stanisława Staszica, nr 622, Kraków, 1977, s. 99–107.
- [91] Tondos M., Widlok H.: "Układ stabilizacji prędkości obrotowej napędu przekształtnikowego z obserwatorem momentu obciążenia", Zeszyty naukowe Akademii Górniczo-Hutniczej im. Stanisława Staszica, Elektrotechnika, tom 5, zeszyt 3, Kraków 1986, s.229 – 239.
- [92] Tondos M., Widlok H.: "Badania laboratoryjne przekształtnikowych napędów prądu stałego z obserwatorem momentu obciążenia" Zeszyty naukowe Akademii Górniczo-Hutniczej im. Stanisława Staszica, Elektrotechnika, tom 7, zeszyt2, Kraków 1988, s.163-172.
- [93] Tondos M., Widlok H.: "Obserwatory momentu obciążenia z inercją II rzędu dla napędów prądu stałego", Zeszyty naukowe Akademii Górniczo-Hutniczej im. Stanisława Staszica, Elektrotechnika, zeszyt 1, tom7, Kraków, 1988, s. 25–38.
- [94] Tondos M., Widlok H.: "Wpływ szumów sygnału tachogeneratora na działanie obserwatorów momentu obciążenia z inercją I i II rzędu", Zeszyty naukowe Akademii Górniczo-Hutniczej im. Stanisława Staszica, Elektrotechnika, zeszyt 1, tom7, Kraków, 1988, s. 39–48.
- [95] Tondos M.: "Odtwarzanie momentu obciążenia w napędach elektrycznych", Zeszyty Naukowe Akademii Górniczo-Hutniczej, Zeszyt 17, Kraków 1990.
- [96] Tunia H., Kaźmierkowski M. P.: "Automatyka napędu przekształtnikowego", PWN, Warszawa 1987.
- [97] Tunia H., Kaźmierkowski M. P.: "Podstawy automatyki napędu elektrycznego", PWN, Warszawa 1978.
- [98] Tunia H., Barlik R.: "Teoria przekształtników", Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, Warszawa, 2003.

- [99] Utkin V., Sabanovic A.: "Sliding modes application in power electronics and motion control systems", IEEE International Conference ISIE'99, Bled, Slovenia, 1999.
- [100] Vas P.: "Vector control of AC machines", Clarendon Press, Oxford, 1990.
- [101] Venkataramanan V., Chen B. M., Lee T. H., Guo G.: "A new approach to the design of mode switching control in hard disk drive servo systems", Control Engineering Practice 10, 2002, p. 935 – 939.
- [102] Werdoni J., Sołbut A.: "Microprocessor's measure system of the asynchronous motor torque", 6th International Conference Unconventional electromechanical and electrical systems : UEES'2004, Alushta, September 24-29, 2004.
- H.: DC [103] Widlok "Dokładny model symulacyjny silników oraz przekształtników AC-DC", Współczesne kierunki rozwoju elektrotechniki, informatyki, i telekomunikacji: automatyki, elektroniki materiałv międzynarodowej konferencji zorganizowanej z okazji Jubileuszu 50-lecia Wydziału EAIiE, Kraków, 2002, s. 87-88.
- [104] Workman M. L., Kosut R. L., Franklin G. F.: "Adaptive Proximate Time-Optimal Servomechanisms: Discrete – Time Case", Proceedings of the 26th Conference on Decision and Control. Los Angeles, CA, December 1987, s. 1548 – 1553.
- [105] You K. H., Lee E. B.: "Robust, near-optimal control of nonlinear second order systems with model uncertainty", Proceedings of the 2000 IEEE International Conference on Control Applications, Anchorage, Alaska, USA, September 25-27, 2000, s. 232 – 236.
- [106] Young K. D., Utkin I. V., Ozguner U.: "A control engineer's guide to sliding mode control", IEEE Transactions on control systems technology, vol. 7, no. 3, May, 1999, s. 328 – 342.
- [107] Zawirski K.: "Sterowanie silnikiem synchronicznym o magnesach trwałych", Wydawnictwo Politechniki Poznańskiej, Poznań 2005.
- [108] Zieliński T. P.: "Cyfrowe przetwarzanie sygnałów: od teorii do zastosowań", Wydaw. Komunikacji i Łączności, Warszawa: 2007.

[109] Żelechowski M.: "Space vector modulated – direct torque controlled (DTC-SVM) inverter – fed induction motor drive", Rozprawa doktorska, Warszawa 2005.
ZAŁĄCZNIKI

Z.1 Opis stanowiska badawczego: Adaptacyjny układ napędowy z silnikiem prądu stałego

Stanowisko badawcze: *Adaptacyjny układ napędowy z silnikiem prądu stałego* składa się z zespołu maszynowego i układu elektrycznego. Widok zespołu maszynowego przedstawiono na rys. Z.1.1, natomiast widok układu elektrycznego stanowiska przedstawiono na rys. Z.1.2.

