4. UKŁADY NAPĘDOWE Z SILNIKAMI PRĄDU STAŁEGO

4.1. Wprowadzenie

Nazwa silniki prądu stałego obejmuje obecnie nie tylko klasyczne maszyny mające wzbudzenie w stojanie i twornik wraz z komutatorem mechanicznym na wirniku, lecz także maszyny mające trójfazowe uzwojenie twornika w stojanie i magnesy trwałe na wirniku, przy czym twornik zasilany jest z falownika zastępującego komutator mechaniczny. Ten drugi silnik, nazywany silnikiem bez-szczotkowym prądu stałego (ang. BLDCM –brushless direct current motor) zostanie omówiony w rozdziale 7. Nie będą omawiane silniki szeregowe i szeregowo – bocznikowe, jako niemające zastosowania w układach napędowych prądu stałego, przeznaczonych do regulacji prędkości obrotowej.

Napędy prądu stałego obejmują obszerną klasę maszyn elektrycznych o wzbudzeniu elektromagnetycznym lub magnetoelektrycznym (z magnesami trwałymi), których wyróżnikiem jest komutator mechaniczny wraz z układem szczotek łączących twornik ze źródłem zasilania. Zakres mocy tych maszyn zawiera się w przedziale od ułamków jednego Wata do kilkunastu megawatów $(10^{-1}-10^7 \text{ W})$. Szczególną klasę silników małej mocy stanowią maszyny wzbudzane za pomocą magnesów trwałych, przeznaczone do realizacji ruchu w tzw. serwomechanizmach¹. Wyróżniają się one wysoką dynamiką i szerokim zakresem regulacji prędkości a także dużą równomiernością ruchu, także w zakresie najmniejszych prędkości. Istnieje wiele odmian konstrukcyjnych tych silników: zarówno tzw. silników tarczowych – o dużej średnicy, jak i silników o wydłużonym kształcie (mała średnica, długi wał). Produkowane są także silniki wykonawcze do napędu bezpośredniego, tzw. silniki momentowe o bardzo małej prędkości obrotowej i dużym momencie.

Mimo wad maszyn prądu stałego, wynikających z obecności zestyku ślizgowego szczotka – komutator, wysokiej ceny i niższej sprawności, w zestawieniu z silnikami prądu przemiennego, są one nadal produkowane i instalowane w wielu urządzeniach. Stan ten wynika w dużej mierze z pewnej tradycji napędu regulacyjnego (zanim pojawiły się efektywne przemienniki częstotliwości), lecz także z prostoty sterowania. Moment wytwarzany przez silniki prądu stałego jest iloczynem dwóch niezależnych zmiennych (strumienia magnetycznego i prądu), z których jedna (strumień) w wielu przypadkach może być uważana za stałą. Sterowanie momentem silnika prądu stałego stanowi pewien wzorzec dla napędów prądu przemiennego, dlatego zagadnienia regulacji prądu i strumienia zostaną w niniejszym rozdziale omówione nieco szerzej niż w dalszych.

¹ Napędy pomocnicze służące do precyzyjnej regulacji położenia

Na rysunku 4.1a pokazano szkic przekroju poprzecznego silnika prądu stałego, z zaznaczeniem zmiennych które biorą udział w elektromechanicznym przetwarzaniu energii.



Rys. 4.1. Elektromechaniczne przetwarzanie energii w silniku prądu stałego: a) szkic budowy silnika, b) schemat obwodowy

Strumień magnetyczny Φ , wzbudzany w stojanie przez uzwojenie wzbudzenia lub magnesy trwałe, przechodzi przez wirnik w uzwojeniach, którego płynie prąd twornika i_a . Siły elektrodynamiczne działające na przewody wirnika wywołują moment obrotowy *m*, zwany momentem elektromagnetycznym, który jest proporcjonalny do strumienia Φ i prądu i_a . Równocześnie wskutek ruchu obrotowego wirnika z prędkością kątową ω w uzwojeniu wirnika indukuje się napięcie e_a , zwane siłą elektromotoryczną (SEM), proporcjonalne do iloczynu prędkości i strumienia. W idealnym przetwarzaniu nie ma żadnych strat ani magazynowania energii, wobec czego iloczyn $m\omega$ (tzw. moc elektromechaniczna p_e) jest równy iloczynowi $e_a i_a$, czyli przetwarzanej mocy elektrycznej, a wzory opisujące to przetwarzanie mają formę równań transformatora idealnego:

$$m = (k\Phi) \cdot i_a \,, \tag{4.1}$$

$$e_a = (k\Phi) \cdot \omega \,. \tag{4.2}$$

Współczynnik k zależy od parametrów konstrukcyjnych silnika, które nie są na ogół znane, dlatego w praktyce napędowej nie określa się oddzielnie strumienia Φ i współczynnika k, ale operuje iloczynem ($k\Phi$), możliwym do wyznaczenia z danych znamionowych lub pomiarów. W przypadku gdy strumień jest stały iloczyn ($k\Phi$) nazywany jest stałą momentu (k_M lub k_T [Nm/A]) albo stałą SEM (k_E [V/rad/s]).

Z wzoru (4.1) wynika, że aby sterować momentem elektromagnetycznym wystarczy regulować prąd twornika i_a i znać ($k\Phi$). Zagadnienia regulacji prądu twornika zostaną omówione w następnym podrozdziale, z uwzględnieniem schematu zastępczego pokazanego na rys.4.1b. Oprócz SEM e_a i spadków napięcia na szczotkach Δu_{sz} oraz rezystancji R_a i indukcyjności L_a samego twornika uwzględniono w nim pozostałe elementy obwodu (dławik, przekształtnik) wywołujące spadki napięcia. Wymuszeniem dla tego obwodu jest sterowane napię-

cie wewnętrzne (idealne) przekształtnika u_{ai} . Z punktu widzenia właściwości pętli regulacji prądu istotne są parametry całego obwodu, a nie samego silnika. Podobnie dynamika regulacji prędkości zależy nie tylko od parametrów mechanicznych silnika, lecz również od właściwości maszyny roboczej i układów sprzęgających. Dlatego w dalszej części rozdziału pominięto omawianie charakterystyk i transmitancji silnika traktowanego całościowo, jako wydzielony blok z napięciem twornika u_a i momentem na wale m_w jako wejściami, oraz prędkością wału jako wyjściem.

Problemy ogólne regulacji strumienia wzbudzenia, którą stosuje się w napędach o poszerzonym w górę zakresie prędkości są omówione w rozdziale 4.3. Przedstawiono tam również zasady doboru regulatorów prądu wzbudzenia, strumienia i siły elektromotorycznej. W dalszych częściach rozdziału 4 są omówione kompletne struktury układów napędowych z silnikami prądu stałego, z podziałem na napędy tyrystorowe i tranzystorowe.

4.2. Regulacja prądu twornika silnika prądu stałego

4.2.1. Schemat blokowy obwodu regulacji prądu twornika

Obwód twornika, przedstawiony na schemacie rys.4.1b, opisuje następujące równanie różniczkowe:

$$u_{ai} = R_{a\Sigma}i_a + \Delta u_{a\Sigma} + e_a + L_{a\Sigma}\frac{di_a}{dt}, \qquad (4.3)$$

gdzie $R_{a\Sigma}$, $L_{a\Sigma}$, $\Delta u_{a\Sigma}$ oznaczają sumaryczne dla całego obwodu wartości, odpowiednio: rezystancji, indukcyjności i spadków napięcia nieliniowo zależnych od prądu. Wielkością sterującą jest w tym równaniu napięcie idealne przekształtnika u_{ai} , a odpowiedzią prąd twornika i_a . Schemat blokowy, zbudowany na podstawie wzoru (4.3) w sposób podobny do schematu mechanicznego z rys.2.1, pokazano na rys.4.2.

