

Andrzej Sikorski

**Problemy dotyczące minimalizacji
strat łączeniowych
w przekształtniku AC/DC/AC - PWM
zasilającym maszynę indukcyjną**

BIAŁYSTOK 1998

DZIAŁ WYDAWNICTW I POLIGRAFII



Wydanie publikacji dofinansowane
przez Komitet Badań Naukowych

Recenzenci:

prof. zw. dr hab. inż. Leszek Frąckowiak
prof. zw. dr hab. inż. Marian P. Kaźmierkowski

Opracowanie redakcyjne – Jadwiga Żukowska
Skład komputerowy – Teresa Dawidowicz
Rysunki i korekta – Autor

ISSN 0867-096X

SPIS TREŚCI

	Strona
Streszczenie	5
Wykaz oznaczeń	7
1. Wstęp	13
1.1. Charakterystyka ogólna zagadnienia	13
1.2. Cel i zakres pracy	15
2. Przegląd przekształtników „miętko” przełączanych i wektorowych modulatorów PWM z regulacją prądu	19
2.1. Topologie „miętko” przełączanych przekształtników trójfazowych	19
2.2. Metody PWM ze sprzężeniem zwrotnym	26
2.3. Podsumowanie	38
3. Układ quasi-rezonansowy wspomagający przełączanie zaworów	40
3.1. Współpraca układu quasi-rezonansowego z przekształtnikiem DC/AC	41
3.1.1. Zasada pracy układu rezonansowego	42
3.1.2. Układ sterowania przekształtnika DC/AC z układem quasi-rezonansowym	46
3.1.3. Proces przełączania tranzystorów przekształtnika DC/AC	48
3.2. Współpraca układu quasi-rezonansowego z przekształtnikiem AC/DC	59
3.3. Współpraca układu quasi-rezonansowego z przekształtnikiem AC/DC/AC	63
3.4. Wytyczne do projektowania układu quasi-rezonansowego	65
3.5. Badanie laboratoryjne układu quasi-rezonansowego	73
3.5.1. Wyniki badania układu quasi-rezonansowego	75
3.5.2. Ocena sprawności energetycznej układu quasi-rezonansowego	83
3.6. Ocena sprawności energetycznej jednofazowego przekształtnika AC/DC/AC	90

	Strona
4. Regulacja prądu przekształtników AC/DC i DC/AC z modulacją wektorową	96
4.1. Warunki modulacji wektorowej PWM przy regulacji prądu przekształtnika AC/DC o współczynniku mocy równym jeden	96
4.1.1. Równanie stanu przekształtnika AC/DC	97
4.1.2. Zasada regulacji wektorowej prądu przekształtnika AC/DC ...	102
4.1.3. Warunki sterowania wektorowego	103
4.1.4. Podsumowanie	112
4.2. Realizacja regulacji wektorowej prądu przekształtnika AC/DC w wirującym układzie współrzędnych xy	114
4.2.1. Optymalizacja sterowania przekształtnika AC/DC	118
4.2.2. Symulacja optymalizowanego sterowania przekształtnika AC/DC	120
4.2.3. Badanie laboratoryjne układu wektorowej regulacji prądu przekształtnika AC/DC	124
4.3. Warunki modulacji wektorowej PWM przy regulacji prądu przekształtnika DC/AC	133
4.3.1. Równanie stanu przekształtnika DC/AC	134
4.3.2. Zasada regulacji wektorowej prądu przekształtnika DC/AC ...	139
4.3.3. Warunki regulacji wektorowej prądu przekształtnika DC/AC	140
4.3.4. Podsumowanie	150
4.4. Realizacja regulacji wektorowej prądu przekształtnika DC/AC w wirującym układzie współrzędnych dq	150
4.4.1. Optymalizacja sterowania przekształtnika DC/AC	154
4.4.2. Symulacja optymalizowanego sterowania przekształtnika DC/AC	157
4.4.3. Badanie laboratoryjne układu wektorowej regulacji prądu przekształtnika DC/AC	162
5. Zintegrowany system sterowania przekształtnika AC/DC/AC ..	176
5.1. Zasada optymalizacji sterowania przekształtnika AC/DC/AC	176
5.2. Wyniki badania laboratoryjnego przekształtnika AC/DC/AC	180
6. Podsumowanie	193
Literatura	197
Streszczenie w języku angielskim	216

Streszczenie

Wymagania użytkowników dotyczące wysokiej dynamiki i dokładności urządzeń energoelektronicznych narzucają pracę przekształtników z coraz wyższą częstotliwością łążeń zaworów, powodując tym samym wzrost łączeniowych strat mocy. Ze względu na sprawność przetwarzania energii i gabaryty urządzenia straty łączeniowe powinny być ograniczane. W odniesieniu do trójfazowych przekształtników AC/DC/AC do zasilania silników indukcyjnych, problemy dotyczące strat łączeniowych można rozwiązać przez tzw. „miękką” komutację lub też przez zmniejszenie częstotliwości łążeń z zachowaniem jakości przebiegów (np. maksymalnych odchyień prądu od wartości zadanej) kształtowanych w przekształtniku. Analiza rozwiązań obu sposobów ograniczania strat łączeniowych wskazuje, że ze względu na właściwości oraz koszt i prostą budowę najkorzystniejsze są przekształtniki AC/DC/AC z centralnym układem komutacyjnym, sterowane metodą zbliżoną do metody predykcyjnej (regulator z tabelaryzacją przełączeń).

W pracy przedstawiono zaproponowany przez autora układ quasi-rezonansowy zapewniający „miękką” komutację zaworów przekształtnika AC/DC/AC. Układ quasi-rezonansowy, centralnie podłączony do obwodu pośredniczącego prądu stałego, powoduje obniżenie do zera napięcia w chwilach wymaganego przełączenia któregośkolwiek zaworu przekształtnika. Szczegółowo przeanalizowano działanie układu quasi-rezonansowego na podstawie symulacji i badania laboratoryjnego modelu oraz opracowano wytyczne do jego projektowania. Omówiono także pracę i sterowanie przy wspomaganiu przełączania zaworów przekształtników AC/DC, DC/AC oraz AC/DC/AC. Ponadto przeprowadzono badanie laboratoryjne strat mocy układu quasi-rezonansowego oraz jednofazowego przekształtnika AC/DC/AC z nim współpracującego.

Zaprezentowano wszechstronną analizę warunków wektorowej modulacji szerokości impulsów (PWM) przy wektorowym sterowaniu prądów przekształtników AC/DC i DC/AC w wirujących układach współrzędnych. W analizie przekształtnika DC/AC uwzględniono rezystancję i indukcyjność rozproszenia stojana silnika, zwykle pomijaną w literaturze. Pozwoliło to na dokładną analizę zachowania się układu oraz na sformułowanie wniosków szczególnie użytecznych przy małych prędkościach kątowych silnika. Określono przy tym zasady sterowania, które muszą być spełnione w warunkach wymaganej pełnej kontroli prądów przekształtników. Poczynione obserwacje pozwoliły zaproponować struktury sterowania (indywidualnie dla każdego przekształtnika AC/DC i DC/AC), pozwalające na pracę z minimalizacją częstotliwości łążeń zaworów. Przedstawiono wyniki symulacji oraz badania laboratoryjnego przekształtników sterowanych zgodnie z zaproponowanymi metodami. Wszechstronne badanie właściwości statycznych i dynamicznych układów regulacji prądów w różnych warunkach pracy (zmiany częstotliwości wyjściowej przekształtnika

DC/AC, skok wartości zadanej prądu, skok obciążenia, nawroty silnika) potwierdziło poprawność zaproponowanych metod sterowania.

Zastosowana struktura przekształtnika AC/DC/AC, z układem komutacyjnym wspólnym dla obu przemienników składowych, pozwoliła na realizację zintegrowanego sterowania umożliwiającego dodatkowe zmniejszenie liczby łączów.

Przedstawiono kompleksowo możliwości minimalizacji strat łączeniowych: przekształtnika z „miękką” komutacją, sterowanego zaproponowaną metodą wektorową, w porównaniu z przekształtnikiem z „twardą” komutacją i klasyczną regulacją prądu z trzema niezależnymi komparatorami fazowymi.

Porównano możliwości minimalizacji strat łączeniowych przekształtnika z „miękką” komutacją sterowanego zaproponowaną metodą wektorową z przekształtnikiem z „twardą” komutacją i klasyczną regulacją prądu z trzema niezależnymi komparatorami fazowymi.

WYKAZ OZNACZEŃ

Symbole, wielkości, parametry¹⁾

C_C	pojemność kondensatora układu ograniczającego napięcie na kondensatorze C_k ;
C_T	pojemność kondensatora układu „miękkiego” przełączania tranzystora T_0 ;
C_{dc}	pojemność kondensatora zastępującego źródło napięcia stałego w układzie quasi-rezonansowym;
C_k	pojemność kondensatora komutacyjnego;
C_1	pojemność kondensatora układu magazynującego energię;
D_d	dioda dodatkowa układu komutacyjnego;
D_k	dioda komutacyjna;
D_0	dioda zerowa tranzystora T_0 ;
E	amplituda napięcia sieci zasilającej;
$E_{s\max}$	maksymalna wartość siły elektromotorycznej silnika (odpowiadająca maksymalnej prędkości silnika);
e_{L1}, e_{L2}, e_{L3}	wartości chwilowe napięć sieci zasilającej;
$\overline{E}$	wektor napięcia sieci zasilającej w wirującym układzie xy ;
$\overline{E}_s$	wektor siły elektromotorycznej w wirującym układzie dq ;
f_{Q-R}	średnia częstotliwość pracy układu quasi-rezonansowego;
f_m	częstotliwość odpowiadająca pulsacji mechanicznej wirnika ω_m ;
f_o	częstotliwość odpowiadająca pulsacji synchronicznej silnika ω_o ;
f_P, f_F, f_{P+F}	średnie częstotliwości łączów przekształtników AC/DC, DC/AC i sumaryczna obu przekształtników jednofazowych;

¹⁾ Wykaz obejmuje oznaczenia podstawowe, często stosowane w pracy; objaśnienia oznaczeń występujących sporadycznie zamieszczono w tekście.

f_r	częstotliwość odpowiadająca pulsacji poślizgu silnika ω_r ;
I_{T0}	maksymalna wartość prądu tranzystora T_0 ;
i_{Ck}	wartość chwilowa prądu kondensatora komutacyjnego;
i_{D0}	wartość chwilowa prądu diody zwrotnej D_0 ;
i_{Ld}	wartość chwilowa prądu indukcyjności L_d ;
i_{L1}	wartość chwilowa prądu indukcyjności L_1 ;
i_{L1}, i_{L2}, i_{L3}	wartości chwilowe prądów sieci zasilającej;
i_{Tk}	wartość chwilowa prądu tranzystora komutacyjnego;
i_U, i_V, i_W	wartości chwilowe prądów wyjściowych przekształtnika DC/AC;
i_{d1}	wartość chwilowa prądu wyjściowego przekształtnika AC/DC;
i_{d2}	wartość chwilowa prądu wejściowego przekształtnika DC/AC;
i_{d0}	wartość chwilowa prądu układu quasi-rezonansowego;
i_o	wartość chwilowa prądu obciążenia przekształtnika jedno-fazowego;
i_{we}, i_{wy}	chwilowe wartości wejściowego i wyjściowego prądu jedno-fazowego przekształtnika AC/DC/AC;
i_0	wartość chwilowa prądu układu magazynującego energię (C_1, T_0, D_0);
$\bar{i}_{sdq}, i_{sd}, i_{sq}$	wektor prądu silnika i jego składowe w układzie współrzędnych dq , wirującym z pulsacją synchroniczną ω_o ;
$\bar{i}_{xy}, i_x, i_y$	wektor prądu sieci zasilającej i jego składowe w układzie współrzędnych xy , wirującym z pulsacją sieci ω_1 ;
$Kk1 \div Kk5$	kierunki poruszania się wektorów prądu wejściowego przekształtnika AC/DC, odpowiadające wektorom napięcia wejściowego przy $k=1,...,5$;
$Kk_s1 \div Kk_s5$	kierunki poruszania się wektorów prądu wyjściowego przekształtnika AC/DC, odpowiadające wektorom napięcia wyjściowego przy $k_s=1,...,5$;
$K_{„0”}$	kierunek poruszania się wektora prądu wejściowego przekształtnika AC/DC, odpowiadający wektorowi „0” napięcia przekształtnika;

$K_s_{„0”}$	kierunek poruszania się wektora prądu wyjściowego przekształtnika DC/AC, odpowiadający wektorowi „0” napięcia przekształtnika;
k, k_s	zbiór liczb naturalnych;
L	indukcyjność dławika sieciowego;
$LP H_{dq}$	liczba łączy w przekształtniku DC/AC z regulacją prądu wektorowym modulatorem PWM;
$LP H_3$	liczba łączy w przekształtniku z regulacją prądu za pomocą trzech niezależnych komparatorów histerezowych prądu;
$LP H_{xy}$	liczba łączy w przekształtniku AC/DC z regulacją prądu wektorowym modulatorem PWM;
L_T	indukcyjność układu „miękkiego” przełączania tranzystora T_0 ;
L_d	indukcyjność dodatkowa układu komutacyjnego;
L_k	indukcyjność komutacyjna;
L_o	indukcyjność odbiornika;
L_s	indukcyjność rozproszenia stojana silnika;
L_1	indukcyjność separująca źródło od przekształtnika;
U_{CT}	chwilowa wartość napięcia na kondensatorze C_T ;
U_{C1}	wartość napięcia układu magazynującego energię;
U_{DSAT}	wartość spadku napięcia na przewodzącej diodzie;
U_{TSAT}	wartość napięcia nasycenia przewodzącego tranzystora;
U_U, U_V, U_W	amplitudy pierwszych harmonicznych fazowych napięć wyjściowych przekształtnika DC/AC;
U_d	chwilowa wartość napięcia układu pośredniczącego prądu stałego, zasilającego przekształtnik;
U_{dc}	wartość napięcia stałego źródła;
U_{dmin}	minimalna wartość napięcia stałego na wyjściu przekształtnika AC/DC, zapewniająca jego poprawną pracę;
u_{we}, u_{wy}	chwilowa wartość wejściowego i wyjściowego napięcia jedno-fazowego przekształtnika AC/DC/AC;
$\bar{U}^*, U_x^*, U_y^*$	wektor zadany napięcia przekształtnika AC/DC oraz jego składowe w wirującym układzie współrzędnych xy ;

$\overline{U}_d$	wektor napięcia kształtowany przez przekształtnik AC/DC;
$\overline{U}_{ds}$	wektor napięcia kształtowany przez przekształtnik DC/AC;
$\overline{U}_s^*, U_{sd}^*, U_{sq}^*$	wektor zadany napięcia przekształtnika DC/AC oraz jego składowe w wirującym układzie współrzędnych dq ;
P_{d2}, P_{d2}	chwilowa i średnia wartość mocy dostarczanej do przekształtnika DC/AC;
P_{we}, P_{we}	chwilowa i średnia wartość mocy wejściowej jednofazowego przekształtnika AC/DC/AC;
P_{wy}, P_{wy}	chwilowa i średnia wartość mocy wyjściowej jednofazowego przekształtnika AC/DC/AC;
R	rezystancja uzwojenia dławika sieciowego;
R_C	rezystancja układu ograniczania napięcia na kondensatorze C_k ;
R_T	rezystancja układu „miękkiego” przełączania tranzystora T_0 ;
R_o	rezystancja odbiornika;
R_s	rezystancja stojana silnika;
T_k	tranzystor komutacyjny;
t_{kom}	czas komutacji;
T_0	tranzystor układu magazynującego energię;
t	czas;
$t_p, t_{p1}, t_{p2}, t_{p3}$	chwile przełączania tranzystorów głównych przekształtnika;
$t_0, t_1, t_2, \dots, t_5$	charakterystyczne chwile procesu komutacji;
W	energia;
X	reaktancja dławika sieciowego;
X_s	reaktancja rozproszenia stojana silnika indukcyjnego;
ΔLP	różnica liczby łączy $LP H_3$ i $LP H_{xy}$ lub $LP H_{dq}$;
ΔP	średnie straty mocy jednofazowego przekształtnika AC/DC/AC;
Δt_k	czas sygnału załączającego tranzystor komutacyjny;
Δt_p	czas opóźnienia przełączania tranzystorów głównych przekształtnika względem sygnału inicjującego proces komutacji;
Δt_0	czas, na który wyłączane jest sterowanie tranzystora T_0 w procesie komutacji;

Δt_1	czas opóźnienia sygnału sterującego załączeniem T_k względem sygnału inicjującego proces komutacji;
Δt_2	czas opóźnienia przełączania tranzystorów głównych przekształtnika względem sygnału sterującego T_k ;
Δt_3	czas, po którym inicjowany jest kolejny proces komutacyjny;
$\Delta P_{Q-R}, \Delta P_{Q-R}$	chwilowa i średnia wartość mocy dostarczanej do przekształtnika DC/AC;
$\bar{\Delta i}_{sdq}, \Delta i_{sq}, \Delta i_{sd}$	wektor uchybu prądu silnika indukcyjnego i jego składowe w układzie dq ;
$\Delta i_{L-3h}^*, \Delta i_{s-3h}^*$	wartość histerezy prądów fazowych przekształtników AC/DC i DC/AC z regulacją prądu trzema niezależnymi komparatorami,
$\Delta i_{sq}^*, \Delta i_{sd}^*$	wartość histerezy wektora prądu stojana w układzie dq ;
$\Delta i_x^*, \Delta i_y^*$	wartość histerezy wektora prądu przekształtnika AC/DC w układzie xy ;
$\bar{\Delta i}_{xy}, \Delta i_x, \Delta i_y$	wektor uchybu prądu sieci zasilającej i jego składowe w układzie xy ;
δ	kąt pomiędzy wektorem napięcia sieci zasilającej $\overline{E}$ i zadany wektorem napięcia przekształtnika AC/DC $\overline{U}^*$;
δ_s	kąt pomiędzy wektorem siły elektromotorycznej silnika $\overline{E}_s$ i zadany wektorem napięcia przekształtnika DC/AC $\overline{U}_s^*$;
Φ_m	strumień główny silnika;
φ_o	kąt obrotu układu współrzędnych dq ;
$\varphi_{\delta o}$	kąt obrotu odpowiadający sumie kąta φ_o i δ_s ;
φ_1	kąt obrotu układu współrzędnych xy ;
$\varphi_{1\delta}$	kąt obrotu odpowiadający sumie kąta φ_1 i δ ;
ω_N	pulsacja odpowiadająca prędkości znamionowej silnika indukcyjnego;
ω_m	pulsacja odpowiadająca prędkości mechanicznej silnika indukcyjnego;
ω_o	pulsacja synchroniczna silnika;

ω_1 pulsacja sieci zasilającej;

Wskaźniki

dq wielkości zapisane w układzie współrzędnych dq ;
max maksymalny;
min minimalny;
 N znamionowy;
 s wielkości silnika indukcyjnego;
 xy wielkości zapisane w układzie współrzędnych xy ;
 $\alpha\beta$ wielkości zapisane w układzie współrzędnych $\alpha\beta$;
* wartość zadana;

Skróty

ABC układ współrzędnych trójfazowych;
 D dioda;
 dq układ współrzędnych wirujący z pulsacją synchroniczną silnika indukcyjnego ω_o ;
 H_{dq} metoda regulacji prądu, z wektorowym modulatorem PWM, w przekształtniku DC/AC;
 H_{xy} metoda regulacji prądu, z wektorowym modulatorem PWM, w przekształtniku AC/DC;
 H_3 metoda regulacji prądu z trzema niezależnymi komparatorami fazowymi;
 T tranzystor;
 $W\bar{L}$ metoda regulacji prądów z wektorową PWM i ze zintegrowaną optymalizacją przekształtnika AC/DC/AC;
 WR metoda regulacji prądów z wektorową PWM i optymalizacją indywidualną przekształtników AC/DC i DC/AC;
 xy układ współrzędnych wirujący z pulsacją synchroniczną sieci zasilającej ω_1 ;
 $\alpha\beta$ stacjonarny układ współrzędnych.

1. WSTĘP

1.1. Charakterystyka ogólna zagadnienia

Problemy związane ze sprawnością wytwarzania, przetwarzania i wykorzystania energii elektrycznej należą do głównych zadań współczesnej nauki i techniki. Rozwiązania tych problemów domagają się względy ekologiczne, ekonomiczne i techniczne naszej gospodarki. W odniesieniu do konstrukcji urządzeń energoelektronicznych, przetwarzających napięcie stałe na przemiennie (falowników – przekształtników DC/AC), stosowanych do zasilania silników indukcyjnych, szczególnie istotne są czynniki ekonomiczne i techniczne. Oczekiwania użytkowników wymuszają rozwiązania przekształtników o wysokiej dynamice i dokładności, a to związane jest z coraz wyższą częstotliwością pracy łączników energoelektronicznych. Zwiększenie częstotliwości łączy powoduje wzrost strat łączeniowych, które są głównym składnikiem strat mocy w zaworach energoelektronicznych, decydujących o sprawności przekształtnika. Wzrost strat pociąga za sobą zwiększenie gabarytów układów chłodzących, decydujących w znacznej mierze o wymiarach całego przekształtnika. Ponadto względy techniczno-ekonomiczne (np. zakłócenia wywoływane przez przekształtnik w sieci zasilającej, straty w liniach przesyłowych) wymuszają konstruowanie prostowników (przekształtników AC/DC zasilających przekształtniki DC/AC), pobierających z sieci zasilającej prądy bliskie sinusoidalnym o współczynniku mocy równym jeden. Wymagania techniczne (wysoka dynamika i dokładność) dotyczące przekształtników AC/DC prowadzą do podobnych konkluzji jak w przypadku falowników. Problemy strat łączeniowych dotyczą praktycznie wszystkich rodzajów łączników półprzewodnikowych, w tym również tranzystorów IGBT, które stosowane są w podstawowej grupie urządzeń energoelektronicznych w zakresie mocy do około 300 kVA.

Warunkiem wysokiej sprawności energetycznej układu jest minimalizacja strat łączeniowych tranzystorów przekształtnika. Straty przełączania tranzystora mocy przy częstotliwości pracy około 7–10 kHz sięgają 70% całkowitych strat

mocy łącznika [142], [187]. Pozostałe straty w tranzystorach i diodach zwrotnych (przewodzenia i nieprzewodzenia) są praktycznie niezależne od konstruktora przekształtnika (zależą od rodzajów użytych elementów). Stąd podwyższenie sprawności przekształtnika można uzyskać jedynie przez zmniejszenie udziału strat łączeniowych w całkowitych stratach mocy.

Możliwe są dwa sposoby podwyższenia współczynnika sprawności, nazwane przez autora metodami bezpośrednią i pośrednią. Zmniejszenie strat łączeniowych można osiągnąć metodą:

- **bezpośrednią** – przez ograniczenie strat łączeniowych w zaworze, w jednym cyklu przełączania, dzięki modyfikacji części energetycznej przekształtnika (np. zastosowanie dodatkowych układów odciążających),
- **pośrednią** – przez zmniejszenie częstotliwości łączeń (a więc i sumarycznych strat łączeniowych) z zachowaniem jakości przebiegów (np. maksymalnych odchylen prądu od wartości zadanej) kształtowanych w przekształtniku.

W literaturze spotykane są różne rozwiązania realizujące każdą z metod indywidualnie. Podstawowe, znane metody bezpośredniego ograniczenia strat polegają na stosowaniu „miękkiego” przełączania zaworów (*soft switching*) przy zerowym napięciu (*ZVS – zero voltage switching*) lub zerowym prądzie (*ZCS – zero current switching*). W odniesieniu do przekształtników trójfazowych podstawową grupę stanowią układy o komutacji rezonansowej, w której można wyróżnić:

- układy rezonansowe (*R – resonant inverter*), gdy obwód rezonansowy wspomagający przełączanie działa w sposób ciągły, a przełączanie zaworów odbywa się w czasie, gdy prąd/napięcie spada do zera,
- układy quasi-rezonansowe (*Q–R – quasi-resonant inverter*), gdy centralny obwód rezonansowy tworzy warunki do wyłączania (generuje drgania) tylko wtedy, gdy jest to niezbędne z punktu widzenia przełączenia któregoś z zaworów przekształtnika,
- układy z „miękkim” przełączaniem fazowym (*MPF – resonant pole inverter*), gdy dodatkowy obwód rezonansowy (jeden na każdą fazę) pozwala ograniczać straty podczas przełączania każdej fazy indywidualnie.

Ze względu na pożądaną wysoką dynamikę, szczególną uwagę należy zwrócić na przekształtniki prądowe oraz napięciowe, zamieniane poprzez sterowanie w źródła o charakterze prądowym. W ostatnich latach przekształtniki napięcia, o klasycznej strukturze mostkowej (6 tranzystorów i 6 diod zwrotnych), stały się bazą, na podstawie której prowadzone są prace teoretyczne i praktyczne z dziedziny sterowania. Metody sterowania, w celu przekształcenia tej struktury w źródło

o charakterze prądowym, rozwijane są przy szczególnym uwzględnieniu dynamiki przekształtnika, optymalizacji łączeń (np. minimalizacji częstotliwości łączeń) oraz prostoty proponowanych rozwiązań.

Kolejnym krokiem jest jednocześnie stosowanie bezpośredniego („miękkie” przełączanie zaworów) i pośredniego (minimalizacja częstotliwości łączeń) sposobu podwyższania sprawności energetycznej przekształtników. Połączenie obu metod otwiera nowe, dodatkowe możliwości ograniczania strat łączeniowych i poprawiania sprawności przekształcania energii. Jest to przyszłościowy kierunek prac nad rozwojem konstrukcji i sterowania energoelektronicznych przekształtników mocy.

1.2. Cel i zakres pracy

Celem pracy było opracowanie struktury „miętko” przełączanego przekształtnika AC/DC/AC ze sterowaniem umożliwiającym minimalizację częstotliwości łączeń, charakteryzującego się wysoką sprawnością energetyczną. Przekształtnik taki powinien spełniać niżej określone warunki techniczne:

- przekształtnik AC/DC powinien pobierać z sieci prądy zbliżone do sinusoidy o współczynniku mocy równym jeden,
- przekształtnik AC/DC/AC powinien umożliwiać dwukierunkowy przepływ energii pomiędzy siecią i silnikiem (właściwość istotna, zwłaszcza przy hamowaniu prądnicowym napędu),
- sterowanie przekształtnika powinno zapewniać prądy praktycznie sinusoidalne, na wejściu i wyjściu, umożliwiające szybkie zmiany ich amplitudy i fazy,
- układy wspomagające przełączanie powinny zawierać minimalną liczbę elementów (tranzystory, diody indukcyjności i pojemności), proste sterowanie i minimalny wpływ na kształtowane przebiegi wyjściowe napięć i prądów,
- zintegrowany układ sterowania przekształtnika AC/DC/AC powinien minimalizować częstotliwość łączeń elementów mocy,
- konfiguracja układu komutacyjnego powinna umożliwiać wykorzystanie do budowy przekształtnika standardowych modułów przekształtnikowych ($6T+6D$).

Wszelkie działania optymalizujące konstrukcję przekształtnika powinny doprowadzić do znaczącego obniżenia strat łączeniowych zaworów przekształtnika i zmniejszenia gabarytów układów chłodzących.

Realizacja powyższych wymagań technicznych, gwarantujących również wysoką sprawność przetwarzania energii, ma istotny wpływ na koszty realizacji i użytkowania przekształtnika.

Rozprawa składa się z sześciu rozdziałów.

Rozdział pierwszy zawiera wprowadzenie w tematykę pracy oraz określa cel i zakres pracy.

W **drugim rozdziale** pracy, na podstawie literatury, dokonano przeglądu ważniejszych topologii „miętko” przełączanych przekształtników AC/DC, DC/AC i AC/DC/AC oraz metod sterowania PWM (*pulse width modulation*) ze sprzężeniem zwrotnym. Szczególną uwagę zwrócono na spełnienie sformułowanych warunków technicznych i ekonomicznych oceny rozwiązań, zarówno części energetycznej jak i sterującej. Oceniono także przydatność przekształtników i metod ich sterowania do realizacji postawionego celu pracy.

W **rozdziale trzecim** przedstawiono zaproponowany przez autora układ quasi-rezonansowy, zapewniający „miękką” komutację zaworów przekształtnika (wspomaganie przełączania zaworów). Obwód quasi-rezonansowy jest centralnym układem rezonansowym podłączonym do obwodu pośredniczącego prądu stałego. W chwilach, gdy wymagane jest przełączenie któregośkolwiek zaworu obu przekształtników (AC/DC czy DC/AC) powoduje on sprowadzenie do zera napięcia w obwodzie pośredniczącym (centralnie dla całego systemu przekształtnika). Szczegółowo przeanalizowano jego pracę na podstawie symulacji komputerowych i badania laboratoryjnego modelu. Omówiono sterowanie i współpracę układu quasi-rezonansowego z przekształtnikami AC/DC, DC/AC oraz AC/DC/AC. Podano również wytyczne i podstawowe zależności do jego projektowania. Ponadto przeprowadzono badanie laboratoryjne strat mocy układu quasi-rezonansowego oraz współpracującego z nim jednofazowego przekształtnika AC/DC/AC. Zaproponowano w tym celu metodę (z wykorzystaniem oscyloskopu czterokanałowego współpracującego z komputerem) umożliwiającą jednoczesny pomiar mocy na wejściu i wyjściu przekształtnika.

W **rozdziale czwartym** dokonano wszechstronnej analizy warunków wektorowej modulacji szerokości impulsów (*PWM*) przy regulacji prądu przekształtników AC/DC i DC/AC, w wirującym układzie współrzędnych. W analizie przekształtnika DC/AC, zasilającego silnik indukcyjny, uwzględniono rezystancję stojana powszechnie pomijaną w literaturze oraz indukcyjność rozproszenia stojana. Pozwoliło to na dokładną analizę zachowania się układu oraz na sformułowanie wniosków dotyczących sterowania szczególnie istotnych przy małych prędko-

ściach kątowych silnika. Określono przy tym zasady sterowania, które muszą być spełnione w warunkach wymaganej pełnej kontroli prądów przekształtników. Połącznione obserwacje pozwoliły zaproponować struktury sterowania (indywidualnie dla każdego z przekształtników AC/DC i DC/AC), pozwalające na pracę z minimalizacją częstotliwości łączeń zaworów. Przedstawiono wyniki symulacji komputerowych oraz badania laboratoryjnego przekształtników sterowanych zgodnie z zaproponowanymi metodami. Wszechstronne badanie właściwości statycznych i dynamicznych układów regulacji prądów w różnych warunkach pracy (zmiany częstotliwości wyjściowej przekształtnika DC/AC, skok wartości zadanej prądu, skok obciążenia, nawroty silnika) potwierdziły poprawność zaproponowanych metod sterowania.

Zastosowana struktura przekształtnika AC/DC/AC z układem komutacyjnym wspólnym dla obu przemienników składowych pozwoliła na realizację zintegrowanego sterowania, umożliwiającego dodatkowe zmniejszenie liczby łączeń. Zasadę takiego sterowania oraz wyniki badania laboratoryjnego układu napędowego z przekształtnikiem AC/DC/AC przedstawiono w **rozdziale piątym**. Omówiono także efekty zmniejszenia częstotliwości łączeń tranzystorów przekształtnika sterowanego według zaproponowanej metody, w porównaniu z klasyczną regulacją prądu z trzema niezależnymi komparatorami fazowymi.

W **podsumowaniu** pracy omówiono możliwości ograniczania strat łączeniowych w przekształtniku AC/DC/AC przy kompleksowym podejściu do problemu minimalizacji strat metodami bezpośrednimi i pośrednimi.

Symulacje analizowanego układu quasi-rezonansowego współpracującego z przekształtnikami AC/DC, DC/AC i AC/DC/AC (p. 3.1, 3.2, 3.3, 4.2.2, 4.4.2) przeprowadzono przy niżej przedstawionych założeniach upraszczających. Przyjęto:

a) idealne elementy pasywne:

- rezystory (bezindukcyjne, bezpojemnościowe z pominięciem zjawiska nasłórkowości),
- kondensatory (bezindukcyjne z idealnym dielektrykiem),
- cewki (bezrezystancyjne, bezpojemnościowe),

b) idealne elementy aktywne:

- źródła napięcia ($R_w = 0$),
- źródła prądu ($G_w = 0$),

c) elementy półprzewodnikowe:

- diody – jako niesterowane łączniki jednokierunkowe (rezystancja przewodzenia bliska zero, rezystancja w kierunku zaporowym – bliska nieskończoności),
- tranzystory – jako sterowane łączniki jednokierunkowe (rezystancja przewodzenia bliska zero, rezystancja w kierunku zaporowym – bliska nieskończoności).

Warunkiem realizacji zaproponowanej metody sterowania przekształtnika DC/AC zasilającego silnik indukcyjny klatkowy jest sterowanie metodą wektorową z pośrednią lub bezpośrednią orientacją wektora pola (w warunkach stałego lub kontrolowanego strumienia głównego Φ_m). Symulacje (p. 4.2.2, 4.4.2) przeprowadzono z uwzględnieniem następujących warunków:

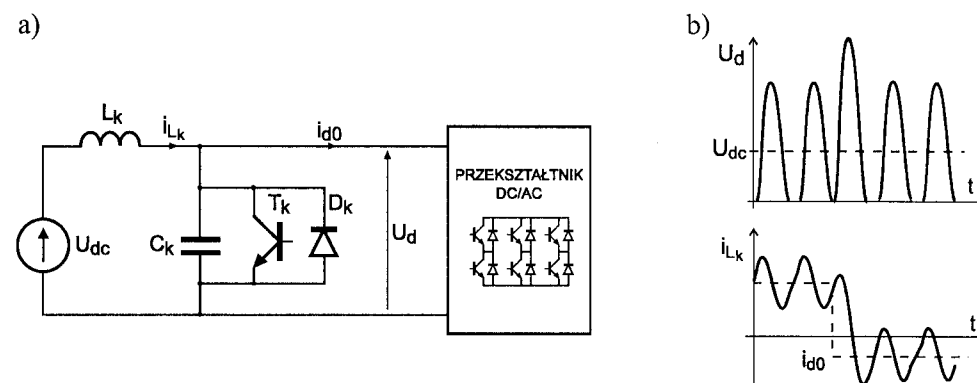
- a) przekształtnik DC/AC zasilający silnik indukcyjny sterowany jest metodą wektorową z pośrednią orientacją wektora pola,
- b) równania opisujące silnik wyznaczono przy następujących, ogólnie przyjętych (np. [23], [112]), założeniach upraszczających:
 - rozpatrywana jest maszyna trójfazowa symetryczna,
 - pomija się nasycenie magnetyczne, zjawisko histerezy oraz prądy wirowe,
 - pomija się wyższe harmoniczne przestrzennego rozkładu pola w szczelinie powietrznej,
 - kształt prądów i napięć uważa się za sinusoidalny.

Powyższe założenia upraszczające (do celów analizy i syntezy układu quasi-rezonansowego oraz zaproponowanej metody sterowania) nie miały istotnego wpływu na jakościową i ilościową ocenę poprawności działania układu. W pełni potwierdziło to badanie laboratoryjne modelu przekształtnika AC/DC/AC, z układem komutacyjnym wspomagającym przełączanie, sterowanego zaproponowaną metodą wektorową z minimalizacją częstotliwości łączeń.

2. PRZEGLĄD PRZEKSZTAŁTNIKÓW „MIĘKKO” PRZELĄCZANYCH I WEKTOROWYCH MODULATORÓW PWM Z REGULACJĄ PRĄDU

2.1. Topologie „miętko” przełączanych przekształtników trójfazowych

Konieczność ograniczania strat łączeniowych w zaworach przekształtników trójfazowych spowodowała zastąpienie tzw. przełączania „twardego” – przełączaniem „miękkim”, przy zerowym napięciu (ZVS) lub zerowym prądzie (ZCS) łącznika podczas komutacji. Pierwsze prace teoretyczne i praktyczne polegały na zastosowaniu dodatkowych układów, ograniczających szybkość narastania napięcia lub prądu (podczas wyłączania i załączania zaworu), złożonych z diod, rezystancji, indukcyjności i pojemności (RDC, RDCL – *snubbers*). W dalszej kolejności, w celu zwiększenia skuteczności, Divan [55] zaproponował rozwiązanie (rys. 2.1), wzorowane na rezonansowych przekształtnikach DC/DC, polegające na zastąpieniu stałego źródła napięcia U_{dc} (zasilającego falownik trójfazowy) układem rezonansowym drgającym w sposób ciągły (RDCLI – *resonant DC link inverter*). W chwilach, gdy napięcie w obwodzie pośredniczącym prądu stałego spada do zera, następuje przełączanie zaworów przekształtnika przy zerowym napięciu.



Rys. 2.1. Schemat przekształtnika DC/AC zasilanego z rezonansowego układu pośredniczącego napięcia stałego (a) oraz charakterystyczne przebiegi napięcia i prądu układu (b)

Koncepcja ta miała szereg wad:

- ciągle drgający obwód rezonansowy, wywołujący dodatkowe straty mocy,
- maksymalne napięcie w układzie zasilania przekształtnika ponad 2.5-krotnie wyższe od stałego napięcia źródła U_{dc} ,
- przebiegi w układzie zasilania przekształtnika (ponad 3-krotne), występujące podczas skokowych zmian prądu pobieranego z układu rezonansowego.

Prace nad tworzeniem nowych topologii przekształtników z rezonansowymi układami „miękkiego” przełączania polegają głównie na eliminowaniu wad i ewolucji struktury przedstawionej na rysunku 2.1a. Ze względu na usytuowanie układu rezonansowego i jego sposób działania można wyróżnić następujące charakterystyczne grupy układów [43], [120]:

a) układy z centralnym (wspólnym dla wszystkich tranzystorów) układem rezonansowym (rys. 2.2a):

- rezonansowe (drgania ciągłe),
- quasi-rezonansowe (drgania wymuszone na czas przełączania łączników),

b) układy z fazowym układem rezonansowym (rys. 2.2b):

- rezonansowe (drgania ciągłe),
- quasi-rezonansowe (drgania wymuszone na czas przełączania łączników).

W zależności od sposobu przełączania zaworów przekształtnika (przy zerowym napięciu lub prądzie) proponowane są topologie z równoległym [55] (rys. 2.3a, 2.3c, 2.3e) i szeregowym [148] (rys. 2.3b, 2.3d, 2.3f) układem rezonansowym. Centralny układ komutacyjny może być umieszczony w różnych miejscach, zależnie od rodzaju przekształtnika (rys. 2.3).

Fazowy układ komutacyjny zawsze jest tak umieszczony, że wspomaga komutację jednej gałęzi niezależnie od rodzaju przekształtnika (rys. 2.2b).

W przekształtnikach prądowych (falownikach prądu) proponowane są dwie topologie, z równoległym [22] i szeregowym [1], [148], [149] układem rezonansowym. Układy te są mniej popularne ze względu na zdecydowanie mniejsze zainteresowanie przekształtnikami prądowymi.