Zespół maszynowy zestawiono z dwóch prądnic prądu stałego PZOb44a produkcji KOMEL, sprzęgła elektromagnetycznego i czujnika położenia. Jedna z maszyn służy do napędzania (pracy silnikowej) a druga do hamowania. Wykorzystanie prądnicy do napędzania wynika z tego, że nie posiadano odpowiedniego silnika.

Parametry prądnic PZOb44a są następujące: P_N =1,2 kW; U_N =230 V, I_N =5,2 A; n_n =1450 obr/min, R_r =4,65 Ω , L_r =0,07 H, k_M =1,35 Nm/A, J=0,01625 kg·m². Moment bezwładności układu napędowego przy wyłączonym sprzęgle elektromagnetycznym J=0,0164 kg·m² (składający się z momentów bezwładności silnika, przetwornika obrotowo-impulsowego i jednej tarczy sprzęgła). Moment bezwładności całego zespołu maszynowego (przy włączonym sprzęgle elektromagnetycznym) wynosi J=0,0328 kg·m².

Do pomiaru położenia zastosowano układ pomiarowy z przetwornikiem obrotowo-impulsowym o rozdzielczości 2048 impulsów na obrót PFI60A2048CZ2-DAP10 produkcji zakładów INTRON. Rozdzielczość układu pomiarowego położenia równa jest 8192 (4 · 2048) impulsów na obrót. Do zmiany momentu bezwładności podczas wirowania użyto sprzęgła elektromagnetycznego ESM1-5 wyprodukowanego przez zakłady Fumo-Ostrzeszów. Podstawowymi parametrami sprzęgła elektromagnetycznego są moment statyczny 7 Nm i moment dynamiczny 5 Nm.

Do zasilania maszyny elektrycznej prądu stałego PZOb44a zastosowano przekształtnik tranzystorowy DC/DC o następujących parametrach: I_{MAX} =5 A,

 U_{DC} =325 V. Przekształtnik tranzystorowy zbudowano w oparciu o moduł tranzystorowy IPM15CSJ600 produkcji zakładów Mitsubishi. Do pomiaru prądu wykorzystano czujniki prądu LA25NP wyprodukowane przez zakłady LEM.

Przekształtnik tranzystorowy sterowany jest przy pomocy zestawu mikroprocesorowego z procesorem sygnałowym DSP96002. Wydajność obliczeniowa procesora sygnałowego zmiennoprzecinkowego wynosi 40 MIPS. Procesor sygnałowy został wyprodukowany przez zakłady Motorola.

Zestaw mikroprocesorowy i przekształtnik DC/DC został zaprojektowany i wykonany przez autora rozprawy w Politechnice Białostockiej. Wykonano magistralę sygnałów danych, adresowych i sygnałów sterujących, karty wejść i wyjść analogowych i cyfrowych, zadajniki analogowe i cyfrowe, układy separacji galwanicznej pomiędzy zestawem mikroprocesorowym a przekształtnikiem DC/DC i przetwornikiem obrotowo–impulsowym, i zasilacze stabilizowane do zestawu mikroprocesorowego i przekształtnika DC/DC i układu pomiarowego położenia. Projekt uwzględniał odpowiednie prowadzenie mas oraz stosowanie ekranów i filtrów zakłóceń elektromagnetycznych.

Program czasu rzeczywistego do regulacji prędkości napisano w języku asemblera. Czas próbkowania podsystemu regulacji prądu wynosi 12 µs, natomiast czas wykonywania zadania adaptacyjnego estymatora podsystemu elektromechanicznego i nieliniowego regulatora prędkości wynosi 84 µs. Podczas jednokrotnego wykonania pętli programu regulacji prędkości podprogram podsystemu regulacji prądu jest wykonywany siedem razy. W wyniku częstszego wykonywania podprogramu sterującego obwodem regulacji prądu uzyskano mniejszą amplitudę oscylacji prądu i momentu elektromagnetycznego silnika.

Do tworzenia i testowania programu sterującego wykorzystano komputer PC, na którym zainstalowano pliki oprogramowania narzędziowego.

Parametry adaptacyjnego estymatora podsystemu elektromechanicznego i nieliniowego regulatora prędkości były następujące: Ω = 200 1/s, I_{Dmin} =20 mA oraz A=3,5 mrad/s.