Grubymi liniami zaznaczono główny, całkujący tor przepływu sygnału od wejściowego u_{ai} do wyjściowych i_a i *m*. Wszystkie pozostałe napięcia, zależne algebraicznie od prądu lub prędkości zebrano łącznie w napięcie u_{ζ} , traktowane jako zakłócenie przy wstępnym doborze regulatora. Takie podejście pozwala wykorzystać wzory i zależności wyprowadzone w rozdziale 3.3 również do doboru regulatora i analizy właściwości układu regulacji prądu. Uproszczoną na wzór rys.3.6 pętlę regulacji prądu z regulatorem PI+ pokazano na rys.4.2 linią kropkową. Przekształtnik i tor pomiarowy są zredukowane do członów proporcjonalnych o jednostkowym wzmocnieniu, a opóźnienia przez niewprowadzane doliczane do zastępczego opóźnienia *T* w całej pętli regulacji. Błędy członu pomiarowego i przetwornika A/C są zastępczo reprezentowane przez sygnał szumu pomiarowego i_v .



Rys. 4.2. Uproszczony schemat blokowy układu regulacji prądu twornika

Współczynnik wzmocnienia całkowego K_o zależy od odwrotności indukcyjności $L_{a\Sigma}$. Przy braku dokładniejszych danych indukcyjność samego twornika można oszacować na podstawie danych znamionowych U_{aN} , I_{aN} , ω_N i liczby par biegunów *p*. Dla silników bez uzwojeń kompensacyjnych przybliżony wzór jest następujący:

$$L_a \approx 0.6 \cdot \frac{U_{aN}}{p \cdot \omega_N \cdot I_{aN}}.$$
(4.4)

Całkowita indukcyjność obwodu $L_{a\Sigma}$ może być wyznaczona pomiarowo w sposób analogiczny do opisywanego w rozdziale 2.1.1 wyznaczania sumarycznego momentu bezwładności napędu. Współczesne napędy, zarówno tranzystorowe jak tyrystorowe mają w programie samostrojenia wbudowane procedury wyznaczania indukcyjności i na jej podstawie dokonują samoczynnego doboru nastaw regulatorów prądu.

Na schemacie z rys.4.2 nie występuje napięcie twornika u_a i nie jest ono konieczne dla oceny właściwości dynamicznych pętli regulacji prądu. Gdyby trzeba było wyprowadzić informację o tym napięciu jako sygnał wyjściowy, to można tego dokonać w sposób podobny do wyprowadzenia sygnału momentu na wale m_w na rys.2.1.b. Zamiast stosunku momentów bezwładności J_1/J wystąpi stosunek indukcyjności twornika do indukcyjności całkowitej $L_a/L_{a\Sigma}$.

Potrzebną do przeliczenia prądu i_a na moment *m* wartość strumienia ($k\Phi$) można w przybliżeniu obliczyć z wzoru (4-2), na podstawie danych znamionowych maszyny, oraz założenia, że straty w obwodzie twornika wynoszą połowę strat całkowitych:

$$(k\Phi) = \frac{E_{aN}}{\Omega_N} \approx \frac{U_{aN}}{\Omega_N} \frac{1+\eta_N}{2}.$$
(4.5)

Dokładniejsze wyznaczenie sem E_{aN} i stałej ($k\Phi$) wymaga znajomości spadku napięcia na rezystancji uzwojeń twornika i rezystancji przejścia pod szczotkami. Dla doboru regulatora prędkości wg zasad opisanych w rozdziale 3 nie jest konieczne dokładne określenie oddzielnie momentu bezwładności J i oddzielnie strumienia ($k\Phi$). Jako stałą K_o pętli prędkościowej można przyjąć iloraz ($k\Phi$)/J wyznaczony metodą opisaną w rozdziale 2.1.1 przy stałym prądzie i_a w czasie próby przyspieszania na biegu jałowym.

4.2.2. Dobór nastaw regulatora prądu i uproszczona analiza liniowa

Wstępny dobór regulatora prądu i analiza właściwości zlinearyzowanej, uproszczonej pętli regulacji zostanie zilustrowany przykładem liczbowym. Załóżmy, że mamy napęd z silnikiem prądu stałego o stałym wzbudzeniu, w którym indukcyjność obwodu twornika jest równa $L_{a\Sigma}$ = 40mH. Silnik jest sterowany poprzez mostkowy tranzystorowy przekształtnik impulsowy zasilany ze źródła napięcia stałego o wartości $U_d = 540$ V. W przekształtniku zastosowano jednobiegunową modulację szerokości impulsów, przy trójkątnej fali nośnej o częstotliwości $f_m = 5$ kHz i amplitudzie $U_{tm} = U_d = 540$ V. Próbkowanie sygnałów pomiarowych i aktualizacja sygnału sterującego wystawianego przez regulator dokonują się w każdym wierzchołku fali nośnej modulatora, z okresem $T_s=1/(2f_m)=100\mu s$, a opóźnienie T_c wnoszone przez regulator jest równe jednemu okresowi T_s. Tor pomiarowy w pierwszym przybliżeniu traktuje się jako idealny bezzwłoczny, o wzmocnieniu jednostkowym (K_H =1, T_H =0). Gdyby przyjąć inne założenia ($K_H \neq 1, U_{tm} \neq U_d$) to wzmocnienia przekształtnika i członu pomiarowego należałoby (podobnie jak K_M , K_H we wzorze 3-29) uwzględnić przy określaniu współczynnika K_o:

$$K_o = \frac{K_{PT} \cdot K_H}{L_{a\Sigma}} = \frac{U_d}{U_{tm}} \frac{K_H}{L_{a\Sigma}}.$$
(4.6)

Podstawowe parametry uproszczonego modelu pętli regulacji oraz wstępne nastawy regulatora PI+ i przewidywane wskaźniki jakości obliczone wg wzorca z rozdziału 3 zestawiono w tabeli 4.1.

				Stała filtru		
Lp	(zobacz)		wzór	$T_a =$	$T_a =$	jednostka
				0µs	60µs	
1	wzór (4.6)	$K_o =$	$(U_d/U_{tm})\cdot K_H/L_{a\Sigma}$	25	25	A/Vs
2	tabela 3.4	$T_F =$	$2\xi_a T_a$	0	85	μs
3	wzór (3.30)	<i>T</i> =	0,5 $T_s + T_H + T_C + T_F$	150	235	μs
4	wzór (3.31)	$K_P \approx$	$0,6/(K_o \cdot T)$	160	105	V/A
5	wzór (3.31)	$T_I \approx$	$4 \cdot T$	600	930	μs
6	rozdz. 3.4.4	$b \approx$	0,3	0,3	0,3	-
7	rozdz 3.4.4,	$t_u \approx$	$1,2T_{I}$	0,72	1,12	ms
8	rys.3.12	$f_{3dB} \approx$	$100 \cdot 4 \text{ms}/T_I$	670	430	Hz

Tabela 4.1. Zestawienie doboru nastaw i przewidywanych wskaźników jakości regulacji prądu

9	wzór (3.17), rys.3.9	$\Delta I_{max} / \Delta U_{\zeta} \approx 1.5 \cdot Y_{ex_1} / \Delta Z$	6,3	9,8	mA/V
10	rozdz.4.2.2	$\Delta I_{u'}(de/dt) = (U_{tm}/U_d)/(K_P/T_I)$	3,8	9,1	mA/(V/ms)
11	rozdz.4.2.3	$I_{p-p \max} \approx U_d / f_m / L_{a\Sigma} / 8$	340	340	mA
12	rozdz.4.2.3	$I_{v \max} \approx (I_{p-p \max}/2) \cdot G_F(j4\pi f_m) $	170	10	mA

W tabeli uwzględniono również wariant z filtrem w torze pomiarowym; uzasadnienie dla jego wprowadzenia będzie omówione w rozdziale 4.2.3. Opóźnienia w pętli regulacji są niewielkie, i dla wariantu bez filtru wynikają wyłącznie z dyskretno-ciągłego charakteru pętli regulacji ($T_s/2$) oraz opóźnienia T_C wnoszonego przez cyfrowy regulator. Nastawy regulatora (wiersze 4-6) i przewidywane wskaźniki jakości związane z sygnałem zadanym (czas odpowiedzi skokowej t_u , 3-decybelowe pasmo przenoszenia f_{3dB}) obliczono posługując się wynikami uzyskanymi w rozdziale 3.