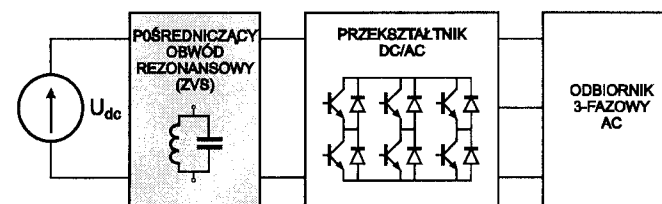
Układy wspomagające przełączanie przekształtników trójfazowych powinny charakteryzować się:

- możliwie jak najmniejszym i niezależnym od warunków obciążenia podwyższaniem napięcia w układzie pośredniczącym (ze względu na znamionowe napięcia pracy elementów użytych do budowy przekształtnika),
- minimalną krotnością prądu układu rezonansowego w stosunku do komutowanego prądu obciążenia (ze względu na straty mocy w układzie komutacyjnym),

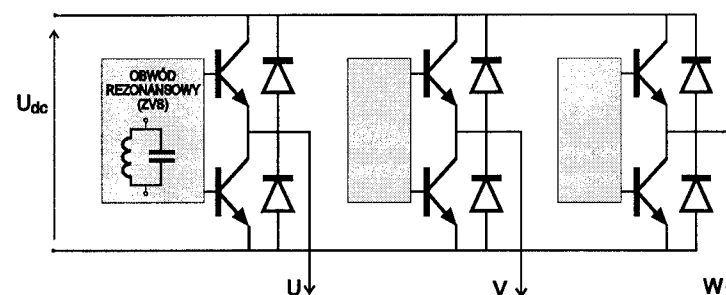
- możliwie jak najmniejszą liczbą elementów układu wspomagającego przełączanie L , C , T , D (ze względu na koszt, dodatkowe straty i wzrost gabarytów urządzenia),
- krótkim czasem procesu komutacyjnego wynikającym z wysokiej częstotliwości pracy układu rezonansowego (limitującym maksymalną częstotliwość PWM),
- możliwie jak najmniejszą liczbą dodatkowych łączników tranzystorowych (ze względu na problemy sterowania w krótkim czasie trwania procesu komutacyjnego),
- minimalną liczbą układów pomiarowych prądów i napięć obwodu rezonansowego i sprzężeń od tych wielkości (ze względu na błędy pomiarów, koszt i problemy realizacji sterowania),
- „miękkim” przełączaniem dodatkowych tranzystorów użytych w układzie komutacyjnym (ze względu na straty mocy).

PRZEKSZTAŁTNIKI REZONANSOWE

a) ZE WSPÓLNYM OBWODEM REZONANSOWYM (QUASI-REZONANSOWYM)

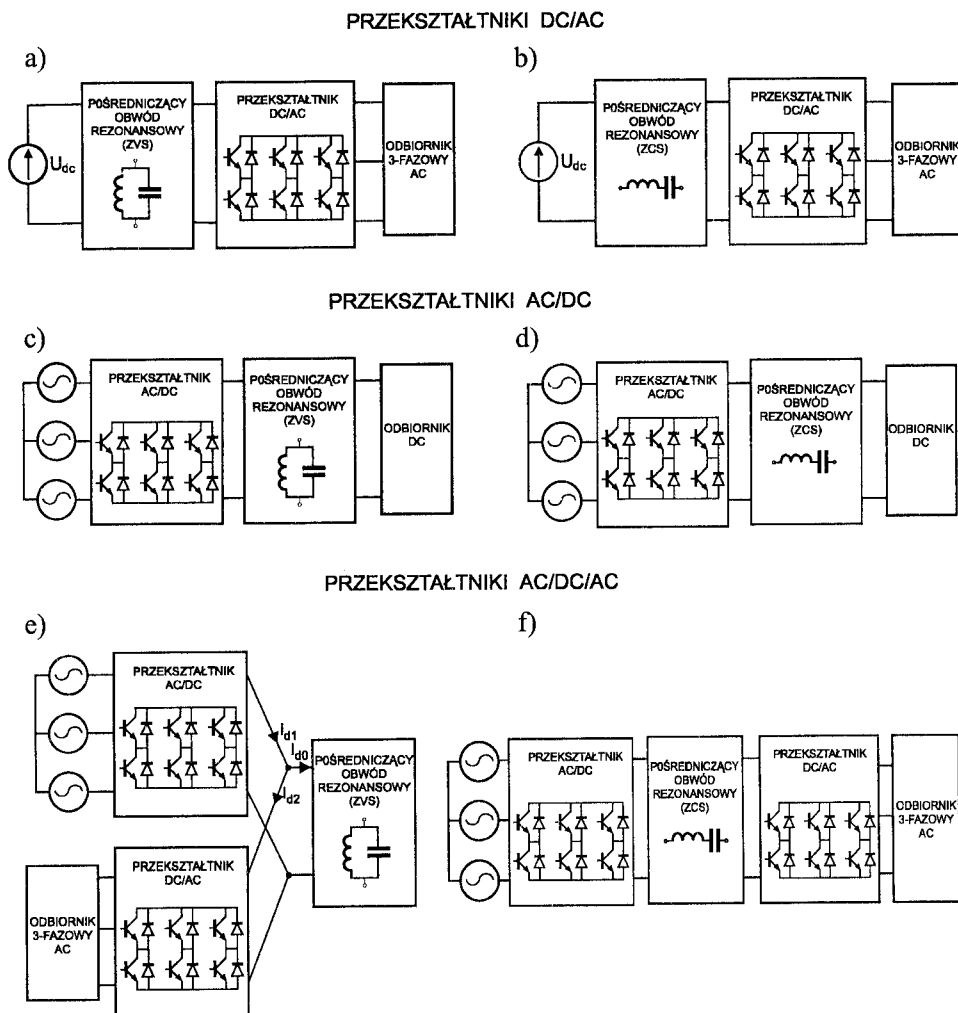


b) Z FAZOWYM OBWODEM REZONANSOWYM (QUASI-REZONANSOWYM)



Rys. 2.2. Sposoby usytuowania centralnego (a) i fazowego (b) układu rezonansowego (quasi-rezonansowego) w trójfazowym falowniku napięcia

PRZEKSZTAŁTNIKI NAPIĘCIOWE REZONANSOWE (QUASI-REZONANSOWE) Z CENTRALNYM UKŁADEM KOMUTACYJNYM



Rys. 2.3. Sposoby podłączenia centralnego układu rezonansowego lub quasi-rezonansowego równoległego (a, c, e) i szeregowego (b, d, f) do przekształtników DC/AC, AC/DC i AC/DC/AC

Wymienione na wstępie wady (pierwszych rozwiązań) oraz wymagania, jakie powinny spełniać układy wspomagające przełączanie, przyczyniły się do powstania wielu rozwiązań w poszczególnych grupach układów komutacyjnych.

Układy rezonansowe (centralny układ rezonansowy)

Przebiegi wynikające ze skokowych zmian prądu komutowanego przez układ rezonansowy, przedstawiony w pracy [55], zostały wyeliminowane przez wprowadzenie dodatkowego źródła prądu stałego i tranzystora ustalającego wstępny prąd obwodu rezonansowego oraz sterowanie śledzące wartość komutowanego prądu [128]. Inną konfigurację, rozwiązującą problemy przebiegów (pochodzących od skokowych zmian prądu obciążenia) oraz zmniejszenie wartości napięcia zasilającego przekształtnik, zaproponowano w pracach [56], [58]. Wymaga ona dodatkowego układu z tranzystorem i dodatkowym źródłem napięcia (ACRDCLI – *actively clamped resonant DC link inverter*) lub z dodatkowym kondensatorem, które ograniczają wszelkie przebiegi do wartości $1.2 \div 1.4 U_{dc}$, co potwierdzono w pracach praktycznych [77], [140]. Ten sam problem został rozwiązany przy użyciu dodatkowego układu zwrotu energii do źródła, gdzie indukcyjność rezonansową zastąpiono transformatorem z diodą zwrotną (PCRDCLI – *passively clamped quasi resonant DC link inverter*) [28], [56], [189] lub dodatkowym tranzystorem [186]. Tranzystor i dioda komutacyjna układu rezonansowego mogą być zastąpione przez dowolną gałąź przekształtnika głównego, przy czym komplikuje to sterowanie całego układu.

W pracach [53], [54] zaproponowano rozszerzenie wersji [55] o dodatkowy równoległy obwód rezonansowy (eliminujący przebiegi) o podwojonej częstotliwości.

W pracach [121], [122] przedstawiono zmienioną wersję układu rezonansowego [55], użytego jako centralny układ komutacji dla dwóch przekształtników AC/DC i DC/AC.

Modyfikację układu rezonansowego [148] przez zastosowanie indukcyjności ze sprzężeniem magnetycznym, ograniczającej przetężenia prądu w przekształtniku z szeregowym układem rezonansowym, omówiono w pracach [147], [150].

Inne metody rezonansowe, łączące niektóre wyżej omówione właściwości, przedstawiono teoretycznie i praktycznie w publikacjach [8], [62], [103].

Układy quasi-rezonansowe (centralny układ rezonansowy)

Niedogodności związane z ciągle drgającym układem rezonansowym skłoniły do poszukiwania innych rozwiązań. Jednym z nich jest quasi-rezonansowy układ wspomagający przełączanie i pobudzany do drgań tylko wtedy, gdy niezbędne jest przełączenie któregoś z łączników przekształtnika. Powstało wiele różnych topologii układów quasi-rezonansowych, zarówno do przekształtników z szeregowym jak i z równoległym układem rezonansowym. Układy komutacyjne różnią się liczbą użytych tranzystorów, stopniem skomplikowania układu komutacyjnego oraz związanym z tym czasem procesu komutacyjnego [84], [209].

W pracy [210] przedstawiono szeregowy układ quasi-rezonansowy, z trzema dodatkowymi tranzystorami, współpracujący z przekształtnikiem AC/DC/AC.

Inną koncepcję z równoległym układem komutacyjnym (PRDCL – *parallel resonant DC link*) (3 dodatkowe tranzystory), separowanym tranzystorem od źródła napięcia na czas komutacji, przedstawiono w pracach [30], [100].

Wersję układu rezonansowego typu ARCPI (*auxiliary resonant commutated pole inverter*), zaproponowano w pracy [50].

Propozycje teoretyczne, zweryfikowane badaniami układów eksperymentalnych [36], [37], [39], [49], [86], [100], [137], [171], [197], [217] charakteryzują się znacznym zmniejszeniem strat łączeniowych.

W pracach [73], [152], [215], [216] przedstawiono topologie z dwoma i czterema tranzystorami komutacyjnymi oraz dławikami sprzężonymi (TQRDCL – *transformer-assisted quasi-resonant DC link inverter*).

Podsumowując powyższe należy stwierdzić, że konfiguracje z centralnym układem komutacyjnym w przekształtnikach trójfazowych zasługują na szczególną uwagę ze względu na stosunkowo niewielką liczbę dodatkowych łączników umożliwiających „miękką” komutację całego przekształtnika.

Układy z „miękką” komutacją fazową

Układy z „miękką” komutacją fazową są efektem modyfikacji *snubberów* [75] i układów komutacji fazowej, charakterystycznych dla przekształtników tyrystorowych [123].

Konfiguracje rezonansowego przekształtnika biegunowego (RPI – *resonant pole inverter*), zaproponowane w pracach [45], [141], są adaptacją układu

ACRDCLI. Dzięki temu układ przekształtnika trójfazowego nie wymaga dodatkowych tranzystorów, przy czym każda faza ma dodatkowe elementy L , C , a sterowanie jest bardziej skomplikowane (ograniczając maksymalną częstotliwość PWM). Układ pracuje na zasadzie układu rezonansowego, a przebiegi komutacyjne są zbliżone do komutacji układu ACRDCLI.

Rozwinięciem ACRDCLI jest układ quasi-rezonansowy, z trzema dodatkowymi tranzystorami komutacyjnymi na każdą fazę (ARCPI – *auxiliary resonant commutated pole inverter*), zaproponowany w pracy [41] i analizowany w pracach [42], [44], [46], [48], [50], [71], [119]. Obwód rezonansowy pobudzany jest do drgań tylko na czas komutacji. Zbliżone koncepcje teoretyczne i modele praktyczne zbudowane na ich podstawie, omówiono w pracach [73], [38], [161].

W pracach [7], [218] przedstawiono topologię układu wspomagającego przełączanie z dwoma tranzystorami komutacyjnymi i dławikiem sprzężonym na każdą fazę przekształtnika (TQRDCL – *transformer-assisted quasi-resonant DC link inverter*). Zaletą układu jest poprawna praca niezależnie od wartości prądu obciążenia (przy prądzie układu rezonansowego dwukrotnie większym od prądu obciążenia). Niedogodnością rozwiązania jest konieczność użycia dławików sprzężonych ze względu na trudności w uzyskaniu wymaganego sprzężenia magnetycznego przy małych indukcyjnościach i relatywnie dużej indukcyjności rozproszenia występującej w takich wypadkach.

Wadą propozycji przedstawionej w pracy [99] jest brak możliwości wykorzystania typowych modułów tranzystorowych ($6T+6D$) ze względu na topologię układu komutacyjnego, gdzie elementy układu rezonansowego występują szeregowo z tranzystorami przekształtnika.

Właściwości, określone przez maksymalne prądy i napięcia, charakteryzujące różne układy z „miękką” komutacją przedstawiono w pracach [37], [215].

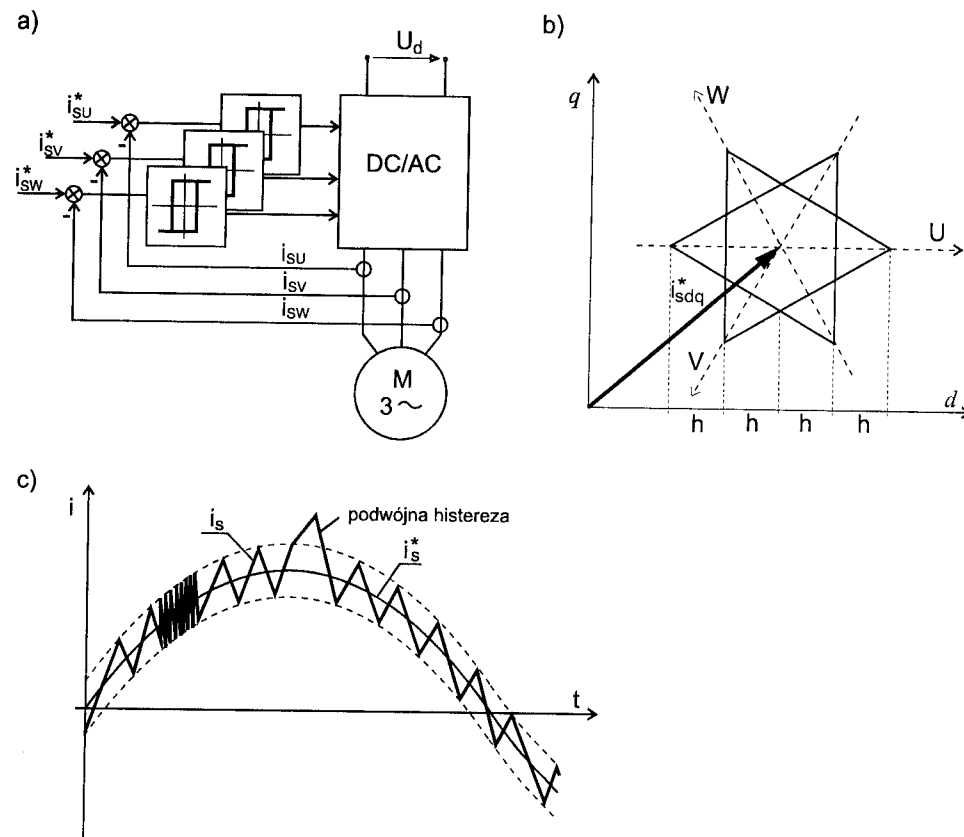
Podstawową trudnością w ocenie układów z „miękkim” przełączaniem jest uzyskanie wiarygodnych wyników określających skuteczność ich działania (zmniejszania strat łączeniowych i zwiększania współczynnika sprawności przekształtnika). Większość autorów proponuje posługiwanie się wynikami symulacji komputerowych [29], [38], [39], [40], [47], [53], [57], [73], [85], [122], [137], [140], [152]. Proponowane są również oceny strat mocy przez oscylografowanie i wyznaczanie strat w poszczególnych elementach składowych [54], [85], [170], a następnie szacowanie całkowitych strat przekształtnika. Ostatnio publikowane są wyniki, otrzymywane przez pomiar, z wykorzystaniem kosztownych mierników mikroprocesorowych [126], [129]. Należy przy tym pamiętać, że pomiary te wiążą

się zawsze z określonym okresem całkowania i mogą wystąpić błędy wynikające ze zdolności gromadzenia/oddawania energii przez elementy przekształtnika typu L , C (nie występuje synchronizacja pomiędzy okresem całkowania a wartościami początkowymi i końcowymi energii w elementach L , C).

2.2. Metody PWM ze sprzężeniem zwrotnym

Spośród wielu topologii przekształtników w ostatnich latach najpopularniejszą konfiguracją jest trójfazowy falownik napięcia (przekształtnik DC/AC) o modulowanej szerokości impulsów (PWM). Typowa konfiguracja przekształtnika DC/AC (6T+6D), zamieniająca napięcie stałe w przemienne, jest źródłem o charakterze napięciowym. Amplitudę i częstotliwość napięć wyjściowych reguluje się zwykle przez wektorową modulację szerokości impulsów (wektorowe modulatory PWM). Jednakże zamknięte układy regulacji metodą PWM stwarzają większe możliwości kształtowania właściwości regulacyjnych przekształtnika, zwłaszcza przy wykorzystaniu go do zasilania silnika indukcyjnego. Stąd też wymagane jest przekształcenie źródła napięcia, poprzez sterowanie falownika, w źródło o regulowanym prądzie umożliwiającym szybkie zmiany amplitudy i fazy prądów wyjściowych. Najlepsze właściwości dynamiczne napędu uzyskuje się, gdy sprzężeniem zwrotnym objęte są prądy silnika (lub moment elektromagnetyczny i /lub strumień silnika – wielkości uzyskane drogą pomiarową lub odtworzone). Sprzężenie zwrotne pozwala na kompensację nieliniowości obwodu magnetycznego silnika, zmian napięcia w obwodzie pośredniczącym, czy też efektów związanych z czasem martwym (*dead time*) występującym zawsze w sterowaniu przekształtnika.

Identyczną konfigurację, jak w przekształtniku DC/AC, wykorzystuje się w sterowanym prostowniku sieciowym (przekształtnik AC/DC) zamieniającym napięcie przemienne na stałe. Przekształtnik AC/DC stosowany jest jako zasilacz do przekształtnika DC/AC i wtedy zwykle sterowany jest tak, aby pobierał z sieci prąd sinusoidalny przy współczynniku mocy równym jeden. Innym jego zastosowaniem jest kompensacja mocy odkształcenia, gdy sterowanie zapewnia pobór z sieci prądu o określonym przebiegu odkształconym. Przekształtnik AC/DC może również spełniać oba zadania równocześnie. W powyższych zastosowaniach korzystnie jest również (podobnie jak w przekształtniku DC/AC) zamienić przekształtnik napięciowy w źródło prądowe o regulowanym kształcie pobieranego z sieci prądu.



Rys. 2.4. Układ przekształtnika DC/AC z histerezową regulacją prądów (a), obszar uchybu wektora prądu stojana $\vec{i}_{sdq}$ w wirującym układzie współrzędnych (b) oraz ilustracja regulacji prądu fazowego (c)

Najprostszą metodą regulacji prądu jest nadążne kształtowanie prądów za pomocą trzech niezależnych komparatorów z histerezą w każdej fazie (rys. 2.4a). Podstawową zaletą tej metody jest niski koszt wykonania oraz nie wymagana znajomość parametrów silnika i zasilania. Pomimo swej prostoty, w zastosowaniu do przekształtnika DC/AC zasilającego silnik indukcyjny (procentowo największa grupa zastosowań przekształtnika DC/AC), metoda wspomniana ma szereg wad [20], [106], [130], [169], w tym:

- wzrost częstotliwości łączeń przy małych częstotliwościach wyjściowych (pierwszej harmonicznej prądu) ze względu na brak kontroli wykorzystania „zerowych” wektorów napięcia przekształtnika (rys. 2.4c),

- możliwość wystąpienia błędu podwojenia histerezy, gdyż wektor prądu może poruszać się nie tylko w obszarze sześciokąta, ale również w obszarze gwiazdy, określonej przez histerezy fazowe (rys. 2.4b),
- możliwość wystąpienia podharmonicznych prądu.

Metoda ta, a właściwie potrzeba eliminowania jej wad była podstawą prac zajmujących się różnymi sposobami ich ograniczania. Dodatkowym impulsem do rozwoju metod regulacji prądu było opracowanie wektorowego modelu przekształtnika. Autorzy licznych publikacji proponują różne innowacje, które pozwalają wyeliminować czy też zmniejszyć przedstawione wady. Właściwości (np. zniekształcenia prądu i momentu elektromagnetycznego) metod regulacji prądu lub też innych, pośrednio z nimi związanych (DSC – *direct self control*, DTC – *direct torque control*) można scharakteryzować na podstawie niżej podanych kryteriów [13], [89], [111], [143].

1. **Zawartość harmoniczných prądu.** Harmoniczne prądu decydują o stratach w miedzi, jednym z głównych składników strat w silniku. Definiowane są one jako wartość skuteczna występujących w prądzie harmoniczných z wyjątkiem pierwszej. Skład harmoniczných jest zależny nie tylko od metody PWM przekształtnika, ale również od parametrów silnika. Zawartość harmoniczných prądu określa się odnosząc wartość skuteczną harmoniczných przy sterowaniu według ocenianej metody PWM do wartości skutecznej harmoniczných przy sterowaniu bez modulacji (metodą sześciostanową z prostokątnym napięciem wyjściowym).
2. **Spektrum harmoniczných prądu.** O właściwościach metody modulacji decyduje nie tylko zawartość harmoniczných w prądzie, ale również ich rozkład w dziedzinie częstotliwości. Współczynnik d_f charakteryzujący spektrum opisany jest zależnością:

$$d_f = \sqrt{\int_{0, f \neq f_1}^{\infty} h_d^2(f) df} \quad (2.1)$$

gdzie:

h_d – względna (odniesiona do amplitudy harmonicznej o częstotliwości f_1) amplituda występujących harmoniczných.

3. **Pulsacje momentu elektromagnetycznego.** Wahania momentu elektromagnetycznego (maksymalne odchylenia od wartości średniej odniesione do wartości

znamionowej) decydują o właściwościach dynamiczných i efektach akustycznych (wibracjach) napędu. Chociaż moment elektromagnetyczny wynika z prądu, to nie zawsze zachodzi bezpośredni związek pomiędzy pulsacjami momentu i kształtem prądu (DTC, DSC).

4. **Częstotliwość łączy.** Odkształcenia prądu zmniejszają się wraz ze wzrostem częstotliwości łączy zaworów przekształtnika, przy czym nie zawsze jest to zależność liniowa. Wzrost częstotliwości jest limitowany dopuszczalnymi stratami przyrządów półprzewodnikowych mocy oraz normami emisji zakłóceń elektromagnetycznych (EMI).
5. **Właściwości dynamiczne.** Właściwości dynamiczne w tym przypadku rozumiane są jako szybkość i charakter odpowiedzi na skokową zmianę zadanego prądu lub momentu.

Metody sterowania z zamkniętymi pętlami sprzężeń zwrotnych prądowych (momentowych lub/i strumieniowych) mogą być klasyfikowane w różny sposób [88], [89], [106], [110], [156]. Niżej przedstawiono podział regulatorów ze względu na techniczny sposób ich realizacji.

I. Regulatory histerezy prądu:

- 1) trzy niezależne regulatory:
 - a) ze stałą histerezą,
 - b) ze zmienną histerezą,
 - c) ze stałą częstotliwością łączy,
- 2) regulatory zależne z tabelaryzacją przełączeń (*look-up table controllers*):
 - a) trójfazowe,
 - b) wektorowe,
 - c) z minimalną częstotliwością łączy,
 - d) ze stałą częstotliwością łączy.

II. Regulatory liniowe prądu:

- 1) trójfazowe,
- 2) wektorowe.

III. Regulatory predykcyjne:

- 1) z minimalną częstotliwością łączy,
- 2) ze stałą częstotliwością łączy.

IV. Inne regulatory:

- 1) regulatory z bezpośrednim sterowaniem momentu (DTC, DSC),
- 2) regulatory z sieciami neuronowymi (*neural network controllers*),

3) regulatory zrealizowane z wykorzystaniem logiki rozmytej (*fuzzy logic controllers*).

Przedstawiona klasyfikacja nie obejmuje do końca wszystkich rodzajów regulatorów prądu, a proponowane w literaturze rozwiązania łączą zwykle wiele metod sterowania. Stąd też niżej omówione zostaną jedynie podstawowe grupy regulatorów. Cechą charakterystyczną poszczególnych grup jest występowanie w nich regulatorów, pracujących ze stałą częstotliwością łączy. Związane jest to z praktyczną realizacją sterowników w technice mikroprocesorowej, efektywnie pracujących ze stałym okresem obliczeń.

Regulatory histerezy – trzy niezależne regulatory histerezy

Charakterystyczne właściwości regulatora, pracującego ze stałą szerokością histerezy, przedstawiono na początku p. 2.2. W pracy [199] zaproponowano modyfikację tego regulatora, polegającą na wprowadzeniu modulowanej sinusoidalnie (sygnałem o częstotliwości pierwszej harmonicznej prądu) pętli histerezy. Pozwoliło to na przesunięcie spektrum prądu w kierunku wyższych harmonicznych. Zmienna częstotliwość przełączania, charakterystyczna dla tego regulatora, powodująca efekty akustyczne pracy przekształtnika i napędu (wibracje), jest różnie postrzegana. Z jednej strony autorzy proponują celowe rozmycie częstotliwości, a z drugiej – ściśle zdefiniowane spektrum, aby te efekty osłabić.

W pracach [12], [136], [166] zaproponowano adaptacyjne sterowanie histerezy, gdzie szerokość histerezy zmienia się zależnie od obciążenia i parametrów zasilania utrzymując stałą częstotliwość łączy. W pracach [20], [167] uzyskano stałą częstotliwość łączy dzięki wprowadzeniu do trzech regulatorów histerezy dodatkowych sygnałów trójkątnych. Regulatory, ze stałą częstotliwością łączy, charakteryzują się spektrum harmonicznych wynikającym z częstotliwości dodatkowego sygnału i niewielkimi błędami amplitudy i fazy.

Inną metodę, limitującą częstotliwość łączy (stosowaną głównie w układach sterowania z rezonansowym przełączaniem zaworów przy zerowym napięciu lub prądzie – ZVS, ZCS) reprezentują tzw. delta-modulatory [220]. Regulatory te pracują z zerową pętlą histerezy, a przełączanie może odbywać się w chwilach, określanych zewnętrznym sygnałem próbkującym, pochodzącym z niezależnego generatora [139] (lub z 3 generatorów przesuniętych o $2\pi/3$ [67], [68]) lub z czujni-

ków przejścia przez zero prądu/napięcia w układzie zasilania DC (w układach rezonansowych z przełączaniem ZCS/ZVS) [72], [101], [118], [135].

Zmodyfikowany system trzech niezależnych komparatorów histerezy z jednoczesną regulacją tylko w dwóch fazach (sterowanie jednej z faz cyklicznie blokowane na 1/3 okresu), sterujących przekształtnikiem DC/AC [98], umożliwia zmniejszenie częstotliwości łączy i zwiększenie współczynnika modulacji.

W pracy [124] zaproponowano sterowanie eliminujące szybkie przełączenia i podwojoną histerezę (ograniczającą obszar uchybu do sześciokąta) na podstawie uproszczonych obliczeń pochodnej prądu i czasu do kolejnego przełączenia.

Znaczne zmniejszenie odkształcenia prądu od wartości zadanej uzyskano dzięki objęciu każdego komparatora fazowego dodatkowym ujemnym sprzężeniem zwrotnym z członem inercyjnym [168].

Liniowe regulatory prądu

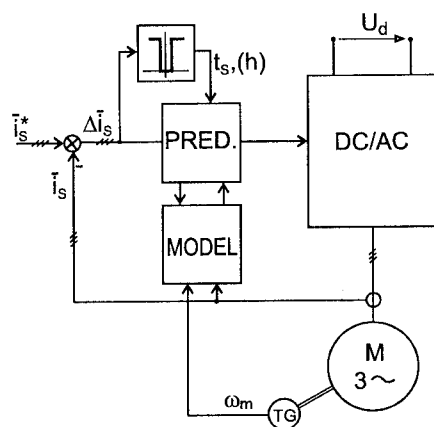
W praktyce jedną z częściej stosowanych metod jest regulacja prądu poprzez liniowe regulatory PI. Sygnały uchybów regulatorów prądu są napięciami zadanymi, których odtwarzanie odbywa się różnymi metodami PWM, charakterystycznymi dla sterowania w układach otwartych. Ponadto zadawanie prądu odbywa się w różnych układach współrzędnych (trójfazowych, biegunowych stacjonarnych $\alpha\beta$, wirujących dq), zależnie od nadrzędnego układu regulacji prędkości/momentu. Liniowe regulatory prądu eliminują niektóre wady metody histerezy (wysoką częstotliwość, podharmoniczne i zdwojenie histerezy prądu) wprowadzając dodatkowo błąd amplitudy i fazy prądu (w przypadku regulacji w układzie trójfazowym i biegunowym $\alpha\beta$). Regulacja w układzie wirującym synchronicznie dq zapewnia zerowy uchyb regulacji w stanie ustalonym. Wadą metody z regulatorami liniowymi, w porównaniu z metodą histerezy, są jej gorsze właściwości dynamiczne (odpowiedź na skokową zmianę wartości zadanej prądu), wynikające z obecności członu całkującego w regulatorze. Właściwości dynamiczne polepszają się po wprowadzeniu dodatkowego sprzężenia od pochodnej prądu zadanego i siły elektromotorycznej.

Regulatory predykcyjne

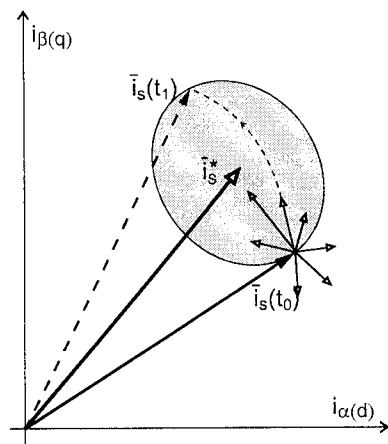
Regulatory predykcyjne (z przewidywaniem) opierają się na wektorowym obrazie przekształtnika i odbiornika/zasilacza. Jednym z kryteriów podziału regulatorów predykcyjnych jest sposób realizacji algorytmu predykcji przełączeń. Z tego względu można wyróżnić regulatory liniowe i nieliniowe. Regulatory liniowe [79],[131], [146], [164], [212] charakteryzują się wyznaczaniem wektora napięcia zadanego przekształtnika i odtwarzaniem go za pomocą modulatorów PWM (wektorowych lub sinusoidalnych). Regulatory liniowe pracują przy stałej częstotliwości łączeń.

Regulatory predykcyjne nieliniowe odtwarzają zadany wektor prądu. Kontrola prądu polega na wyborze optymalnego wektora napięcia kształtowanego przez przełącznik, który skieruje wektor prądu do wnętrza obszaru uchybu (rys. 2.5b). Gdy wektor prądu osiągnie granicę obszaru uchybu, na podstawie równań opisujących przekształtnik i maszynę indukcyjną (dla przekształtnika DC/AC) lub przekształtnik i sieć zasilającą (dla przekształtnika AC/DC), obliczane są w czasie rzeczywistym trajektorie wektora prądu dla wszystkich możliwych wektorów napięcia [93], [94]. Kryterium optymalizacji może być minimalizacja liczby łączeń przy określonym obszarze uchybu prądu [96], [90]. Minimalizacja częstotliwości łączeń w tym przypadku polega na szukaniu wektora napięcia zapewniającego najdłuższy czas do kolejnego przełączenia, biorąc pod uwagę w ilu gałęziach przekształtnika wymagane będzie przełączenie na optymalny wektor napięcia.

a)



b)



Rys. 2.5. Układ przekształtnika DC/AC z predykcyjnym regulatorem prądów

Proponowane są regulatory predykcyjne wykorzystujące różne stopnie uproszczenia równań opisujących obiekt (przekształtnik i maszynę/sieć). Konieczność stosowania uproszczeń wynika przede wszystkim z czasu, którym dysponujemy na prowadzenie obliczeń w czasie rzeczywistym (dla wszystkich wektorów napięcia), a także z trudności w uzyskaniu takich wielkości, jak np. siła elektromotoryczna czy strumień silnika.

Regulatory predykcyjne realizowane są zarówno w przekształtnikach AC/DC [27], [79] jak i DC/AC [131]. Możliwa jest także regulacja, w której kryterium optymalizacji jest kombinacja minimalizacji liczby łączeń i obszaru uchybu [219]. Proponowane są również regulatory z predykcją obejmującą dwa przełączenia do przodu [94].

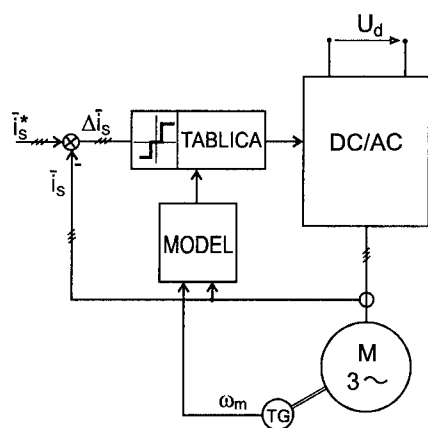
Interesującą koncepcję sterowania predykcyjnego z dodatkowym regulatorem całkującym, polepszającym dokładność regulacji prądu (w stanach statycznych), przedstawiono w pracy [132]. Wielkościami wejściowymi są prądy fazowe, prędkość (siła elektromotoryczna) oraz sygnał położenia wirnika. Regulator wraz z modulatorem wektorowym zrealizowano na 19 EPROM-ach (unikając obliczeń na kosztownych i szybkich procesorach), dzięki czemu możliwa była szybka predykcja przełączeń i wysoka częstotliwość pracy. Regulator pracuje przy stałej częstotliwości łączeń. Wadą tego rozwiązania jest konieczność przeprogramowywania pamięci przy zmianach silnika.

Prostszą (ze względu na liczbę zmiennych parametrów) predykcyjną, praktyczną realizację sterowania przekształtnika AC/DC (w stacjonarnym i wirującym układzie współrzędnych), charakteryzującą się dużą dokładnością i dobrą dynamiką, przedstawiono w pracy [97].

Regulatory prądu z tabelaryzacją przełączeń (*look-up table controllers*)

Regulatory prądu z tabelaryzacją przełączeń (rys. 2.6) są efektem prac badawczych, wynikających z trudności i kosztów realizacji predykcyjnej metody sterowania. W metodzie predykcyjnej proces obliczeniowy i wnioskowanie według wybranego sposobu optymalizacji sterowania prowadzone są w czasie rzeczywistym. W metodach tablicowych dokonano podziału procesu sterowania na dwa etapy. Proces obliczeniowy prowadzony jest w formie teoretycznej analizy obiektu (analiza matematyczna [33], [92] lub symulacje komputerowe [11], [188]), a uogólnienie rozważań zapisywane jest w postaci tablic opisujących przełączenia.

Wnioskowanie polega na wyborze z tablicy optymalnego przełączenia i dokonywane jest w czasie rzeczywistym na podstawie wybranych wielkości (uchyb prądu



Rys. 2.6. Przekształtnik DC/AC z tabelaryzowanym regulatorem prądów

nych możliwościach. Właściwości regulatorów wskazują na znaczny postęp w stosunku do regulatorów histerezowych. Większość regulatorów z tabelaryzacją przełączeń bazuje na wyznaczaniu kierunku poruszania się wektora prądu (pochodnej prądu) z uproszczonych równań (z pominięciem rezystancji i indukcyjności rozproszenia stojana) przekształtnik-silnik (dla przemiennika DC/AC) lub przekształtnik-sieć zasilająca (dla przemiennika AC/DC) [154]. Na podstawie wyznaczonych pochodnych tworzone są algorytmy (sposoby tabelaryzacji) optymalizowane ze względu na poprawność działania w różnych zakresach pracy [9], dynamikę czy ograniczenie częstotliwości łączeń.

Jedno z prostszych w realizacji rozwiązań (eliminujące szybkie przełączenia i podwojoną histerezę), polegające na modyfikacji heksagonalnego pola uchybu zależnie od stanu sygnałów sterujących, zaproponowano w pracy [169].

Regulatory, w których głównym kryterium optymalizacji jest ograniczenie częstotliwości łączeń, bazują na kształtowaniu prądu wykorzystując wektory napięcia kierujące wektor prądu na najdłuższą drogę w obrębie obszaru uchybu, przy możliwie małej wartości pochodnej prądu. Zapewnia to maksymalnie długi czas do kolejnego przełączenia ograniczając w ten sposób sumaryczną liczbę łączeń (średnią częstotliwość łączeń). Z analizy przeprowadzonej w pracach [144], [175], [182] wynika, że wektory pochodnej prądu osiągają najmniejsze wartości, gdy

napięcie zadane, wynikające z kształtowanego prądu, formowane jest zgodnie z zasadą stosowaną w wektorowych modulatorach napięcia (RSP – *regular switching pattern*) [151], [156], [164]. Zasada ta polega na formowaniu zadanego wektora napięcia na bazie dwóch najbliższych wektorów aktywnych i wektora zerowego w jednym przedziale odpowiadającym kątowi $\pi/3$. Regulacja prądu może być prowadzona przy zadawaniu prądu w trójfazowym [127], [162], [191], stacjonarnym $\alpha\beta$ [145] lub wirującym dq [91], [117] układzie odniesienia zarówno w przekształtnikach AC/DC [10], [144], [155], [185] jak i DC/AC [180], [183], [184]. W pracach [153], [156], [154], [157], [192] zaproponowano dodatkową modernizację polegającą na eliminowaniu krótkich czasów pomiędzy kolejnymi przełączeniami przez wybiórcze powiększanie obszaru uchybu, dokonując przełączenia w jednej gałęzi przekształtnika (ASP – *adaptive switching pattern*). W metodach z minimalizacją liczby łączeń stosuje się zwykle dodatkowe opcje umożliwiające poprawę dynamiki w stanach przejściowych [117], [144].

Prosty (tablica przełączeń adresowana uchybami prądu w wirującym układzie współrzędnych dq i położeniem wirnika bez sem.) i skuteczny regulator tablicowy przedstawiono w pracach [115] (przekształtnik DC/AC) oraz [105], [112] (przekształtniki AC/DC i DC/AC). Jednakże wykorzystanie wszystkich możliwych wektorów w każdym przedziale (kąt $\pi/3$) nie pozwala w pełni wykorzystać możliwości minimalizacji liczby łączeń.

W pracach [18], [19], [198] zaproponowano regulator histerezowy z regulacją w stacjonarnym układzie odniesienia $\alpha\beta$. Podwójne komparatory (o różnej szerokości histerezy) w każdej z osi umożliwiają wybór przełączeń, uwzględniając wartości uchybu i pochodnej prądu. Regulator pozwala efektywnie sterować prądem silnika i obniżyć częstotliwość łączeń dzięki celowemu użyciu wektorów zerowych przekształtnika.

Tablicowo-predykcijną strukturę sterowania, pracującą ze stałą częstotliwością łączeń przedstawiono w pracy [87]. Sygnały sterujące wypracowywane są na podstawie wielkości stablicowanych (zależnie od amplitudy uchybu prądu) i obliczanych *on-line* na podstawie wektora napięcia zadanego silnika i uchybu prądu.