Rys. Z.1.1. Widok zespołu maszynowego stanowiska badawczego adaptacyjny układ napędowy z silnikiem prądu stałego



Rys. Z.1.2. Widok części elektrycznej stanowiska badawczego adaptacyjny układ napędowy z silnikiem prądu stałego

Z.2 Opis stanowiska naukowo-badawczego z silnikiem synchronicznym z możliwością skokowej zmiany momentu bezwładności

Stanowisko naukowo – badawcze z silnikiem synchronicznym zmiany z możliwością skokowej momentu bezwładności wykonano w wyniku w Politechnice Białostockiej realizacji projektu badawczego 3 T10A 008 30 pt.: "Zastosowanie adaptacyjnego estymatora podsystemu elektromechanicznego w układzie regulacji prędkości kątowej z silnikiem synchronicznym" finansowanego ze środków na badania naukowe w okresie czasu 25.04.2006 - 24.04.2009.

Stanowisko badawcze składa się z zespołu maszynowego oraz części elektronicznej. Widok zespołu maszynowego przedstawiono na rys. Z.2.1 i rys. Z.2.2. Widok części elektronicznej stanowiska przedstawiono na rys. Z.2.3 i rys. Z2.4.

Zespół maszynowy zestawiono z silnika synchronicznego z magnesami trwałymi RTMCs-155-5,2, maszyny prądu stałego PZBb32b do obciążania momentem aktywnym, maszyny prądu stałego PZBb32a do obciążania momentem pasywnym i dwóch sprzęgieł elektromagnetycznych ESM1-30 do skokowej i dwustopniowej zmiany momentu bezwładności.

Podstawowe dane silnika RTMCs115-5,2 wyprodukowanego przez firmę Elcar są następujące: U_n =310 V, I_n =5,3 A, I_{MAX} = 18,6 A, M_n = 5,2 Nm, M_{MAX} =18,2 Nm, n_n =3000 obr/min, J=4,6·10⁻⁴ kg·m².

Podstawowe dane prądnicy prądu stałego PZBb32b wyprodukowanej przez KOMEL są następujące: P_n =1,5 kW, U_{tn} =230 V, I_{tn} =6,5 A, n_n =2850 obr/min, I_{wn} =0,25 A, J=0,0125 kg m².

Podstawowe dane silnika prądu stałego PZBb32a wyprodukowanej przez KOMEL są następujące: $P_n=0.8$ kW, $U_{tn}=220$ V, $I_{tn}=4.74$ A, $n_n=1450$ obr/min, $U_{wn}=220$ V, $I_{wn}=0.25$ A, J=0.01125 kg m².

Możliwość zmiany momentu bezwładności uzyskano w wyniku zastosowania dwóch sprzęgieł elektromagnetycznych w zespole maszynowym. Podstawowe dane sprzęgła elektromagnetycznego ESM1-30 wyprodukowanego przez zakład FumoOstrzeszów są następujące: M_{stat} =38 Nm, M_{dyn} =30 Nm, n_{MAX} =4500 obr/min. W wyniku selektywnego zasilania sprzęgieł elektromagnetycznych istnieje możliwość skokowej zmiany momentu bezwładności pomiędzy wartościami: J_1 =0,001226 kg·m², J_2 =0,021 kg·m², J_3 =0,0366 kg·m². Na moment bezwładności J_1 składają się momenty bezwładności silnika synchronicznego i jednej tarczy sprzęgła i czujnika położenia ROC 413. Moment bezwładności J_2 jest sumą momentów bezwładności silnika synchronicznego, pradnicy obciążającej PZBb32b oraz trzech tarcz sprzęgieł elektromagnetycznych ESM1-30. W wyniku zasilenia wszystkich sprzęgieł elektromagnetycznych zespół maszynowy ma moment bezwładności J_3 .

Do pomiaru położenia użyto czujnik położenia ROC 413 wyprodukowany przez Heidenhain. Czujnik położenia ROC 413 zawiera w sobie czujnik położenia bezwzględnego o rozdzielczości 8192 kombinacji kodów binarnych na jeden obrót wałka oraz przetwornik obrotowo-impulsowy o rozdzielczości 2048 impulsów sinusoidalnych i cosinusoidalnych na jeden obrót wałka.

Obróbka sygnałów pochodzących z czujnika położenia ROC413 realizowana jest w układzie elektronicznym pomiaru położenia. W wyniku obróbki sygnałów pochodzących z czujnika ROC413 uzyskiwane są dane cyfrowe kąta położenia, które są następnie przesyłane wiązką światłowodów do zestawu mikroprocesorowego z procesorem sygnałowym TMS320C6713.

Część elektroniczna stanowiska składa się z przekształtnika tranzystorowego DC/AC do zasilania silnika synchronicznego, przekształtnika tranzystorowego DC/DC do zasilania maszyny prądu stałego służącej do obciążania momentem aktywnym, dwóch przekształtników DC/DC do zasilania sprzęgieł elektromagnetycznych, dwóch przekształtników DC/DC do zasilania obwodów wzbudzenia maszyn prądu stałego, zestawu mikroprocesorowego z procesorem sygnałowym TMS320C6713 oraz komputera PC z oprogramowaniem Code Composer Studio.