Rys. 4.3. Odpowiedzi układu regulacji prądu na sygnał skokowy i sinusoidalny: ••• i_{az} (prąd zadany), $-i_a$ (prąd twornika), $-i_{ah}$ (spróbkowany prąd pomiarowy), -··- i_a z modelu uproszczonego

Na rysunku 4.3 pokazano przebiegi odpowiedzi prądu twornika i_a i spróbkowanego prądu pomiarowego i_{ah} na skok prądu zadanego i_z i na sinusoidalny sygnał zadany i_{az} o częstotliwości 650Hz, przy stałej wartości SEM w obwodzie, $E_a=270$ V. Wyniki te, uzyskane na dokładnym, dyskretno-ciągłym modelu pętli regulacji prądu, potwierdzają słuszność prognoz zawartych w tabeli 4.1 oraz dobrą zgodność z pokazanymi linią punktową przebiegami z uproszczonego modelu ciągłego z opóźnieniem (rys.4.2).

W wyrażeniu $\Delta I_{max}/\Delta U_{\zeta}$ w wierszu 9 tabeli, ΔI_{max} oznacza maksymalny uchyb prądu i_a wywołany skokową zmianą napięcia zakłócającego o ΔU_{ζ} . Dla układu 2 rzędu bez opóźnień uchyb można wyliczyć ze wzoru (3-17); wartość tę zwiększa się 1.5-krotnie aby uwzględnić wpływ opóźnienia (zob. rys.3.9). W obwodzie regulacji prądu ze skokową zmianą napięcia zakłócającego mamy do czynienia przy przejściu prądu przez zero, gdy zgodnie z funkcją signum we wzorze (2-41) i na rys.2.23 zmienia się spadek napięcia wywołany czasem martwym i napięciem przewodzenia zaworów. Przy założonych wartościach napięć na zaworach ($\Delta u_T = 1$ V, $\Delta u_D = 0.8$ V) i czasu martwego ($T_D = 3\mu$ s) zgodnie z wzorem (2-42) uzyskuje się spadek napięcia w półmostku $\Delta U = 9$ V. Oznacza to, że przy zmianie znaku prądu w pełnym mostku zachodzi zmiana napięcia zakłócającego o $\Delta U_{\zeta} = 4\Delta U = 36$ V. Wartość ta wymnożona przez współczynnik 6.3mA/V z tabeli daje uchyb maksymalny $\Delta I_{max} \approx 230$ mA. Wynik ten znajduje potwierdzenie w przebiegu odpowiedzi na skok sygnału zadanego i_{az} z przejściem przez zero (rys.4.4a), która wyraźnie się różni od odpowiedzi z rys.4.3, gdy nie było zmiany znaku prądu.



Rys. 4.4. Wpływ napięć zakłócających u_ζ na odpowiedzi skokowe układu regulacji prądu:
••• i_{az}, -i_a, -i_a, i_{ab} (spróbkowany sygnał pomiarowy), -·-- i_a z modelu uproszczonego (a) przejście prądu przez zero, (b) SEM e_a narastająca z prędkością 37V/ms

Drugi składnik napięcia zakłócającego, czyli SEM e_a , nie może zmienić się skokowo, ale np. podczas rozruchu lub hamowania ze stałym prądem zadanym i_{az} zmienia się w przybliżeniu liniowo. Powstaje wtedy uchyb prądu i_a , którego wartość ustaloną ΔI_u można obliczyć mnożąc pochodną de_a/dt przez współczynnik podany w wierszu 10 tabeli. Potwierdzeniem tego oszacowania są wykresy na rys.4.4b, gdzie zmiana prądu powoduje przyspieszanie napędu, a sem rośnie dochodząc do prędkości ustalonej $de_a/dt = 37$ V/ms. Uchyb zaobserwowany na rys.4.4b nie różni się od wartości $37 \cdot 3,8=140$ mA uzyskanej na podstawie tabeli.

Trzeci składnik zakłócający, czyli liniowo zależny od prądu spadek napięcia na rezystancji $R_{a\Sigma}$ ma istotny wpływ na dynamikę regulacji prądu jedynie wówczas, gdy stała czasowa $L_{a\Sigma}/R_{a\Sigma}$ jest niewielka, porównywalna z czasem zdwojenia T_I . Całkowite pominięcie rezystancji przy doborze regulatora jest przy tym zabiegiem bezpiecznym w tym sensie, że rezystancja zwiększa marginesy stabilności i pozwala na nieco bardziej agresywne nastawy (zmniejszenie czasu zdwojenia T_I). Rezystancyjne spadki napięcia trzeba natomiast uwzględnić przy obliczaniu zakresu dysponowanych napięć na indukcyjności, od których zależy szybkość zmian prądu przy pracy z dużym prądem i maksymalnym osiągalnym napięciem (zob. wzór (4-8)).

W celu zmniejszenia wpływu zakłóceń u_{ζ} regulator PI może być wspomagany sygnałem kompensującym $u_{k\zeta}$ dodawanym do wyjścia części liniowej regulatora, a przed ogranicznikiem sygnału wyjściowego i układem *anti-windup* (rys.4.5a). Wszystkie składowe napięcia $u_{k\zeta}$ mogą być łatwo wyliczone: e_a z sygnału mierzonej prędkości ω_h , na podstawie wzoru (4-2), a spadki napięcia zależne od prądu (wzór (2.42), rys.2.23) – z sygnału prądu mierzonego i_{ah} i/lub zadanego i_{az} :

$$u_{k\zeta} = \left(\left(k\Phi \right) \omega_h + \Delta U \cdot \left(\operatorname{sgn}(i_{ah}) + \operatorname{sgn}(i_{az}) \right) + R_{a\Sigma} i_{ah} \right) \cdot \left(\frac{U_{tm}}{U_d} \right).$$
(4.7)

W przykładzie na rys.4.5b pokazano skuteczność kompensacji z wykorzystaniem wzoru (4.7) – mimo zmiany znaku prądu i szybko zmieniającej się SEM błędy są zdecydowanie mniejsze niż dla układu bez kompensacji (rys.4.4).



Rys. 4.5. Regulacja z kompensacją napięć zakłócających: a) schemat regulatora dla algorytmu pozycyjnego², b) odpowiedź skokowa układu regulacji prądu przy przejściu prądu przez zero i SEM narastającej z prędkością 39V/ms: ••• i_{az} , $-i_a$, $-i_a$, $-i_a$ z modelu uproszczonego

Wejście kompensujące można wykorzystać również do realizacji sprzężeń w przód (*feed-forward*), poprawiających charakterystyki wymuszeniowe pętli regulacji bez konieczności zwiększania współczynników wzmocnienia K_P , K_I . Dla przykładowego układu udaje się tym sposobem skrócić czas odpowiedzi skokowej poniżej 0,5ms, a pasmo przenoszenia poszerzyć ponad 2kHz.

4.2.3. Ograniczenia i nieliniowości w regulacji prądu twornika

Ograniczenia obszarów pracy napędu omówiono w rozdziale 2.2.1. Z parametrów silnika wynikają wartości momentu znamionowego M_N i maksymalnego M_{max} na rys.2.12c³. W napędzie nawrotnym (czteroćwiartkowym) przekształtnik i regulator prądu muszą być zdolne regulować prąd twornika i_a w zakresie $\pm I_{a_{\text{max}}} = \pm M_{\text{max}} / (k\Phi_N)$, w obecności siły elektromotorycznej, e_a która może zmieniać się w zakresie $\pm E_{a \text{ max}}$. Układ regulacji musi dysponować napięciem u_{ai} o szerszym zakresie, tak aby pokryć spadki napięcia i zapewnić napięcie u_L na indukcyjności wystarczające dla uzyskania pożądanej szybkości zmian prądu. Wzrost prądu nie może być szybszy niż:

² Dla algorytmu przyrostowego z integratorem na wyjściu (rys.3.5b) – przyrost sygnału kompensującego $\Delta U_{k\zeta} = U_{k\zeta} (1-z^{-1})$ należy dodać do wejścia integratora

 $^{^3}$ silniki komutatorowe mają stosunkowo niewielką przeciążalność $M_{max}/M_N {\approx}\, 2$

$$\left|\frac{di_a}{dt}\right|_{\max} = \frac{U_{ai\max} - E_{a\max} - R_{a\Sigma}I_{a\max} - \Delta U_{a\max}}{L_{a\Sigma}}.$$
(4.8)

Na rys. 4.6 pokazano odpowiedź na skokową zmianę prądu zadanego o 2A w górę i w dół wokół prądu średniego 10A przy $E_a = 440$ V. Przy skoku w górę ujawnia się ograniczenie pochodnej prądu do wynikającej z wzoru (4-9) wartości, która dla przykładowych parametrów wynosi $di_a/dt \approx 1,5$ A/ms. Ograniczenia tego nie ma przy skoku w dół, gdy siła elektromotoryczna i spadki napięcia działają w kierunku zmniejszania prądu.