Regulatory z bezpośrednim sterowaniem momentu

Metody z bezpośrednią regulacją momentu zaproponowane przez Depenbrocka [51], [52] (DSC) oraz Takahashi i Noguchi (DTC) [195], [196] chociaż nie są metodami prądowymi, wykazują duże podobieństwo do metod prądowych z pośrednią i bezpośrednią orientacją wektora pola [104]. W obu metodach zadawany jest strumień i moment elektromagnetyczny, co jest analogiczne z zadawaniem, odpowiednio, składowej prądu i_{sd} – proporcjonalnej do strumienia oraz składowej i_{sq} – proporcjonalnej do momentu (przy zachowaniu stałego strumienia). Regulacja w obu metodach prowadzona jest w stacjonarnym układzie współrzędnych $\alpha\beta$ (bez układów transformacji współrzędnych) i jest prosta w praktycznej realizacji [14].

Metoda DSC należy do metod histerezowych, z regulacją strumienia prowadzoną w trzech komparatorach fazowych, zależnie od komparatora w torze sterowania momentu. Metoda ta jest wynikiem pracy nad prostym sterowaniem z kontrolą momentu elektromagnetycznego przy minimalnej liczbie łączów. Regulację momentu realizuje się przez modulację odpowiedniego wektora napięcia (w sektorze $\pi/3$) – wektorem zerowym. Wady tej metody sterowania, takie jak heksagonalny strumień oraz odkształcony od sinusoidy prąd, mogą być minimalizowane wprowadzeniem dodatkowych przełączeń [6], [9], [173], [193], [204], [205], [207], [208], [211]. Proponowane jest również przeniesienie zasad DSC na sterowanie przekształtnika sieciowego AC/DC [202].

Metoda DTC i jej odmiana SFVC (*stator flux vector control*) [26], [214] zorientowane są na eliminowanie wad metody DSC oraz na dobrą dynamikę we wszystkich kwadrantach pracy. Optymalne przełączenia stabelaryzowane są w pamięci adresowanej stanem dwupoziomowego komparatora regulacji strumienia i trójpoziomowego regulatora momentu [15], [16], [17], [80], [81], [82], [102], [159], [194], [200]. DTC, z uwagi na używanie pięciu wektorów napięcia (czterech aktywnych i wektora zerowego) w każdym przedziale ($\pi/3$), nie jest metodą umożliwiającą sterowanie z minimalizacją liczby łączów. Proponowane są również odmiany pracujące ze stałą częstotliwością łączów DDTC (*discret direct torque control*) [74] lub z optymalizacją łączów [221]. W pracach [107], [108], [109], [194] zaproponowano istotną zmianę w sterowaniu DTC, eliminującą wadę tej metody (odkształcenie prądu od sinusoidy i heksagonalny strumień) w zakresie małych prędkości obrotowych napędu, przez wprowadzenie dodatkowego sygnału

(prostokątnego lub trójkątnego) na wejście komparatora momentu lub dodatkowej logiki łączów [206].

Regulatory prądu zrealizowane z wykorzystaniem sieci neuronowych (NN) i logiki rozmytej (FL)

Synteza regulatorów prądu wymaga dokładnej znajomości parametrów obiektu (zasilania, przekształtnika, maszyny, obciążenia) i ich zmian w procesie sterowania. Dlatego też parametry te powinny być dokładnie znane lub identyfikowane na bieżąco. Problemy te są mniej znaczące przy zastosowaniu regulatorów zrealizowanych z wykorzystaniem logiki rozmytej lub sieci neuronowych. Regulatory NN i FL stosowane są wtedy, gdy nie satysfakcjonują lub zawodzą tradycyjne metody syntezy regulatorów. Sieć neuronowa zastępuje zwykle liniowy regulator PI [59], pracując jako regulator adaptacyjny. Właściwości regulatora mogą być formowane przez wybór: liczby warstw sieci, sprzężeń zwrotnych oraz sposobu uczenia. W pracach [21], [24], [83], [95] sieć neuronowa zastępuje regulatory histerezowe. Działanie NN może być dodatkowo rozszerzone o zasady charakterystyczne dla modulatorów wektorowych [111], [116], [174].

Regulatory rozmyte, podobnie jak sieci neuronowe, stosuje się w sytuacjach gdy:

- nie jest dostępny model analityczny obiektu sterowania,
- model jest zbyt złożony, a obliczenie regulatora metodami klasycznymi zbyt trudne,
- obiekt sterowania nie jest precyzyjnie zdefiniowany.

Regulatory rozmyte pełnią funkcję liniowych regulatorów prądów PI w układzie trójfazowym [69], [70] lub wektorowym [63], [64], [65], [66], [201], a także wektorowych modulatorów PWM lub też obu bloków jednocześnie [133], zarówno w przekształtnikach AC/DC [160] jak i DC/AC. Ponadto w pracach [125], [172] regulator FL zrealizowano wykorzystując zasady sterowania DSC.

Proponowane są również struktury łączące oba podejścia (NN i FL) tzw. *neuro-fuzzy* regulatory, opierające się na zasadach charakterystycznych dla DTC [25], [78].

2.3. Podsumowanie

Analiza proponowanych rozwiązań części energetycznej przekształtnika do celów napędowych pozwala stwierdzić, że najbardziej efektywną konfiguracją jest połączenie napięciowego przemiennika AC/DC i DC/AC. Przemawiają za tym następujące argumenty:

- pobór z sieci prądów o przebiegu bliskim sinusoidalnemu przy współczynniku mocy równym jeden,
- możliwość zwrotu energii do sieci podczas hamowania silnika,
- bardzo dobra dynamika napędu przy sterowaniu z regulacją prądu,
- możliwość wykorzystania popularnych na rynku modułów tranzystorów IGBT ($6T+6D$).

Przekształtnik AC/DC/AC powinien być wyposażony we wspólny dla obu przekształtników układ quasi-rezonansowy (Q–R), ograniczający straty łączeniowe. Proponowane rozwiązanie ma szereg zalet w stosunku do układów rezonansowych (R) i układów z miękką komutacją fazową (MPF). Zaletą przekształtników z układem quasi-rezonansowym, w stosunku do przekształtników z obwodem rezonansowym pracującym w sposób ciągły jest to, że układ Q–R uruchamiany jest tylko wtedy, gdy wymagane jest przełączenie któregoś łącznika przekształtnika. Stąd też straty występujące w przekształtniku z ciągle drgającym obwodem rezonansowym są wyższe niż w przekształtniku z układem quasi-rezonansowym. Przewaga układu quasi-rezonansowego w stosunku do przekształtników z „miękkim” przełączaniem fazowym (gdy jeden obwód rezonansowy wspomaga komutację jednej fazy) wynika z dwóch przyczyn:

- a) układ „miękkiego” przełączania łączników przekształtnika w układzie Q–R składa się z mniejszej liczby elementów L , C oraz elementów półprzewodnikowych (w układzie Q–R użyty jest 1 obwód rezonansowy, w układzie MPF–6 obwodów rezonansowych, oddzielnie dla każdej fazy przekształtników AC/DC i DC/AC),
- b) straty w obwodach rezonansowych z MPF są większe, ponieważ układ quasi-rezonansowy wspomaga przełączanie jedynie różnicy prądów (dostarczanego przez przekształtnik AC/DC i pobieranego przez przemiennik DC/AC), podczas, gdy układ rezonansowy przekształtnika z MPF wspomaga przełączanie maksymalnego prądu fazowego.

Ze względu na minimalizację strat łączeniowych przez zmniejszenie liczby połączeń najkorzystniejszą metodą regulacji prądu jest sterowanie predykcyjne. Bio-

racę pod uwagę wysokie koszty sterownika predykcyjnego, niewiele gorsze właściwości można uzyskać za pomocą regulatora z tabelaryzacją przełączeń. Warunkiem zmniejszenia liczby połączeń jest gruntowna analiza układu sieć/przekształtnik/silnik, w ujęciu wektorowym z minimalną liczbą założeń upraszczających, która zapewni optymalną tabelaryzację przełączeń.

3. UKŁAD QUASI-REZONANSOWY WSPOMAGAJĄCY PRZELĄCZANIE ZAWORÓW

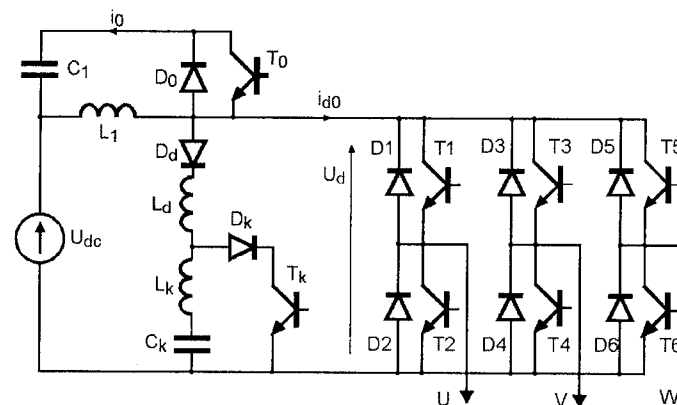
Idea quasi-rezonansowego układu wspomagającego przełączanie zaworów została zaczerpnięta z układów tyrystorowych przekształtników o komutacji centralnej (wspólnej), gdzie jeden wspólny obwód wyłączał wszystkie tyrystory przekształtnika. Podobnie zrealizowano omawiany układ, w którym układ quasi-rezonansowy, przyłączony do obwodu pośredniczącego prądu stałego U_d , sprowadza jego napięcie do zera, w czasie gdy wymagane jest przełączanie któregośkolwiek tranzystora przekształtnika.

Przedstawione rozwiązanie, prezentowane przez autora w pracach [31], [32], [181], charakteryzuje się następującymi właściwościami:

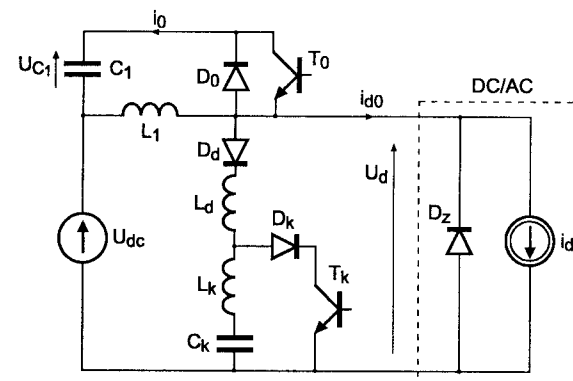
- przełączanie tranzystorów przekształtnika przyłączonego do układu quasi-rezonansowego odbywa się przy zerowym napięciu obwodu pośredniczącego prądu stałego,
- obwód rezonansowy wytwarza oscylacje jedynie w czasie, gdy niezbędne jest przełączenie któregośkolwiek tranzystora falownika,
- układ quasi-rezonansowy pracuje poprawnie przy skokowych zmianach prądu i_{d0} w obwodzie pośredniczącym i umożliwia dwukierunkowy przepływ energii (ze źródła do przekształtnika i odwrotnie),
- dodatkowe tranzystory układu quasi-rezonansowego są „miętko” przełączane (przy zerowym napięciu – ZVS lub zerowym prądzie – ZCS),
- układ quasi-rezonansowy zapewnia ograniczenie przepięć w obwodzie pośredniczącym do zadanego poziomu około $1.1 \div 1.2 U_{dc}$,
- układ quasi-rezonansowy charakteryzuje się prostą budową (tylko dwa dodatkowe tranzystory) i prostym sterowaniem sekwencyjnym dodatkowych tranzystorów.

3.1. Współpraca układu quasi-rezonansowego z przekształtnikiem DC/AC

Struktura układu quasi-rezonansowego współpracującego z przekształtnikiem DC/AC przedstawiona jest na rysunku 3.1.



Rys. 3.1. Schemat układu quasi-rezonansowego współpracującego z trójfazowym przekształtnikiem DC/AC



Rys. 3.2. Schemat układu quasi-rezonansowego współpracującego z zastępczym przekształtnikiem DC/AC

Przekształtnik DC/AC (6 tranzystorów $T1 \div T6$ i 6 diod zwrotnych $D1 \div D6$) dla źródła napięcia stałego U_{dc} , z którego jest zasilany, jest odbiornikiem ze skokowo zmieniającym się prądem i_{d0} w czasie przełączania tranzystorów przekształtnika.

Stąd też, w celu uproszczenia analizy układu quasi-rezonansowego, zastąpiono go źródłem prądu i_{d0} , a diody zwrotne $D1 \div D6$ – diodą D_z (rys.3.2).

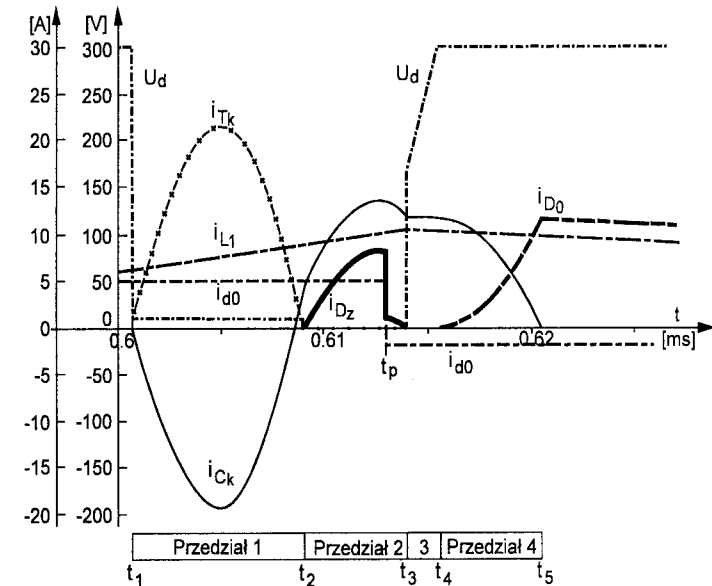
Poszczególne elementy układu wspomagającego przełączanie pełnią następujące funkcje:

- kondensator C_k i indukcyjność L_k są głównymi elementami obwodu rezonansowego,
- indukcyjność L_d zmniejsza stromość narastania składowej prądu gałęzi D_k, T_k w sytuacji, gdy przed załączeniem tranzystora komutacyjnego T_k przewodziła dioda D_0 ,
- dioda D_d separuje obwód rezonansowy od reszty układu po zakończeniu procesu komutacji,
- tranzystor T_k inicjuje rezonansowe przeładowanie obwodu rezonansowego L_k, C_k ,
- dioda D_k zabezpiecza tranzystor T_k przed pracą inwersyjną,
- indukcyjność L_1 separuje obwód rezonansowy od źródła napięcia U_{dc} w czasie działania układu komutacyjnego,
- kondensator C_1 wraz z diodą D_0 i tranzystorem T_0 stanowią obwód magazynujący energię, wynikającą z różnicy prądów przekształtnika i_{d0} i źródła (prądu płynącego przez indukcyjność L_1),
- tranzystor T_0 jest załączany, gdy napięcie na kondensatorze C_1 przewyższa zadaną wartość U_{C1}^* .

Chociaż konfiguracja obwodu magazynującego energię (C_1, T_0, D_0) jest identyczna z konfiguracją obwodu przedstawioną przez Divana [56], jej działanie jest inne (ze względu na sposób sterowania tranzystora T_0) i będzie omówione w dalszej części pracy (p. 3.1.1, 3.1.3, 3.5.1).

3.1.1. Zasada pracy układu rezonansowego

Zasadę działania układu rezonansowego (rys. 3.2) dobrze ilustrują wyniki symulacji komputerowej przedstawione na rysunku 3.3, a poszczególne fazy procesu – na rysunku 3.4.



Rys. 3.3. Przebiegi napięć i prądów układu komutacyjnego współpracującego z zastępczą strukturą przekształtnika DC/AC

Założono, że prąd i_{d0} pobierany przez przekształtnik zmienia się skokowo w czasie komutacji. Parametry symulowanego układu rezonansowego są następujące:

$$L_k = 33 \mu\text{H}, C_k = 0,2 \mu\text{F}, L_1 = 0,33 \text{ mH}, L_d = 16 \mu\text{H},$$

$$C_1 = 200 \mu\text{F}, U_{dc} = 250 \text{ V}, i_{d0} = (+5, -2) \text{ A}, U_{C1} = 50 \text{ V}.$$

Przedział 1: rys. 3.3 ($t_1 \div t_2$), rys. 3.4a

Sygnal (z nadrzędnego regulatora PWM), informujący o potrzebie zmiany konfiguracji przewodzących tranzystorów przekształtnika, powoduje wyłączenie tranzystora T_0 (jeżeli wcześniej był włączony, aby obniżyć napięcie na kondensatorze C_1) i załączenie tranzystora T_k (rys. 3.3, czas t_1 , rys.3.4a). Kondensator C_k , naładowany do napięcia wyższego od $U_{dc} + U_{C1}$, przeładowuje się rezonansowo w obwodzie L_k, C_k, D_k, T_k . Ponadto przez tranzystor T_k płynie składowa prądu ze źródła U_{dc} , ograniczona indukcyjnością L_1 . Napięcie w obwodzie pośredni-

czącym U_d spada w tym czasie do wartości bliskiej zero (z uwagi na stosunkowo dużą wartość indukcyjności L_1 w porównaniu z L_d):

$$U_d \cong L_d \frac{di_{L_d}}{dt} \quad (3.1)$$

Prąd obciążenia zamyka się w obwodzie U_{dc} , L_1 , przekształtnik (i_{d0}).

Przedział 2: rys. 3.3 ($t_2 \div t_3$), rys. 3.4b

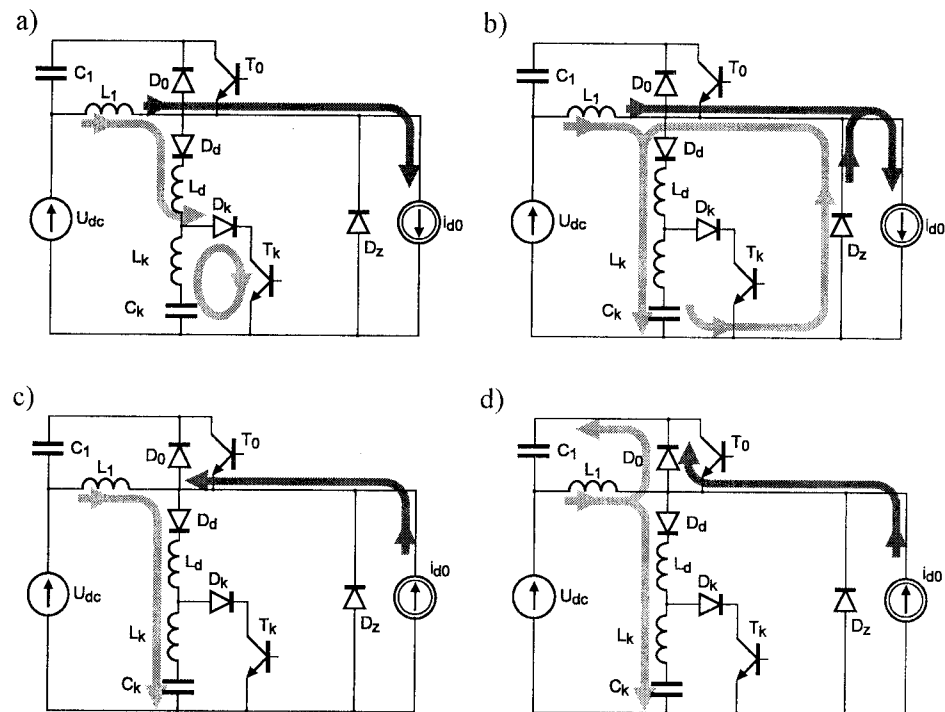
Po czasie t_2 , gdy prąd w tranzystorze T_k spadnie do zera, kondensator przeładowuje się w obwodzie U_{dc} , L_1 , D_d , L_d , C_k , L_k , a nadwyżka prądu wynikająca z równania:

$$i_{D_z} = i_{C_k} - i_{L_1} + i_{d0} \quad (3.2)$$

zamyka się przez diodę D_z ($i_{D_0} = 0$ w tym przedziale czasu). W czasie, gdy dioda D_z przewodzi ($t_2 \div t_3$), napięcie w obwodzie pośredniczącym spada do wartości bliskiej zero ($U_d = U_{D_zSAT}$) i może być dokonane bezstratne przełączenie tranzystorów przekształtnika w czasie t_p (rys. 3.4b).

Przedział 3: rys. 3.3 ($t_3 \div t_4$), rys. 3.4c

W czasie t_3 , gdy prąd diody D_z spada do zera, kondensator C_k doładowuje się stałym prądem w obwodzie U_{dc} , L_1 , D_d , L_d , C_k , L_k . W czasie t_4 napięcie U_d osiąga wartość równą $U_{dc} + U_{C_1}$.



Rys. 3.4. Fazy procesu przełączania układu quasi-rezonansowego

Przedział 4: rys. 3.3 ($t_4 \div t_5$), rys. 3.4d

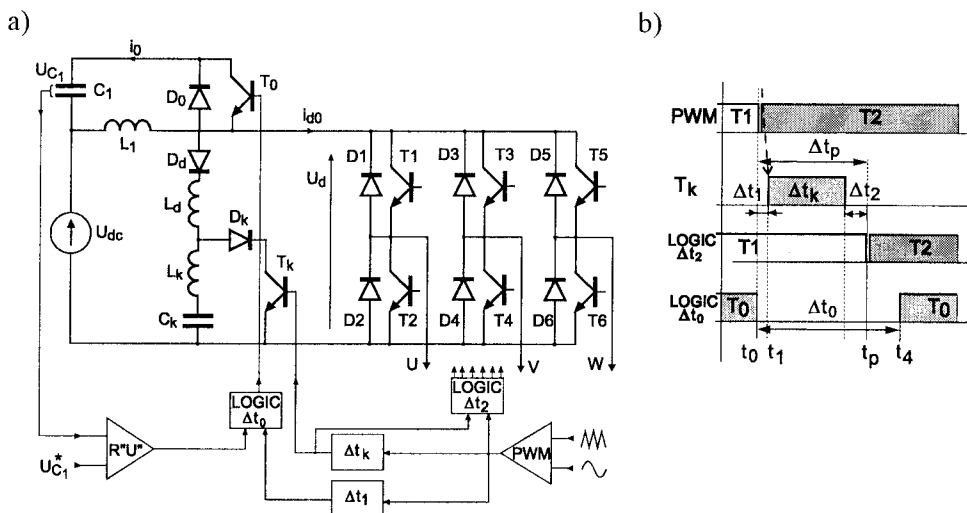
Gdy napięcie U_d przekroczy wartość $U_{C_1} + U_{dc}$, włącza się dioda D_0 , która w czasie t_5 przejmuje prąd i_{d0} oraz i_{L_1} . Proces rezonansowego przełączania obwodu rezonansowego L_k , C_k zostaje zakończony.

Przedstawiony cykl pracy układu komutacyjnego nie wyczerpuje wszystkich możliwych sytuacji występujących podczas pracy tego układu. Chociaż zasada działania pozostaje nie zmieniona, to w początkowych, a zwłaszcza końcowych przedziałach pracy cykle komutacyjne się różnią. Zależy to głównie od warunków początkowych i końcowych układu quasi-rezonansowego (kierunek i wartość prądu w indukcyjności L_1 , kierunek i wartość prądu i_{d0} , stan pracy D_0 , T_0). Jest wiele wariantów tych warunków (niektóre z nich wymagają zastosowania dodat-

kowych elementów wspomagających przełączanie) i będą szczegółowo omówione w dalszej części pracy (p. 3.1.3, 3.5.1).

3.1.2. Układ sterowania przekształtnika DC/AC z układem quasi-rezonansowym

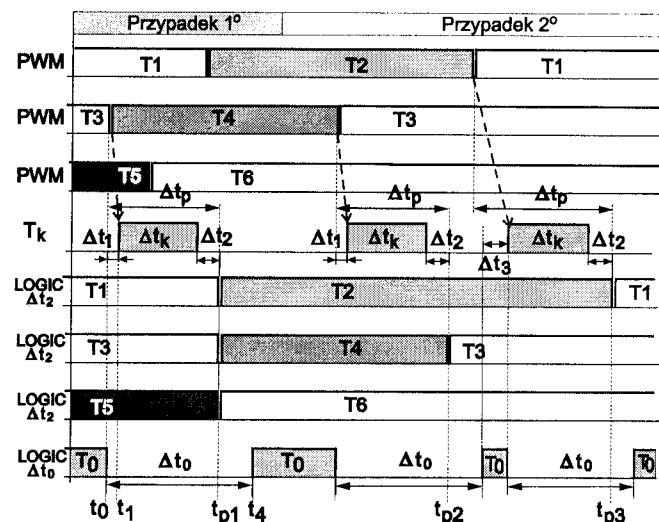
Zadaniem układu sterowania jest wypracowanie impulsów sterujących tranzystory przekształtnika, dołączonego do źródła prądu stałego poprzez układ quasi-rezonansowy. Każda potrzeba zmiany konfiguracji przewodzących tranzystorów, wypracowana w nadrzędnym układzie sterowania przekształtnika (np. sterowanie nadążne, PWM) powoduje sekwencję impulsów na dwa tranzystory (T_k, T_0) układu quasi-rezonansowego. Strukturę układu sterowania przedstawia rysunek 3.5a, a przykładową sekwencję impulsów sterujących układem – rysunek 3.5b.



Rys. 3.5. Schemat sterowania przekształtnika DC/AC z układem komutacyjnym (a) oraz przykładowa sekwencja impulsów sterujących podczas przełączania tranzystorów T_1, T_2 (b)

Konieczność przełączenia np. tranzystora T_1 przekształtnika powoduje wyłączenie tranzystora T_0 (jeżeli był załączony w czasie t_0) na czas rezonansowego przełączania Δt_0 . Po czasie Δt_1 , niezbędnym na wyłączenie T_0 , załączany jest tranzystor komutacyjny T_k na czas Δt_k , dłuższy od czasu przepływu prądu w obwodzie C_k, L_k, D_k, T_k (przedział $t_1 - t_2$, rys. 3.3). Następnie po czasie Δt_2 przełą-

czany jest tranzystor T_1 (inicjujący proces przełączania) w czasie t_p , gdy prąd obwodu rezonansowego osiąga maksymalną wartość po zmianie kierunku (czas t_p , rys. 3.3). W czasie t_4 , gdy napięcie U_d osiągnie wartość $U_{dc} + U_{C1}$ i zostanie zakończony proces przejściowy rezonansowego przełączania, może być załączony tranzystor T_0 . W układzie wspomagającym przełączanie kontrolowane jest napięcie na kondensatorze C_1 i gdy jego wartość przekroczy wartość zadaną U_{C1}^* ($U_{C1}^* \equiv 0.1 \div 0.2 U_{dc}$), załączany jest tranzystor T_0 . Energia kondensatora C_1 przekazywana jest do indukcyjności L_1 i do odbiornika.



Rys. 3.6. Przykładowe sekwencje impulsów sterujących w zależności od występowania impulsów inicjujących procesy komutacyjne

Częstotliwość pracy układu komutacyjnego wynika z częstotliwości pracy nadrzędnego układu sterowania (PWM, regulacja nadążna). Jeśli metoda sterowania nie ogranicza minimalnych czasów pomiędzy kolejnymi przełączeniami przekształtnika, to mogą wystąpić dwa przypadki (rys. 3.6).

1°. Kolejne przełączania tranzystorów przemiennika są tak blisko siebie, że wszystkie przełączenia ($T_1/T_2, T_3/T_4, T_5/T_6$) mieszczą się w czasie Δt_p po inicjującym proces komutacyjny przełączeniu T_3/T_4 (czas t_0). W tym przypadku wszystkie impulsy przepisane są jednocześnie w czasie t_{p1} .

2°. Czas pomiędzy kolejnymi impulsami (T_4/T_3 , T_2/T_1) jest większy od Δt_p . Konieczność przełączenia T_2/T_1 zostaje zapamiętana, a następnie po zakończeniu cyklu rezonansowego przeładowania, zainicjowanego przez T_4/T_3 po czasie Δt_3 , obwód rezonansowy zostaje pobudzony do drgań powtórnie i tranzystory T_2/T_1 przełączane są w czasie t_{p3} .

W modelu laboratoryjnym odpowiednie czasy wynoszą:

$$\Delta t_1 \cong 0.8 \mu s, \Delta t_2 \cong 1.5 \mu s, \Delta t_3 \cong 1.5 \mu s, \Delta t_0 \cong 6 \mu s, \Delta t_k \cong 2 \mu s.$$

Wynika z tego, że czas opóźnienia przełączania tranzystora w pierwszym przypadku (1°) wynosi około $4 \mu s$, a w drugim (2°) – około $6 \mu s$. Czas ten porównywalny jest z czasem martwym zalecanym przez wytwórców IGBT (np. firma Mitsubishi [142] zaleca czas $t_{dd} = 4 - 5 \mu s$).

3.1.3. Proces przełączania tranzystorów przekształtnika DC/AC

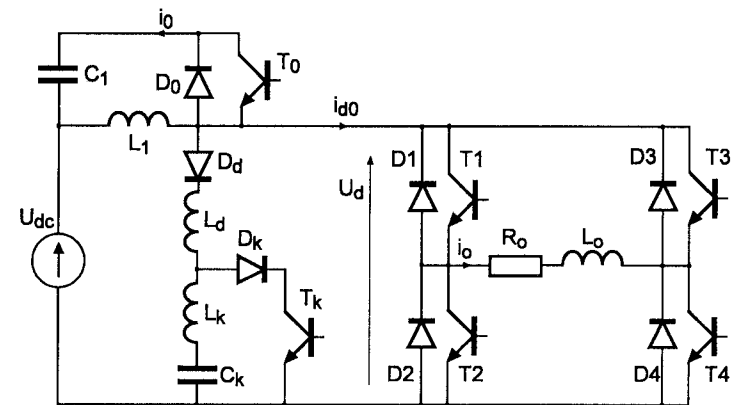
Przełączanie tranzystorów przekształtnika zależy od warunków początkowych układu quasi-rezonansowego, a zwłaszcza od kierunku prądu w indukcyjności L_1 oraz prądu i_{d0} , a także prądu diody D_0 lub tranzystora T_0 . Można wyróżnić następujące warianty przed rozpoczęciem przełączania:

1° dioda D_0 i tranzystor T_0 nie przewodzą, a więc prąd $i_{L1} = i_{d0}$,

2° dioda D_0 przewodzi,

3° tranzystor T_0 przewodzi.

Chociaż szczegółowe przebiegi różnią się w przedstawionych sytuacjach, to generalnie zasady wyłączania i załączania tranzystorów są na ogół takie same. Procesy przełączania zostaną opisane na przykładzie jednofazowego przekształtnika DC/AC współpracującego z układem quasi-rezonansowym (rys. 3.7).



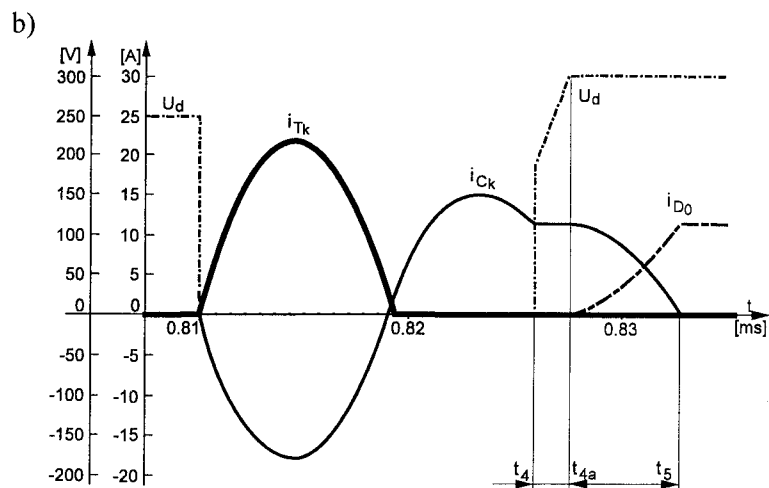
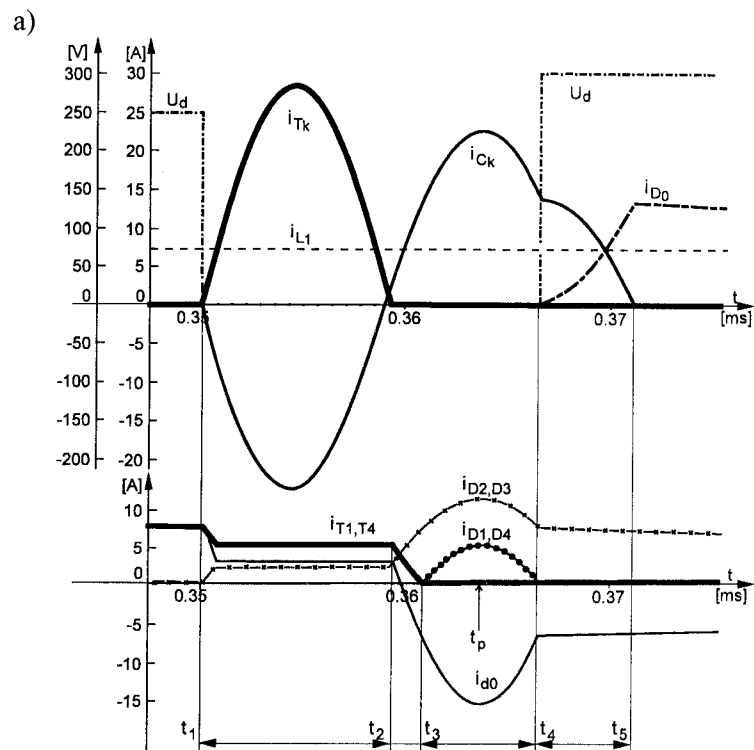
Rys. 3.7. Schemat jednofazowego przekształtnika DC/AC współpracującego z układem quasi-rezonansowym

Proces wyłączania tranzystorów

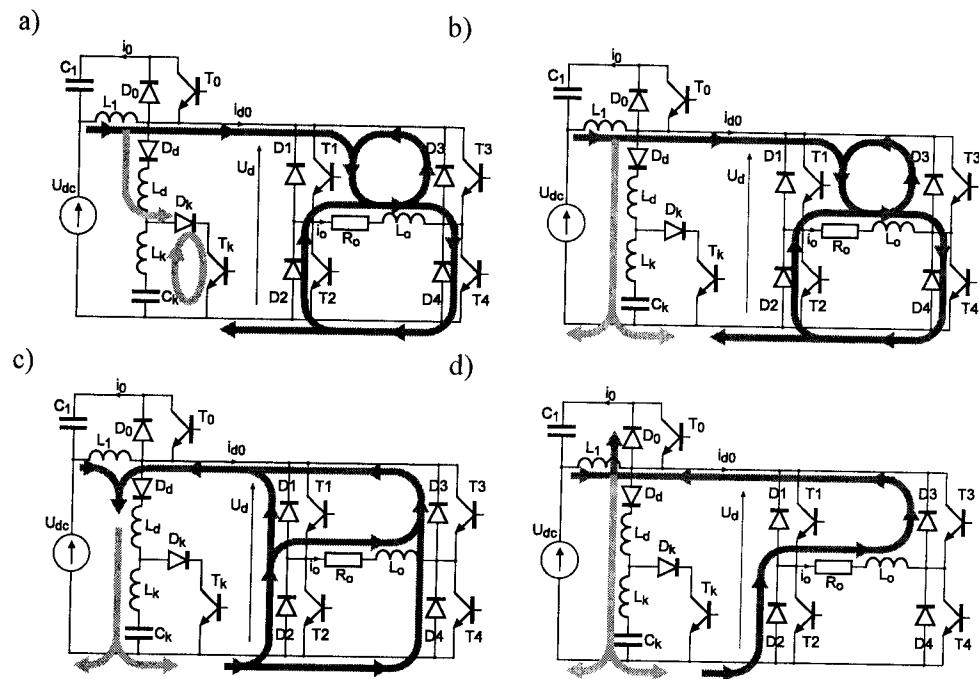
Warunki początkowe układu odpowiadają wariantowi 1°. Rysunek 3.8 przedstawia wyniki symulacji podczas wyłączania tranzystorów, przy czym prąd odbiornika i_o przed komutacją zamyka się przez tranzystory T_1 , T_4 .

Załączenie tranzystora T_k inicjującego proces oscylacyjny w obwodzie rezonansowym C_k, L_k, D_k, T_k powoduje także, że pojawia się składowa prądu w gałęzi D_d, L_d, D_k, T_k . Ze względu na dużą wartość indukcyjności L_1 (4 mH) i krótki czas działania obwodu rezonansowego (w symulacji około $20 \mu s$) prąd w indukcyjności L_1 prawie się nie zmienia. Oznacza to, że prąd i_{d0} zmniejsza się o wartość prądu gałęzi D_d, L_d, D_k, T_k . W konsekwencji brakująca część prądu obciążenia i_o zamyka się przez diody zwrotne w pętlach T_1, L_o, R_o, D_3 oraz T_4, L_o, R_o, D_2 (rys. 3.9a). W tym czasie (przedział $t_1 - t_2$, rys. 3.8a) napięcie w obwodzie pośredniczącym U_d jest bliskie zeru i wynosi:

$$U_d = L_d \frac{di_{Ld}}{dt} + U_{DdSAT} + U_{DkSAT} + U_{TkSAT} \cong 2U_{DSAT} + U_{TSAT} \quad (3.3)$$



Rys. 3.8. Symulacja procesu wyłączania tranzystorów jednofazowego przekształtnika DC/AC współpracującego z układem quasi-rezonansowym (wg rys. 3.7)



Rys. 3.9. Fazy procesu wyłączania prądu tranzystorów jednofazowego przekształtnika DC/AC współpracującego z układem quasi-rezonansowym

Składowa napięcia na indukcyjności L_d jest pomijalnie mała, ponieważ prąd i_{L_d} jest w praktyce stały i wynika z różnicy opisanej zależnością (3.4) (prądy i_{L_1} , i_{d0} w przedziale czasu $t_1 - t_2$ ze względu na relatywnie duże indukcyjności L_1 i L_0 nie zmieniają się).

$$i_{L_d} = i_{L_1} - i_{d0} \quad (3.4)$$

Pozostałe procesy w układzie komutacyjnym przebiegają podobnie jak opisano w p. 3.1.1. W czasie t_2 , gdy prąd gałęzi D_k, T_k spada do zera, rozpoczyna się proces wyłączania tranzystorów $T1, T4$ (rys. 3.9b, rys. 3.8a, przedział $t_2 - t_3$). Prąd i_{d0} zmniejsza się i zmienia kierunek tak, że w czasie t_3 diody $D2, D3$ przejmują cały prąd obciążenia i_o (rys. 3.9b). Dalszy wzrost prądu i_{d0} (wynikający ze wzrostu prądu i_{C_k}) ponad prąd obciążenia powoduje, że jego nadwyżka zamyka się przez diody $D1, D4$ (rys. 3.9c, rys. 3.8a, przedział $t_3 - t_4$).

W tym czasie napięcie w obwodzie pośredniczącym U_d jest bliskie zeru ($U_d = -2U_{DSAT}$). Zmiana impulsów sterujących parami tranzystorów $T1$ – $T4$, $T2$ – $T3$ następuje w stanie bezprądowym tranzystorów w czasie t_p (rys. 3.8a). Kolejna faza procesu przełączania (przedział t_4 – t_5) może mieć dwa warianty (rys. 3.8a,b), zależne od napięcia kondensatora U_{Ck} w czasie t_4 . Jeżeli napięcie to jest wyższe od sumy U_{dc} i U_{C1} , to włącza się dioda D_0 i następuje wymiana prądu pomiędzy gałęzią komutacyjną i diodą D_0 (rys. 3.8a, przedział t_4 – t_5). Ponadto dioda D_0 przejmuje prąd indukcyjności L_1 . W przeciwnym przypadku ($U_d < U_{dc} + U_{C1}$) w czasie t_4 – t_{4a} występuje doładowanie kondensatora stałym prądem do napięcia $U_{dc} + U_{C1}$ i dalej – wymiana prądu pomiędzy gałęzią komutacyjną i diodą D_0 (w czasie t_{4a} – t_5 , rys. 3.8b). W końcowej fazie procesu komutacyjnego prąd obciążenia i_o przejmuje diody $D2$, $D3$.