Rys. Z.2.1. Widok zespołu maszynowego stanowiska naukowo – badawczego z silnikiem synchronicznym z możliwością skokowej zmiany momentu bezwładności



Rys. Z.2.2. Widok od tyłu zespołu maszynowego stanowiska naukowo – badawczego z silnikiem synchronicznym z możliwością skokowej zmiany momentu bezwładności



Rys. Z.2.3. Widok części elektronicznej stanowiska naukowo – badawczego z silnikiem synchronicznym z możliwością skokowej zmiany momentu bezwładności



Rys. Z.2.4. Widok wnętrza części elektronicznej stanowiska

Przekształtniki tranzystorowe do zasilania silnika synchronicznego i maszyny prądu stałego zbudowano w oparciu o moduły tranzystorowe PM30CSJ060 produkcji Mitsubishi Electric. Przekształtniki tranzystorowe składają się ponadto następujących podukładów: czterech układów pomiaru prądu, dwóch układów separacji galwanicznej sygnałów sterujących tranzystorami, jednego prostownika napięcia przemiennego sieci zasilającej, układu stycznikowego do podłączania przekształtników do sieci zasilającej oraz układu sterowania przekształtnikami. Wartości parametrów przekształtnika DC/AC do zasilania silnika synchronicznego są następujące: I_{MAX} =11 A, U_{DC} =325 V. Wartości parametrów przekształtnika DC/DC do zasilania prądnicy prądu stałego PZBb32b są następujące: I_{MAX} =6,5 A, U_{DC} =325 V.

Układy do pomiaru prądów wyjściowych przekształtników zbudowano w oparciu o czujniki prądu LAH 25NP wyprodukowane przez zakłady LEM oraz przy wykorzystaniu 14 – bitowych przetworników analogowo-cyfrowych AD7484 wyprodukowanych przez Analog Devices. Do budowy układów pomiarowych prądu wykorzystano płytki drukowane trójwarstwowe, rezystory precyzyjne oraz precyzyjne wzmacniacze operacyjne AD8021 i AD8674 produkcji Analog Devices. Każdy układ pomiaru prądu wyposażono w separowany galwanicznie zasilacz napięć stabilizowanych.

Układy separacji galwanicznej sygnałów sterujących tranzystorami zbudowano w oparciu o transoptory TLP558 i CNY17P.

Do zasilania przekształtników DC/AC i DC/DC zastosowano prostownik diodowy trójpulsowy, który zbudowano wykorzystując dwa mostki diodowe jednofazowe KBPC3508.

Do załączania i wyłączania zasilania przekształtników DC/AC i DC/DC zastosowano układ stycznikowy sterowany elektronicznie.

Do sterowania układem stycznikowym i modułami tranzystorowymi zastosowano układ sekwencyjny zbudowany w oparciu o układy scalone programowalne EPM7064 wyprodukowane przez zakłady Altera i zaprogramowane przez autora przy wykorzystaniu oprogramowania Quartus.

Przekształtniki tranzystorowe do zasilania obwodów wzbudzenia maszyn prądu stałego i przekształtniki do zasilania sprzęgieł elektromagnetycznych zbudowano w oparciu o sterowanie typu delta-modulacja.

Zestaw mikroprocesorowy z procesorem sygnałowym TMS320C6713 zbudowano w oparciu o zestaw uruchomieniowy TMDSDSK6713-OE-Starter Kit. Zestaw ten rozbudowano o magistralę danych i sygnałów sterujących, karty wejść i wyjść danych cyfrowych. Do kart wejść i wyjść danych cyfrowych podłączono układy pomiaru prądów wyjściowych przekształtników, układ pomiaru położenia, układ sterowania przekształtnikami, układy zadajników cyfrowych i układy wizualizacji danych.

Układ zadajników cyfrowych służy do zadawania prędkości silnika synchronicznego i zadawania prądu maszyny prądu stałego do obciążania momentem aktywnym.

Układ wizualizacji danych składa się z układu przetworników C/A, 32-bitowej linijki diodowej oraz układów wyświetlaczy cyfrowych. Układ przetworników C/A został zbudowany w oparciu dwanaście 12-bitowych przetworników typu AD7945 wyprodukowanych przez Analog-Devices.

Przyjęto następujące wartości parametrów adaptacyjnego estymatora podsystemu elektromechanicznego i nieliniowego regulatora prędkości: Ω = 400 1/s, I_{Dmin} =200 mA oraz A=50 mrad/s. Czas próbkowania podsystemu regulacji prądów silnika synchronicznego jest stały i wynosi 5µs. Czas wykonywania zadań adaptacyjnego estymatora podsystemu elektromechanicznego i nieliniowego regulatora prędkości jest równy 65µs.