Rys. 4.6. Odpowiedzi skokowe przy $Ea=440V \cdots i_{az}, -i_a, -i_{ab}, \cdots i_{ab}$

Ograniczenie dynamiki zmian prądu przy dużych wartościach SEM jest jednym z czynników który musi być brany pod uwagę przy ustalaniu wartości maksymalnego napięcia przekształtnika U_{aimax} i napięcia $E_{a_{max}}$. Naturalnym wyborem w fazie projektowania jest przyjęcie $E_{a_{max}}$ na poziomie wynikającym z danych znamionowych silnika ($E_{a_{max}}=E_N$) a maksymalnego napięcia przekształtnika $U_{ai_{max}}$ zgodnie z wzorem (4.8) przy założonej wymaganej dynamice zmian prądu. W istniejących instalacjach trzeba nieraz obniżać $E_{a_{max}}$ poniżej E_N . Znaczniejsze przekroczenie przez sem e_a wartości $E_{a_{max}}$ grozi nie tylko zmniejszeniem dynamiki regulacji prądu, ale wręcz utratą sterowalności (gdy wzór 4.8 daje wynik zerowy lub ujemny), a nawet stanem awaryjnym (np. przewrotem falownika tyrystorowego).

Wskutek pracy impulsowej przekształtnika w prądzie i_a występują tętnienia, o kształcie zbliżonym do trójkątnego. Podany w wierszu 11 tabeli 4.1 wzór na największą wartość miedzyszczytową tętnień $I_{p_p \max}$, dotyczy przekształtnika z modulacją jednobiegunową, gdy SEM i średnie napięcie wyjściowe są zbliżone do połowy napięcia zasilającego ($\pm \frac{1}{2}U_d$). Trójkątne przebiegi prądu i_a oprócz użytecznej składowej, zawierają składowe harmoniczne o częstotliwościach $2f_m$ i wyższych. Próbkowanie takiego nieodfiltrowanego sygnału może wywołać przeinaczenia (ang. *aliasing*) tzn. pojawienie się w sygnale spróbkowanym składowych o niskich częstotliwościach, niewystępujących w sygnale pierwotnym. Aby próbkowanie tętniącego prądu i_a zapewniło poprawne odwzorowanie tylko jego wartości uśrednionej za okres próbkowania <u>ia</u> – musi być spełnionych szereg warunków [47], a chwile próbkowania nie mogą być wybrane przypadkowo. Każde odstępstwo powoduje błędy, których ilustracją mogą być przebiegi pokazane na rysunku 4.7a, gdzie próbkowanie odbywa się z częstotliwością o 3% większą niż podwójna częstotliwość modulacji $2f_m$. W wyniku próbkowania sygnału ia w różnych fazach jego narastania i opadania – pojawiają się wolnozmienne wahania wartości średniej prądu, z błędem maksymalnym $I_{v \text{ max}}$ przekraczającym nieco połowę Ip p max. Jeszcze większe błędy powstają gdy dopuści się do próbkowania sygnału pomiarowego zakłóconego wysokoczęstotliwościowymi składowymi pochodzącymi głównie od prądów w pasożytniczych pojemnościach przewodów łączących przekształtnik z silnikiem. Aby zredukować do akceptowalnego poziomu błędy aliasingu, wynikające z próbkowania sygnałów zawierających składowe o częstotliwościach większych niż połowa częstotliwości próbkowania- ciągły sygnał pomiarowy prądu przed próbkowaniem powinien zostać odfiltrowany. W tabeli 4.2 podano parametry układu z prostym filtrem dolnoprzepustowym drugiego rzędu o współczynniku tłumienia $\xi_a=0,707$ i stałej czasowej $T_a=60\mu$ s. Zapewnia on kilkunastokrotne tłumienie sygnałów przy częstotliwości $2f_m$ (i znacznie większe przy częstotliwościach wyższych) - co pozwala na poprawną pracę nawet przy asynchronicznym próbkowaniu (rys.3.7b). Filtr taki wprowadza jednak znaczące opóźnienie do pętli regulacji, powodując pogorszenie dynamicznych wskaźników jakości. Dlatego często stosuje się filtry o mniejszych stałych czasowych i synchroniczne próbkowanie o zwiększonej częstotliwości $(4f_m)$.



Rys. 4.7. Wpływ próbkowania asynchronicznego względem fali nośnej modulatora: ••• *i*_{az} prąd zadany, – *i*_a prąd twornika, – *i*_{ah} spróbkowany prąd pomiarowy, -··- *i*_{af} odfiltrowany prąd *i*_a (a) układ z próbkowaniem sygnału *i*_a, (b) układ z próbkowaniem sygnału *i*_{af}

4.3. Regulacja strumienia wzbudzenia

Regulacja wzbudzenia odbywa się z podziałem na dwie strefy: w pierwszej strefie utrzymywany jest stały strumień, na poziomie zbliżonym do znamionowego, w drugiej – stała wartość siły elektromotorycznej. Charakterystyki sterowania dwustrefowego w funkcji prędkości pokazano na rys.4.8a. Kształt ich wynika bezpośrednio z wzoru (4-2). Charakterystykom tym odpowiadają przedstawione na rys.4.8b charakterystyki graniczne pokazujące, jakie są największe osiągalne wartości prądu, momentu i mocy elektromagnetycznej w zależności od prędkości. Od kształtu charakterystyk granicznych I strefa regulacji nazywana jest czasem (niezbyt trafnie) strefą stałego momentu, a strefa II – strefą stałej mocy.



Rys. 4.8. Charakterystyki sterowania dwustrefowego (a) oraz charakterystyki graniczne prądu momentu i mocy w funkcji prędkości (b)

Strumień $k\Phi$ jest sterowany poprzez zmiany napięcia wzbudzenia u_f . Dokładny model obwodu wzbudzenia powinien uwzględniać nasycenie, histerezę i prądy wirowe oraz przestrzenne rozmieszczenie tych zjawisk w różnych odcinkach obwodu magnetycznego. Na szczęście, z punktu widzenia regulacji strumienia przy pomocy napięcia wzbudzenia, zjawiska nieliniowe w obwodzie magnetycznym nie są aż tak bardzo istotne, gdyż wpływają przede wszystkim na przebiegi prądu wzbudzenia i_f , a nie strumienia. Wzory opisujące obwód wzbudzenia przy pominięciu histerezy i prądów wirowych można przedstawić w poniższej formie:

$$u_f = R_f \cdot i_f + \frac{d\psi_f}{dt} \tag{4.9}$$

$$i_f = F_f(\psi_f) \tag{4.10}$$

$$(k\phi) = k_{af} \cdot \psi_f \tag{4.11}$$

We wzorze (4-11) założono, że strumień $k\Phi$ skojarzony z obwodem twornika (w osi wzdłużnej) jest proporcjonalny do strumienia skojarzonego z obwodem wzbudzenia ψ_{f} . Na rys.4.9 przedstawiono liniami ciągłymi schemat blokowy obwodu wzbudzenia. Wynika z niego, że w pierwszym przybliżeniu może on być traktowany jak człon całkujący napięcie u_{f} , dla którego spadek napięcia $R_{f}i_{f}$ stanowi zakłócenie. Jak długo regulator wzbudzenia R_{f} dysponuje znaczną nadwyżką napięcia u_{f} z przekształtnika wzbudzenia P_{f} nad spadkiem napięcia tak

długo zakłócenie to nie ma większego znaczenia, a jedynym istotnym parametrem obiektu jest współczynnik k_{af} . Można go wyznaczyć z szybkości narastania sem e_a przy stałej prędkości Ω , po skokowej zmianie napięcia wzbudzenia o Δu_f .

$$k_{af} \approx \frac{1}{\Delta u_f \cdot \Omega} \cdot \frac{de_a}{dt}$$
(4.12)

Przy skoku napięcia u_f strumień i sem e_a narastają liniowo, mimo że przebieg prądu wzbudzenia i_f jest silnie nieliniowy.