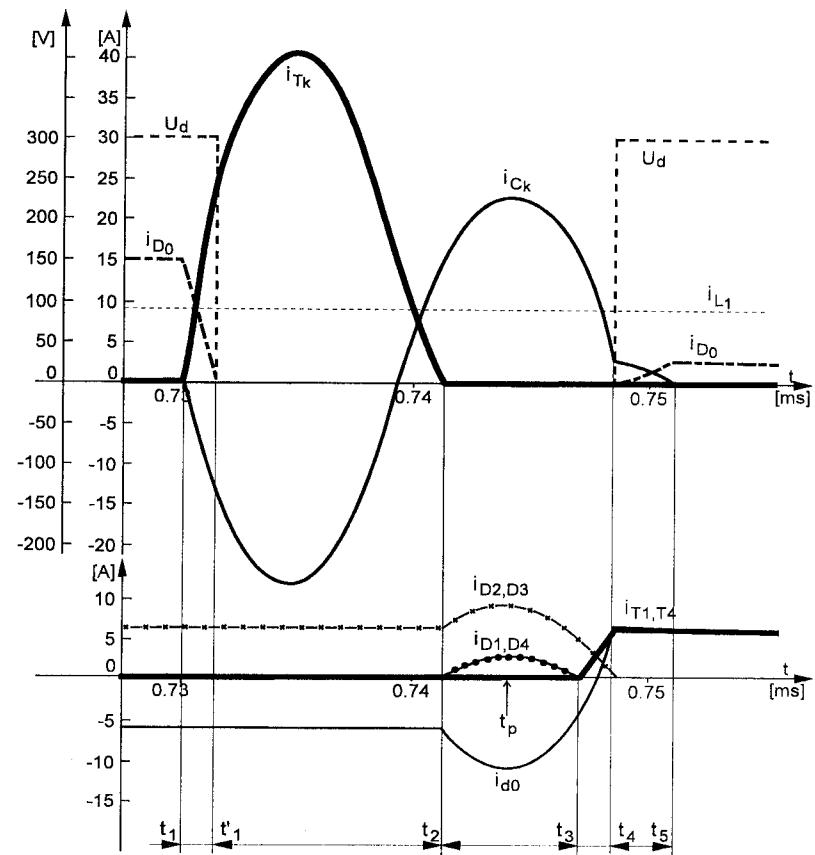
Proces załączania tranzystorów

Wyniki symulacji przedstawionej na rysunku 3.10 ilustrują proces załączania tranzystorów $T1$, $T4$ w sytuacji wyjściowej, gdy prąd obciążenia zamyka się przez diody $D2$, $D3$. Warunki początkowe układu odpowiadają wariantowi 2°.

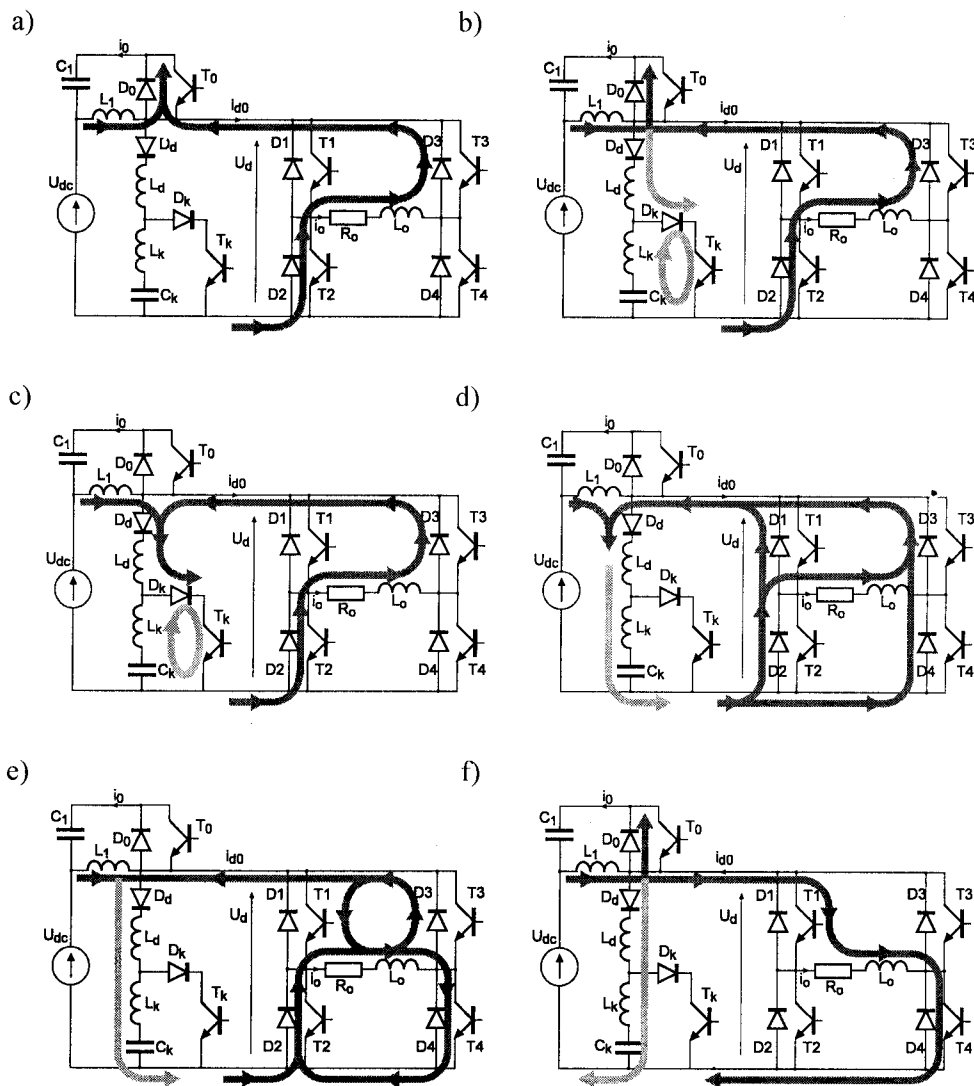
W stanie pracy, jak przedstawiono na rysunku 3.11a, załączony jest tranzystor T_k inicjujący proces rezonansowego przeładowania kondensatora C_k (rys. 3.11b). Prąd diody D_0 przejmuje gałąź D_d , L_d , D_k , T_k . Tranzystor T_k załączany jest przy zerowym napięciu (całe napięcie $U_{dc} + U_{C1}$ odkłada się na indukcyjności L_d), a prąd pomiędzy diodą D_0 i gałęzią komutacyjną wymieniany jest z szybkością ograniczoną indukcyjnością L_d (rys. 3.11b, rys. 3.10, przedział t_1 – t'_1).

W przedziale czasu t'_2 – t_2 (rys. 3.11c) napięcie w obwodzie pośredniczącym jest bliskie zeru i wynosi:

$$U_d = L_d \frac{di_{Ld}}{dt} + U_{DdSAT} + U_{DkSAT} + U_{TkSAT} \cong 2U_{DSAT} + U_{TSAT} \quad (3.5)$$



Rys. 3.10. Symulacja procesu załączania tranzystorów jednofazowego przekształtnika DC/AC współpracującego z układem quasi-rezonansowym (wg rys. 3.7)



Rys. 3.11. Fazy procesu załączania prądu tranzystorów jednofazowego przekształtnika DC/AC współpracującego z układem quasi-rezonansowym

Spadek napięcia na indukcyjności L_d może być pominięty, ponieważ prąd i_{Ld} równy:

$$i_{Ld} = i_{L1} + i_{d0}, \quad (3.6)$$

ma prawie wartość stałą w relatywnie krótkim czasie $t'_1 - t_2$. Po wyłączeniu się tranzystora T_k w czasie t_2 i wzroście prądu gałęzi komutacyjnej i_{Ck} ponad sumę prądów i_{L1} , i_{d0} , nadwyżka prądu i_{d0} ponad prąd obciążenia i_o zamyka się przez diody $D1$, $D4$ (rys. 3.11d, rys. 3.10, przedział $t_2 - t_3$). Ponadto w czasie t_p , w stanie bezprądowym, przełączane są tranzystory przekształtnika DC/AC (wysterowywane tranzystory $T1$, $T4$). Zmniejszenie się prądu i_{d0} poniżej wartości prądu obciążenia i_o (rys. 3.10, przedział $t_3 - t_4$) powoduje, że następuje uzupełnienie brakującej wartości przez tranzystory $T1$, $T4$ (rys. 3.11e). Załączenie tranzystorów odbywa się przy bliskim zeru napięcia U_d w obwodzie pośredniczącym. Przejęcie całego prądu obciążenia i_o przez tranzystory $T1$, $T4$ w czasie t_4 rozpoczyna ostatnią fazę procesu komutacyjnego (rys. 3.11f) tj. wymianę prądu pomiędzy gałęzią komutacyjną a diodą D_0 , zgodnie z równaniem dla tego przedziału czasu ($t_4 - t_5$):

$$i_{L1} - i_o = i_{Ck} + i_{D0} \quad (3.7)$$

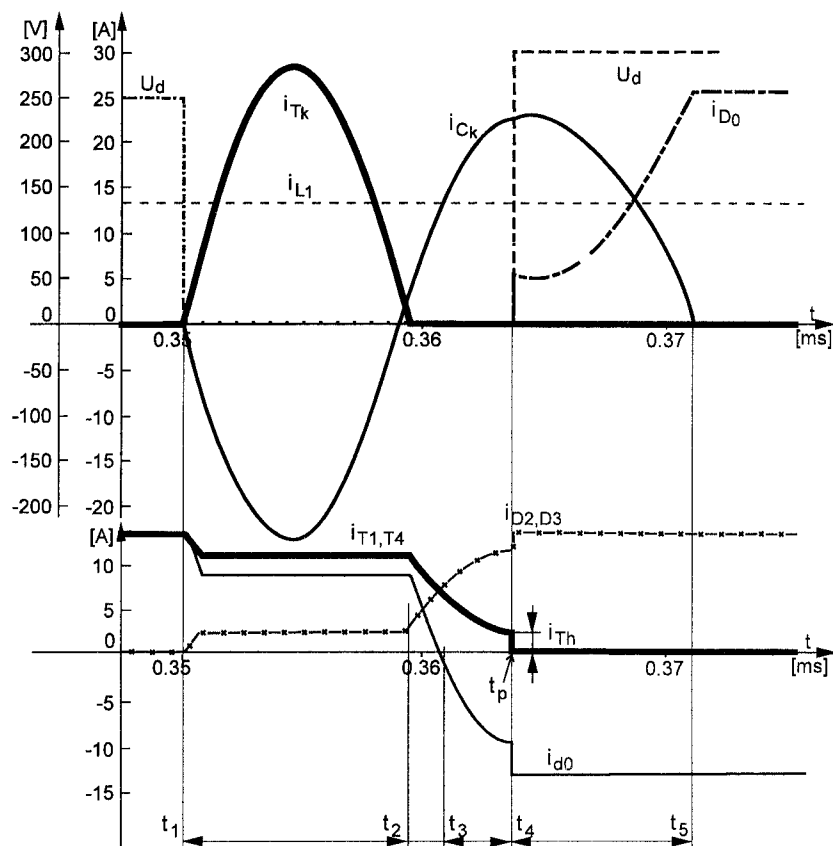
Ta faza procesu załączania, podobnie jak podczas wyłączania, może mieć dwa warianty (analogicznie jak na rys. 3.8a,b), w zależności od wartości napięcia U_{Ck} w czasie t_4 .

Warunki przełączania tranzystorów

Jak wykazano w opisanych procesach, przełączanie odbywa się na dwóch różnych zboczach nadwyżki prądu komutacyjnego zamykającego się przez diody zwrotne. Zmiana impulsów sterujących odbywa się w czasie t_p , gdy prąd ten osiąga wartość maksymalną. Analiza teoretyczna potwierdzona symulacjami procesów przełączania (rys. 3.8, 3.10) pozwoliła ustalić warunki „miękkiego” przełą-

czania. W układzie jednofazowego przekształtnika DC/AC warunkiem bezstratnej komutacji jest to, aby bezwzględna maksymalna wartość prądu i_{Ck} w przedziale czasu $t_2 - t_3$ (rys. 3.8, 3.10) była większa od bezwzględnej podwojonej wartości prądu obciążenia i_o przekształtnika (różnicy prądu i_{d0} przed i po komutacji). Poszerzenie tego warunku na przekształtnik trójfazowy sprowadza się do spełnienia nierówności:

$$|i_{d0}(t_1) - i_{d0}(t_4)| < |(i_{Ck})_{\max}| \quad (3.8)$$



Rys. 3.12. Symulacja procesu „twardego” wyłączania tranzystorów jednofazowego przekształtnika DC/AC współpracującego z układem quasi-rezonansowym (wg rys. 3.7)

W przypadku niespełnienia warunku (3.8) występuje „twarde” wyłączenie części prądu tranzystorów i_{Th} opisanego równaniem:

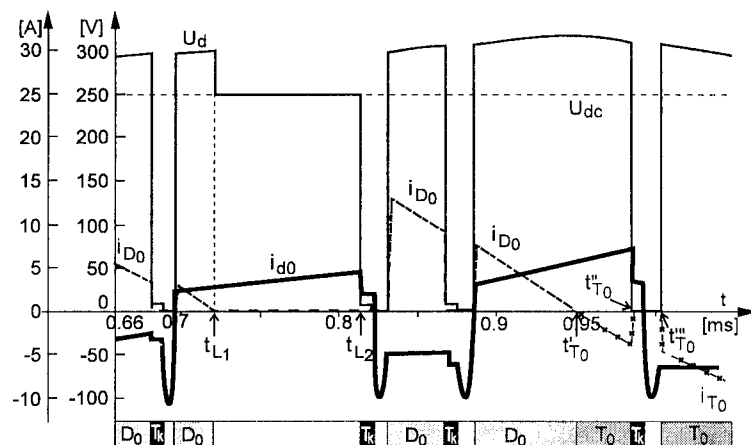
$$i_{Th} = |i_{d0}(t_1) - i_{d0}(t_4)| - |(i_{Ck})_{\max}| \quad (3.9)$$

Sytuację taką w przekształtniku jednofazowym podczas procesu wyłączania ilustruje rysunek 3.12. Prąd tranzystorów $T1, T4$ w czasie przełączania t_p nie spada do zera. Następuje wyłączenie tranzystorów $T1, T4$, a pozostała część prądu i_{Th} przejmują diody $D2, D3$. Skokowo zmienia się również prąd obwodu pośredniczącego i_{d0} , który może być przejęty tylko przez diodę $D0$. Załączenie się diody $D0$ powoduje skokową zmianę napięcia U_d do wartości równej sumie U_{dc} i U_{C1} . Tak więc tranzystory $T1, T4$ są „twarde” wyłączane, przy czym dotyczy to jedynie części prądu równej i_{Th} .

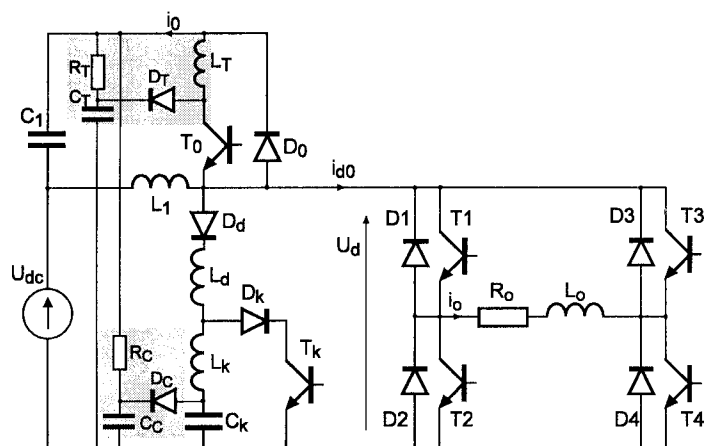
Proces przełączania tranzystora układu komutacyjnego T_0

Proces załączania i wyłączania diody D_0 oraz tranzystora T_0 uzależniony jest od kierunku i wartości prądów i_{d0} , i_{L1} , a także od napięcia na kondensatorze U_{C1} . Na rysunku 3.13 przedstawiono wyniki symulacji charakterystycznych przypadków, które mogą wystąpić w procesach przełączania. W czasie, gdy prąd i_{d0} jest równy prądowi indukcyjności L_1 , napięcie w obwodzie pośredniczącym U_d jest mniejsze i równe napięciu źródła U_{dc} (rys. 3.13, przedział czasu $t_{L1} \div t_{L2}$). Tranzystor T_0 może załączyć się bezstratnie po czasie t'_{T0} , gdy dioda D_0 przestaje przewodzić lub też załączyć i wyłączyć „twarde” w innych sytuacjach (czasy t'_{T0} , t''_{T0} , t'''_{T0}).

Z uwagi na możliwość przełączania „twardego” układ quasi-rezonansowy został rozbudowany o dodatkowe elementy L_T, C_T, R_T, D_T , ograniczające straty przełączeniowe (rys. 3.14). Indukcyjność L_T pozwala załączać tranzystor T_0 przy zerowym prądzie (całe napięcie podczas załączania T_0 odkłada się na indukcyjności L_T), a elementy C_T, R_T, D_T ograniczają przepięcia przejmując energię z indukcyjności L_T podczas wyłączania T_0 .



Rys. 3.13. Charakterystyczne przypadki przełączania elementów T_0 , D_0



Rys. 3.14. Układ quasi-rezonansowy (pełna wersja) współpracujący z jedno-fazowym przekształtnikiem DC/AC

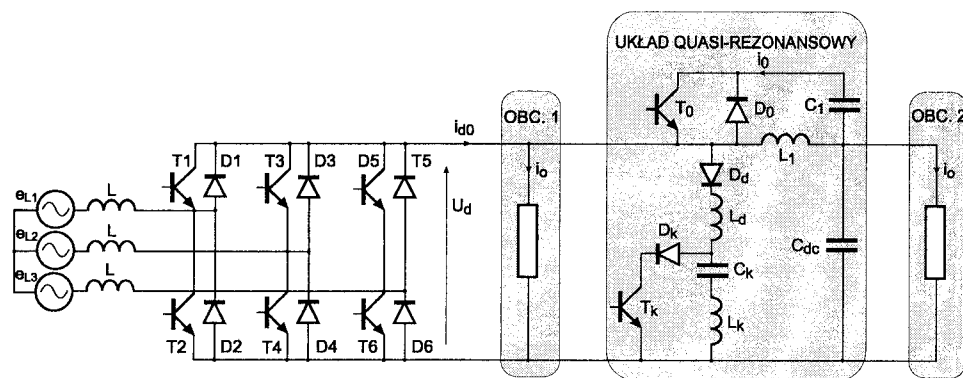
Prąd rezonansowego przeładowania kondensatora komutacyjnego zależy przede wszystkim od wartości napięcia początkowego kondensatora U_{Ck0} . Wartość prądu zależy od warunków ostatniego procesu komutacyjnego, a przede wszystkim od energii zgromadzonej w indukcyjnościach L_d , L_k i przekazywanej w ostatniej fazie procesu (przedział czasu $t_4 - t_5$, rys. 3.8, 3.10) do kondensatora C_k .

Końcowa wartość napięcia kondensatora komutacyjnego U_{Ck0} może być ustalona nawet na poziomie wyższym od sumy napięć $U_{dc} + U_{C1}$. Aby zmniejszyć wartość zmian amplitudy prądu komutacyjnego i_{Ck} (zależnych od U_{Ck0}) w różnych cyklach rezonansowych, zastosowano dodatkowy układ R_C , D_C , C_C (rys. 3.14), ograniczający napięcie kondensatora U_{Ck0} do wartości bliskiej sumie napięć U_{dc} i U_{C1} . Układ ograniczania przebiegów stabilizuje drgania obwodu rezonansowego, ustalając jednakowe napięcie początkowe na kondensatorze komutacyjnym w każdym cyklu.

Zastosowanie opisanej sieci odciażającej (L_T , C_T , R_T , D_T) oraz elementów ograniczających przebiegi (R_C , D_C , C_C) nie zmienia opisanej zasady działania układu quasi-rezonansowego, współpracującego z przekształtnikiem DC/AC.

3.2. Współpraca układu quasi-rezonansowego z przekształtnikiem AC/DC

Wzrost liczby odbiorników z wykorzystaniem przekształtników energoelektronicznych pociąga za sobą wzrost poboru energii przy odkształconym, niesinusoidalnym prądzie pobieranym z sieci. Stąd też w ostatnich latach wzrosło zainteresowanie układami kompensującymi moc bierną, a przede wszystkim moc odkształcenia. Jedną z konfiguracji układów trójfazowych średniej i dużej mocy, przedstawia rysunek 3.15.

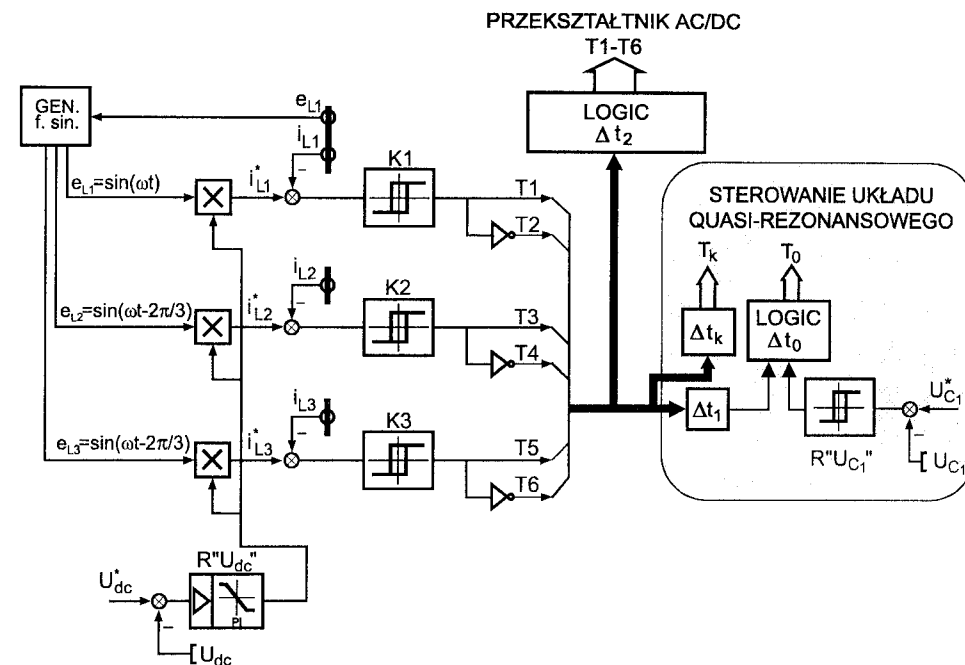


Rys. 3.15. Schemat przekształtnika AC/DC współpracującego z układem quasi-rezonansowym

Przekształtnik, o typowej, sześciopółprzewodnikowej strukturze, może pracować jako źródło pobierające z sieci zadany prąd odkształcony (pracując jako kompensator mocy biernej i odkształconej) lub też prąd sinusoidalny (quasi-sinusoidalny, z zawartością wyższych harmonicznych związanych z częstotliwością łączeń), w fazie z napięciem sieci, przy współczynniku mocy równym jeden.

Ograniczeniem stosowania takiej struktury jest konieczność pracy przy napięciu w obwodzie pośredniczącym U_d wyższym od napięcia międzyfazowego (warunek wyznaczony w p. 4.1.3 (4.11)) i możliwość regulacji napięcia jedynie powyżej tej wartości. Dokładność odtwarzania prądów pobieranych z sieci zasilającej związana jest z częstotliwością pracy przekształtnika. Ta z kolei ograniczona jest stratami łączeniowymi w przekształtniku. Stąd też, podobnie jak w układzie przekształtnika DC/AC, zastosowano układ wspomagający przełączanie (quasi-rezonansowy), identyczny jak dla przekształtnika DC/AC. Zawory przekształtnika (T1÷T6) przełączane są przy zerowym napięciu w obwodzie pośredniczącym U_d . Źródło napięcia stałego (U_{dc}) zostało zastąpione kondensatorem filtrującym C_{dc} . Odbiornik w zależności od wymagań może być podłączony zarówno przed jak i za układem quasi-rezonansowym. W przypadku gdy odbiornik połączony jest jak „obciążenie 1”, układ quasi-rezonansowy może być projektowany na komutację tylko różnicy prądów pomiędzy prądem i_{d0} i i_o . Współdziałanie układu quasi-rezonansowego z przekształtnikiem jest identyczne jak w przypadku współpracy z przekształtnikiem DC/AC. Na rysunku 3.16 przedstawiono strukturę układu sterowania przekształtnika, jako źródła napięcia stałego o regulowanym i stabilizowanym

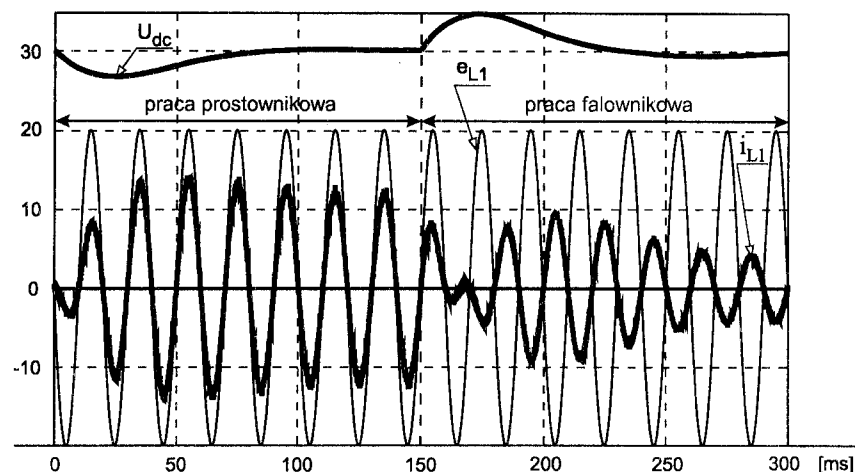
napięciu na wyjściu U_{dc} (kondensator C_{dc}), pobierającego z sieci prąd sinusoidalny przy współczynniku mocy równym jeden.



Rys. 3.16. Struktura układu sterowania przekształtnika AC/DC współpracującego z układem quasi-rezonansowym

Zgodnie z przyjętymi wymaganiami, przekształtnik napięcia zamieniany jest przez sterowanie w źródło prądu. Jako podrzędną, wybrano strukturę nadążną z kształtowaniem prądu w trzech niezależnych torach regulacji dwupołożeniowej z histerezą. Nadrzędną pętlą regulacji jest regulator napięcia wyjściowego U_{dc} . Różnica wartości zadanej U_{dc}^* oraz wartości napięcia U_{dc} mierzonego na kondensatorze C_{dc} określa amplitudę sygnałów prądów zadanych i_{L1}^* , i_{L2}^* , i_{L3}^* . Realizowane to jest przez wymnożenie sygnału wyjściowego regulatora napięcia R^*U_{dc} i przebiegów sinusoidalnych e_{L1} , e_{L2} , e_{L3} o stałej amplitudzie, zsynchronizowanych z odpowiednimi napięciami fazowymi sieci. Przebiegi prądów zadanych i_{L1}^* , i_{L2}^* , i_{L3}^* porównywane są z sygnałami pomiarowymi prądów fazowych i_{L1} , i_{L2} , i_{L3} w komparatorach z histerezą K1, K2, K3. Wyjścia tych kompa-

ratorów przełączają zawory przekształtnika poprzez układ sterowania układu quasi-rezonansowego (tak jak dla przekształtnika DC/AC). Istotną zaletą omawianego przekształtnika jest możliwość dwukierunkowego przepływu energii. Użykuje się to przez zmianę o 180° fazy wymuszanego prądu pobieranego z sieci, w sytuacji, gdy napięcie U_{dc} jest wyższe od napięcia zadanego U_{dc}^* (ujemny uchyb regulatora napięcia U_{dc} zmienia zadane prądy fazowe $i_{L1}^*, i_{L2}^*, i_{L3}^*$). Rysunek 3.17 przedstawia wynik badań symulacyjnych przekształtnika sterowanego według opisanej wyżej zasady przy skokowej zmianie kierunku prądu wyjściowego i_o w chwili $t = 150$ ms.



Rys. 3.17. Symulacja startu i skokowej zmiany prądu obciążenia (z pracy prostownikowej na falownikową) przekształtnika AC/DC (napięcie na kondensatorze U_{dc} [V]*20, napięcie zasilające e_{L1} [V]*10 i prąd fazowy i_{L1} [A])

Zarówno przy pracy prostownikowej, jak i falownikowej napięcie U_{dc} na wyjściu prądu stałego utrzymywane jest na stałym poziomie, a przebieg prądu fazowego pobieranego z sieci jest praktycznie sinusoidalny i zsynchronizowany z odpowiednim napięciem fazowym.

Symulacje przeprowadzono przy napięciach i parametrach elementów podanych w tabeli I.

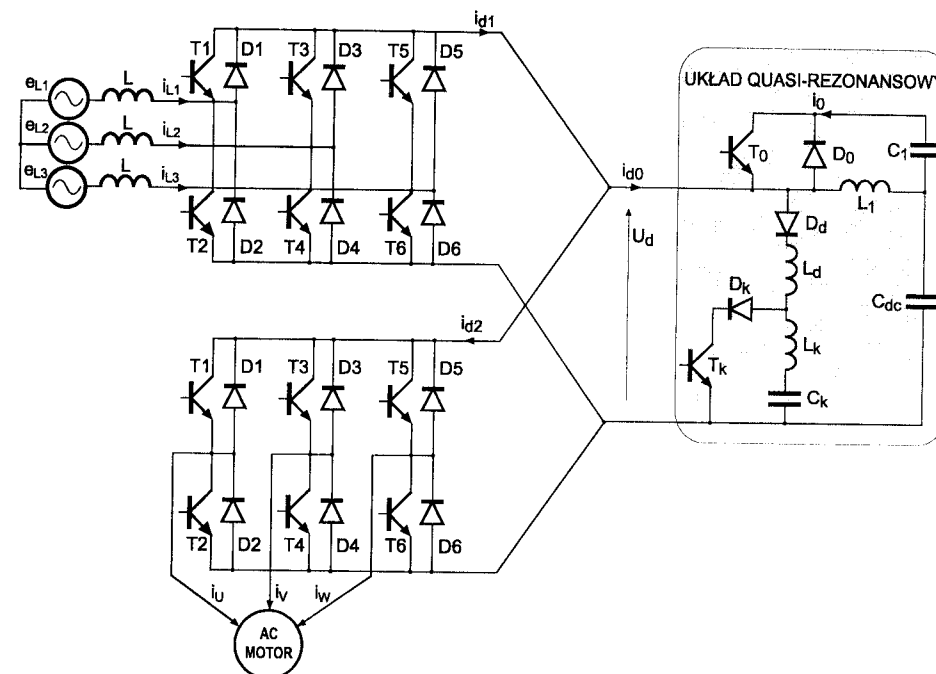
Tabela I.

Parametry przekształtnika AC/DC z układem quasi-rezonansowym

e_{L1}	U_d	C_k	L_k	L	L_d	L_1	C_1	C_{dc}
V	V	nF	μ H	mH	μ H	mH	μ F	μ F
200	600	100	40	40	15	1.0	200	600

3.3. Współpraca układu quasi-rezonansowego z przekształtnikiem AC/DC/AC

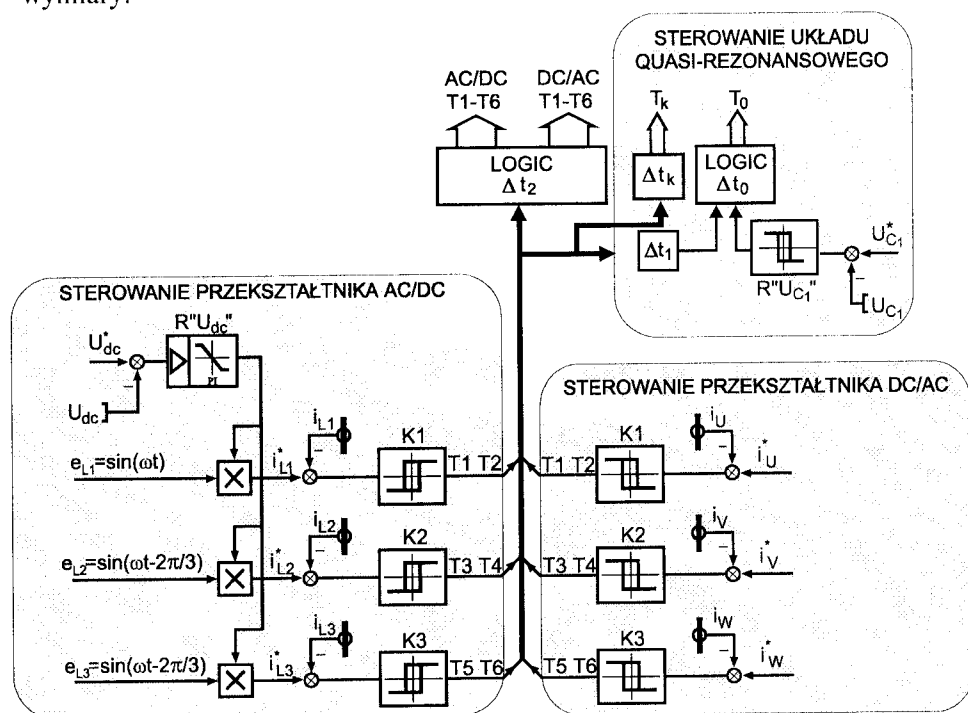
Przedstawione w p. 3.1 i 3.2 właściwości przekształtników DC/AC i AC/DC, współpracujących z układem komutacyjnym, pozwoliły opracować przekształtnik AC/DC/AC do celów napędowych, łączący w sobie zalety obu przekształtników (rys.3.18) [178].



Rys. 3.18. Schemat przekształtnika AC/DC/AC współpracującego z układem quasi-rezonansowym

Przekształtniki do zasilania silników klatkowych prądu przemiennego stanowią jedno z głównych zastosowań energoelektroniki. Stąd też prace nad ich optymalizacją, a zwłaszcza polepszaniem ich sprawności, stanowią ważną dziedzinę badań naukowych. Konfiguracja zaproponowana na rysunku 3.18 charakteryzuje się następującymi właściwościami:

- przekształtnik AC/DC (zasilacz) pobiera z sieci praktycznie sinusoidalny prąd przy współczynniku mocy równym jeden, umożliwia zwrot energii do sieci w stanach pracy prądnicowej napędu (pozwala to wyeliminować rezystor hamujący, na którym wytracana była energia hamowania, stosowany w przekształtnikach do celów napędowych o wysokich wymaganiach dynamicznych),
- wspólny dla obu przekształtników (12 tranzystorów) układ komutacyjny pozwala przy minimalnej liczbie elementów przełączających (tranzystory T_k, T_0) ograniczać straty komutacyjne podczas przełączania,
- układ quasi-rezonansowy może być projektowany tylko na komutację różnicy prądów i_{d1}, i_{d2} obu przekształtników, co pozwala znacząco zmniejszyć jego wymiary.



Rys. 3.19. Struktura układu sterowania przekształtnika AC/DC/AC współpracującego z układem quasi-rezonansowym

Strukturę układu sterowania przekształtnika przedstawia rysunek 3.19. W obu przekształtnikach przyjęto regulację prądu PWM (nadażną) ze względu na wymaganą wysoką dynamikę pracy przekształtników. Napięcie w obwodzie pośredniczącym U_{dc} zadawane jest na stałym poziomie i stabilizowane w przekształtniku AC/DC. Przełączenie któregośkolwiek zaworu przekształtników pobudza do drgań obwód rezonansowy i wypracowuje impulsy przełączające na oba przekształtniki. Zasada pracy i sterowania układu komutacyjnego jest identyczna jak przedstawiono to w p. 3.1.2, 3.2, 3.3.

3.4. Wytyczne do projektowania układu quasi-rezonansowego

Z przedstawionej zasady współdziałania przekształtnika z układem quasi-rezonansowym wynika, że ze względu na złożone działanie, trudne jest podanie prostych równań określających dobór poszczególnych elementów układu rezonansowego. Najkorzystniejsza jest metoda projektowania wspomagana komputerowo. W niniejszym rozdziale podane zostaną podstawowe zależności umożliwiające wstępne oszacowanie parametrów elementów układu quasi-rezonansowego współpracującego z przekształtnikiem AC/DC/AC. W obliczeniach pominięto stratność elementów układu komutacyjnego.

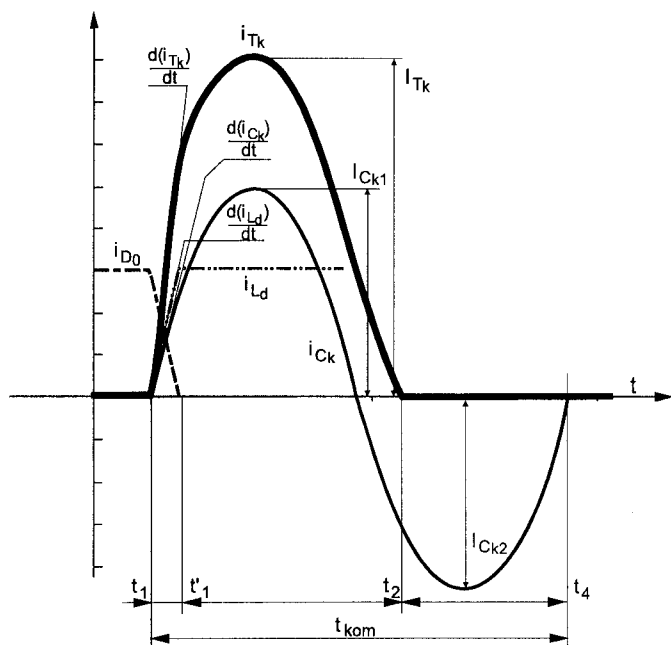
Podstawowe dane wyjściowe do oszacowania parametrów to:

- napięcie obwodu pośredniczącego U_{dc} ,
- napięcie układu magazynującego energię U_{C1} ,
- maksymalne skoki prądu i_{d0} ,
- maksymalny czas procesu komutacyjnego t_{kom} ,
- średnia częstotliwość pracy układu komutacyjnego f_{Q-R} .

Średnia wartość prądu i_{d0} jest bliska zero, ponieważ w przekształtniku AC/DC/AC w stanie ustalonym układ quasi-rezonansowy komutuje tylko różnicę prądów obu przekształtników. Prąd i_{d0} pokrywa jedynie straty układu komutacyjnego. Chociaż średnia wartość prądu jest niewielka, to skoki prądu mogą być wielokrotnie większe. Najkorzystniej jest je ustalić symulując pracę przekształtnika AC/DC/AC bez układu komutacyjnego.

Wartość napięcia U_{dc} powinna być większa od maksymalnej wartości napięcia międzyfazowego zasilającego przekształtnik AC/DC (dokładny warunek

określono w rozdziale 4.1.3 – (4.11)). Napięcie U_{C1} przyjmuje się na poziomie $0.1 \div 0.2 U_{dc}$.

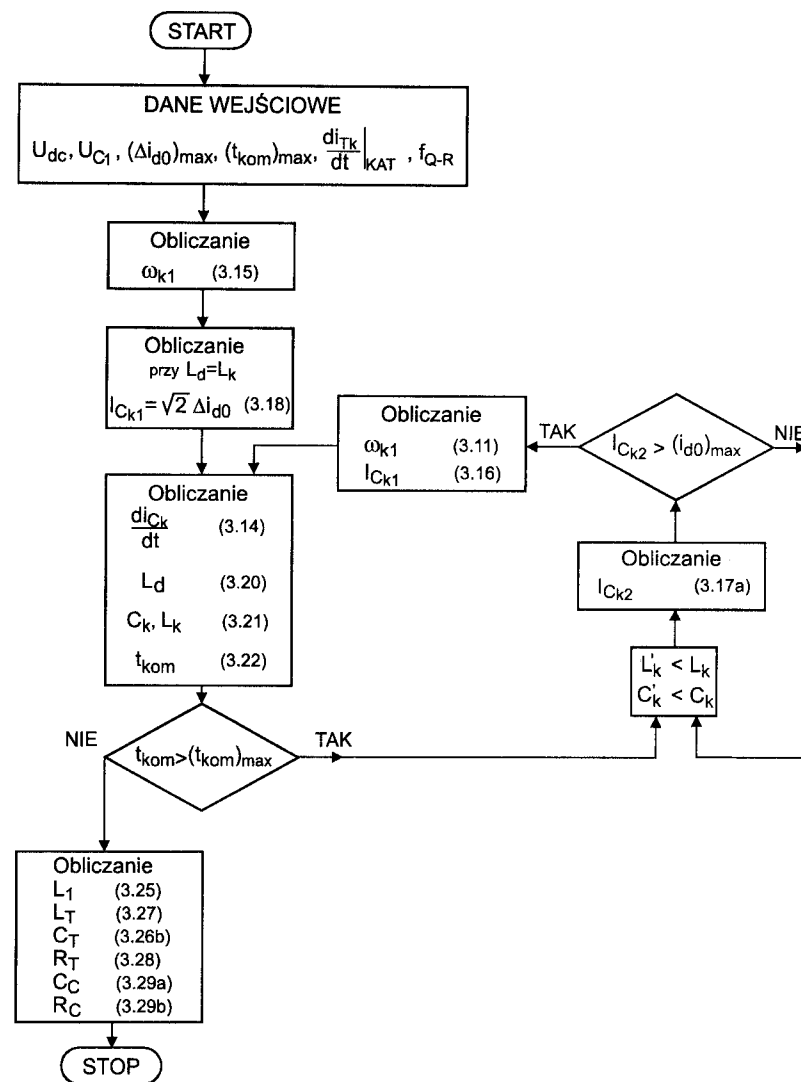


Rys. 3.20. Fragment przebiegów komutacyjnych ilustrujących szacowanie parametrów układu komutacyjnego

Sposób oszacowania wstępnych parametrów elementów układu quasi-rezonansowego przedstawiono w postaci sieci algorytmicznej na rysunku 3.21.

Określenie maksymalnych skoków prądu i_{d0} pozwala ustalić maksymalną wartość prądu i_{Ck2} (rys. 3.20) w przedziale czasu $t_2 \div t_4$ (rys. 3.8, 3.10) na podstawie warunku:

$$|i_{Ck2}| > |\Delta i_{d0}| \quad (3.10)$$



Rys. 3.21. Algorytm wyznaczania przybliżonych parametrów układu komutacyjnego

Proces rezonansowy ma dwie główne fazy (rys. 3.8, 3.10), pierwszą – gdy prąd rezonansowy o pulsacji ω_{k1} zamyka się w obwodzie C_k, L_k, D_k, T_k :

$$\omega_{k1} = \frac{1}{\sqrt{L_k C_k}} \quad (3.11)$$

oraz drugą, gdy prąd o pulsacji ω_{k2} płynie w obwodzie L_k, C_k, D_d, L_d i przez diody zwrotne przekształtników:

$$\omega_{k2} = \frac{1}{\sqrt{(L_k + L_d) \cdot C_k}} \quad (3.12)$$

Wyznaczenie parametrów elementów obwodu rezonansowego L_k, C_k wymaga znajomości L_d . Indukcyjność ta ogranicza stromość narastania prądu tranzystora T_k przejmowanego przez gałąź D_d, L_d, D_k, T_k od diody D_0 po załączeniu T_k . Szybkość narastania prądu w T_k jest sumą dwóch składników (rys. 3.20) wynikających:

- z gałęzi D_d, L_d określonych zależnością:

$$\frac{di_{L_d}}{dt} = \frac{U_{dc} + U_{C1}}{L_d} \quad (3.13)$$

- z gałęzi rezonansowej C_k, L_k i określonej z nadmiarem jako pochodna funkcji sinusoidalnej dla $t = 0$:

$$\frac{di_{C_k}}{dt} = \frac{d(I_{Ck1} \sin \omega_{k1} t)}{dt} \Big|_{t=0} = I_{Ck1} \omega_{k1} \quad (3.14)$$

W celu wyznaczenia indukcyjności L_d należy przyjąć wartość pulsacji ω_{k1} wychodząc z przybliżenia (3.15), że czas komutacji t_{kom} (rys. 3.20) nie powinien być większy od założonej wartości:

$$\omega_{k1} = \frac{2\pi}{t_{kom}} \quad (3.15)$$

Ponadto wstępnie można przyjąć, że indukcyjności L_k i L_d są sobie równe. Na podstawie zależności określających wartości maksymalne prądu komutacyjnego w obu przedziałach $t_1 \div t_2$ i $t_2 \div t_4$ (rys. 3.20):

$$I_{Ck1} = \frac{U_{C1} + U_{dc}}{\sqrt{\frac{L_k}{C_k}}} \quad (3.16)$$

oraz

$$I_{Ck2} = \frac{U_{C1} + U_{dc}}{\sqrt{\frac{L_k + L_d}{C_k}}} \quad (3.17a)$$

$$I_{Ck2} \Big|_{L_d=L_k} = \frac{U_{C1} + U_{dc}}{\sqrt{\frac{2L_k}{C_k}}} \quad (3.17b)$$

można wyznaczyć maksymalny prąd w I przedziale w zależności od prądu i_{d0} (uwzględniając (3.10)):

$$I_{Ck1} = \sqrt{2} I_{Ck2} > \sqrt{2} |\Delta i_{d0}| \quad (3.18)$$

Jeśli zakładamy, że katalogowa szybkość zmian prądu tranzystora $T_k \left(\frac{di_{T_k}}{dt} \Big|_{KAT} \right)$

nie powinna być przekroczona, spełniony powinien być warunek:

$$\frac{di_{T_k}}{dt} \Big|_{KAT} > \frac{di_{L_d}}{dt} + \frac{di_{C_k}}{dt} \quad (3.19)$$

Na podstawie katalogowej wartości $\left. \frac{di_{T_k}}{dt} \right|_{KAT}$ oraz na podstawie zależności (3.13), (3.14) można wyznaczyć indukcyjność L_d :

$$L_d = \frac{U_{dc} + U_{C1}}{\frac{di_{L_d}}{dt}} > \frac{U_{dc} + U_{C1}}{\left. \frac{di_{T_k}}{dt} \right|_{KAT} - \frac{di_{C_k}}{dt}} \quad (3.20)$$

Wykorzystując przyjęte założenia o równości indukcyjności L_k i L_d oraz zależności (3.11), (3.16) wyznacza się parametry obwodu rezonansowego:

$$C_k = \frac{I_{Ck1}}{\omega_{k1}(U_{dc} + U_{C1})} \quad (3.21a)$$

$$L_k = \frac{U_{C1} + U_{dc}}{\omega_{k1}I_{Ck1}} \quad (3.21b)$$

Powyższe obliczenia można powtórzyć (zmieniając L_k, C_k), korzystając ze znanych w tym momencie indukcyjności L_k i L_d oraz pojemności C_k , jeśli długość czasu komutacji t_{kom} (3.22) stanowi krytyczny parametr (rys. 3.20).

$$t_{kom} = \frac{1}{2} \left(\frac{2\pi}{\omega_{k1}} + \frac{2\pi}{\omega_{k2}} \right) = \frac{\pi}{\omega_{k1}} + \frac{\pi}{\omega_{k2}} \quad (3.22)$$

Warunkiem poprawnej komutacji jest spadek prądu komutacyjnego i_{T_k} do zera. Ponieważ w najbardziej niekorzystnej sytuacji, gdy gałąź T_k przejmuje prąd D_0 (prąd $i_{L1} \approx 0$), spełnione jest równanie:

$$i_{T_k} = i_{D0} + i_{L1} + i_{C_k} \approx i_{D0} + i_{Ck1} \quad (3.23)$$

warunek zmniejszenia się prądu i_{T_k} do zera przyjmuje postać:

$$i_{D0} < i_{Ck1} \quad (3.24)$$

Znając wartość elementów L_k, C_k z zależności (3.16) można określić maksymalną wartość prądu i_{Ck1} . Z kolei maksymalna wartość prądu i_{D0} następuje po komutacji, gdy prąd i_{D0} zmieni się z wartości dodatniej na ujemną (rys. 3.8), a dioda D_0 przejmie cały skok prądu Δi_{d0} . Korzystając z powyższego oraz biorąc pod uwagę zależność (3.18) można stwierdzić, że warunek (3.24) jest zawsze spełniony. Należy przy tym pamiętać o przyjętym uproszczeniu (prąd $i_{L1} \approx 0$). Chwilowa wartość prądu i_{L1} może osiągać poziom istotny z punktu widzenia zależności (3.23), o czym decyduje indukcyjność L_1 . W związku z tym wartość indukcyjności L_1 , ograniczającej składową prądu pochodzącą ze źródła U_{dc} (C_{dc}) i zamykającą się przez tranzystor T_k , powinna wstępnie spełniać warunek:

$$L_1 \gg 10L_k \quad (3.25)$$

Zapewnia to znikomy wpływ tej składowej na pracę układu.

Parametry obwodu wspomagającego przełączanie tranzystora T_0 wynikają z założenia, że energia z indukcyjności L_T przekazywana do kondensatora C_T nie będzie zwiększała jego napięcia powyżej pewnej wartości np. $1.1(U_{dc} + U_{C1})$ (3.26a). Z zależności (3.26b), przyjmując stałe napięcie na kondensatorze C_1 (średnio – zerowa wartość energii dostarczanej do $C_1 \Rightarrow \Rightarrow i_{D0}|_{\max} \equiv i_{T0}|_{\max} \equiv |\Delta i_{d0}|_{\max}$), można oszacować wartość pojemności C_T .

$$W = \frac{L_T I_{T0}^2}{2} \equiv \frac{C_T [1.1(U_{C1} + U_{dc})]^2}{2} - \frac{C_T (U_{C1} + U_{dc})^2}{2} \quad (3.26a)$$

$$C_T \equiv \frac{L_T \Delta i_{d0}^2}{0.21(U_{C1} + U_{dc})^2} \quad (3.26b)$$

Wartość indukcyjności L_T można określić na podstawie katalogowej wartości stromości narastania prądu tranzystora T_0 :

$$L_T \geq \frac{U_{dc} + U_{C1}}{\left. \frac{di_{T0}}{dt} \right|_{KAT}} \quad (3.27)$$

Rezystancja R_T określa stałą czasową ($\tau_T = R_T C_T$) zmniejszania się napięcia kondensatora C_T po wyłączeniu T_0 . Stała czasowa powinna umożliwić rozładowanie kondensatora C_T do wartości bliskiej ($U_{dc} + U_{C1}$) po czasie ($3\tau_T$) wynikającym ze średniej planowanej częstotliwości załączania układu quasi-rezonansowego f_{Q-R} .

$$R_T \equiv \frac{3\tau_T}{C_T} \equiv \frac{3}{C_T f_{Q-R}} \quad (3.28)$$

Układ ograniczający napięcie kondensatora C_k powinien zapewniać niewielki, np. 10%, wzrost napięcia na kondensatorze C_k . Wstępną wartość kondensatora C_C można przyjąć na poziomie wynikającym z zależności (3.29a).

$$C_C > 10 C_k \quad (3.29a)$$

$$R_C \equiv \frac{3\tau_C}{C_C} \equiv \frac{3}{C_C f_{Q-R}} \quad (3.29b)$$

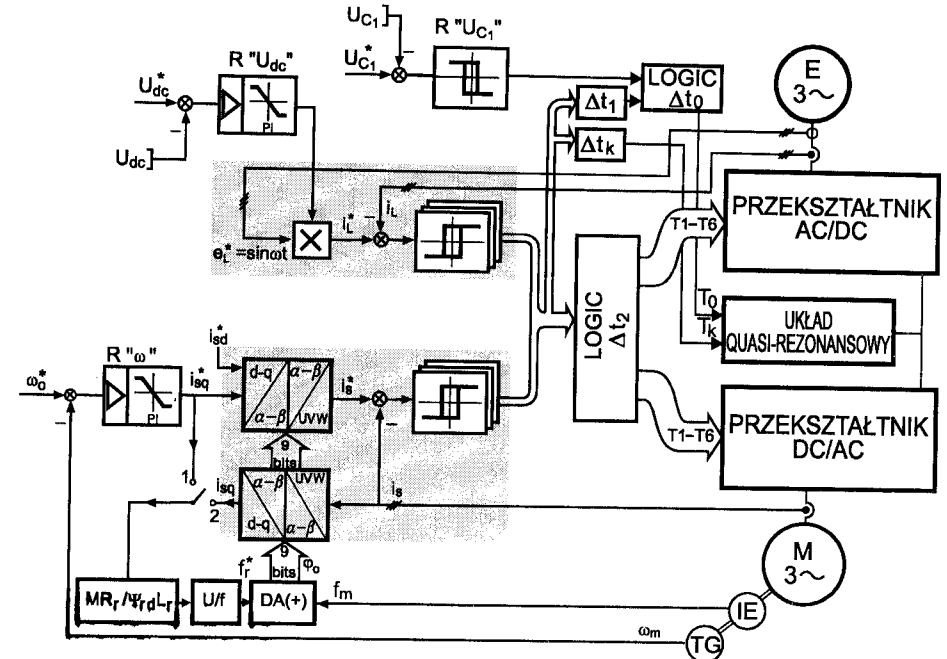
Rezystor R_C , podobnie jak R_T , powinien zapewnić rozładowanie kondensatora C_C po czasie wynikającym ze średniej planowanej częstotliwości załączania układu quasi-rezonansowego.

Dobór kondensatorów C_{dc} i C_1 wynika z właściwości nadrzędnych regulatorów napięcia na tych pojemnościach oraz z dopuszczalnych wahań napięcia w układzie pośredniczącym. Wartość pojemności może być przyjęta wstępnie na poziomie wynikającym z symulacji pracy przekształtnika bez układu komutacyjnego.

Oszacowania wartości elementów układu quasi-rezonansowego mogą posłużyć jako wstępne dane do symulacji całego przekształtnika AC/DC/AC i doboru elementów służących do budowy układu laboratoryjnego.

3.5. Badanie laboratoryjne układu quasi-rezonansowego

Układ laboratoryjny zrealizowano według schematu przedstawionego na rysunku 3.22. Część energetyczną przekształtnika AC/DC/AC z obwodem wspomagającym przełączanie zbudowano zgodnie ze schematem przedstawionym na rysunku 3.14.



Rys. 3.22. Struktura układu laboratoryjnego przekształtnika AC/DC/AC

Do budowy przekształtników AC/DC i DC/AC wykorzystano moduły tranzystorowe (IGBT) firmy Mitsubishi typu PM15RSH120 [142] o parametrach $I = 15 \text{ A}$, $U = 1200 \text{ V}$. W układzie quasi-rezonansowym zastosowano tranzystory IGBT typu PM75DSA120 o parametrach $I = 75 \text{ A}$, $U = 1200 \text{ V}$.

Parametry zasilania przekształtników AC/DC, DC/AC oraz układu quasi-rezonansowego przedstawiono w tabelach II, III, IV.

Tabela II.
Parametry zasilania przekształtnika AC/DC

E_L	L	U_d	$I_{L,max}$	f_l
V	mH	V	A	Hz
160	25	400	10	50

Tabela III.
Parametry przekształtnika DC/AC i obciążenia

PRZEKSZTAŁTNIK				SILNIK			
U_d	$I_{s,max}$	$U_{U,V,W}$	f_0	P_N	U_N	I_N	ω_N
V	A	V	Hz	kW	V	A	rad/s
400	10	0 ÷ 170	0 ÷ 35	0.8	220	3.3	304

Tabela IV.
Parametry układu quasi-rezonansowego

U_{dc}	U_{C1}	U_d	L_1	C_{dc}	C_1	L_d	L_k	C_k	L_T	C_T	R_T	C_C	R_C
V	V	V	mH	mF	mF	μ H	μ H	nF	μ H	nF	Ω	nF	Ω
350	50	400	4	0.44	1.0	11	13	25	11	440	120	440	120

Sterowanie podrzędnych pętli prądowych obu przekształtników, a także regulację napięcia U_{dc}^* w obwodzie pośredniczącym zrealizowano zgodnie z opisem przedstawionym w rozdziałach 3.2 i 3.3. Sterowanie przekształtnika DC/AC zasilającego trójfazowy silnik indukcyjny klatkowy zrealizowano jako sterowanie wektorowe z pośrednią orientacją wektora pola. Jest to jedno z prostszych rozwiązań, gdyż jedyną dodatkową informacją pobieraną z maszyny jest kąt obrotu wału (blok IE). Jak pokazano na rysunku 3.22 sygnał pulsacji wirnika formowany może być wówczas z zadanej (pozycja 1 przełącznika) lub rzeczywistej (pozycja 2 przełącznika) współrzędnej i_{sq} prądu stojana. W pracach [34], [35], [60] wykazano wyższość tzw. wariantu „dokładnego” (przełącznik w poz. 2), w którym niezbędny jest pomiar składowych prądu stojana w wirującym (z prędkością synchroniczną) układzie odniesienia. Jest to rozwiązanie nieco droższe od klasycznego, z uwagi na konieczność dwukrotnego stosowania układów transformacji współrzędnych, jednakże zapewnia ono znacznie większą krzepkość i mniejszą wrażliwość układu [61].

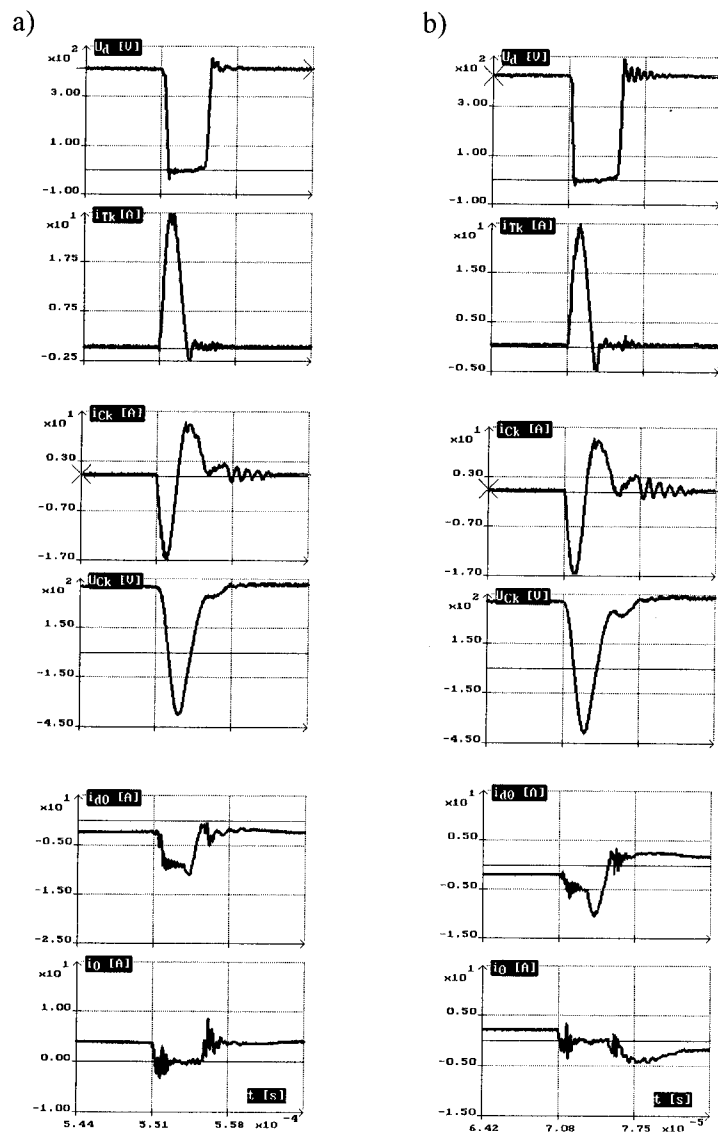
3.5.1. Wyniki badania układu quasi-rezonansowego

Jak wspomniano w p. 3.1.1, działanie układu wspomagającego przełączanie zależy od warunków początkowych i końcowych (prądu i_0 oraz i_{d0}) pracy układu. Na rysunkach 3.23 i 3.24 przedstawiono oscylogramy charakterystycznych wielkości układu quasi-rezonansowego w czterech przypadkach, tj. gdy *przed* procesem oscylacyjnym przewodzi dioda D_0 , a *po* zakończeniu przełączania dioda D_0 lub tranzystor T_0 (rys. 3.23), oraz gdy *przed* oscylacją przewodzi T_0 , a *po* – $-T_0$ lub D_0 (rys. 3.24). Charakterystyczne dla wszystkich przypadków jest to, że przebiegi prądów kondensatora i_{Ck} pod względem amplitudy są takie same. Z kolei prądy tranzystora T_k są większe w przypadku, gdy *przed* komutacją przewodziła dioda D_0 (rys. 3.23), ponieważ gałąź L_d, D_d, D_k, T_k po załączeniu T_k przejmuje prąd tej diody. Czas trwania zerowego napięcia w obwodzie pośredniczącym U_d (około 4 μ s) jest krótszy w sytuacjach, gdy *przed* procesem przełączania przewodziła dioda D_0 (rys. 3.23).

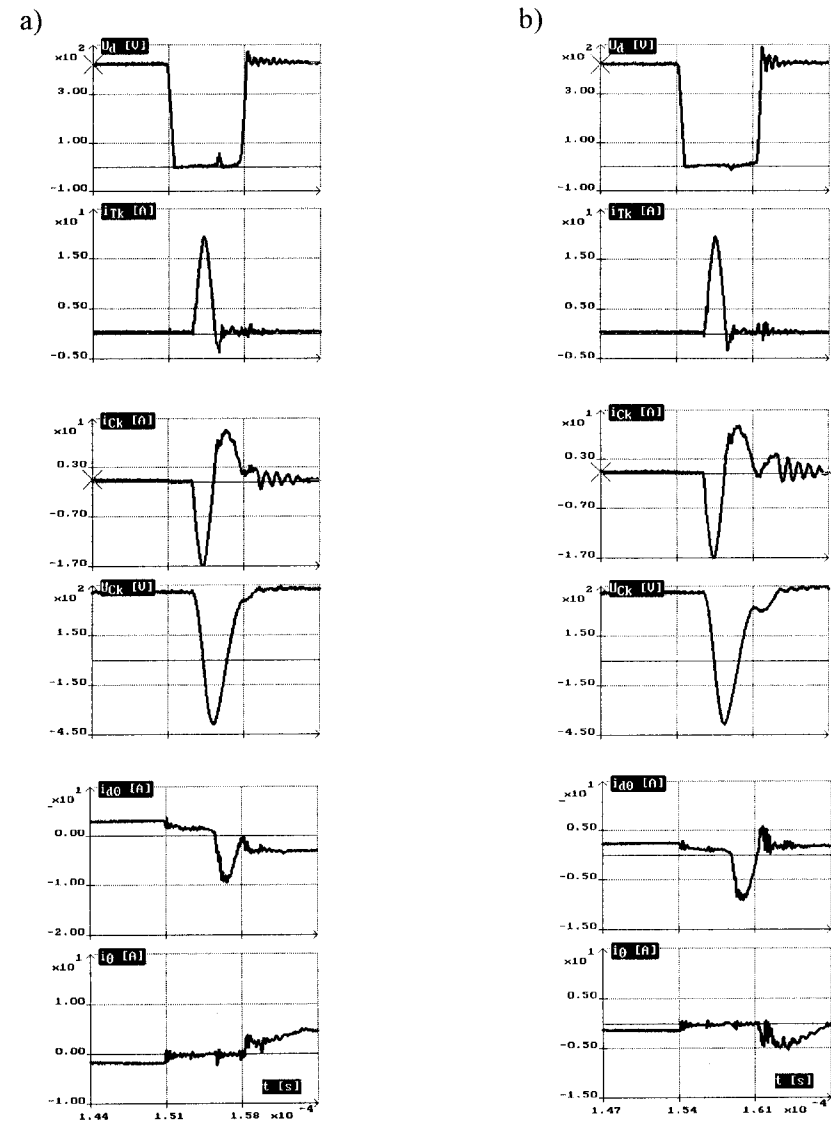
W przypadku, gdy *przed* procesem rezonansowego przeładowania przewodził tranzystor D_0 , czas trwania zerowego napięcia U_d wydłuża się:

- do około 6 μ s (o czas Δt_1 pomiędzy wyłączeniem T_0 i załączeniem T_k – rys. 3.6), gdy *po* zakończeniu procesu komutacji przewodzi dioda D_0 ,
- do około 7 μ s (wynika to z czasu Δt_0 – rys. 3.6), gdy *po* zakończeniu procesu komutacji przewodzi tranzystor T_0 .

Wydłużenie czasu trwania zerowego napięcia U_d o czas Δt_1 przed procesem komutacyjnym związane jest z wyłączeniem tranzystora T_0 w czasie t_0 (rys. 3.5b). Wyłączenie T_0 powoduje, że o wartość prądu i_0 zmniejsza się prąd i_{d0} (rys. 3.24) i załączają się diody zwrotne przekształtnika AC/DC/AC, dostarczając brakującą część prądu obciążenia.



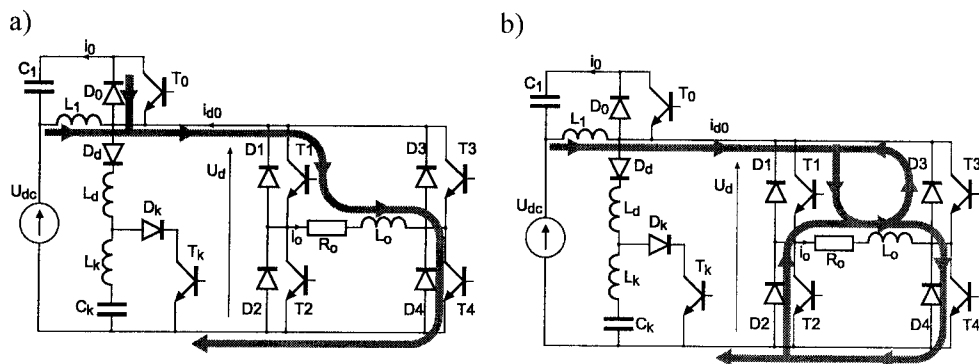
Rys. 3.23. Oscylogramy kolejno od góry: napięcia w obwodzie pośredniczącym U_d , prądu tranzystora komutacyjnego i_{T_k} , prądu kondensatora komutacyjnego i_{C_k} , napięcia na kondensatorze U_{C_k} , prądu wypływającego z układu komutacyjnego i_{d0} oraz prądu układu magazynującego energię i_0 , w dwóch charakterystycznych sytuacjach, gdy *przed* procesem komutacyjnym przewodzi dioda D_0 , a *po* – dioda D_0 (a) lub tranzystor T_0 (b)



Rys. 3.24. Oscylogramy kolejno od góry: napięcia w obwodzie pośredniczącym U_d , prądu tranzystora komutacyjnego i_{T_k} , prądu kondensatora komutacyjnego i_{C_k} , napięcia na kondensatorze U_{C_k} , prądu wypływającego z układu komutacyjnego i_{d0} oraz prądu układu magazynującego energię i_0 , w dwóch charakterystycznych sytuacjach, gdy *przed* procesem komutacyjnym przewodzi tranzystor T_0 , a *po* – dioda D_0 (a) lub tranzystor T_0 (b)

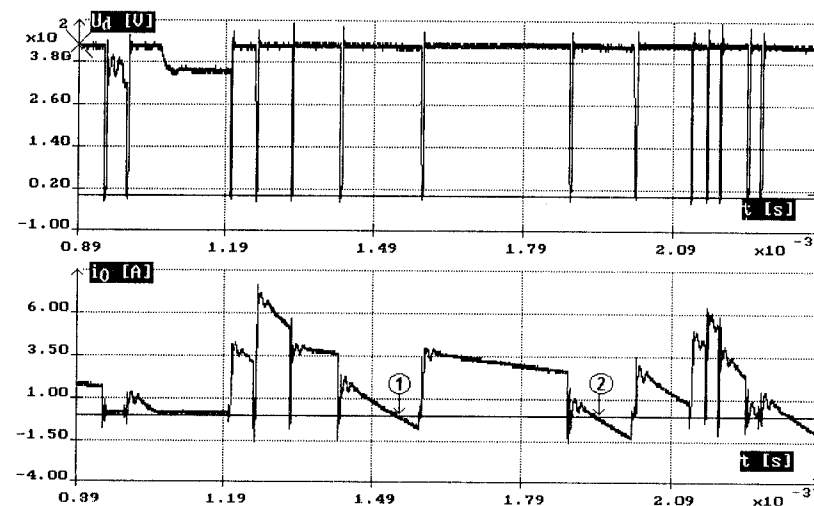
Taką sytuację pokazano na przykładzie jednofazowego przekształtnika DC/AC na rysunku 3.25. Przed procesem komutacyjnym prąd obciążenia dostarczany jest ze źródła przez indukcyjność L_1 i tranzystor T_0 oraz przewodzące tranzystory T_1 , T_4 (rys. 3.25a). Wyłączenie tranzystora T_0 powoduje załączenie diod D_2 , D_3 (rys. 3.25b). Przewodzące tranzystory T_1 , T_4 oraz diody D_2 , D_3 powodują, że napięcie U_d po wyłączeniu T_0 jest bliskie zero.

Wydłużenie czasu trwania zerowego napięcia U_d (do około $7\mu s$) występuje w sytuacji, gdy po zakończeniu procesu przełączania prąd i_{d0} wypływa z układu komutacyjnego i jest mniejszy od prądu obciążenia (rys. 3.24b). W tej sytuacji przewodzą nadal diody zwrotne przekształtnika, dostarczając brakującą część prądu obciążenia i utrzymując wartość napięcia U_d bliską zero. Dopiero ponowne załączenie tranzystora T_0 (w czasie t_4 – rys. 3.5b) pozwala uzupełnić z obwodu magazynującego energię brakującą część prądu i_{d0} i diody zwrotne przekształtnika wyłączają się. Taką sytuację ilustruje, na przykładzie jednofazowego przekształtnika DC/AC, rysunek 3.25.



Rys. 3.25. Fazy procesu wyłączania (a → b) i załączania (b → a) tranzystora T_0 na przykładzie przekształtnika jednofazowego DC/AC

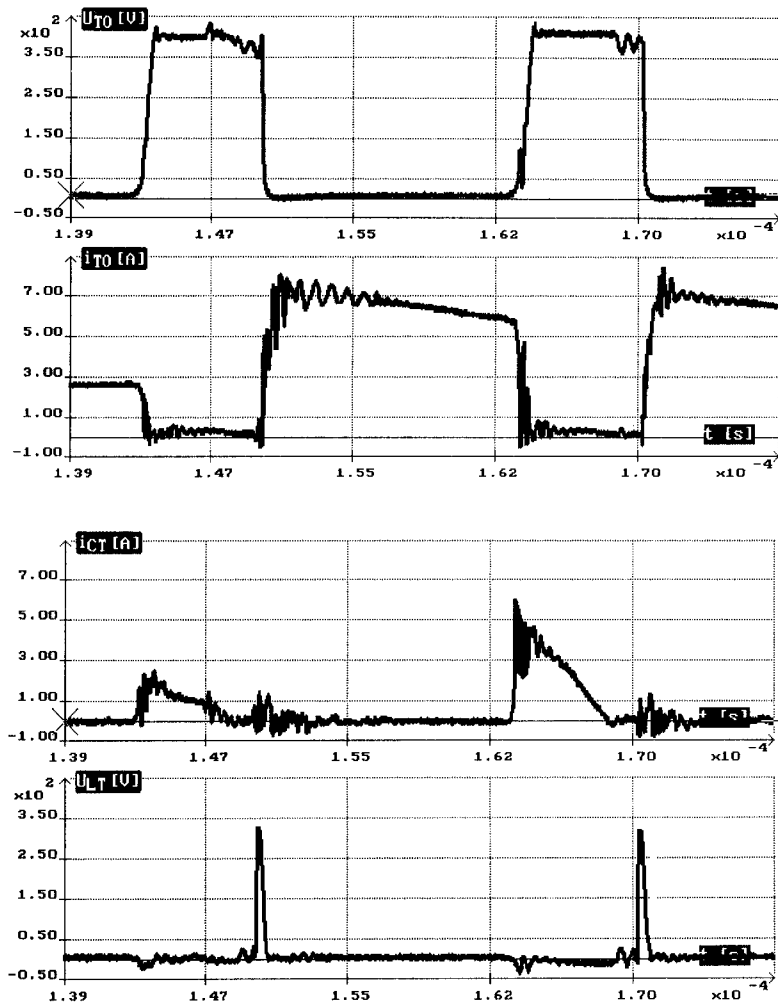
Rysunek 3.26 przedstawia oscylogramy potwierdzające sytuacje, które mogą wystąpić podczas załączania i wyłączania tranzystora T_0 , omówione w p. 3.1.4. Na oscylogramie napięcia U_d w obwodzie pośredniczącym można zauważyć charakterystyczne obniżenie się tego napięcia do wartości bliskiej U_{dc} (spadek napięcia na relatywnie dużej indukcyjności L_1 , przy wolno zmieniającym się prądzie i_{L1} , jest pomijalnie mały) w czasie, gdy prąd i_0 równy jest zero.



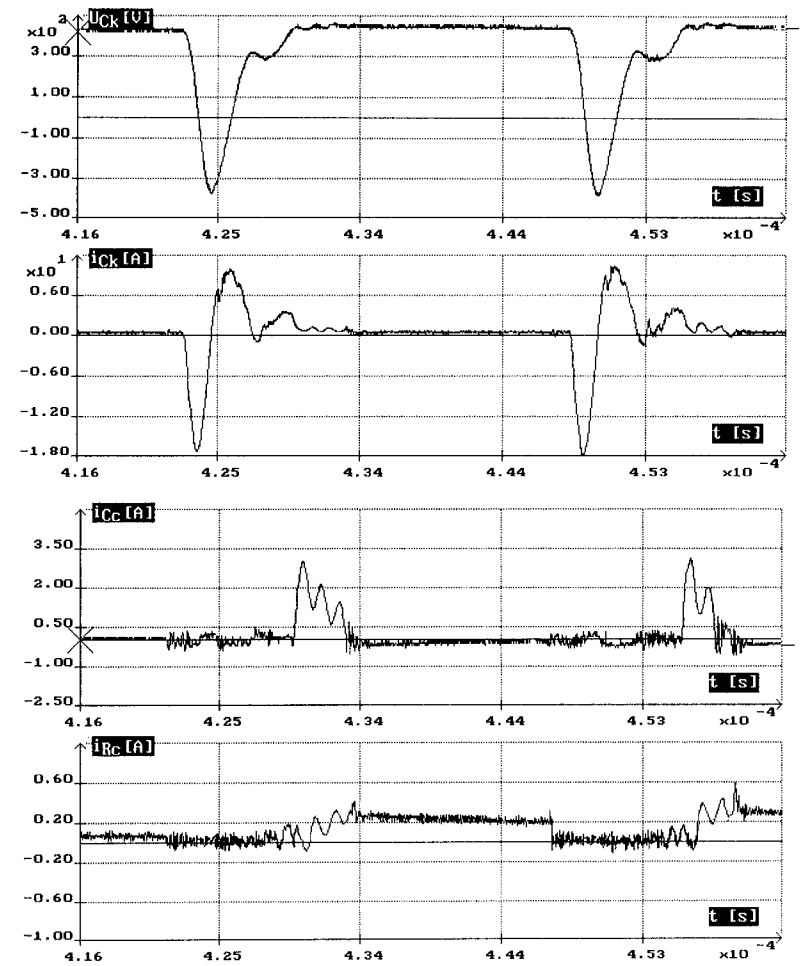
Rys. 3.26. Oscylogramy napięcia U_d w obwodzie pośredniczącym oraz prądu i_0

Załączanie tranzystora może odbywać się poprzez płynną zmianę prądu i_0 z przewodzącej diody D_0 na tranzystor T_0 przy zerowym napięciu (rys. 3.26 – punkty 1, 2) lub też skokowo (rys. 3.27), z wykorzystaniem obwodu „zmiękczającego” przełączania (elementy R_T , C_T , D_T , L_T). Podczas załączania tranzystora T_0 całe napięcie odkłada się na indukcyjności L_T (napięcie u_{LT} – rys. 3.27). Z kolei w trakcie wyłączania prąd tranzystora i energię zgromadzoną w indukcyjności L_T przejmuje przez diodę D_T – kondensator C_T (prąd i_{CT} – rys. 3.27).

Rysunek 3.28 ilustruje działanie układu ograniczania napięcia na kondensatorze komutacyjnym C_k (elementy C_C , R_C , D_C – rys. 3.14). W czasie gdy napięcie na kondensatorze C_k przekroczy wartość $(U_{dc} + U_{C1})$ włącza się dioda D_C i kondensator C_C przejmuje większość prądu gałęzi komutacyjnej L_k , C_k ($C_C > 10C_k$). Ponadto, poprzez rezystor R_C , część energii zwracana jest do źródła (C_1 , C_{dc}) w czasie pomiędzy kolejnymi oscylacjami, jak ilustruje to oscylogram prądu i_{RC} (rys. 3.28).