Rys. 4.9. Schemat blokowy układu regulacji strumienia i sem

Regulacja strumienia wzbudzenia, w związku z prostym modelem całkującym byłaby prostym zadaniem gdyby nie to, że żaden strumień magnetyczny w maszynie (ani ψ_f , ani $k\Phi$) nie jest mierzony. Wielkością mierzoną jest natomiast prąd wzbudzenia i_f . Przeliczenie prądu wzbudzenia na i_f odpowiadający mu sygnał pomiarowy (estymowany) $k\Phi_h$ wymaga wprowadzenia w torze pomiarowym członu nieliniowego, o charakterystyce wynikającej z łatwej do pomiarowego wyznaczenia tzw. charakterystyki magnesowania maszyny ea= $f(i_f)|_{\omega=const}$. W starszych rozwiązaniach z regulatorami analogowymi wprowadzanie bloków nieliniowych było utrudnione, dlatego regulator R_f regulował prąd wzbudzenia a nie strumień. W takim wypadku trzeba się liczyć ze znaczną zmiennością wzmocnienia obiektu (w związku z nasyceniem obwodu magnetycznego nachylenie charakterystyki F_f może się zmieniać nawet kilkunastokrotnie). Wymaga to zastosowania zasad sterowania odpornego na zmiany parametrów i znacznego ograniczenia dynamiki pętli regulacji.

Przy precyzyjnej regulacji strumienia $k\Phi$ jego wartość zadana mogłaby być zadawana bezpośrednio jako nieliniowa, algebraiczna funkcja prędkości zgodna z wykresem na rys.4.8a. Ponieważ jednak odwzorowanie charakterystyki magnesowania w bloku nieliniowym nie jest zbyt dokładne (albo w ogóle nie stosuje się bloku nieliniowego), to popularne jest inne rozwiązanie, w którym wartość zadaną dla regulatora R_f generuje nadrzędny regulator sem e_a . Opis działania całego układu przedstawiono w rozdziale 4.6.

4.4. Napędy tyrystorowe prądu stałego

4.4.1. Struktury napędów tyrystorowych nienawrotnych

W wielu zastosowaniach przemysłowych wystarczająca jest jedno- ewentualnie dwukwadrantowa praca napędu, tzn. praca bez zmiany znaku (kierunku) momentu rozwijanego przez silnik. Możliwa jest przy tym zmiana kierunku wirowania silnika pod wpływem sił potencjalnych (np. w mechanizmie podnoszenia – opuszczania masy), tzn. praca dwukwadrantowa; następuje wtedy hamowanie odzyskowe (zwrot energii do sieci). Na rysunku 4.10 pokazano schemat ideowo-blokowy napędu tyrystorowego nienawrotnego. Twornik zasilany jest regulowanym napięciem (u_a) uzyskiwanym z prostownika tyrystorowego 6pulsowego, natomiast strumień magnetyczny wytwarza uzwojenie wzbudzenia, zasilane stałym napięciem najczęściej z prostownika diodowego (niepokazany na rysunku) lub też pochodzi od magnesów trwałych.



Rys. 4.10. Schemat ideowo-blokowy układu regulacji prędkości obrotowej dwukwadrantowego napędu tyrystorowego

Układ regulacji ma strukturę hierarchiczną: nadrzędny regulator prędkości generuje sygnał zadany dla podporządkowanego regulatora momentu (w praktyce – regulatora prądu twornika). Schematy fabryczne takiego napędu zawierają wiele elementów dodatkowych, niepokazanych na rysunku 4.10; są to elementy pomiarowe, zabezpieczające, sygnalizacyjne, układ chłodzenia, itp. Szczególnie ważną rolę odgrywają ograniczniki sygnałów wyjściowych regulatorów (zaznaczone w ich symbolach). Ogranicznik regulatora prędkości zapewnia nastawiane ograniczenie maksymalnej wartości zadanej prądu twornika czyli w efekcie regulowanego prądu rzeczywistego a więc tym samym momentu elektromagnetycznego silnika. Ogranicznik w regulatorze prądu musi być dostosowany do zakresu napięć sterujących przekształtnikiem u_{st} . Algorytmy regulatorów są we współczesnych napędach najczęściej realizowana programowo, z wykorzystaniem specjalizowanych mikrokontrolerów, zawierających także specjalizowane układy sprzętowe z sterownikami przekształtników i układami pomiarowymi.



Rys. 4.11. Charakterystyki mechaniczne napędu tyrystorowego dwukwadrantowego

Na rysunku 4.11 pokazano charakterystyki mechaniczne napedu nienawrotnego (dwukwadrantowego). Wybór odpowiedniej charakterystyki dokonuje się przez nastawienie wartości zadanej prędkości silnika. Układ sterowania w trakcie działania zmienia kąt opóźnienia załączenia tyrystorów w zakresie $0 \le \alpha \le \alpha_{\max}$, gdzie α_{max} jest maksymalnym kątem załączenia w pracy falownikowej (zob. pkt 2.3.3). Sztywność charakterystyk statycznych zapewnia układ regulacji prędkości, dla regulatora typu PI charakterystyki przebiegają poziomo (pełna stabilizacja) w zakresie zmian momentu oporowego od biegu jałowego do nastawionej w ograniczniku wartości maksymalnej. Po przekroczeniu tej wartości silnik zatrzymuje się (przy biernym momencie obciążenia). Podstawową wadą tego układu niemożność wytworzenia momentu ujemnego, co znacznie ogranicza

możliwości dynamiczne napędu przy zmniejszaniu prędkości lub zatrzymywaniu układu, podobnie, jak przy rozruchu pod wpływem sił potencjalnych (opuszczania ciężaru). Przykładowy przebieg prędkości kątowej, prądu i napięcia twornika podczas rozruchu silnika sterowanego w opisanym układzie pokazano na rys. 4.12.



Rys. 4.12. Przebiegi napięcia i prądu twornika oraz prędkości obrotowej podczas rozruchu napędu tyrystorowego

4.4.2. Struktury napędów nawrotnych

4.4.2.1. Wprowadzenie

W określeniu *napęd nawrotny* pod słowem *nawrót* napędu należy rozumieć przede wszystkim zmianę kierunku (znaku) momentu silnika. Często używa się też określeń: nawrót momentu i nawrót prędkości; w drugim przypadku chodzi o proces zmiany kierunku prędkości bez wyraźnego stanu zatrzymania silnika (płynne przejście przez "zero"). Wymagania zmiany znaku momentu dotyczą nie tylko napędów przeznaczonych do pracy ze zmianą kierunku wirowania, lecz także wszystkich napędów, dla których istotne są procesy dynamiczne (rozruch, hamowanie, zmiana prędkości), a zatem dla serwonapędów oraz napędów przeznaczonych do pracy 2.2.3).

Nawrót (rewers) momentu w napędzie prądu stałego można uzyskać – zgodnie z wzorem (4.1)– przez zmianę kierunku prądu twornika (i_a) lub zmianę znaku strumienia (Φ); drugi sposób nie jest możliwy dla silników o wzbudzeniu magnetoelektrycznym (magnesami trwałymi). Wybór alternatywy: nawrót w obwodzie wzbudzenia lub w obwodzie twornika powinien być przeprowadzony na podstawie analizy techniczno-ekonomicznej, uwzględniającej wymagany czas rewersji momentu oraz koszt urządzeń (przekształtników). Czas nawrotu w obwodzie wzbudzenia jest co najmniej o rząd dłuższy niż w obwodzie twornika, ze względu na dużą indukcyjność uzwojenia wzbudzenia, natomiast koszt urządzeń jest znacznie mniejszy – biorąc pod uwagę, że moc wzbudzenia stanowi kilka do kilkunastu procent mocy silnika, zależnie od jego mocy znamionowej. Zmiana kierunku prądu (twornika lub wzbudzenia) wymaga zastosowania przekształtnika podwójnego ze względu na jednokierunkowe przewodzenie tyrystorów; alternatywa ta oznacza więc konieczność instalowania przekształtnika podwójnego małej mocy w obwodzie wzbudzenia lub dużej mocy w obwodzie twornika.

Istnieją dwie podstawowe struktury przekształtników nawrotnych:

- z prądami wyrównawczymi,
- bez prądów wyrównawczych (z blokadą).

W układach o małej liczbie nawrotów na godzinęę i niewielkich wymaganiach dynamicznych stosuje się także przełączanie kierunku prądu (rewers) za pomocą łączników mechanicznych (styczników) – zwykle w obwodzie twornika.

4.4.2.2. Układy nawrotne z prądami wyrównawczymi

Uproszczona struktura takiego układu została przedstawiona na schemacie ideowym (rys. 4.13). Przekształtniki dla obydwu kierunków przewodzenia zostały zastąpione przez źródła napięciowe \underline{u}_{ai1} i \underline{u}_{ai2} sterowane kątami włączenia α_1 , α_2 zgodnie z wzorem (2.57). Odpowiednio skierowane zawory (diody, lub na stałe załączone tyrystory Ty₁ i Ty₂) pozwalają uwzględnić jednokierunkowe przewodzenie oraz spadki napięcia w przekształtnikach.



Rys. 4.13. Schemat zastępczy obwodu głównego nawrotnego napędu tyrystorowego prądu stałego z prądami wyrównawczymi

Ponieważ oba przekształtniki są jednocześnie wysterowane, to istnieje możliwość przepływu prądu wyrównawczego (nazywanego też prądem obwodowym) omijającego gałąź, w której włączony jest obwód twornika. Prąd ten płynie pod wpływem sumy napięć obu przekształtników, przy czym jeśli jeden przekształtnik (np.Ty₁) jest wysterowany do pracy prostownikowej z kątem opóźnienia $\alpha_1 < \pi/2$, to drugi (Ty₂) – do pracy falownikowej z kątem $\alpha_2 > \pi/2$.

Dla uśrednionych napięć \underline{u}_{ai1} , \underline{u}_{ai2} i niewielkich prądów i_a można bilans napięć w obwodzie obu przekształtników zapisać następująco:

$$\underline{u}_{ai1} - \Delta U_T - Ri_w = -\underline{u}_{ai2} + \Delta U_T + Ri_w.$$

$$(4.13)$$

Rozwiązując układ równań (4.13) względem \underline{i}_w otrzymuje się zależność na wartość średnią prądu wyrównawczego:

16

$$i_w = \frac{u_{ai1} + u_{ai2} - 2\Delta U_T}{2R} \,. \tag{4.14}$$

Wartość rezystancji *R* jest mała (jest to rezystancja dławików i połączeń oraz rezystancja przyrostowa zaworów obu przekształtników) stąd niewielka nawet suma napięć $\underline{u}_{ai1}+\underline{u}_{ai2}>0$ może doprowadzić do prądu wyrównawczego bliskiego prądowi zwarcia. Jednym ze sposobów ograniczenia prądu wyrównawczego jest tzw. sterowanie symetryczne, które zakłada uzyskanie zerowej sumy napięć $\underline{u}_{ai1}+\underline{u}_{ai2}$. Założenie to prowadzi do zasady sterowania:

$$\alpha_1 = \pi - \alpha_2 \tag{4.15}$$

Na rysunku 4.14 pokazane zostały charakterystyki sterowania przekształtników przy sterowaniu symetrycznym; zakreskowane powierzchnie obrazują zakres sterowania nie dający się wykorzystać ze względu na ograniczenie maksymalnej wartości kąta α_{max} , konieczne dla bezpiecznej pracy falownikowej. Ograniczenie to powoduje nie pełne wykorzystanie mocy znamionowej transformatora i przekształtników.



Rys. 4.14. Charakterystyki sterowania przekształtników przy sterowaniu symetrycznym w tyrystorowym napędzie nawrotnym z prądami wyrównawczymi

Problem ograniczenia prądu wyrównawczego przy sterowaniu symetrycznym pozostaje jednak nie do końca rozwiązany, ponieważ mimo że suma wartości średnich napięć obu przekształtników jest równa zeru, to nie jest zerowa suma wartości chwilowych napięć $u_{ai1}+u_{ai2}$. Na rysunku 4.15 przedstawiono przebiegi napięć prostownika i falownika, sumę tych przebiegów oraz przebieg prądu wyrównawczego. Jak widać, kształt napięcia wyrównawczego jest zależny od kąta wysterowania przekształtników, zależy także od liczby pulsów przekształtnika. Zatem przy sterowaniu symetrycznym napięcie wyrównawcze ma charakter przemienny, jednak ze względu na jednokierunkowe przewodzenie przekształtników prąd wyrównawczy będzie zawierał składową stałą. Składową przemienną ogranicza się za pomocą specjalnych dławików (Dw₁, Dw₂ na rys.4.13), zdolnych pracować przy prądach znamionowych I_{aN} , ale których obwód magne-

tyczny wymiarowany jest zwykle na $0.1I_{aN}$ (przy większych prądach dławik się nasyca).



Rys. 4.15. Przebiegi napięć prostownika i falownika, ich suma oraz przebieg prądu wyrównawczego w układzie nawrotnego napędu tyrystorowego z prądami wyrównawczymi

Stosuje się też sterowania niesymetryczne ($\alpha_1 + \alpha_2 > \pi$, $\underline{u}_{ai1} + \underline{u}_{ai2} < 0$) co prowadzi do zmniejszenia prądu wyrównawczego do zadanego poziomu. Zadanie to powierza się układowi regulacji prądu wyrównawczego. Strukturę układu regulacji prędkości napędu nawrotnego z prądami wyrównawczymi i ze sterowaniem niesymetrycznym pokazano na rys. 4.16b. Układ wyposażony jest w dwa regulatory prądów, regulujące prądy obu przekształtników za pośrednictwem ich układów wyzwalania. Ograniczniki sygnałów wyjściowych tych regulatorów ograniczają zakres zmian kąta opóźnienia wysterowania tyrystorów do bezpiecznego dla pracy falownikowej przedziału. Prądy zadane dla regulatorów pochodzą z bloku zadajnika BZ o dwóch nieliniowych charakterystykach, odpowiednich dla każdego sygnały wyjściowego (rys.4.16a). Regulator prądu przekształtnika, który w danej chwili nie zasila obwodu twornika (decyduje o tym znak prądu i_{az} zadawanego przez regulator prędkości), otrzymuje wartość zadaną równą założonemu prądowi wyrównawczemu iwz. Regulator prądu drugiego przekształtnika, który aktualnie zasila obwód twornika, otrzymuje prąd zadany iaz o wartości wyliczanej przez regulator prędkości powiększonej o zadaną wartość prądu wyrównawczego iwz. W ten sposób jeden z przekształtników przewodzi tylko prąd wyrównawczy i_w a drugi prąd będący sumą prądu twornika i prąd wyrównawczego i_a+i_w . Proces zmiany znaku (kierunku) prądu twornika ilustrują przebiegi pokazane na rys. 4.17.



Rys. 4.16. Charakterystyki bloku zadajnika BZ (a) w układzie regulacji prędkości nawrotnego napędu tyrystorowego z prądami wyrównawczymi (b)

Negatywne skutki obecności prądu wyrównawczego (straty mocy, konieczność instalowania dławików) są kompensowane przez możliwość podtrzymywania ciągłości prądu, także w czasie biegu jałowego silnika, dzięki czemu napęd ma jednoznaczne charakterystyki w całym zakresie sterowania.

Podstawową zaletą tej struktury jest dobra dynamika układu, wadą natomiast – niższa sprawność i większy koszt w stosunku do układów alternatywnych. Oprócz najczęściej stosowanej konfiguracji odwrotnie–równoległej, o schemacie połączeń pokazanym na rys.4.16, spotyka się również tzw. układ krzyżowy z transformatorem trójuzwojeniowym[53, 58, 66].