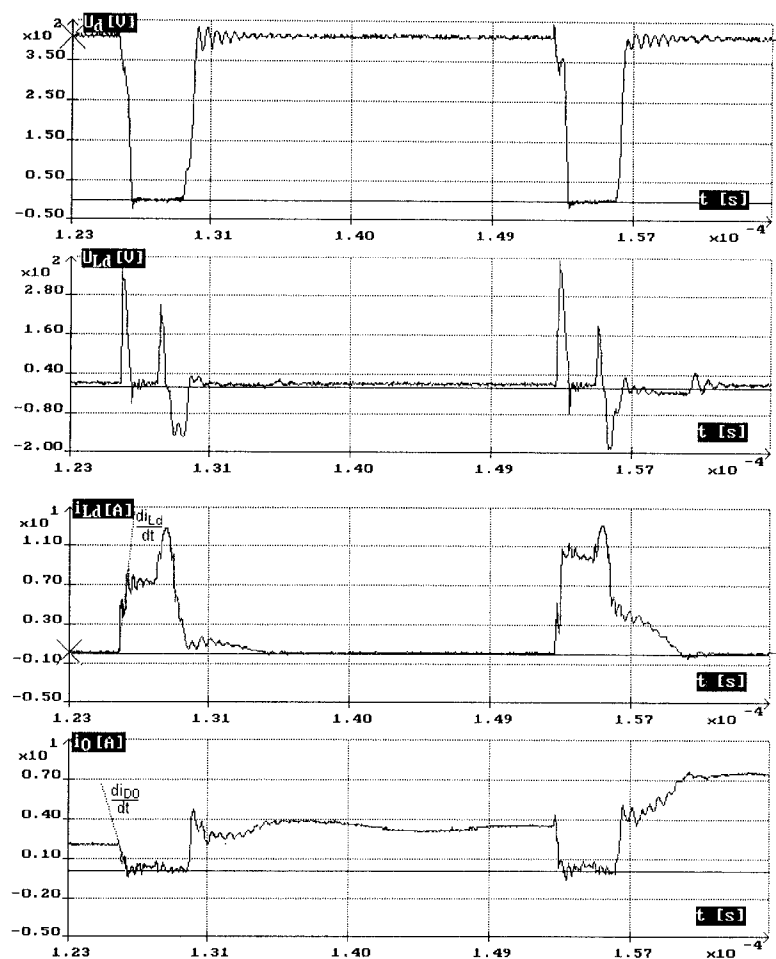
Rys. 3.27. Oscylogramy procesu przełączania tranzystora T_0



Rys. 3.28. Oscylogramy ilustrujące ograniczanie napięcia na kondensatorze komutacyjnym C_k

Na kolejnym oscylogramie (rys. 3.29) przedstawiony jest wpływ indukcyjności L_d , która ogranicza straty podczas załączania tranzystora T_k , przejmującego skokowo prąd i_0 w sytuacji, gdy przed procesem komutacyjnym przewodziła dioda D_0 . Indukcyjność L_d ogranicza stromość narastania prądu i_{L_d} (a więc i opadania prądu i_0 – rys. 3.29) do wartości wyznaczonej w rozdziale 3.4 (3.13). Wypadkowa stromość narastania prądu w tranzystorze T_k wynika z sumy prądów

i_{L_d} i i_{C_k} . Transystor T_k załącza się przy zerowym prądzie, całe napięcie w czasie załączania odkłada się na indukcyjności L_d (napięcie U_{L_d} – rys. 3.29).



Rys. 3.29. Oscylogramy ilustrujące ograniczanie stromości prądu tranzystora komutacyjnego T_k w czasie jego załączania

3.5.2. Ocena sprawności energetycznej układu quasi-rezonansowego

Ocena strat mocy w układzie quasi-rezonansowym jest jednym z kryteriów oceny przydatności zaproponowanego rozwiązania wspomagającego przełączanie zaworów. Badania przeprowadzono w układzie przekształtnika AC/DC/AC przedstawionym na rysunku 3.18. Układ quasi-rezonansowy komutuje w tym przypadku tylko różnicę prądów: dopływającego z przekształtnika AC/DC – i_{d1} i pobieranego przez przekształtnik DC/AC – i_{d2} . W tej sytuacji prąd i_{d0} świadczy o stratach mocy układu quasi-rezonansowego. Moc dostarczoną do układu komutacyjnego określono przez oscylografowanie wartości chwilowej prądu i_{d0} i napięcia U_d . Następnie za pomocą oryginalnego oprogramowania [190] wyznaczono moc chwilową (przez wymnożenie prądu i napięcia). Wartość średnia mocy chwilowej stanowi moc strat układu quasi-rezonansowego. Przedstawione powyżej rozważania są prawdziwe pod warunkiem, że energia zgromadzona w układzie komutacyjnym na początku i końcu oscylografowanego przedziału jest taka sama. Przyjmując, że początek i koniec pomiaru są poza przedziałem komutacji (oscylacji w układzie quasi-rezonansowym), energia układu quasi-rezonansowego zgromadzona jest w kondensatorach C_k, C_1, C_{dc} oraz w indukcyjności L_1 . Jeśli wziąć pod uwagę, że napięcie na kondensatorze C_k jest stałe (zapewnia to układ ograniczania napięcia C_C, C_R, D_C) istotne są zmiany energii w pozostałych elementach. Utrzymanie jednakowych warunków energetycznych na wszystkich elementach (L_1, C_1, C_{dc}) jednocześnie jest bardzo trudne. Stąd też istotna jest informacja o tym, które czynniki i w jaki sposób wpływają na błąd oceny sprawności. Obliczanie strat mocy prowadzono w czasie 10 ms, co zapewniało dostateczną dokładność odtwarzania przebiegów i pomiarów. Oszacowanie błędów w wyznaczaniu sprawności wynika między innymi z błędów jakie powoduje wyznaczenie napięcia na kondensatorach C_1 i C_{dc} oraz prądu w indukcyjności L_1 . Średni prąd, jaki przepływa przez indukcyjność L_1 , pokrywa straty mocy w tych trzech elementach obwodu rezonansowego, a jego wartości chwilowe, jak wynika z doświadczenia, zależą od układów regulacji napięcia na obu kondensatorach. Doświadczalnie wyznaczone maksymalne wartości prądów w indukcyjności L_1 wynoszą ± 2 A. Napięcia zadane na kondensatorach C_{dc} i C_1 wynoszą odpowiednio 350 V i 50 V. W tabeli V przedstawiono błędy w wyznaczaniu mocy

w czasie 10ms przy różnicy napięć ΔU i prądów Δi na początku i końcu czasu oscylografowania przebiegów na podstawie zależności (3.30), (3.31), (3.32).

$$\Delta W = C \frac{(U^* \pm \Delta U)^2}{2} - C \frac{(U^*)^2}{2} \quad (3.30)$$

$$\Delta W = L \frac{(i^* \pm \Delta i)^2}{2} - L \frac{(i^*)^2}{2} \quad (3.31)$$

$$\Delta P = \frac{\Delta W}{\Delta t} \quad (3.32)$$

Tabela V.

Zestawienie błędów ΔP popełnianych przy wyznaczaniu mocy dostarczanej do układu komutacyjnego wskutek różnicy napięć U_{dc} , U_{C1} i prądu i_{L1} na początku i końcu przedziału rejestracji mocy

$U_{dc}^* = 350 \text{ V}$			$C_{dc} = 0,44 \text{ mF}$			$\Delta t = 10 \text{ ms}$		
$\Delta U_{dc} [\text{V}]$	-3	-2	-1	-0,5	0,5	1	2	3
$\Delta P_{dc} [\text{W}]$	-46	-30,7	-15,4	-7,7	7,7	15,4	30,8	46,4
$U_{C1}^* = 50 \text{ V}$			$C_1 = 1 \text{ mF}$			$\Delta t = 10 \text{ ms}$		
$\Delta U_{C1} [\text{V}]$	-3	-2	-1	-0,5	0,5	1	2	3
$\Delta P_{C1} [\text{W}]$	-14,6	-9,8	-5,0	-2,5	2,5	5,1	10,2	15,5
$i_{L1}^* = 0$			$L_1 = 4 \text{ mH}$			$\Delta t = 10 \text{ ms}$		
$\Delta i_{L1} [\text{A}]$	-3	-2	-1	-0,5	0,5	1	2	3
$\Delta P_{L1} [\text{W}]$	1,8	-0,8	-0,2	-0,05	0,05	0,2	0,8	1,8

Do oscylografowania użyto dwóch oscyloskopów czterokanałowych TDS 420A umożliwiających jednoczesne rejestrowanie przebiegów następujących wielkości: U_d , i_{d0} , U_{dc} , U_{C1} , i_{L1} , i_{d2} . Do separacji galwanicznej i rejestracji używano:

- czujników firmy LEM typu CT 25-T z sondą P6138 – pomiar prądów i_{d0} , i_{L1} , i_{d2} ,

- czujników firmy LEM typu CV3-1000 z sondą P6138 – pomiar napięć U_{dc} , U_{C1} ,
- sondy oscyloskopowej, wysokonapięciowej P5100 – pomiar napięcia U_d .

Parametry używanego sprzętu pomiarowego:

1) oscyloskop cyfrowy czterokanałowy firmy Tektronix – TDS 420A:

- pasmo częstotliwości – 200 MHz,
- próbkowanie – 100 MS/s (minimalny czas pomiędzy próbkami – 10 ns),
- pamięć – 120 000 próbek na każdy kanał,

1.1) sondy oscyloskopowe:

- sonda bierna P6138 10X $\pm 1.0\%$, 150 MHz,
- sonda wysokonapięciowa P5100 100X $\pm 1.75\%$, 2500 V (DC+pikAC), 250 MHz,

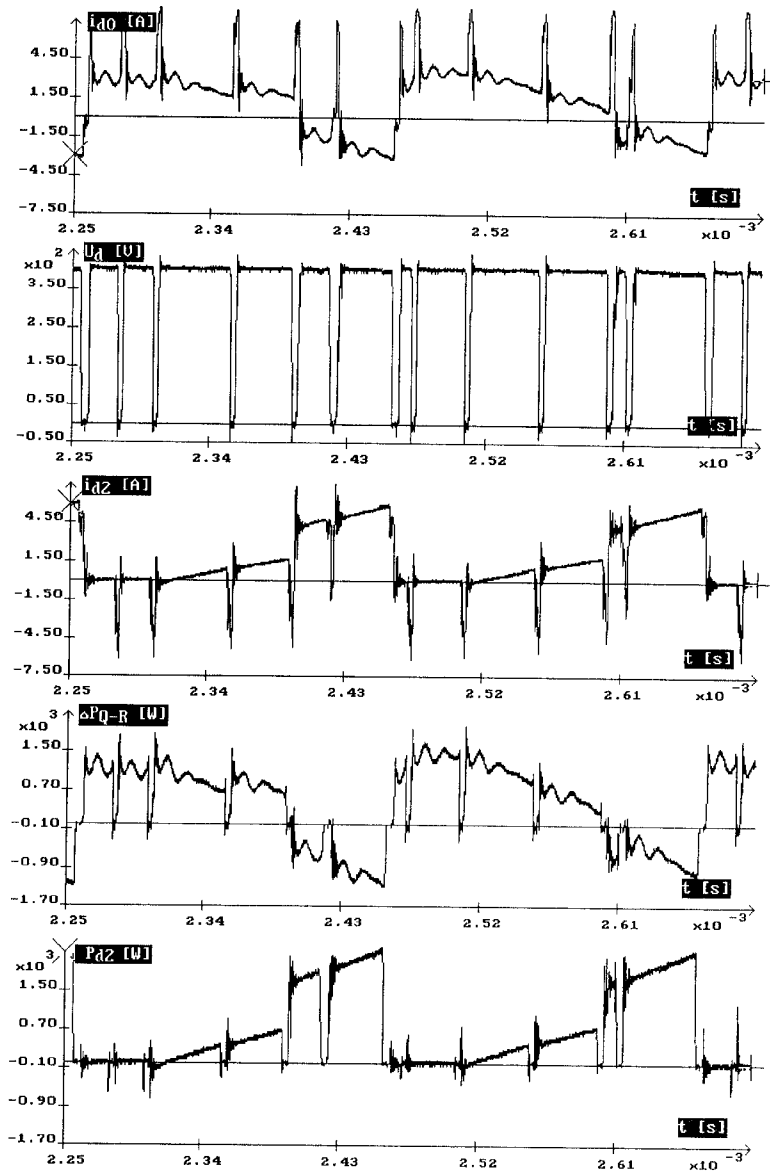
2) czujnik napięcia CV3-1000:

- zakres pomiarowy : 0 do $\pm 1000 \text{ V}$,
- wyjście analogowe napięciowe : 10 V przy 1000 V mierzonego napięcia,
- dokładność : $\pm 0.2\% U_{\max}$ (w temp. 25°C),
- zakres częstotliwości pracy : 0 do 600 kHz (-3dB),
- szybkość zmian napięcia dV/dt : 700 V/ μs minimum,

3) czujnik prądu CT 25-T:

- zakres pomiarowy : 0 do $\pm 37.5 \text{ A}$,
- wyjście analogowe napięciowe : 5 V przy 25 A mierzonego prądu,
- dokładność : $\pm 0.1\% I_N$ (w temp. -25 ÷ +170°C),
- zakres częstotliwości pracy : 0 do 500 kHz (-3dB).

Przebiegi oscylografowano w czasie 10 ms, to jest w potrojonym okresie częstotliwości pobierania energii (prądu i_{d1}) z sieci zasilającej oraz oddawanej do silnika (przy częstotliwości pierwszej harmonicznej napięcia wyjściowego 50 Hz).



Rys. 3.30. Oscylogramy napięcia obwodu pośredniczącego U_d , prądu i_{d0} dopływającego do układu komutacyjnego oraz prądu i_{d2} wpływającego do przekształtnika DC/AC, a także moce Δp_{Q-R} (ΔP_{Q-R}) i p_{d2} (P_{d2}), wyznaczone na podstawie tych oscylogramów

Okres próbkowania pomiarów w czasie 10 ms wynosi 100 ns. Badania prowadzono, określając straty mocy w układzie quasi-rezonansowym, przy różnej częstotliwości (f_{Q-R}) pracy układu komutacyjnego i różnej mocy przekazywanej pomiędzy przekształtnikami AC/DC i DC/AC, a dokładnie, w zależności od mocy P_{d2} , pobieranej przez przekształtnik DC/AC po stronie napięcia stałego. W tym celu oscylografowano również prąd i_{d2} , umożliwiając wyznaczenie średniej mocy P_{d2} pobieranej przez przekształtnik DC/AC (3.33).

$$P_{d2} = \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} p_{d2}(t) dt = \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} U_d(t) \cdot i_{d2}(t) dt \quad (3.33)$$

Na rysunku 3.30 przedstawiono fragment oscylografowanych przebiegów U_d , i_{d2} , i_{d0} oraz wyznaczone na ich podstawie moce chwilowe strat w układzie quasi-rezonansowym $\Delta p_{Q-R}(t)$ (3.34a) i moc pobieraną przez przekształtnik DC/AC – $P_{d2}(t)$.

$$\Delta p_{Q-R}(t) = U_d(t) \cdot i_{d0}(t) \quad (3.34a)$$

$$\Delta P_{Q-R} = \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} \Delta p_{Q-R}(t) dt \quad (3.34b)$$

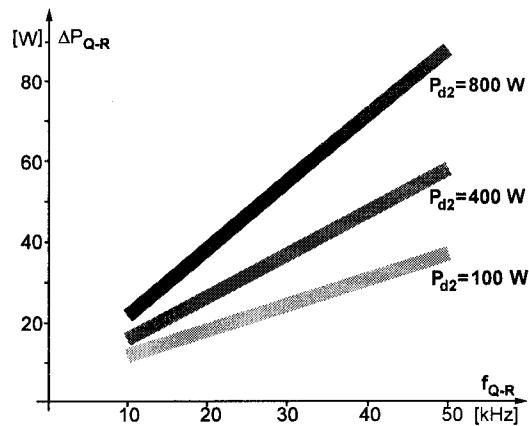
Obie moce są uśredniane w czasie, gdy napięcie U_{dc} na początku ($U_{dc}(t_1)$) i na końcu ($U_{dc}(t_2)$) okresu całkowania jest sobie równe. Ponadto różnice napięcia U_{C1} i prądu i_{L1} na krańcach przedziału całkowania powinny być możliwie małe, aby zgodnie z tabelą V zapewniać założoną 5% dokładność wyznaczania strat. Wyniki badań laboratoryjnych i obliczeń (uśrednionych z kilkunastu oscylogramów dla jednego punktu) przedstawiono w tabeli VI.

Tabela VI.

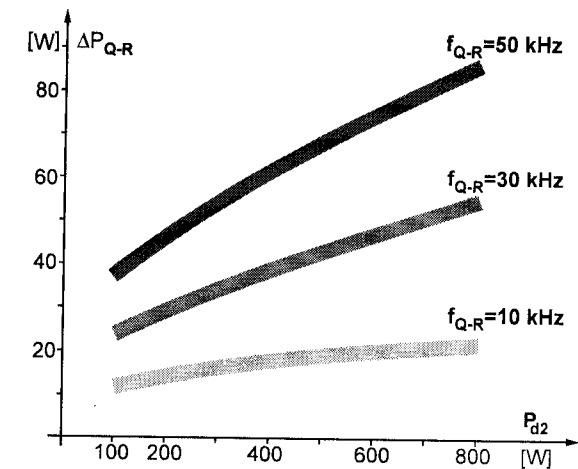
Straty mocy ΔP_{Q-R} w układzie quasi-rezonansowym

f_{Q-R}	P_{d2}	10	20	30	40	50
		kHz	kHz	kHz	kHz	kHz
100	W	12	17	24	30	37
200	W	15	23	30	41	49
400	W	16	26	38	47	58
600	W	20	34	46	61	73
800	W	22	38	55	72	88

Na rysunku 3.31 przedstawiono straty mocy w układzie wspomagającym przełączanie w zależności od częstotliwości jego załączania przy różnych wartościach mocy P_{d2} . Ponadto na rysunku 3.32 pokazano wpływ mocy P_{d2} na straty mocy ΔP_{Q-R} przy różnych częstotliwościach f_{Q-R} . Sposób wykreślenia charakterystyk (grubą linią) obrazuje trudność oceny błędów popełnionych przy pomiarach i obliczeniach. Nawet niewielka (rzędu 0,5 V) różnica w ocenie napięcia U_{dc} na krańcach przedziału obliczeń prowadzi do błędów w obliczeniach strat mocy ~ 7 W (tabela V). Stanowi to powyżej 50% minimalnej mierzonej mocy (~ 12 W) przy minimalnej mocy P_{d2} i minimalnej częstotliwości f_{Q-R} (10 kHz). Stąd też o wyborze przedziału obliczeń decyduje przede wszystkim równość napięcia U_{dc} na jego krańcach, a w następnej kolejności napięcie U_{C1} i prąd i_{L1} .



Rys. 3.31. Straty mocy ΔP_{Q-R} w układzie quasi-rezonansowym w zależności od częstotliwości jego załączania f_{Q-R} przy różnych wartościach mocy P_{d2}



Rys. 3.32. Straty mocy ΔP_{Q-R} w układzie quasi-rezonansowym w zależności od przekazywanej mocy P_{d2} przy różnych częstotliwościach jego załączania f_{Q-R}

Z uwagi na poziomy napięcia U_{dc} (350 V) i U_{C1} (50 V) i dopuszczalne błędy w ich ocenie oscylografowano składowe przemienne tych napięć. Jako dopuszczalne przyjmowano różnice napięcia ΔU_{C1} do 0,5 V i różnice prądu Δi_{L1} do 2 A.

Dane sprzętu użytego do pomiarów wskazują, że ze względu na pomiar skokowo zmieniających się napięć, podstawowe znaczenie mają nominalna częstotliwość i dokładność przetworników napięciowych oraz sond oscyloskopowych. Przedstawione możliwości popełnienia błędów wskazują, że wyniki mogą być obciążone trudnym do oceny błędem.

Oceniając straty ΔP_{Q-R} można stwierdzić, że ich wartość jest wprost proporcjonalna do częstotliwości. W całkowitych stratach mocy układu quasi-rezonansowego można wydzielić trzy składniki:

- straty stałe związane z praktycznie stałym napięciem na kondensatorach C_{dc} i C_1 oraz niewielkim prądem w indukcyjności L_d ,
- straty zmienne:
 - zależne od częstotliwości f_{Q-R} , występujące w pozostałych elementach układu komutacyjnego,
 - zależne od mocy P_{d2} przepływającej pomiędzy dwoma przekształtnikami (wielkość mocy decyduje o wartości chwilowej prądu i_0 gałęzi D_0, C_1 ,

k który przejmowany jest po załączeniu tranzystora T_k przez gałąź D_d, L_d, D_k, T_k).

Straty ΔP_{Q-R} , przy stałej częstotliwości pracy układu komutacyjnego, rosną wraz ze wzrostem mocy przepływającej przez obwód pośredniczący napięcia stałego (rys. 3.32). Jednakże tendencja wzrostowa nie jest wprost proporcjonalna, np. ośmiokrotnemu wzrostowi mocy P_{d2} towarzyszy tylko dwukrotny wzrost strat ΔP_{Q-R} (przy częstotliwości $f_{Q-R} = 50$ kHz). Oznacza to, że skuteczność działania układu quasi-rezonansowego, rozumiana jako zmniejszenie strat łączeniowych w przekształtniku AC/DC/AC, jest lepsza przy pełnym wykorzystaniu jego mocy i zmniejsza się wraz z jej zmniejszeniem.

3.6. Ocena sprawności energetycznej jednofazowego przekształtnika AC/DC/AC

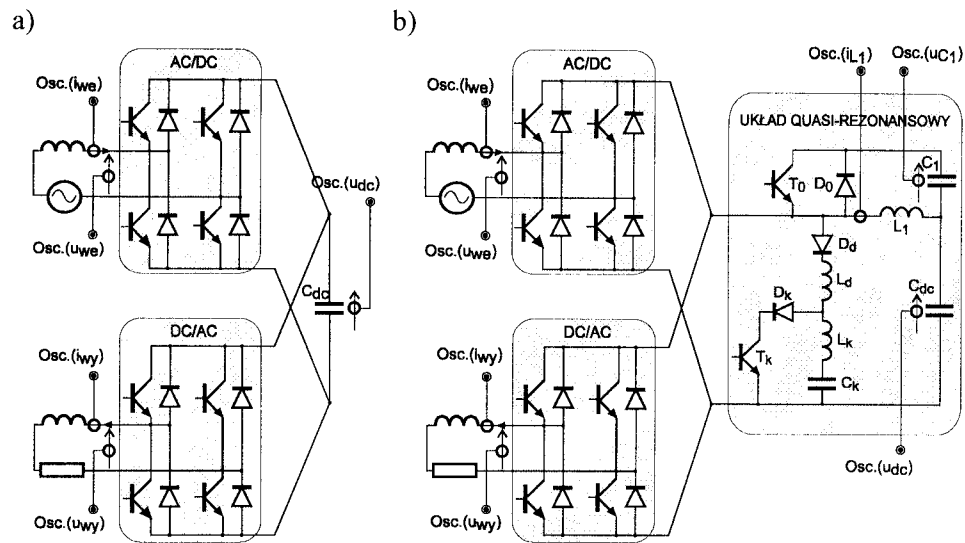
W ostatnich latach w literaturze zaproponowano wiele rozwiązań układów ograniczających straty łączeniowe. Jednym z etapów potwierdzenia ich przydatności w praktyce jest sprawdzenie skuteczności działania. Najczęściej spotykaną metodą wyznaczanie strat mocy, czy też sprawności przekształtnika, jest metoda symulacji komputerowych. Podstawową zaletą tej metody jest łatwość i szybkość uzyskania wyników, jednakże ich wiarygodność jest problematyczna. Podstawową trudnością jest ocena na ile użyte schematy zastępcze elementów półprzewodnikowych, zwłaszcza sterowanych, a także elementów pojemnościowych i indukcyjnych przystają do rzeczywistości. Niebagatelną rolę (przy dużych częstotliwościach pracy około 100 i więcej kiloherców) odgrywają pojemności i indukcyjności montażowe oraz wzajemne usytuowania elementów, niemożliwe do uwzględnienia w programach symulacyjnych. Schematy zastępcze, np. tranzystorów, proponowane przez producentów dotyczą zwykle określonych warunków pracy (prądowo-napięciowych), przy określonych warunkach sterowania (np. konfiguracja *drivera*). Niektóre elementy, jak na przykład indukcyjności (i straty mocy w nich występujące), a także ich wpływ na inne elementy (generowanie zakłóceń i dodatkowych strat) są praktycznie niemożliwe do wiarygodnej symulacji. O ich właściwościach decydują użyte materiały (magnetyki), a przede wszystkim lica nawojowa i technologia wykonania (ekranowania). Wymienione problemy skłoniły autora do weryfikacji zaproponowanego układu komutacyjnego, współpracu-

jącego z przekształtnikiem AC/DC/AC, metodą laboratoryjno-obliczeniową [187]. Ocena sprawności przekształtnika z trójfazowym wejściem i wyjściem oraz odkształconymi prądami i napięciami nastręcza poważne trudności. Użycie klasycznych mierników, z uwagi na charakter przebiegów, jest niemożliwe. Stąd też posłużono się metodą oscylografowania prądów i napięć chwilowych na wejściu i wyjściu przekształtnika. Następnie poprzez wymnożenie odpowiednich napięć i prądów wyznaczono moce chwilowe i średnie. Ze względu na posiadane możliwości jednoczesnego oscylografowania tylko ośmiu przebiegów (dwa zsynchronizowane oscyloskopy czterokanałowe TDS 420A) badania przeprowadzono na jednofazowym przekształtniku AC/DC/AC.

Do pomiarów używano sprzętu, którego charakterystyczne dane zamieszczono w poprzednim rozdziale. Badania przeprowadzono w przekształtniku AC/DC/AC o strukturze mostkowej z „twardym” przełączaniem (rys. 3.33a) i z układem komutacyjnym zaproponowanym w niniejszej pracy (rys. 3.33b). Ocena strat mocy przekształtnika z „twardym” przełączaniem wyznaczana z zależności (3.35) wymaga, aby wartość napięcia na kondensatorze C_{dc} na początku (t_1) i na końcu (t_2) przedziału całkowania była jednakowa (energia wewnętrzna zgromadzona w przekształtniku nie zmienia się, a więc różnica mocy na wejściu i wyjściu określa całkowite straty mocy przekształtnika).

$$\Delta P = P_{we} - P_{wy} = \frac{1}{t_2 - t_1} \left[\int_{t_1}^{t_2} u_{we}(t) \cdot i_{we}(t) dt - \int_{t_1}^{t_2} u_{wy}(t) \cdot i_{wy}(t) dt \right] \quad (3.35)$$

W przypadku przekształtnika z układem quasi-rezonansowym warunek niezmienniczej energii przekształtnika, identycznie jak opisano to w p. 3.5.2, wymaga takiej samej wartości napięć U_{dc} , U_{C1} oraz prądu i_{L1} na krańcach przedziału całkowania. W związku z tym jednocześnie oscylografowano napięcia u_{we} , u_{wy} , u_{dc} i prądy i_{we} , i_{wy} – w przekształtniku z „twardym” przełączaniem oraz napięcia u_{we} , u_{wy} , U_{dc} , U_{C1} i prądy i_{we} , i_{wy} , i_{L1} – w przekształtniku z układem quasi-rezonansowym.



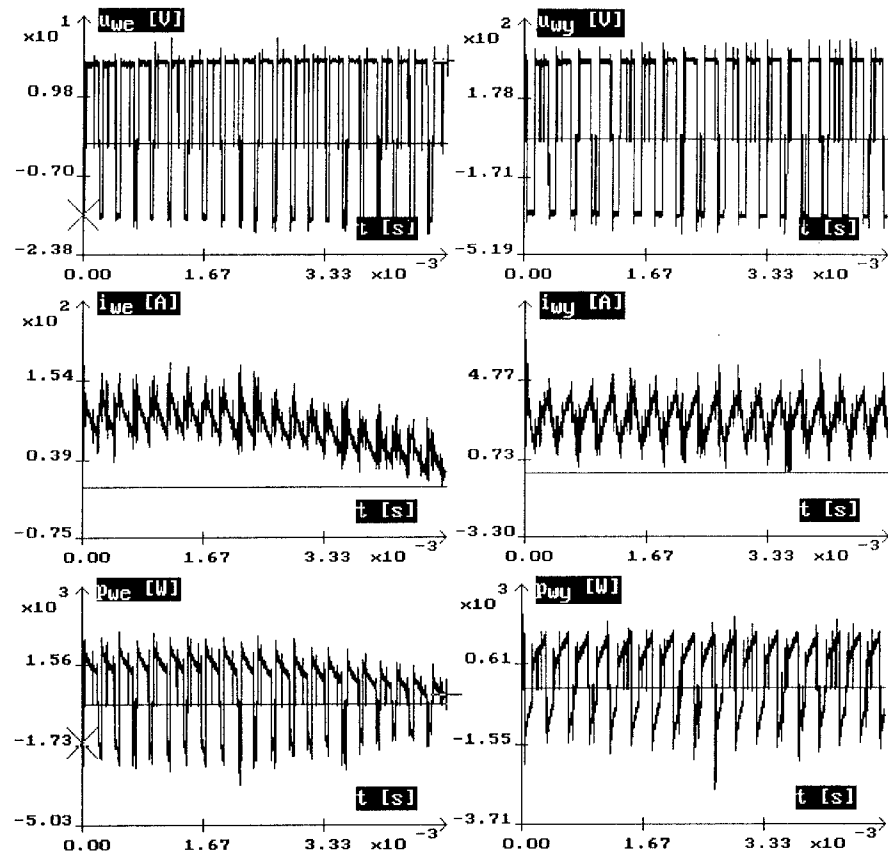
Rys. 3.33. Struktury przekształtników jednofazowych AC/DC/AC z „twardym” przełączaniem (a) oraz dodatkowym układem komutacyjnym (b), w których badano sprawność przetwarzania energii

Aby stabilizować, nieuniknione w przypadku przekształtnika jednofazowego, pulsacje energii (przy różnych częstotliwościach pracy przekształtników AC/DC i DC/AC) przekształtnik wyjściowy pracował z ułamkową częstotliwością około 0.1 – 0.15 Hz. Oznacza to, że pulsacje energii (napięcia na kondensatorach) wynikały z częstotliwości pracy przekształtnika AC/DC (50 Hz) i wynosiły około 100 Hz. Pozwalało to na oscylografowanie przebiegów w czasie 10 ms z częstotliwością próbkowania 100 ns. Badania prowadzono, określając straty mocy w przemienniku przy różnych częstotliwościach pracy przekształtnika AC/DC (f_P) i DC/AC (f_F). Ponadto badania prowadzono dla dwóch różnych wartości mocy oddawanej na wyjściu (P_{wy}) i obliczanej z zależności (3.36).

$$P_{wy} = \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} u_{wy}(t) \cdot i_{wy}(t) dt \quad (3.36)$$

Na rysunku 3.34 przedstawiono fragment oscylogramów u_{we} , u_{wy} , i_{we} , i_{wy} oraz obliczone moce chwilowe na wejściu (p_{we}) i wyjściu (p_{wy}). Obie moce są uśredniane w czasie około 10 ms z zachowaniem zasad wyboru przedziału, tj. po pierwsze – równych wartości napięcia U_{dc} na krańcach przedziału całkowania,

a następnie (w układzie z obwodem komutacyjnym) minimalnych różnic napięcia U_{C1} i prądu i_{L1} (zgodnie z zasadami opisanymi przy pomiarach sprawności układu quasi-rezonansowego). Badania prowadzono przy napięciu U_{dc} (w układzie z „twardym” przełączaniem) i U_d (w układzie z obwodem quasi-rezonansowym) równym 350 V. Napięcie w obwodzie pośredniczącym obniżono z 400 V do 350 V, aby zachować identyczne warunki pracy obu układów (rys. 3.33) (w układzie laboratoryjnym przy przełączaniu „twardym” można było uzyskać maksymalne napięcie 350 V).

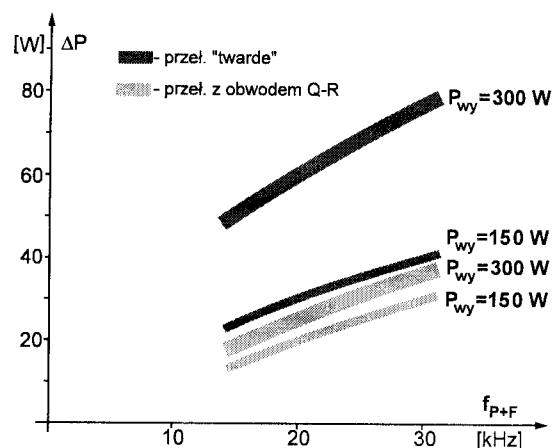


Rys. 3.34. Oscylogramy napięć u_{we} , u_{wy} i prądów i_{we} , i_{wy} wejściowych oraz wyjściowych przekształtnika AC/DC/AC z układem komutacyjnym pracującym z sumaryczną częstotliwością 15 kHz, a także moce chwilowe: wejściowa p_{we} i wyjściowa p_{wy} , wyznaczone na podstawie tych oscylogramów

Wyniki badań laboratoryjnych i obliczeń (uśrednionych z kilkunastu oscylogramów dla jednego punktu) całkowitych strat mocy ΔP przedstawiono w tabeli VII. Podano w niej sumaryczną częstotliwość łążeń obu przekształtników f_{F+P} , ponieważ w przypadku układu z obwodem quasi-rezonansowym załączany on jest z taką właśnie częstotliwością. Częstotliwość łążeń każdego przekształtnika ustawiano na zbliżonym poziomie, tak aby częstotliwość sumaryczna wynosiła odpowiednio 15, 20 i 30 kHz. Straty mocy określano przy stosunkowo wysokich częstotliwościach łążeń przekształtnika ze względu na ich małą wartość i związaną z tym dokładność ich określenia. Na rysunku 3.35 przedstawiono ilustrację graficzną tabeli VII.

Tabela VII.
Straty mocy ΔP w jednofazowym przekształtniku AC/DC/AC

$f_{P+F} = f_P + f_F$			15	20	30
P_{wy}			kHz	kHz	kHz
Przekształtnik „twardo” przełączany	300	W	51	60	77
	150	W	25	31	40
Przekształtnik z układem quasi-rezonansowym	300	W	18	27	37
	150	W	14	22	30



Rys. 3.35. Straty mocy ΔP w jednofazowym przekształtniku AC/DC/AC w zależności od sumarycznej częstotliwości łążeń f_{Q-R} przy różnych wartościach przetwarzanej mocy wyjściowej P_{wy}

Zgodnie z przewidywaniami straty mocy w obu układach pracy (rys. 3.35) są proporcjonalne do częstotliwości. Straty mocy układu z „twardym” przełączaniem, przy maksymalnej mocy konfiguracji jednofazowej przekształtnika 300 W na jaką projektowany był układ komutacyjny (przy zasilaniu 3-fazowym moc znamionowa wynosiła 900 W), są od 2.8 do 2.5 raza większe (przy zmianach częstotliwości łążeń od 15 do 30 kHz) niż w układzie z obwodem quasi-rezonansowym. Oznacza to, że zastosowanie „miękkiego” przełączania umożliwiło zmniejszenie strat o ponad 60%. Wraz ze zmniejszeniem przetwarzanej mocy, np. o połowę, stosunek ten odpowiednio wynosi 1.8 do 1.3. Aproxymując wyniki z wykresów 3.31 i 3.32 można sądzić, że przy obciążeniu 15–20% obciążenia znamionowego straty mocy w obu układach będą porównywalne.

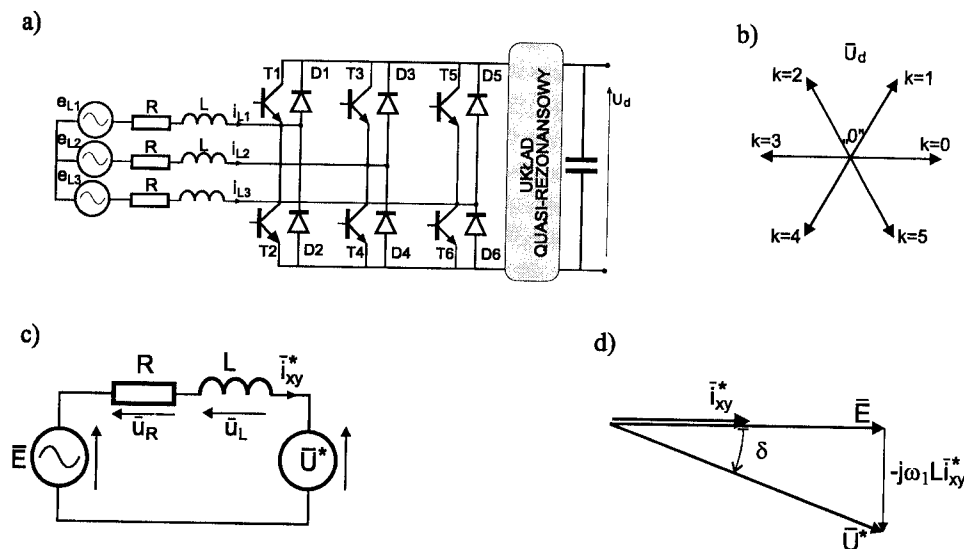
Układy odbioru i rozpraszania energii strat (np. radiatory, wentylatory) są wymiarowane na maksymalne, występujące straty mocy. Stąd też można wnioskować, że dzięki zastosowaniu układu komutacyjnego ich wymiary mogą być blisko trzykrotnie mniejsze. Odpowiednio wzrasta również sprawność energetyczna przekształtnika. W zwykle spotykanym przedziale zmian obciążenia od 50% do 100% straty mocy maleją średnio dwukrotnie.

4. REGULACJA PRĄDU PRZEKSZTAŁTNIKÓW AC/DC i DC/AC Z MODULACJĄ WEKTOROWĄ

4.1. Warunki modulacji wektorowej PWM przy regulacji prądu przekształtnika AC/DC o współczynniku mocy równym jeden

Przekształtnik napięcia przemiennego na stałe może stanowić indywidualne źródło regulowanego napięcia stałego lub też integralną część (pierwszy człon) przemiennika napięcia sieci na napięcie przemiennie o regulowanej amplitudzie i częstotliwości (AC/DC/AC). Ze względu na sieć zasilającą, najkorzystniejsze jest pobieranie z sieci jedynie mocy czynnej. Oznacza to, że przekształtnik powinien pobierać z sieci prądy, w fazie z odpowiednimi napięciami trójfazowej sieci zasilającej. Najprostszą metodą regulacji prądu jest tzw. sterowanie nadążne np. w układzie trójfazowym (3 niezależne komparatory z histerezą). Z konieczności wymuszenia prądu sinusoidalnego wynika, że najkorzystniejsze jest wymuszanie go przez tzw. sterowanie nadążne, np. w układzie trójfazowym. Sterowanie takie, jakkolwiek spełnia warunek kształtowania trójfazowych prądów sinusoidalnych, nie umożliwia minimalizacji liczby łączów. Jak wykazano w pracach [2], [3], [4], dotyczących możliwości zmniejszenia liczby łączów w stosunku do tradycyjnej metody napięciowej PWM, podejście wektorowe stwarza takie możliwości.

W proponowanej metodzie kształtowania prądów sinusoidalnych również istnieją takie możliwości minimalizacji liczby łączów. Zasada sterowania polega na utrzymaniu rzeczywistego wektora prądu, sprowadzonego do wirującego (z pulsacją sieci zasilającej ω_1) układu współrzędnych xy , wewnątrz obszaru uchybu założonego wokół wektora prądu zadanego. Sposób regulacji prądu wymaga określenia warunków jakie muszą być spełnione, aby zapewnić pełną kontrolę nad wektorem prądu rzeczywistego, tj. kształtować jego wartość z założonym uchybem. W tym celu przeprowadzono analizę przekształtnika AC/DC o strukturze przedstawionej na rysunku 4.1a. Schemat zastępczy układu przekształtnika dla zadanych wielkości sinusoidalnych w wirującym układzie odniesienia xy przedstawiono na rysunku 4.1c.



Rys. 4.1. Schemat przekształtnika AC/DC pobierającego z sieci prąd przy współczynniku mocy równym jeden (a), wektory napięcia $\bar{U}_d$ kształtowane na jego wejściu przy różnych konfiguracjach przewodzących tranzystorów $T1 \div T6$ (b), schemat zastępczy przekształtnika w wirującym układzie współrzędnych (c) oraz wykres wektorowy układu (d) dla przebiegów sinusoidalnych (zadanych)

Wymuszenie prądu $\bar{i}_{xy}^*$, współfazowego z napięciem sieci (wektor $\bar{E}$), jest realizowane przez wymuszanie wektora napięcia $\bar{U}^*$ na trójfazowym wejściu przekształtnika. Sytuację taką ilustruje wykres wskazowy na rysunku 4.1d, przy pominięciu małej rezystancji R w stosunku do impedancji $\omega_1 L$. Wektor napięcia zadanego $\bar{U}^*$ kształtowany jest z wektorów przekształtnika $\bar{U}_d$, przy czym wektor napięcia $\bar{U}_d$ reprezentowany jest przez jeden z wektorów niezerowych lub przez wektory zerowe (rys. 4.1b).