Rys. 4.17. Przebiegi prądów i napięć przekształtników podczas procesu zmiany znaku (kierunku) prądu twornika w układzie nawrotnym z prądami wyrównawczymi

4.4.2.3. Układy nawrotne bez prądów wyrównawczych (z blokadą)

Zasada działania układu, przedstawionego na rys. 4.18, polega na niezależnym sterowaniu obydwu przekształtników: w okresie przewodzenia jednego przekształtnika drugi przekształtnik musi być blokowany. W tym układzie wykorzystuje się tylko jeden regulator, regulujący prąd twornika za pośrednictwem jednego z dwóch przekształtników - tego, który nie jest zablokowany. Za odpowiednie sterowanie (blokowanie) przekształtników odpowiada blok blokady (BL), który otrzymuje informacje o znaku zadanego prądu twornika oraz informację o tym czy prad twornika wytwarzany przez przekształtnik kończący pracę osiągnął wartość zero. W celu dokonania rewersji prądu (nawrotu), pracujący aktualnie przekształtnik zostaje przesterowany do pracy falownikowej, wskutek czego następuje szybki zanik prądu twornika i, w chwili gdy $i_a=0$, zablokowanie tego przekształtnika. Zdjęcie blokady z drugiego przekształtnika nie może jednak nastąpić wcześniej, niż po pewnym czasie, niezbędnym do odzyskania zdolności zaporowych przez przekształtnik kończący pracę. Powstaje w ten sposób strefa martwa w przebiegu nawrotu momentu, w czasie której silnik nie rozwija momentu elektromagnetycznego. Uwzględniając trudności wykrywania chwili



Rys. 4.18. Schemat obwodowo-blokowy układu regulacji prędkości nawrotnego napędu tyrystorowego z blokadą prądów wyrównawczych

zaniku prądu (możliwość kilkakrotnego "przejścia" prądu przez zero przy prądzie przerywanym), w praktyce czas blokady zawiera się w przedziale 3...10 ms. Współzależność sygnałów blokady i stanu prądowego przekształtników przedstawiono na rysunku 4.19 w uproszczony sposób, z użyciem uśrednionych zmiennych \underline{u}_a , \underline{i}_a . Czas t_1 to chwila rozpoczęcia zaniku prądu dotychczas przewodzącego przekształtnika P1 ($i_1=i_a$), za co odpowiedzialny jest regulator prądu. W chwili t_2 , po stwierdzeniu zerowej wartości prądu twornika, następuje zablokowanie przekształtnika P1 (sygnał B1=1). Odstęp czasu pomiędzy chwilami t_2 a t_3 to zwłoka (strefa martwa), podczas której zablokowane są oba przekształtniki. Po upływie czasu martwego odblokowuje się wchodzący do pracy przekształtnik P2 (sygnał B2=0) i następuje wzrost jego prądu $i_2=i_a$ w wyniku działania regulatora. Ilustrację tego procesu przedstawia rys. 4.20, na którym pokazano przebiegi napięć i prądów chwilowych obu przekształtników.



Rys. 4.19. Uproszczone wykresy czasowe prędkości, napięć i prądów przekształtników oraz ich sygnałów blokady w procesie zmiany znaku prądu twornika w napędzie z blokadą prądów wyrównawczych

Podstawową wadą układu, oprócz zaniku momentu w przerwie bezprądowej, jest możliwość wystąpienia strefy przewodzenia przerywanego przekształtników (zob. pkt 2.3.3), a co zatem idzie – niejednoznaczność charakterystyk sterowania i pogorszenie dynamiki napędu. Wady te można ograniczyć przez wprowadzenie adaptacyjnej regulacji prądu twornika [34, 67].



Rys. 4.20. Przebiegi napięć i prądów obu przekształtników w procesie zmiany znaku prądu twornika w napędzie z blokadą prądów wyrównawczych

4.4.2.4. Układy nawrotne z przełączaniem mechanicznym

Nawrót układu napędowego może być również zrealizowany przez przełączenie biegunowości przekształtnika zasilającego twornik silnika przy pomocy styczników (łączników mechanicznych). Pozwala to na uproszczenie i zmniejszenie kosztu układu dzięki wyeliminowaniu drugiego przekształtnika. Struktura sterowania układu (rys. 4.21) jest podobna do układu bez prądów wyrównawczych; odpowiedni układ logiczny steruje stycznikami zmieniającymi biegunowość, przy czym przełączanie odbywa się w stanie bezprądowym⁴. Powstały czas martwy – wynikający głównie z czasów załączania/wyłączania styczników – jest dłuższy niż w przypadku przekształtnika podwójnego z blokadą i wynosi, zależnie od mocy znamionowej silnika, od kilkudziesięciu do kilkuset ms. Na rysunku 4.22 przedstawiono ilustrację działania układu podczas zmiany znaku prądu twornika pokazując uproszczone przebiegi sygnałów prądu zadanego, prądu twornika oraz sygnału znaku napięcia sterującego przekształtnikiem, uwzględniającego znak (kierunek) prędkości.



Rys. 4.21. Schemat ideowo-blokowy układu regulacji prędkości nawrotnego napędu tyrystorowego z przełącznikiem mechanicznym w obwodzie twornika

⁴ Jest to konieczne ze względu na niszczące stycznik działanie łuku elektrycznego.



Rys. 4.22. Uproszczone wykresy czasowe prądów oraz sygnału logicznego podczas zmiany znaku prądu twornika w układzie nawrotnego napędu tyrystorowego z przełącznikiem mechanicznym

4.5. Napęd prądu stałego zasilany z tranzystorowego impulsowego przekształtnika napięcia

4.5.1. Układ z liniowym regulatorem prądu

Rozwiązania napędu prądu stałego z zasilaniem za pośrednictwem tranzystorowego impulsowego sterownika napięcia stałego są stosowane wtedy, gdy jedynym źródłem energii jest bateria akumulatorów a także wtedy, gdy pożądana jest wysoka dynamika regulacji, nieosiągana w napędach tyrystorowych. W tym drugim przypadku zastosowanie napędu tranzystorowego w warunkach przemysłowych wymaga skonstruowania zasilacza prądu stałego, najczęściej zawierającego prostownik diodowy i kondensator (zob. rozdział 2.3.2.4). O wyższej dynamice napędu ze sterownikiem impulsowym decyduje wysoka częstotliwość przełączeń tranzystorów, co sprawia, że zastępcze opóźnienie wnoszone przez przekształtnik do układu regulacji prądu jest najczęściej ponad dziesięciokrotnie mniejsze niż analogiczne opóźnienie prostownika tyrystorowego. Opóźnienie to ma istotny wpływ na dynamikę regulacji prądu.

Ze względu na możliwość hamowania elektrycznego oraz pracę nawrotną stosuje się w tych napędach przekształtniki czterokwadrantowe. Na rysunku 4.23 pokazano przykładową strukturę napędu z prostownikiem diodowym (P), kondensatorem (C) oraz tranzystorem (TH) i rezystorem hamowania (RH) w obwodzie pośredniczącym prądu stałego. Kaskadowa struktura układu regulacji, zawierająca regulator prędkości i podporządkowany regulator prądu twornika, przypomina strukturę nawrotnego napędu prądu stałego z rys. 4.18, jednak przekształtnik tranzystorowy nie wymaga stosowania układu blokady przekształtników. Zmiana kierunku prądu twornika może być wykonana w tym układzie bez dodatkowej zwłoki z maksymalną stromością ograniczoną jedynie stosunkiem napięcia do indukcyjności w obwodzie twornika. Dużą zaletą tego układu jest łatwość osiągania ciągłego prądu twornika, co zapewnia liniowość charakterystyk sterowania.



Rys. 4.23. Schemat ideowo-blokowy czterokwadrantowego napędu prądu stałego z przekształtnikiem tranzystorowym i regulatorem prądu twornika ciągłym (a) lub histerezowym (b)

Przykładowy rozruch silnika do prędkości 5 rad/s, pokazany na rys. 4.24, odbywa się przy wyraźnie widocznym ograniczeniu prądu twornika.



Rys. 4.24. Przebiegi prądu twornika i prędkości kątowej podczas rozruchu silnika $\omega_z: 0 \rightarrow 5$ rad/s w napędzie prądu stałego z przekształtnikiem tranzystorowym

Zastosowany w układzie prostownik diodowy uniemożliwia zwrot energii hamowania do sieci zasilającej. Energia ta podczas hamowania gromadzi się początkowo w kondensatorze (prąd hamowania ładuje kondensator), co jednak może powodować szybki wzrost jego napięcia ponad wartość dopuszczalną. Aby temu wzrostowi zapobiec stosuje się tranzystor hamowania, który jest włączany przez komparator, gdy napięcie kondensatora przekracza założoną wartość, i powoduje rozładowanie kondensatora przez rezystor hamowania. W rezultacie energia hamowania zostaje zamieniona na ciepło wydzielane na tym rezystorze.

4.5.2. Układ z nieliniowym histerezowym regulatorem prądu

W układach napędu prądu stałego z tranzystorowym przekształtnikiem napięcia często zastępuje się liniowy regulator prądu i modulator szerokości impulsów impulsów znacznie prostszym regulatorem nieliniowym, dwupołożeniowym z histerezą. Schemat układu jest identyczny z układem pokazanym na rys.4.23, z wyjątkiem regulatora i sterownika MSI. Regulator histerezowy nie zapewnia stałej częstotliwości przełaczeń, co uważa się za jego podstawowa wadę. Na częstotliwość tę wpływ ma szerokość pętli histerezy, wartość indukcyjności i rezystancji obwodu twornika, napięcie obwodu pośredniczącego prądu stałego a także chwilowa wartość SEM silnika. Przykładowe przebiegi odpowiedzi układu regulacji prądu twornika na skok wartości zadanej przy dwóch różnych szerokościach pętli histerezy *∆H* pokazano na rys. 4.25. Widoczna jest zmiana częstotliwości przełączeń przy różnych szerokościach pętli histerezy. Zadany skok prądu jest na tyle duży, że na czas narastania prądu przekształtnik wymusza pełne napięcie podawane z obwodu pośredniczącego prądu stałego. Szybkość narastania prądu określona jest wówczas wzorem (4-8) i zależy od stosunku napięcia u_L do indukcyjności $L_{a\Sigma}$ w obwodzie twornika. Proces regulacji prędkości odbywa się podobnie jak w układzie z liniowym regulatorem prądu.



Rys. 4.25. Przebiegi prądu i napięcia twornika podczas odpowiedzi układu regulacji prądu z regulatorem histerezowym na skok wartości zadanej $0 \rightarrow 25$ A; a) $\Delta H = 0.5$ A, b) $\Delta H = 1,0$ A

4.6. Dwustrefowa regulacja prędkości

4.6.1. Struktura układu regulacji

W sytuacji, gdy zachodzi potrzeba regulacji prędkości powyżej prędkości znamionowej należy wprowadzić obniżenie strumienia magnetycznego czyli odwzbudzenie silnika, jak to omówiono w rozdz. 4.3. Zakres regulacji prędkości dzieli się wtedy na dwie strefy (rys.4.8) :

– strefa I z regulacją prędkości w zakresie – $\Omega_1 < \omega < \Omega_1$ przy znamionowym wzbudzeniu ($\phi = \phi_N$)

– strefa II z regulacją prędkości w zakresie $\Omega_1 < |\omega| < \Omega_2$ przy stałej sile elektromotorycznej $e_a = E_{a \max}$ i osłabionym strumieniu.

Napędy dwustrefowe są najczęściej napędami dużej mocy stąd przeważają w ich rozwiązaniu układy tyrystorowe. Przykładową strukturę nawrotnego tyrystorowego napędu dwustrefowego pokazano na rys. 4.26.

Rys. 4.26. Schemat ideowo-blokowy dwustrefowego nawrotnego napędu tyrystorowego prądu stałego

Cześć układu odpowiedzialna za regulację prędkości w obu strefach regulacji jest identyczna z układem pokazanym na rys. 4.18. Zdaniem tego układu, o typowej strukturze kaskadowej z nadrzędnym regulatorem prędkości i podporządkowanym regulatorem prądu twornika, jest regulacja prędkości obrotowej za pośrednictwem zmian napięcia twornika a w konsekwencji prądu twornika i_a i momentu *m*. Różnica w działaniu pętli regulacji prędkości między I a II strefą regulacji jest taka, że w II strefie zmniejsza się przelicznik ($k\Phi$) między prądem a momentem, co powoduje zmniejszenie wzmocnienia całkowego obiektu K_o . Aby właściwości pętli regulacji nie uległy zmianie – wzmocnienie K_P regulatora prędkości w II strefie powinno być zwiększane odwrotnie proporcjonalnie do strumienia, czyli wprost proporcjonalnie do prędkości. Trzeba się też liczyć z tym, że maksymalny moment osiągalny w II strefie jest mniejszy, wyraźnie zmniejszone są też możliwości szybkiego zwiększania tego momentu, ze względu na pracę z maksymalną SEM E_{a_max} i wynikające z wzoru (4-8) ograniczenie pochodnej prądu i_a .

Uzyskanie napędu dwustrefowego wymaga uzupełnienia układu regulacji prądu twornika o układ zapewniający odwzbudzenie silnika za pośrednictwem przekształtnika wzbudzenia PTf. Jego zadaniem w II strefie jest zmniejszanie strumienia silnika $k\Phi$ silnika w stopniu odpowiednim do aktualnej prędkości ω , tak aby siła elektromotoryczna e_a pozostawała stała, mimo zmieniającej się prędkości. W związku z tak postawionym zdaniem w tej części układu regulacji występuje nadrzędny regulator SEM i podporządkowany mu regulator strumienia lub prądu wzbudzenia. Sygnał sprzężenia zwrotnego, czyli wartość bezwzględną aktualnej SEM wylicza się z pomiarów napięcia u_a i prądu twornika i_a zgodnie z zależnością:

$$e_a = u_a - R_a i_a - L_a \cdot \frac{di_a}{dt} \tag{4.16}$$

Regulator odpowiada za stabilizację SEM w drugiej strefie regulacji na poziomie $E_{a_{max}}$ (zbliżonym do znamionowego), dlatego taka wartość podana jest na wejście zadające regulatora. Największe odwzbudzenie czyli najmniejszą wartość prądu wzbudzenia $i_{f_{min}}$ i strumienia $k\Phi_{min}$) osiąga się dla założonej prędkości maksymalnej Ω_2 (rys.4.8):

$$k\Phi_{\min} = \frac{E_{a\max}}{\Omega_{\max}}$$
(4.17)

Wartości minimalną strumienia zapewnia dolne ograniczenie regulatora SEM. Przy zmniejszaniu prędkości dla utrzymania stałej wartości sem potrzebny jest coraz większy strumień, wobec czego sygnał wyjściowy regulatora R_E rośnie i na granicy stref przy prędkości Ω_1 osiąga górne ograniczenie; dalsza stabilizacja sem w I strefie nie ma już miejsca. Górne ograniczenie regulatora SEM odpowiada za podawanie w I strefie na regulator wzbudzenia Rf wartości zadanej równej znamionowemu strumieniowi $k\Phi_N$ (lub prądowi i_{fN}). Dzięki temu podporządkowany regulator Rf stabilizuje w strefie I strumień silnika na poziomie znamionowym.

Na rysunku 4.27 pokazano w uproszczony sposób proces nawrotu napędu od prędkości dodatniej, znajdującej się w strefie II do odpowiadającej jej prędkości ujemnej (w strefie II). Przedstawione przebiegi prędkości, strumienia magnetycznego i SEM silnika dobrze ilustrują działanie układu regulacji. Widoczna jest stabilizacja SEM w II strefie i utrzymywanie znamionowego strumienia w strefie I. Pełniejszą ilustracje tego samego procesu pokazuje rys. 4.28, na którym zamieszczono przebiegi zadanej i rzeczywistej prędkości kątowej, prądu i napięcia twornika oraz prądu wzbudzenia silnika, zmierzone w układzie fizycznym. W przebiegach napięcia i prądu twornika widać nie w pełni odfiltrowane wyższe harmoniczne, pochodzące od zasilania twornika przez prostownik tyrystorowy.

Rys. 4.27. Ilustracja przebiegu prędkości, strumienia i SEM podczas nawrotu napędu dwustrefowego

Rys. 4.28. Przykładowy przebieg prędkości, prądu i napięcia twornika oraz prądu wzbudzenia podczas nawrotu w układzie fizycznym tyrystorowego napędu dwustrefowego

30