4.1.1. Równanie stanu przekształtnika AC/DC

Przekształtnik przedstawiony na rysunku 4.1 sterowany jest w taki sposób, aby pobierać z sieci prądy sinusoidalne, które są w fazie z odpowiednimi napięciami zasilającymi. W stacjonarnym układzie współrzędnych $\alpha\beta$ oznacza to współfazowość wektorów napięcia zasilającego $\bar{E}$ i prądu $\bar{i}$. Wektorowe równa-

nie stanu układu z rysunku 4.1a, uwzględniające model przekształtnika AC/DC w stacjonarnym układzie współrzędnych $\alpha\beta$, przybiera postać:

$$E \cdot e^{j\omega_1 t} = R\bar{i}_{\alpha\beta} + L \frac{d}{dt} \bar{i}_{\alpha\beta} + \begin{cases} \frac{2}{3} U_d e^{jk\frac{\pi}{3}} \\ "0" \end{cases} \quad (4.1)$$

gdzie:

- $\bar{i}_{\alpha\beta}$ – wektor prądu sieci zasilającej,
- L, R – indukcyjność i rezystancja dławika sieciowego,
- $\frac{2}{3} U_d e^{jk\frac{\pi}{3}}$ – wektor napięcia wejściowego przekształtnika, określony stanem załączenia poszczególnych tranzystorów, który może przyjmować położenia określone współczynnikiem $k = 0, 1, 2, 3, 4, 5$ (rys. 4.1b),
- „0” – wektor zerowy, kształtowany przez przekształtnik przy załączonych tranzystorach $T1, T3, T5$ lub $T2, T4, T6$.

Zgodnie z założonym sposobem sterowania przekształtnika, który pobiera z sieci wyłącznie moc czynną (odpowiednie napięcia i prądy są ze sobą w fazie) oraz zgodnie z założeniem, że wektor napięcia sieci ma postać $E e^{j\omega_1 t}$, wektor prądu zadanego sieci leży również w osi rzeczywistej i określa go równanie:

$$\bar{i}_{\alpha\beta}^* = i_{xy}^* e^{j\omega_1 t} \quad (4.2)$$

gdzie: i_{xy}^* – amplituda prądu zadanego sieci.

Wektor prądu rzeczywistego jest opisany równaniem:

$$\bar{i}_{\alpha\beta} = \bar{i}_{xy} e^{j\omega_1 t} \quad (4.3)$$

Podstawiając zależność (4.3) do równania (4.1) otrzymujemy:

$$E \cdot e^{j\omega_1 t} = R\bar{i}_{xy} e^{j\omega_1 t} + L \frac{d}{dt} (\bar{i}_{xy} \cdot e^{j\omega_1 t}) + \begin{cases} \frac{2}{3} U_d e^{jk\frac{\pi}{3}} \\ "0" \end{cases} \quad (4.4a)$$

lub:

$$E \cdot e^{j\omega_1 t} = R\bar{i}_{xy} \cdot e^{j\omega_1 t} + e^{j\omega_1 t} L \frac{d}{dt} \bar{i}_{xy} + j\omega_1 L \bar{i}_{xy} \cdot e^{j\omega_1 t} + \begin{cases} \frac{2}{3} U_d e^{jk\frac{\pi}{3}} \\ "0" \end{cases} \quad (4.4b)$$

Transformując równanie (4.4b) do wirującego, z pulsacją napięcia sieci zasilającej ω_1 , układu współrzędnych xy otrzymujemy:

$$E = R\bar{i}_{xy} + L \frac{d}{dt} \bar{i}_{xy} + j\omega_1 L \bar{i}_{xy} + \begin{cases} \frac{2}{3} U_d e^{j(k\frac{\pi}{3} - \omega_1 t)} \\ "0" \end{cases} \quad (4.5)$$

Wektor prądu zadanego różni się od rzeczywistego o wektor uchybu $\Delta \bar{i}_{xy}$ (zdefiniowany na rys. 4.3):

$$\bar{i}_{xy}^* = \bar{i}_{xy} - \Delta \bar{i}_{xy} \quad (4.6)$$

Kierunek i szybkość zmian wektora prądu określone są pochodną tego prądu $L \frac{d}{dt} \bar{i}_{xy}$, która po uwzględnieniu równania (4.6) wynosi:

$$L \frac{d}{dt} \bar{i}_{xy} = E - R(\bar{i}_{xy}^* + \Delta \bar{i}_{xy}) - j\omega_1 L(\bar{i}_{xy}^* + \Delta \bar{i}_{xy}) - \begin{cases} \frac{2}{3} U_d e^{j(k\frac{\pi}{3} - \omega_1 t)} \\ "0" \end{cases} \quad (4.7)$$

Zakładając, że prąd rzeczywisty jest bliski wartości zadanej, można przyjąć, że $\Delta \bar{i}_{xy} \approx 0$. Jeśli dodatkowo założymy, że rezystancja R dławika sieciowego jest dużo mniejsza od jego reaktancji (a w związku z tym jest do pominięcia) równanie (4.7) przyjmuje postać:

$$L \frac{d}{dt} \bar{i}_{xy} = E - j\omega_1 L \bar{i}_{xy}^* - \begin{cases} \frac{2}{3} U_d e^{j(k\frac{\pi}{3} - \omega_1 t)} \\ "0" \end{cases} \quad (4.8)$$

lub

$$L \frac{d}{dt} \bar{i}_{xy} = \bar{U}^* - \bar{U}_d \quad (4.9)$$

gdzie:

$$\bar{U}^* = E - j\omega_1 L \bar{i}_{xy}^* = E - jX \bar{i}_{xy}^* = U_x^* + jU_y^* \quad (4.9a)$$

$$\bar{U}_d = \begin{cases} \frac{2}{3} U_d e^{j(k\frac{\pi}{3} - \omega_1 t)} \\ "0" \end{cases} \quad (4.9b)$$

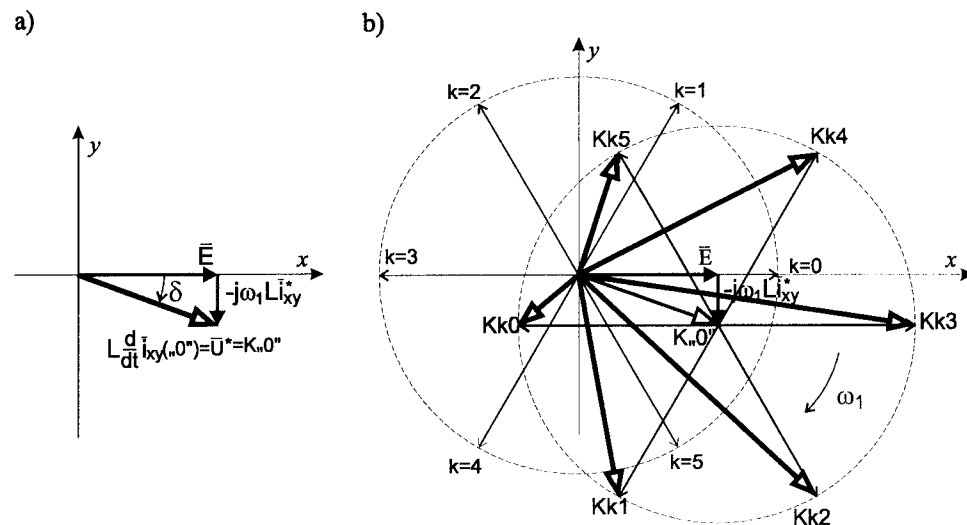
Równanie (4.9) pozwala graficznie określić kierunek i szybkość przemieszczania się wektora prądu $\bar{i}_{xy}$. Pochodna prądu określana jest przez różnicę wektorów napięcia zadanego $\bar{U}^*$ oraz wektora $\bar{U}_d$ kształtowanego przez przekształtnik. Należy przy tym zauważyć, że gwiazda niezerowych wektorów przekształtnika ($k = 0, 1, \dots, 5$) wiruje w układzie współrzędnych xy z prędkością ω_1 zgodnie z kierunkiem ruchu wskazówek zegara. Wektor napięcia $\bar{U}^*$ określa napięcia zadane jakie powinien kształtować przekształtnik, aby w układzie płynął prąd (wektor $\bar{i}_{xy}^*$) określony co do wartości i fazy (rys. 4.1c). Jak wynika z zależności (4.9) kierunek i szybkość zmian wektora prądu $\bar{i}_{xy}$ zależą:

- od napięcia zadanego $\bar{U}^*$, a więc od wektora napięcia sieci $\bar{E}$ oraz prądu $\bar{i}_{xy}^*$, a także od indukcyjności dławików L ,
- od wektora napięcia $\bar{U}_d$ zależnego od aktualnego stanu załączonych tranzystorów przekształtnika ($k = 0, 1, \dots, 5$, „0”), a także fazy napięcia ($\omega_1 t$) i wartości napięcia stałego na wyjściu przekształtnika – U_d .

Można zauważyć, że istotna jest zmiana fazy w przedziale $0 \leq \omega_1 t \leq \pi/3$ co jest związane z obrotem gwiazdy wektorów kształtowanych przez przekształtnik o $\pi/3$. Następnie sytuacja powtarza się, przy czym określone kierunki wektorów $L \frac{d}{dt} \bar{i}_{xy}$ odpowiadają innym stanom łączników przekształtnika ($k = 0, 1, \dots, 5$). Ilustrację graficzną równania (4.9) przedstawiono na rysunku 4.2. Dla uproszczenia

zapisu pochodną $L \frac{d}{dt} \bar{i}_{xy}$, określającą kierunek i szybkość przemieszczania się

wektora prądu $\bar{i}_{xy}$, odpowiadającą wektorowi zerowemu („0”) napięcia przekształtnika, oznaczono $K_{„0”}$. Niezerowym wektorom napięcia dla $k = 0, 1, \dots, 5$ odpowiadają kolejno pochodne $Kk0, Kk1, \dots, Kk5$. Kierunki zmian wektora prądu $\bar{i}_{xy}$ dla zerowego wektora $K_{„0”}$ przekształtnika przedstawia rysunek 4.2a, a dla pozostałych sześciu możliwych wektorów ($k = 0, 1, \dots, 5$) – rysunek 4.2b. Zgodnie z rysunkiem 4.2a pochodna (kierunek i szybkość zmian) wektora prądu $K_{„0”}$ dla zerowego wektora przekształtnika („0”) jest niezależna od czasu i określona wartościami napięcia sieci i spadku napięcia na indukcyjności dławika.

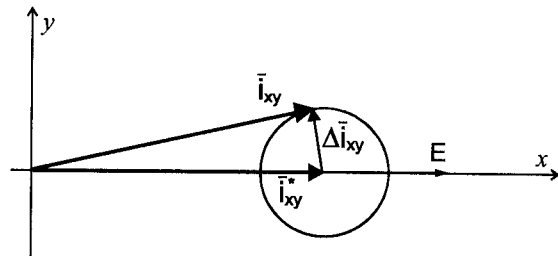


Rys. 4.2. Graficzna ilustracja kierunków poruszania się wektora prądu, opisanych równaniem (4.9)

Dla pozostałych niezerowych wektorów napięcia kierunki zmian wektora prądu przemieszczają się w czasie $0 \leq \omega_1 t \leq \pi/3$ po łuku okręgu zgodnie z kierunkiem ruchu wskazówek zegara. Wyznaczone na rysunku 4.2b wektory odpowiadają kierunkom zmian wektora prądu w czasie $t = 0$. Po czasie $\omega_1 t \leq \pi/3$ pochodna prądu $Kk0$ odpowiadająca $k = 0$ przemieści się w miejsce wektora $k = 5$ ($\omega_1 t = 0$), wektor $k = 1$ – w miejsce $k = 0$, itd. Dodatkowo, oprócz kierunku pochodne zmieniają długość, która określa szybkość zmian wektora prądu.

4.1.2. Zasada regulacji wektorowej prądu przekształtnika AC/DC

Zasadę strategii sterowania wektorem prądu przekształtnika AC/DC przedstawia rysunek 4.3. Wektor uchybu regulacji prądu $\Delta \bar{i}_{xy}$ zdefiniowany zgodnie z rysunkiem 4.3 pozwala zachować przystawanie obszaru uchybu w układach współrzędnych $i_y = f(i_x)$ i $\Delta i_y = f(\Delta i_x)$.



Rys. 4.3. Zasada regulacji wektorowej prądu przekształtnika AC/DC

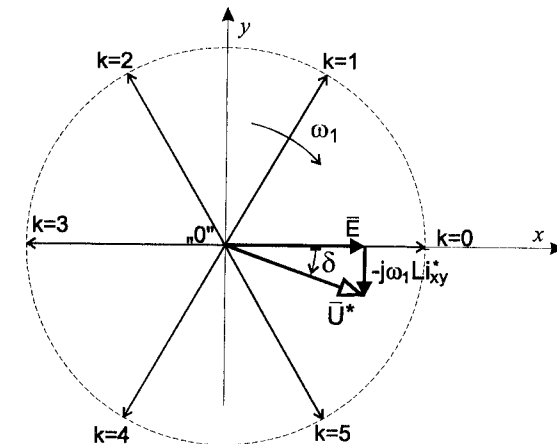
Zadany wektor prądu przekształtnika $\bar{i}_{xy}^*$ jest w fazie z wektorem napięcia sieci E i leży w osi x , wirującego z pulsacją ω_1 , układu współrzędnych xy . Strategia sterowania polega na utrzymaniu rzeczywistego wektora prądu $\bar{i}_{xy}$ wewnątrz obszaru uchybu ograniczonego okręgiem. Gdy wektor prądu znajdzie się na okręgu, powinna nastąpić zmiana konfiguracji przewodzących łączników przekształtnika (zmiana wektora napięcia przekształtnika) na taką, która spowoduje powrót wektora prądu $\bar{i}_{xy}$ do wnętrza okręgu.

W zależności od wzajemnych relacji pomiędzy długościami wektorów $|E - j\omega_1 L \bar{i}_{xy}^*|$ (zależnych od wartości napięcia sieci i prądu obciążenia) oraz $|\bar{U}_d|$ (określonego wartością niezerowego wektora napięcia wejściowego) powstają charakterystyczne przypadki, od których zależy strategia sterowania przekształtnika. W kolejnym rozdziale zostanie rozpatrzony warunek konieczny realizacji strategii sterowania oraz dwa możliwe zakresy wzajemnych relacji długości wektora $\bar{U}^*$ i niezerowego wektora napięcia wejściowego przekształtnika $\bar{U}_d$.

4.1.3. Warunki sterowania wektorowego

Pracę układu sterowania należy uznać za poprawną, gdy wektor prądu rzeczywistego daje się sprowadzić z dowolnego punktu położonego na okręgu uchybu (rys. 4.3) do jego wnętrza za pomocą któregośkolwiek (co najmniej jednego) z możliwych stanów przekształtnika.

Sterowanie wektorowe napięcia



Rys. 4.4. Ilustracja sterowania wektorowego napięcia przekształtnika

W teorii wektorowego sterowania napięciowego (rys. 4.4) przyjmuje się, że wektor napięcia $\bar{U}^*$ na wejściu przekształtnika powinien być kształtowany z wektora zerowego „0” oraz dwóch sąsiednich (najbliższych) wektorów niezerowych. Zgodnie z powyższym, w czasie $t = 0$ (rys. 4.4) oraz w przedziale czasu odpowiadającym $\pi/3$, gdy wektor znajduje się pomiędzy wektorami napięcia dla $k = 0$ i $k = 5$, wektor zadany $\bar{U}^*$ powinien być kształtowany z wektorów $k = 0$, $k = 5$ oraz wektora „0”.

Jak zaznaczono we wcześniejszych rozważaniach, okresem powtarzalności jest czas związany z obrotem gwiazdy wektorów o kąt $\pi/3$. Przyjęcie wartości początkowych wektorów napięcia jak na rysunku 4.2 oznacza konieczność kształtowania wektora napięcia w zakresie $0 \leq \omega_1 t \leq \pi/3$, w pierwszym przedziale

($0 \leq \omega_1 t \leq \delta$) na bazie wektorów dla $k=0$ i $k=5$, a po obrocie gwiazdy wektorów o kąt δ , na bazie wektorów $k=0$ i $k=1$. Aby uprościć rozważania, przyjęto jako podstawowy zakres $\pi/3 - \text{kąt } \delta \leq \omega_1 t \leq \pi/3 + \delta$. W odpowiadającym temu kątowi czasie wektor napięcia $\vec{U}^*$ formowany jest przez przekształtnik na bazie wektora „0” i wektorów $k=0$ i $k=1$. Następnie w zakresie kąta $\pi/3 + \delta \leq \omega_1 t \leq 2\pi/3 + \delta$, wektor napięcia $\vec{U}^*$ formowany jest z wektorów podstawowych $k=1, k=2$ oraz wektora „0” itd.

Regulacja wektorowa prądu

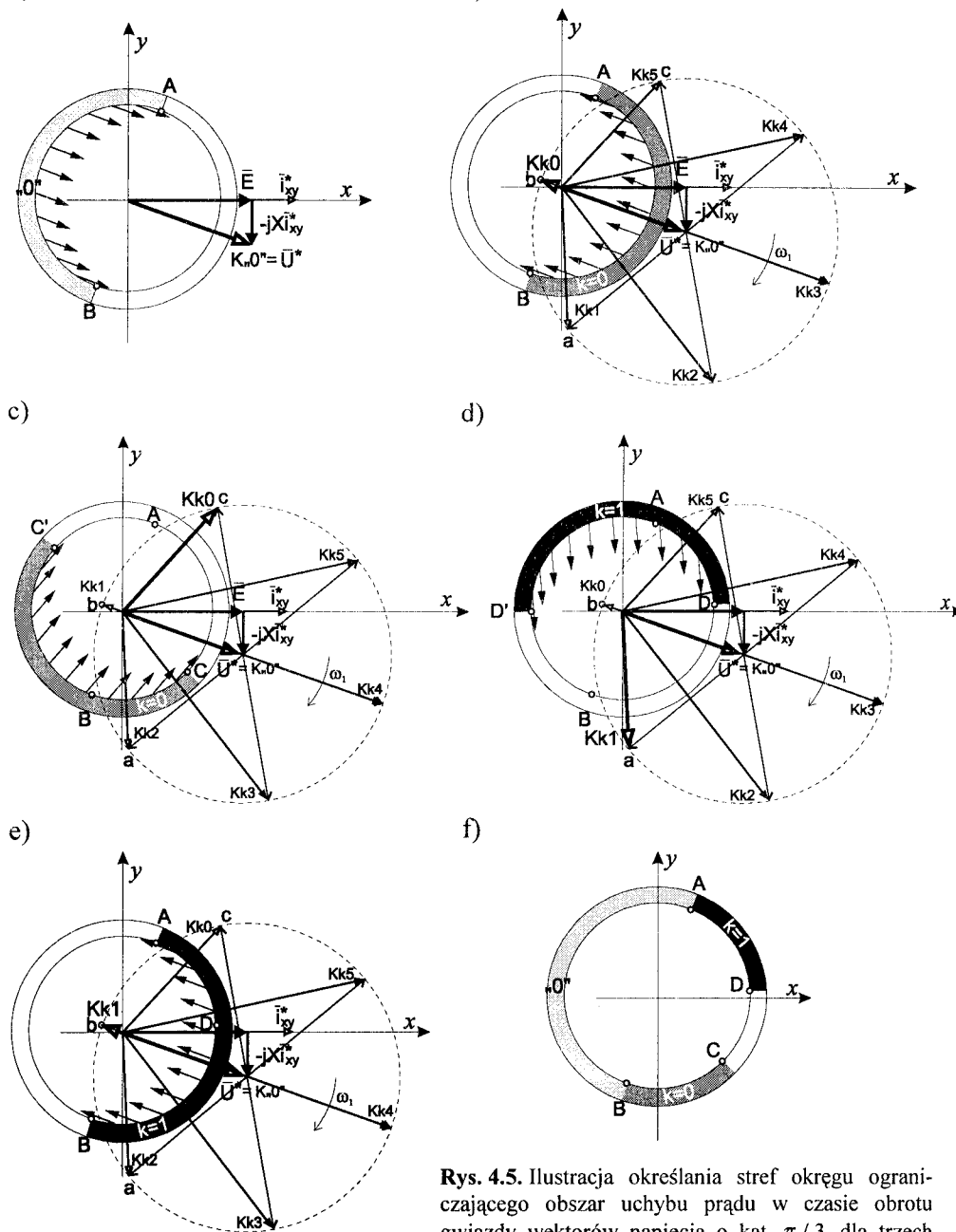
Podobną analizę można przeprowadzić dla sterowania wektorowego prądu. Jak wynika z rysunku 4.2b (dla $t=0$) sąsiednie wektory $Kk0$, $Kk5$ i $K_{„0”}$ (dla $k=0, k=5, „0”$) charakteryzujące kierunki poruszania się prądu są najkrótsze ze wszystkich pozostałych wektorów kierunków $L \frac{d}{dt} \vec{i}_{xy}$ i dają możliwość kształtowania prądu wyjściowego przy minimalnej częstotliwości łączów. Rozważania, podobnie jak dla sterowania napięciowego, prowadzone są dla kąta obrotu równego $\pi/3$, przy czym jako początkowy kąt obrotu gwiazdy wektorów napięcia przyjęto kąt równy δ , a końcowy – $\pi/3 + \delta$. Analizę możliwości regulacji prądu wygodnie jest prowadzić przenosząc okrąg uchybu do początku układu współrzędnych, w którym określone są tendencje zmian wektorów prądów, jak uczyniono to na kolejnych rysunkach. W przedziale kąta $\delta \leq \omega_1 t \leq \pi/3 + \delta$ rozważano możliwości kierowania wektora prądu $\vec{i}_{xy}$ do wnętrza pola uchybu za pomocą trzech wektorów kierunku $Kk0$, $Kk1$ i $K_{„0”}$. Zerowy wektor kierunku $K_{„0”}$ pokrywa się na rysunku 4.5a z wektorem $\vec{U}^*$. Ponieważ w całym zakresie rozważanego kąta $\omega_1 t$ ($\delta \leq \omega_1 t \leq \pi/3 + \delta$) wektor kierunku $K_{„0”}$ nie zmienia swego kierunku i pozwala skierować wektor prądu do wnętrza okręgu z lewego półokręgu pola uchybu pomiędzy punktami A i B (z wyłączeniem tych punktów). Wektor kierunku $Kk0$ na początku rozważanego przedziału (dla $\omega_1 t = \delta$) przyjmuje położenie jak na rysunku 4.5b. W tym czasie jest on w stanie skierować wektor prądu do wnętrza okręgu uchybu z prawej części okręgu pomiędzy punktami A, B (z wyłączeniem tych punktów). Obrót gwiazdy wektorów napięcia powoduje przemieszczanie się

wektora kierunku $Kk0$ z punktu „b” do „c”. W tym czasie półokrąg, z którego wektor $Kk0$ kieruje prąd do wnętrza pola uchybu, obraca się w lewo. Na zakończenie, w czasie $t = \pi/3 + \delta / \omega_1$ wektor $Kk0$ przyjmuje położenie jak na rysunku 4.5c, kierując prąd do wnętrza z dolnej części półokręgu C, C' (z wyłączeniem tych punktów). Wektor kierunku $Kk1$ na początku rozważanego przedziału (dla $\omega_1 t = \delta$) przyjmuje położenie jak na rysunku 4.5d. W tym czasie jest on w stanie skierować wektor prądu do wnętrza okręgu uchybu z części okręgu pomiędzy punktami D, D' (z wyłączeniem tych punktów). Obrót gwiazdy wektorów napięcia powoduje przemieszczanie się wektora kierunku $Kk1$ z punktu „a” do „b”. W tym czasie półokrąg, z którego wektor $Kk1$ kieruje prąd do wnętrza pola uchybu obraca się w lewo, aby po czasie równoważnym kątowi $\pi/3$ przyjąć położenie jak na rysunku 4.5e (kierując prąd do wnętrza z oznaczonej na rysunku części półokręgu A, B z wyłączeniem tych punktów).

Podsumowując powyższe rozważania (rys. 4.5f) można stwierdzić, że w dowolnym czasie z przedziału $\delta \leq \omega_1 t \leq \pi/3 + \delta$ wektor prądu kierowany jest do wnętrza pola uchybu:

- przez wektor $K_{„0”}$ – z półokręgu ograniczonego punktami A, B (z wyłączeniem tych punktów),
- przez wektor $Kk0$ – z części okręgu pomiędzy punktami B, C (z wyłączeniem tych punktów) – wspólnej dla przedziałów wyznaczonych na rysunku 4.5b i 4.5c,
- przez wektor $Kk1$ – z części okręgu pomiędzy punktami A, D (z wyłączeniem tych punktów) – wspólnej dla przedziałów wyznaczonych na rysunku 4.5d i 4.5e.

Wynika stąd, że nie uda się jednoznacznie (w rozważanym czasie) przyporządkować trzech wektorów pozwalających realizować strategię utrzymywania prądu w kołowym polu uchybu. W części okręgu C, D (wraz z tymi punktami) w określonych przedziałach czasu można wykorzystać wektory $Kk0$ (rys. 4.5b) lub $Kk1$ (rys. 4.5e).

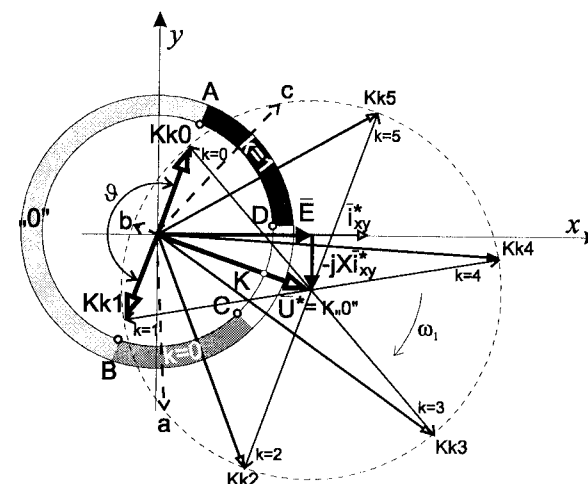


Rys. 4.5. Ilustracja określania stref okręgu ograniczającego obszar uchybu prądu w czasie obrotu gwiazdy wektorów napięcia o kąt $\pi/3$ dla trzech wektorów kierunku: $K_0, 0^\circ$ – (a), $Kk0$ – (b), (c), $Kk1$ – (d), (e) oraz sumaryczna ilustracja stref uchybu – (f)

Warunek konieczny realizacji regulacji prądu przekształtnika AC/DC

Warunek poprawnej pracy formułowany jest w literaturze lakonicznie. Przyjmuje się, że wartość wyjściowego napięcia stałego U_d przekształtnika AC/DC powinna być większa od maksymalnej wartości międzyfazowego napięcia sieci. Warunek taki, jakkolwiek prawdziwy, nie jest pełny i wymaga uzupełnienia.

Warunkiem poprawnej pracy, tj. możliwości pełnej kontroli nad kształtowaniem wymaganego prądu, jest możliwość utrzymania tego prądu w określonym obszarze uchybu w dowolnym czasie. Na rysunku 4.6 przedstawiono graniczną sytuację, gdy żaden z wektorów kierunku ($K_{-}, 0^{\circ}, K_{k0}, K_{k1}, \dots, K_{k5}$) nie jest w stanie skierować wektora prądu do wnętrza obszaru uchybu z punktu K .



Rys. 4.6. Stan graniczny określający warunek poprawnej pracy przekształtnika AC/DC

W tym czasie wektory $Kk0$ i $Kk1$ leżą w jednej linii. Z warunków trygonometrycznych wynika, że wektory $Kk0$ i $Kk1$ oraz wektory napięcia dla $k = 0$ i $k = 1$ tworzą trójkąt równoboczny, a wektor $\overline{U}^*$ jest jego wysokością. Stąd, ze wzoru na wysokość tego trójkąta, wynika warunek graniczny:

$$|\bar{U}^*| = |E - j\omega_1 L \dot{x}_{xy}| = \frac{\sqrt{3}}{2} |\bar{U}_d| \quad (4.10)$$

Warunkiem koniecznym poprawnej pracy przekształtnika sterowanego prądowo jest spełnienie poniższej nierówności:

$$\frac{2}{\sqrt{3}} \left| E - j\omega_1 L \bar{i}_{xy}^* \right| < \left| \bar{U}_d \right| \quad (4.11)$$

W całym przedziale ($\delta \leq \omega_1 t \leq \pi/3 + \delta$) kąt ϑ , jaki tworzą wektory $Kk0$ i $Kk1$, jest mniejszy od π i zawsze któryś z nich jest w stanie wprowadzić wektor prądu z punktu K do wnętrza obszaru uchybu.

W przypadku gdy zachodzi odwrotna nierówność:

$$\frac{2}{\sqrt{3}} \left| E - j\omega_1 L \bar{i}_{xy}^* \right| > \left| \bar{U}_d \right| \quad (4.12)$$

punkt krytyczny K przechodzi w rozszerzający się łuk, powiększając zakres pracy niekontrolowanej (brak możliwości utrzymania wektora prądu w założonym obszarze uchybu).

Zależność (4.11) pozwala stwierdzić, że warunek poprawnej pracy przekształtnika AC/DC zależy nie tylko od wzajemnych relacji napięcia sieci i napięcia stałego na wyjściu, ale także od prądu pobieranego z sieci (a więc obciążenia) i indukcyjności L .

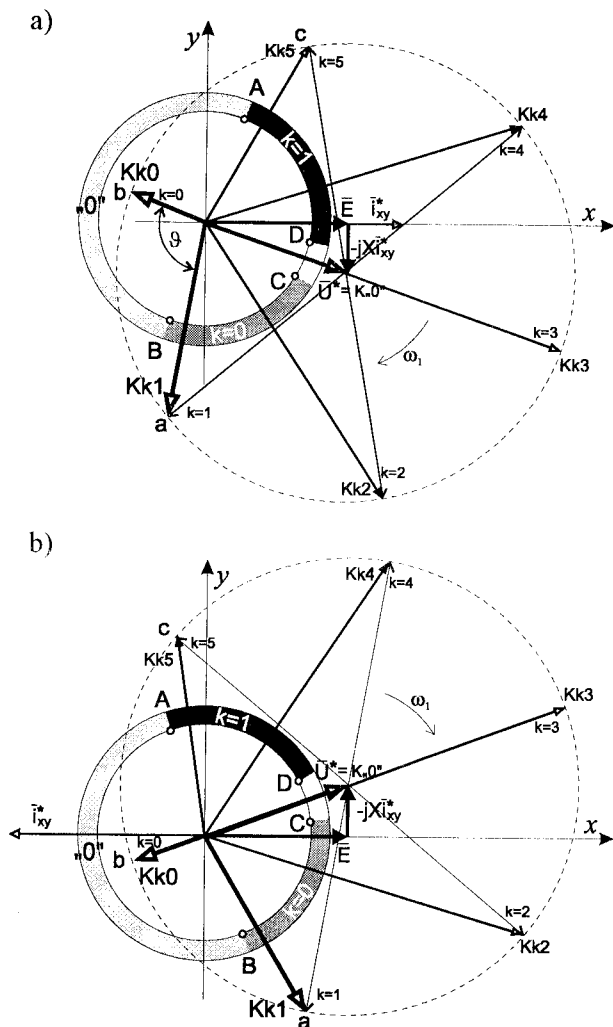
Zakres I pracy przekształtnika

Pracę przekształtnika podzielono na zakresy uwzględniając charakterystyczne warunki brzegowe. Pierwszy zakres określany jest zależnością (4.13), gdy z jednej strony ogranicza go warunek konieczny poprawnej pracy (4.11), a z drugiej graniczna sytuacja, gdy punkty C , D (rys. 4.6) pokrywają się.

$$\frac{2}{\sqrt{3}} \left| E - j\omega_1 L \bar{i}_{xy}^* \right| < \left| \bar{U}_d \right| \leq 2 \left| E - j\omega_1 L \bar{i}_{xy}^* \right| \quad (4.13)$$

Na rysunku 4.7 zilustrowane jest wyznaczanie sektorów, z których określone wektory kierunku wprowadzają wektor prądu do wnętrza obszaru uchybu dla dwóch stanów pracy przekształtnika AC/DC:

- praca prostownikowa, gdy wektory napięcia sieci $\bar{E}$ i prądu wejściowego $\bar{i}_{xy}^*$ są w fazie (rys. 4.7a),
- praca falownikowa, gdy wektory napięcia sieci $\bar{E}$ i prądu wejściowego $\bar{i}_{xy}^*$ są w przeciwfazie (rys. 4.7b).



Rys. 4.7. Graficzny obraz możliwości realizacji regulacji prądu w I zakresie pracy przekształtnika jako prostownika (a) oraz falownika (b)

Wektory kierunków odpowiadają czasowi $t = \delta / \omega_1$. Zasada konstrukcji sektorów jest identyczna jak na rys. 4.6. Rysunek odpowiada połowie przedziału (opisanego nierównością (4.13)) wzajemnych relacji pomiędzy wektorem $\bar{U}^*$ i $\bar{U}_d$.

Jak ilustruje to rysunek 4.7 zgodnie z przyjętą zasadą sterowania (wykorzystywanie trzech wektorów napięcia dla $k = 0, k = 1$ i „0” w przedziale kąta $\delta \leq \omega_1 t \leq \pi/3 + \delta$) wektory kierunków $K_{„0”}, Kk0, Kk1$ mogą sprowadzić wektor prądu z określonych sektorów do wnętrza okręgu uchybu, odpowiednio:

- wektor $K_{„0”}$ – łuk pomiędzy punktami A i B (z wyłączeniem tych punktów) niezależnie od kąta obrotu $\omega_1 t$,
- wektor $Kk1$ – łuk pomiędzy punktami A, D (z tymi punktami) zawsze niezależnie od czasu z wyłączeniem:
 - punktu A dla $\omega_1 t = \delta + \pi/3$,
 - punktu D dla $\omega_1 t = \delta$,
- wektor $Kk0$ – łuk pomiędzy punktami B, C (z tymi punktami) niezależnie od czasu z wyłączeniem:
 - punktu B dla $\omega_1 t = \delta$,
 - punktu C dla $\omega_1 t = \delta + \pi/3$.

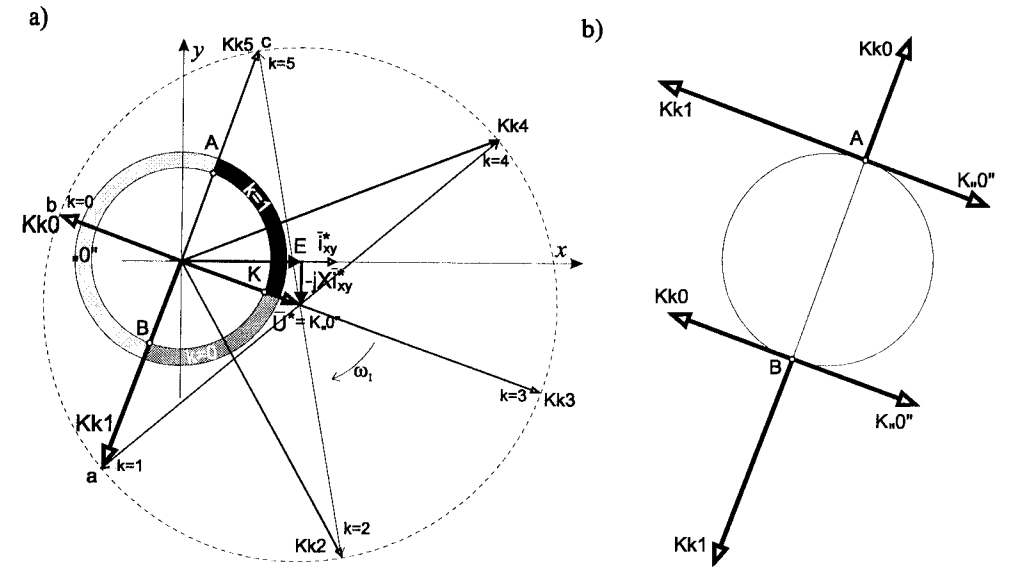
Z sektora D, C (łącznie z tymi punktami i zastrzeżeniami jak wyżej), w zależności od czasu, można wektor prądu wprowadzić do wnętrza okręgu wektorem $Kk0$ lub $Kk1$. Formalnie opisane wyłączenia punktów A, B wymagają wprowadzenia i wykorzystania dodatkowych wektorów kierunku $Kk = 5$ (punkt A dla $\omega_1 t = \delta + \pi/3$) i $Kk2$ (punkt B dla $\omega_1 t = \delta$), które zawsze wprowadzają wektor prądu do wnętrza okręgu uchybu. Konieczność wprowadzenia dodatkowych wektorów odróżnia metodę regulacji prądu od sterowania napięciowego.

Graniczny stan, określony prawą stroną nierówności (4.13) przedstawiono na rysunku 4.8, gdy spełniony jest warunek:

$$|\bar{U}_d| = 2|E - j\omega_1 L \bar{i}_{xy}^*| \quad (4.14)$$

Podstawowe wektory kierunków $K_{„0”}, Kk0$ i $Kk1$ wzdłuż całego okręgu, z wyłączeniem punktów A, B i K , sprowadzają wektor prądu do wnętrza okręgu w wyznaczonych zakresach, niezależnie od kąta $\omega_1 t$. Zniknął przedział C, D , gdzie należało zależnie od $\omega_1 t$ wykorzystywać zamienne wektory $Kk0$ lub $Kk1$.

W punkcie B (dla $\omega_1 t = \delta$) i w punkcie A (dla $\omega_1 t = \delta + \pi/3$) wektory przyjmują położenia jak na rysunku 4.8b (są do siebie prostopadłe), a więc wykorzystując je, nie jest możliwe sprowadzenie wektora prądu do wnętrza okręgu. Podobnie, jak opisano to wyżej, można wykorzystać dodatkowe wektory np. $Kk5$ dla punktu B i $Kk2$ – dla punktu A . Z punktu K można wprowadzić wektor prądu do wnętrza okręgu wektorem kierunku $Kk0$ lub $Kk1$ w zależności od położenia wektorów w określonym momencie ($\omega_1 t$).



Rys. 4.8. Graficzny obraz możliwości realizacji regulacji prądu na granicy I zakresu (a) oraz położenie wektorów kierunków $K_{„0”}, Kk0$ i $Kk1$ w punkcie B (dla $\omega_1 t = \delta$) i w punkcie A (dla $\omega_1 t = \delta + \pi/3$) (b)

Zakres II pracy przekształtnika

Drugi zakres pracy określa zależność:

$$|\bar{U}_d| > 2|E - j\omega_1 L \bar{i}_{xy}^*| \quad (4.15)$$

Jak ilustruje to rysunek 4.9, zgodnie z zasadami przyjętymi w I zakresie pracy wektory kierunku $K_{„0”}$, $Kk0$ i $Kk1$ mogą sprowadzić wektor prądu z określonych sektorów do wnętrza okręgu uchybu, odpowiednio:

- wektor $K_{„0”}$ – łuk pomiędzy punktami A i B (z wyłączeniem tych punktów),
- wektor $Kk1$ – łuk pomiędzy punktami A i D (z tymi punktami) z wyłączeniem:
 - punktu A dla $\omega_1 t = \delta + \pi/3$,
 - punktu D dla $\omega_1 t = \delta$,
- wektor $Kk0$ – łuk pomiędzy punktami B i C (z tymi punktami) i wyłączeniem:
 - punktu B dla $\omega_1 t = \delta$
 - punktu C dla $\omega_1 t = \delta + \pi/3$.

Problemy związane ze sterowaniem w punktach A i B powinny być rozwiązane za pomocą wektora $Kk5$ i $Kk2$ (jak w I zakresie pracy przekształtnika). Ponieważ sektory BC i AD (rys. 4.9) pokrywają się na łuku C, D , w tym przedziale (sektor C, D) można alternatywnie korzystać z wektorów kierunku $Kk0$ lub $Kk1$ (nie występuje problem punktu krytycznego K).

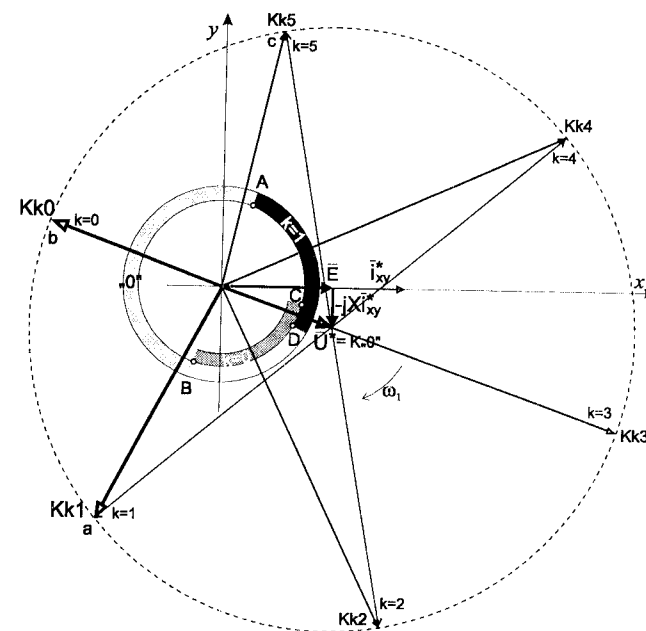
4.1.4. Podsumowanie

Różnica pomiędzy I i II zakresem pracy przekształtnika polega na tym, że w II zakresie można jednoznacznie (niezależnie od czasu) określić sektory, gdzie wybrane wektory kierują wektor prądu do wnętrza obszaru uchybu. Jednakże w II zakresie przekształtnik może pracować dopiero przy ponad dwukrotnie wyższym napięciu U_d od napięcia źródła zasilania E . Ponadto wykorzystywane wektory kierunków $Kk1$ i $Kk0$ są dłuższe w II zakresie pracy w porównaniu z I zakresem. Oznacza to, że wektor prądu będzie poruszał się szybciej w obrębie obszaru uchybu, a przekształtnik – pracował z większą częstotliwością łączeń.

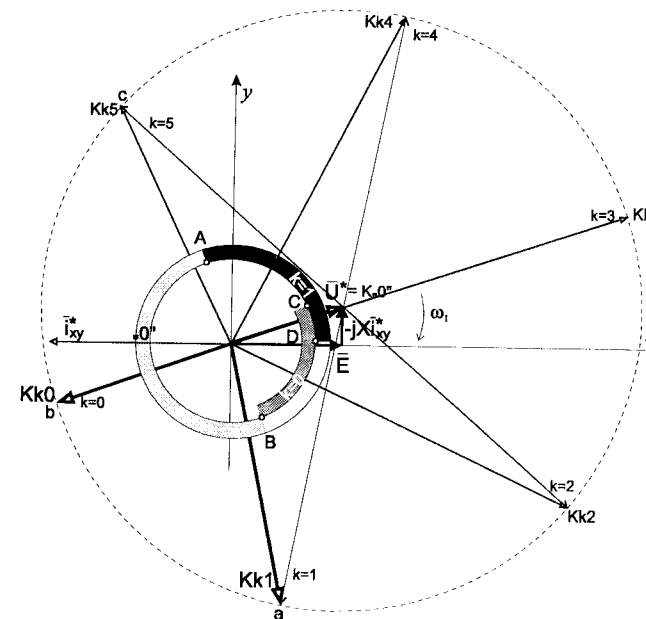
Regulacja prądu różni się tym od regulacji napięcia, iż realizacja strategii sterowania (z określonym kołem uchybu) wymaga wykorzystania dodatkowych wektorów (np. $Kk2$, $Kk5$) poza trzema podstawowymi $K_{„0”}$, $Kk0$, $Kk1$.

Na podstawie rysunków 4.7 i 4.9 można zauważyć, że wraz ze zmianą wartości i kierunku prądu $\vec{i}_{xy}^*$ (praca prostownikowa i falownikowa) strefy przypisane określonym wektorom obracają się. Nie można więc jednoznacznie na stałe przypisać określonym częściom okręgu uchybu, określonych wektorów kierunku.

a)



b)

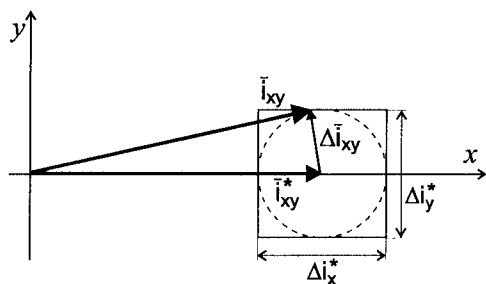


Rys. 4.9. Graficzny obraz możliwości realizacji regulacji prądu w II zakresie pracy przekształtnika AC/DC jako prostownika (a) oraz falownika (b)

4.2. Realizacja regulacji wektorowej prądu przekształtnika AC/DC w wirującym układzie współrzędnych xy

Przedstawione rozważania dotyczące analizy możliwości kształtowania wektora prądu w przekształtniku AC/DC pozwalają sformułować tezę, że metoda ta umożliwi sterowanie z minimalizacją liczby łączy zaworów przekształtnika.

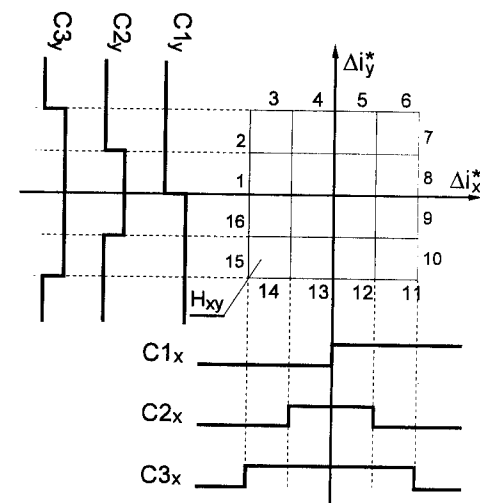
W poprzednim rozdziale określono teoretycznie sektory okręgu uchybu i przyporządkowano im wektory napięcia przekształtnika tak, aby wektor prądu nie wychodził z zadanego obszaru uchybu. Idea praktycznej realizacji sterowania polega na identyfikacji sektora, w którym prąd rzeczywisty wychodzi poza okrąg uchybu, i na dokonaniu takiego przełączenia zaworów przekształtnika (utworzenia takiego wektora napięcia), aby sprowadzić wektor prądu do wnętrza obszaru uchybu.



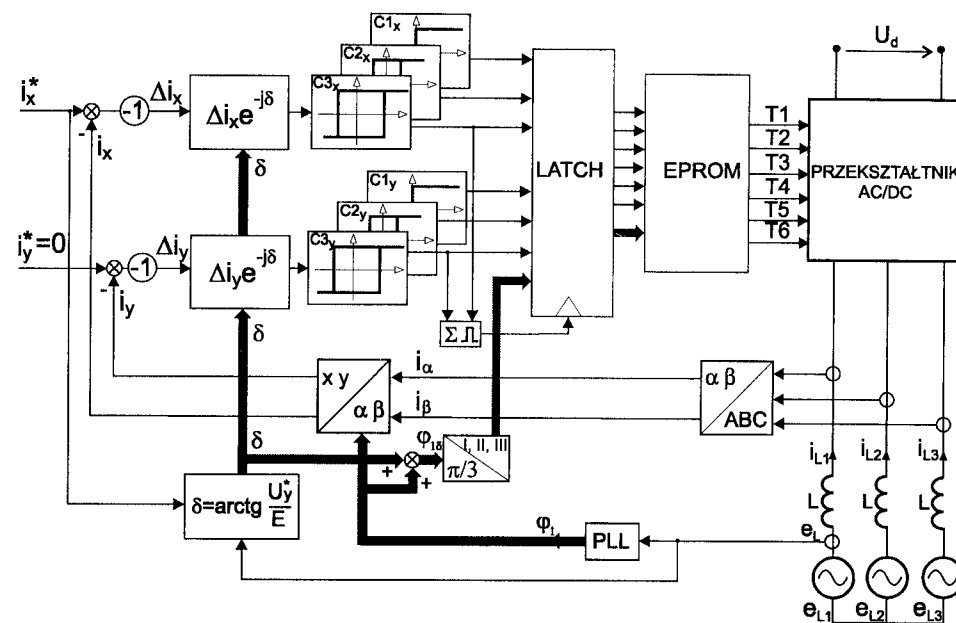
Rys. 4.10. Zasada strategii sterowania z kwadratowym obszarem uchybu

Realizacja praktyczna metody sterowania z uchybem kołowym jest trudna, gdyż wymaga dokonania operacji wyznaczania modułu (podnoszenie do kwadratu, pierwiastkowanie) i fazy uchybu prądu $\Delta \bar{i}_{xy}$, a także identyfikacji sektorów okręgu ograniczających obszar uchybu. Prostszy technicznie rozwiązaniem jest zastąpienie kołowego obszaru uchybu kwadratem, jak to przedstawiono na rysunku 4.10.

Identyfikacji sektorów obwodu kwadratu można dokonać poprzez jego podział na pewną liczbę odcinków. W proponowanym rozwiązaniu przyjęto podział obwodu kwadratu na 16 sektorów. W tym celu zastosowano po trzy komparatory w obu osiach wirującego układu współrzędnych xy. Stan sześciu komparatorów, jak pokazano to na rysunku 4.11, pozwala jednoznacznie podzielić kwadratowy obwód obszaru uchybu na 16 sektorów. W następnej kolejności należałoby do każdego sektora (od 1 do 16) przypisać wektor napięcia $k = 0, 1, \dots, 5$ lub „0”, który sprowadzi wektor prądu do wnętrza obszaru uchybu.



Rys. 4.11. Podział i sposób identyfikacji sektorów kwadratowego obszaru uchybu

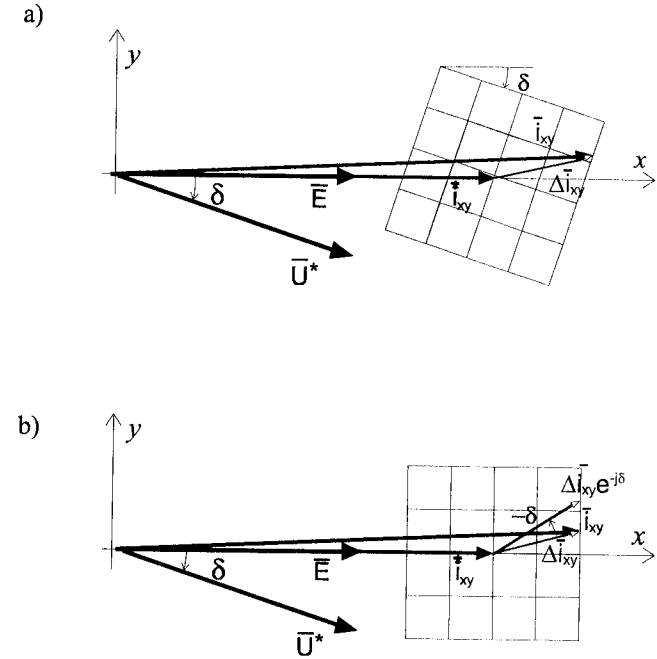


Rys. 4.12. Schemat wektorowej regulacji prądu przekształtnika AC/DC

Schemat ideowy realizowanej struktury sterowania z minimalizacją liczby łączy tranzystorów przekształtnika AC/DC przedstawiono na rysunku 4.12. Zadawanie prądu odbywa się w dwóch osiach układu xy , wirującego z prędkością ω_1 . Potrzebne składowe prądu rzeczywistego otrzymuje się przez przekształcenie składowych trójfazowych (i_{L1}, i_{L2}, i_{L3}) w składowe prostokątne (i_α, i_β), a następnie przez przeniesienie ich do układu wirującego (i_x, i_y). Różnice odpowiednich składowych zadanych (i_x^*, i_y^*) i rzeczywistych (i_x, i_y) obu prądów tworzą wektor uchybu $\Delta \bar{i}_{xy}$. Wypracowany uchyb w dwóch torach x, y podawany jest na komparatory $C123_x, C123_y$, gdzie określane jest miejsce wyjścia wektora prądu poza obszar uchybu. Stan komparatorów, „zatrzaśnięty” przez sygnał pochodzący z najszerszych komparatorów, określających granicę kwadratu, stanowi część adresu pamięci *EPROM*, z której wybierany jest odpowiedni wektor napięcia (stan łączników T1–T6) kierujący prąd do wnętrza obszaru uchybu. Jednoznaczne, uwzględniające rodzaj i stan obciążenia, zaprogramowanie pamięci *EPROM* stanowi podstawowy problem proponowanej metody sterowania.

Obserwując okręgi uchybów i przyporządkowane im wektory ($k = 0, 1, \dots, 5, „0”$) na rysunkach 4.5 ÷ 4.9 można zauważyć, że zarówno stan pracy przekształtnika (prostownik – energia przekazywana z sieci do odbiornika, gdy $i_x > 0$; i falownik – energia przekazywana z odbiornika do sieci, gdy $i_x < 0$) jak i wartość napięcia sieci (reprezentowana przez siłę elektromotoryczną E) mają istotny wpływ na przyporządkowanie określonego wektora napięcia do sektora obszaru uchybu. Ponadto, jak wykazano na rysunku 4.7, w I zakresie pracy istnieje sektor CD , w którym wybór określonego wektora napięcia zależy od czasu (kąta $\omega_1 t$). Szczególny wpływ kierunku prądu i_x na obraz przyporządkowania wektorów napięcia do odpowiednich sektorów widoczny jest na rysunku 4.9. Można zauważyć, że odpowiadające sobie sektory uległy obrotowi względem siebie o kąt około $\pi/6$. Przedstawione problemy utrudniają przypisanie na stałe wektorów kierunku określonym sektorom obwodu kwadratu obszaru uchybu. Problemy te mogą być rozwiązane w poniższy sposób. Można zauważyć, że położenie sektorów z przyporządkowanymi im wektorami (rys. 4.5 ÷ 4.9) zależy od kąta δ jaki tworzy wektor napięcia zadanego $\bar{U}^*$ z wektorem siły elektromotorycznej $\bar{E}$. Identyfikacja tego kąta, a następnie obrót obszaru uchybu o kąt δ pozwoliłyby korzystać z jednej tablicy przyporządkowania przełączeń, niezależnej od wektora prądu. Oznacza to, że możliwe jest jednoznaczne przyporządkowanie wektorów

napięcia odpowiednim sektorom obwodu kwadratu uchybu (np. dla zerowego prądu i_x) i zapisanie tego przyporządkowania do pamięci *EPROM*. Następnie obrót obszaru uchybu o kąt δ (rys. 4.13a) umożliwi korzystanie z tej samej tablicy (*EPROM*), niezależnie od wartości i kierunku prądu i_x (prostownik, falownik).



Rys. 4.13. Ilustracja obrotu obszaru uchybu o kąt δ (a) i równoważny obrót wektora uchybu $\Delta \bar{i}_{xy}$ o kąt $-\delta$ (b)

Realizacja obrotu obszaru uchybu o kąt δ , jak wykazano na rysunku 4.13, jest równoważna z obrotem uchybu wektora prądu $\Delta \bar{i}_{xy}$ o kąt $-\delta$. Oznacza to, że obrócony wektor uchybu ($\Delta \bar{i}_{xy} e^{-j\delta}$) trafia w ten sam sektor obwodu (rys. 4.13b) co rzeczywisty uchyb $\Delta \bar{i}_{xy}$ w obróconym obszarze uchybu (rys. 4.13a). Kąt δ wyznaczany jest z równania (4.16) zgodnie z zależnością (4.9a) i rysunkiem 4.2:

$$\delta = \arctg \frac{\omega_1 L i_x^*}{E} = \arctg \frac{U_y^*}{E} \quad (4.16)$$

4.2.1. Optymalizacja sterowania przekształtnika AC/DC

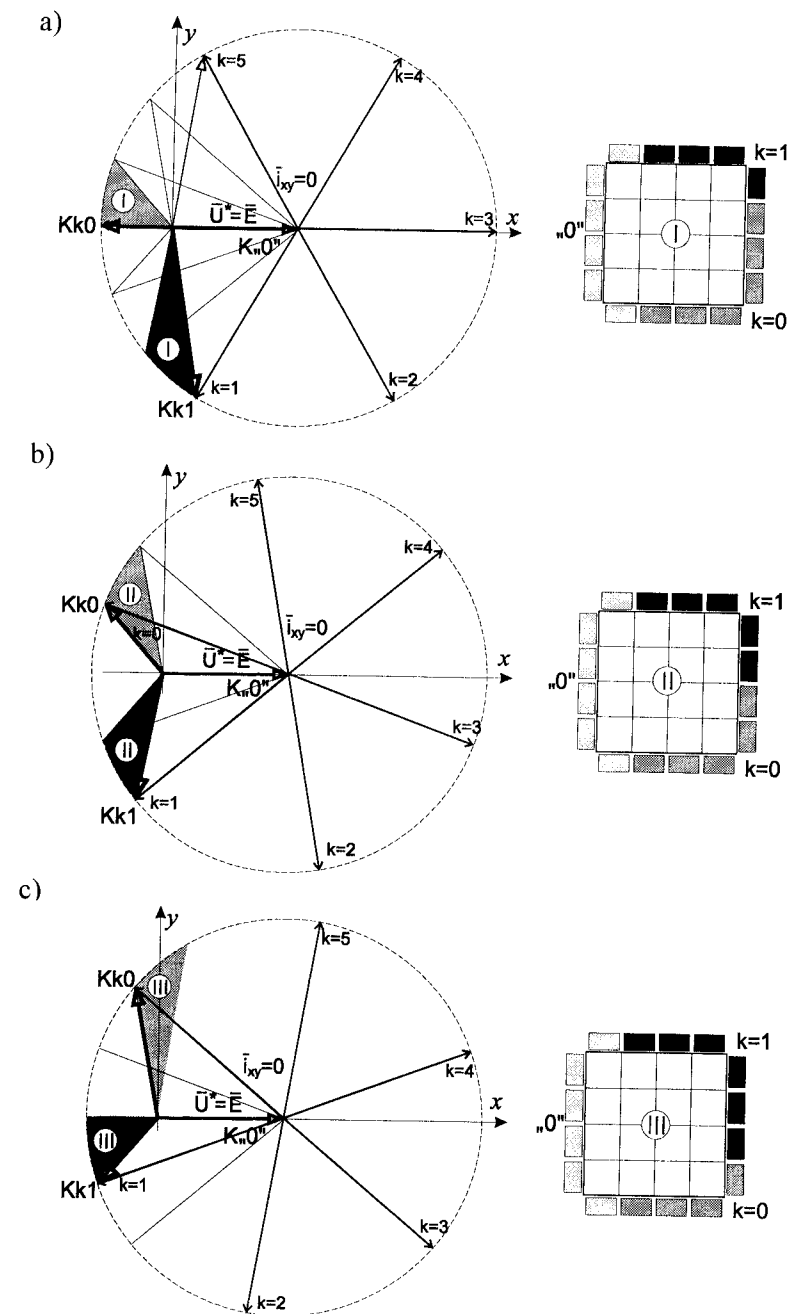
Optymalizacja sterowania polega na tym, aby wybierać najkrótsze wektory kierunku ($Kk0, Kk1, \dots, Kk5, K_{\infty}$) (długość wektora decyduje o szybkości przemieszczania się wektora prądu $\vec{i}_{xy}$), kierujące wektor prądu na najdłuższą drogę w obrębie obszaru uchybu. Zapewni to możliwie długi czas pomiędzy kolejnymi przełączeniami i w ten sposób zmniejszy liczbę łączów tranzystorów przy zachowaniu takiego samego obszaru uchybu prądu.

Optimalizacja sterowania przekształtnika AC/DC zależy od jego zastosowania. Jeżeli przekształtnik przeznaczony jest do zasilania obwodu pośredniczącego prądu stałego przemiennika DC/AC, to wartość napięcia U_d jest stała. Przy założeniu stałej wartości napięcia sieci E przyporządkowanie sektorów zależne będzie tylko od prądu $\bar{i}_{xy}^*$. Z uwagi na minimalizację częstotliwości łączeń tranzystorów

przekształtnika różnica wektorów napięcia sieci $\bar{E}$ i wektora $\bar{U}^*$ powinna być minimalna. W zasadzie sprowadza się to do pracy przekształtnika w I zakresie.

Jeżeli przekształtnik AC/DC przeznaczony jest do zasilania obwodu o zmiennym napięciu U_d (w granicach $U_{d\min} \div U_{d\max}$) i możliwa jest praca przemien-
nika w obu zakresach (I, II), można to uwzględnić w niżej opisany sposób. Zależ-
ność położenia sektorów, z przyporządkowanymi im wektorami, od napięcia
w obwodzie pośredniczącym (U_d) można rozwiązać dzieląc np. cały zakres
zmian U_d od $U_{d\min} \div U_{d\max}$ na kilka podprzedziałów. Następnie dla każdego
z tych podprzedziałów należy utworzyć odrębną tablicę optymalnych przełączeń
(przyporządkowanie wektorów napięcia do sektorów 1,...,16).

Sposób optymalizacji sterowania dla czasu odpowiadającego kątowni obrotu gwiazdy wektorów o $\pi/3$ przedstawiono na rysunku 4.14. Do tego celu wykorzystywano dwa najkrótsze niezerowe wektory kierunku $Kk0$ i $Kk1$ oraz $K_{,0}$. Utworzenie tablicy przyporządkowania wektorów napięcia określonym sektorom, ze względu na uniezależnienie się od położenia wektora prądu $\vec{i}_{xy}^*$, wymaga określenia wektorów kierunku przy założeniu, że prąd ten jest równy zero. Sytuację taką przedstawia rysunek 4.14, przy założeniu, że przekształtnik AC/DC przeznaczony jest do zasilania obwodu pośredniczącego prądu stałego przemiennika DC/AC, a więc wartość napięcia U_d jest stała. Ponadto na rysunkach 4.5 ÷ 4.9 można zauważyć, że długość i kierunek wektorów $Kk0$ i $Kk1$ w przedziale kąta $\pi/3$ również ulega zmianie. Stwarza to możliwość dalszej optymalizacji przez przyporządkowanie najkrótszych w danym czasie wektorów możliwie największej liczbie sektorów.



Rys. 4.14. Sposób przyporządkowania wektorów napięcia (k) do sektorów obszaru uchybu w przedziale kąta $\pi/3$ dla podprzedziałów I (a), II (b) i III (c)

W tym celu na rysunku 4.14 dodatkowo podzielono przedział kąta $\pi/3$ na trzy podprzedziały *I*, *II* i *III* (po $\pi/9$). Każdemu z wymienionych podprzedziałów przyporządkowano obszar uchybu, którego sektorom ($1 \div 16$) przypisano wektory napięcia dla $k=0$, $k=1$ i „0” (rys. 4.14). W kolejnych przedziałach czasu (*I*, *II*, *III*) wektory kierunków $Kk0$ i $Kk1$ przyjmują położenie jak na rysunku 4.14. Zerowy wektor kierunku $K_{„0”}$ nie zmienia swojego położenia. W *I* przedziale najkrótszy wektor kierunku $Kk0$ jest często (o ile to możliwe) używany, podobnie jak wektor $Kk1$ w *III* przedziale czasu. W *II* przedziale wektory $Kk1$ i $Kk0$ są symetryczne i dlatego przypisano je takiej samej liczbie sektorów obszaru uchybu. Dzięki zastąpieniu kołowego obszaru uchybu kwadratem można było uniknąć używania dodatkowych wektorów kierunku $Kk2$ i $Kk5$, aby wprowadzić wektor prądu do wnętrza obszaru uchybu z charakterystycznych punktów *A* i *B* (rys. 4.5 ÷ 4.9).

4.2.2. Symulacja optymalizowanego sterowania przekształtnika AC/DC

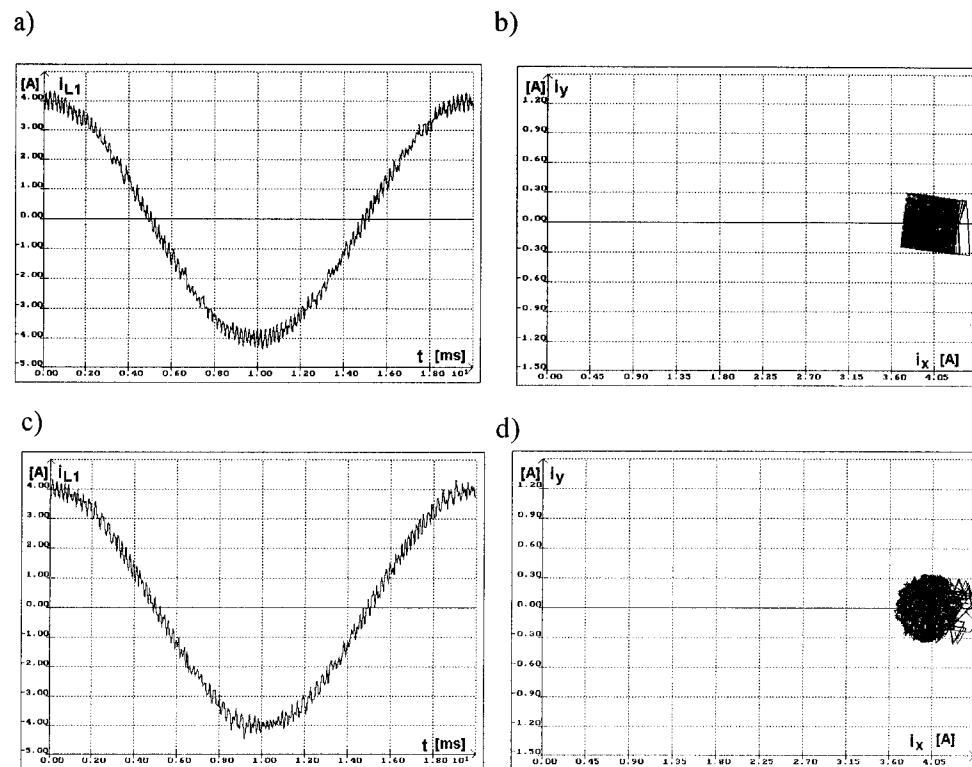
Przeprowadzono symulację struktury sterowania przekształtnika AC/DC (przedstawionej na rysunku 4.12), opracowanej na podstawie metody wektorowej regulacji prądu. Symulacje komputerowe prowadzono dla parametrów silnika i przekształtnika zamieszczonych w tabeli VIII.

Tabela VIII.

Parametry pracy przekształtnika AC/DC (symulacje)

E	ω_l	U_d	I_{xN}	L	R	$\Delta i_{x(y)}^*$	Δi_{L-3h}^*
V	rad/s	V	A	mH	Ω	A	A
311	314	700	4.0	40	0.1	0.56	0.68

Na kolejnych rysunkach przedstawiono wyniki symulacji przekształtnika sterowanego według opisanej metody sterowania wektorowego. Rysunek 4.15 przedstawia przebiegi prądu fazowego oraz odpowiadające im trajektorie wektora $\bar{i}_{xy}$ w wirującym układzie współrzędnych przy dwóch metodach sterowania.

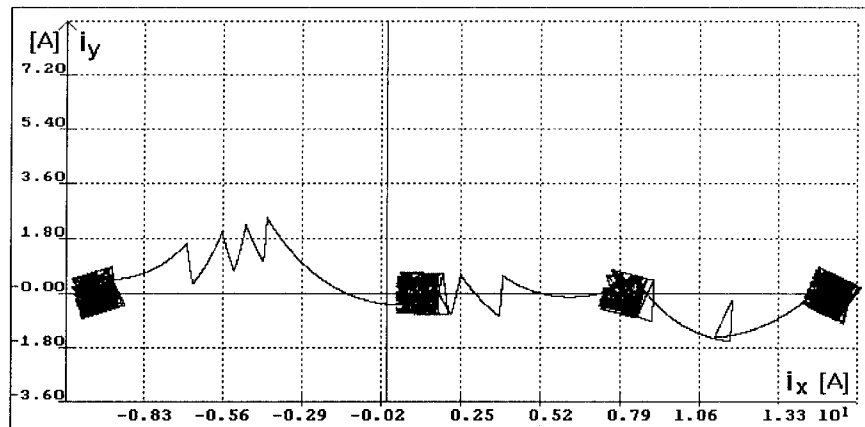


Rys. 4.15. Przebiegi prądów fazowych (wejściowych prądów przekształtnika AC/DC) przy sterowaniu wektorowym (a) i przy sterowaniu nadążnym z trzema komparatorami z histerezą (c) oraz ich obrazy w wirującym układzie współrzędnych (b), (d)

Zaproponowaną metodę wektorową z minimalizacją liczby łączów (rys. 4.15a,b) porównano z metodą nadążną z indywidualnym kształtowaniem prądów fazowych (3 niezależne komparatory z histerezą) (rys. 4.15c,d). Wartości histerez prądów w obu metodach sterowania ($\Delta i_{x(y)}^*$, Δi_{L-3h}^* – tabela VIII) tak dobrano, że okręgi opisane na obu obszarach uchybów (kwadratowym i sześciokątnym) mają taką samą średnicę. Zapewnia to jednakowy maksymalny uchyb wektora prądu. Obserwując trajektorie wektora prądu układu sterowanego wektorowo, można zauważyć charakterystyczne wyjścia wektora prądu poza kwadrat z niektórych części obszaru uchybu (rys. 4.15b). Sektorom 6 i 7 w *I* przedziale kąta (rys. 4.14a) przypisano wektor napięcia $k=1$, który w pierwszej fazie obrotu może kierować wektor prądu z sektorów 6, 7 poza obszar kwadratu. Przyporządkowanie sektorowi

7 wektora $k=0$ prowadziłoby do możliwości wystąpienia częstych przełączeń, gdy wektor prądu przemieszczałby się pomiędzy sektorami 6 i 7. Tak więc przyjęte przyporządkowanie (rys. 4.14) było kompromisem pomiędzy wyborem częstych przełączeń i możliwością wyjścia prądu poza obszar kwadratu. Identyczna sytuacja w odniesieniu do wektora $k=0$ przyporządkowanego sektorowi 10 występuje w prawym dolnym rogu obszaru uchybu w III przedziale czasu (rys. 4.14c). Jak pokazuje symulacja również w tej części obszaru uchybu występują sporadyczne wyjścia wektora prądu poza kwadrat (rys. 4.15b). Zjawisko trudności kontroli prądu w prawej części obszaru uchybu znajduje potwierdzenie także przy sterowaniu nadążnym (rys. 4.15d). Chociaż obszar uchybu przy tym sterowaniu przyjmuje kształt sześciokąta, to występują również przełączenia w teoretycznie dopuszczalnym obszarze uchybu w kształcie gwiazdy (przełączenia w dwóch rogach gwiazdy).

Na rysunku 4.16 przedstawiono trajektorie wektora $\vec{i}_{xy}$ przy skokowej zmianie wartości i kierunku (przejście z pracy prostownikowej do falownikowej) zadanego prądu $\vec{i}_{xy}^*$. Można wówczas zaobserwować charakterystyczny obrót obszaru uchybu o kąt $-\delta$, zależny od wartości i kierunku prądu $\vec{i}_{xy}^*$.



Rys. 4.16. Trajektorie poruszania się wektora prądu przy skokowej zmianie prądu obciążenia dla czterech różnych wartości prądu zadanego $\vec{i}_{xy}^*$

Tabela IX.

Zestawienie częstotliwości łączeń przekształtnika AC/DC – symulacje komputerowe

$\frac{U_d}{U_{d\min}}$	$\frac{i_x^*}{I_{xN}}$	LP H_3	LP H_{xy}	$\frac{\Delta LP}{LP H_3} [\%]$
1.0 (20 ms)	1.5	424	408	4
	1.0	433	419	3
	0.5	446	427	4
	0.0	458	436	5
	-0.5	481	446	7
	-0.1	520	446	14
	-1.5	532	443	17
1.2 (20 ms)	1.5	617	532	14
	1.0	641	544	15
	0.5	664	552	17
	0.0	672	562	16
	-0.5	874	563	36
	-1.0	801	572	29
	-1.5	823	571	31
1.5 (20 ms)	1.5	964	720	25
	1.0	1034	718	31
	0.5	925	719	22
	0.0	871	712	18
	-0.5	840	708	16
	-1.0	804	677	16
	-1.5	808	647	20

Wektorowy układ sterowania testowano również pod względem minimalizacji liczby łączeń. W tabeli IX zestawione są liczby łączeń wektorowego układu sterowania ($LP H_{xy}$) oraz sterowania nadążnego z trzema niezależnymi komparatorami fazowymi z histerezą ($LP H_3$) w czasie 20 ms (okresie prądu wejściowego przekształtnika). Badania przeprowadzono dla trzech wartości napięcia obwodu pośredniczącego U_d , odniesionego do minimalnej wartości $U_{d\min}$, wynikającej z warunku koniecznego poprawnej pracy przekształtnika (4.10). Ponadto obliczenia prowadzono dla różnych wartości i kierunku prądu odniesionego do nominalnego prądu przekształtnika I_{xN} . W ostatniej kolumnie przedstawiono procentowe zmniejszenie liczby łączeń układu sterowania wektorowego H_{xy} (w stosunku do sterowania H_3), odniesione do liczby łączeń układu nadążnego H_3 . Częstotliwość łączeń w wektorowym układzie sterowania H_{xy} zmniejsza się od kilku do kilkudziesięciu procent, przy czym efekt redukcji wzrasta wraz ze wzrostem napięcia w obwodzie pośredniczącym.

4.2.3. Badanie laboratoryjne układu wektorowej regulacji prądu przekształtnika AC/DC

Badanie laboratoryjne przekształtnika AC/DC prowadzono na modelu przekształtnika AC/DC/AC o strukturze części energetycznej przedstawionej na rysunku 3.18. Część sterująca, z nadrzędnymi układami regulacji napięcia przekształtnika AC/DC oraz prędkości w układzie sterowania przekształtnika DC/AC, zasilającego silnik klatkowy, odpowiada strukturze przedstawionej na rysunku 3.21. W układzie sterowania (rys. 3.21) zmieniona została podrzędna struktura regulacji prądu z nadążnej (górnej zaciemnionej na rys. 3.21) na wektorową, zrealizowaną według opracowanej koncepcji, przedstawionej na rysunku 4.12. Zadawanie prądu odbywa się w dwóch osiach układu współrzędnych xy wirującego z prędkością ω_1 . Niezbędne składowe rzeczywistego prądu sieci i_x, i_y otrzymywane są przez przekształcenie składowych trójfazowych w składowe prostokątne tego prądu (w stacjonarnym układzie współrzędnych), a następnie przez przejście do układu wirującego. Transformację do układu xy wykonano za pomocą cyfrowo-analogowego przetwornika wektorowego AD2S100 [5]. Przetwornik ten wymaga cyfrowej (10-bitowej) informacji o kącie φ_1 , związanym z pulsacją sieci zasilającej ω_1 . Kąt φ_1 odtwarzany jest z wykorzystaniem pętli fazowej PLL, zsynchronizowanej mierzonym napięciem sieci e_L . Różnice odpowiednich zadawanych i rzeczywistych składowych prądów dają wektor uchybu $\Delta \bar{i}_{xy}$. Wymienione operacje realizowane są w sposób analogowo-cyfrowy. Wektor $\Delta \bar{i}_{xy}$ jest następnie obracany o kąt $-\delta$ za pomocą scalonego, cyfrowo-analogowego przetwornika wektorowego AD2S100. W celu identyfikacji stref kwadratu uchybu, zastosowano w obu osiach wirującego układu współrzędnych xy po trzy komparatory o charakterystykach jak na rysunku 4.11. Ich stan jednoznacznie określa każdą z 16 stref zewnętrznych obszaru uchybu. Numer przedziału kąta $\omega_1 t$ tworzą: 3 bity numeru przedziału $\pi/3$ i 2 bity numeru podprzedziału (*I, II, III*). Numer ten formowany jest w transkoderze zrealizowanym z zastosowaniem pamięci stałej, na wejście której podany jest kąt $\varphi_{1\delta}$:

$$\varphi_{1\delta} = \varphi_1 + \delta = \omega_1 t + \delta \quad (4.17)$$

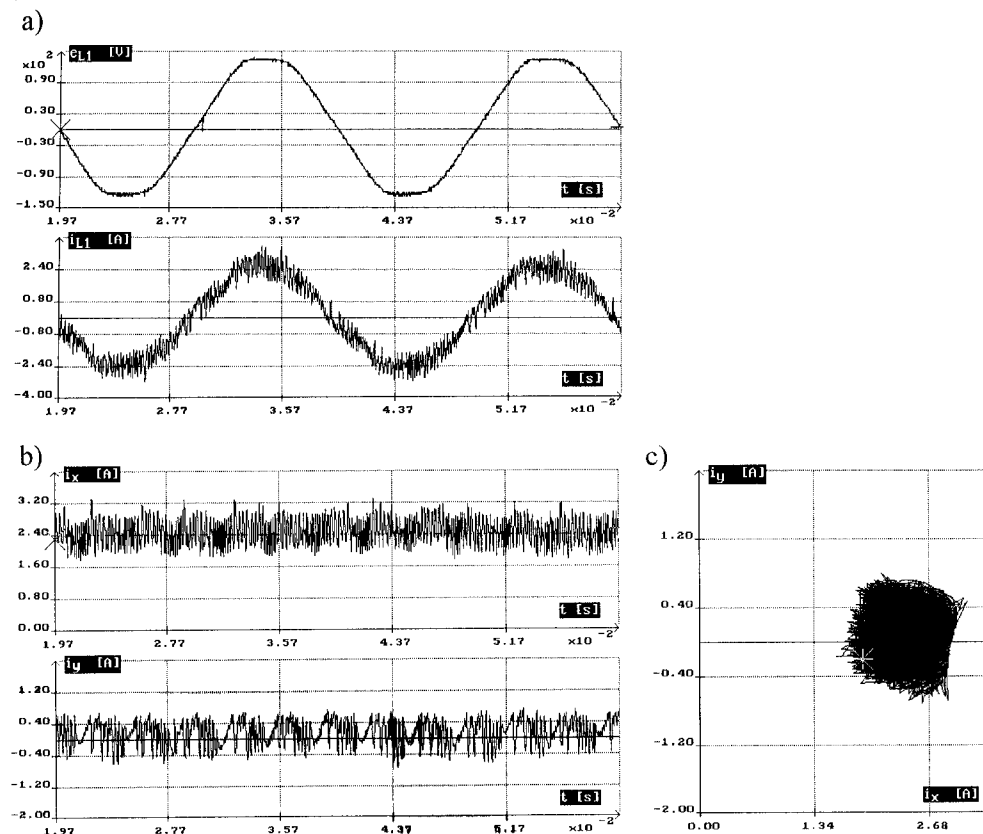
Każde wyjście wektora prądu poza obszar kwadratu uchybu powoduje zapamiętanie w bloku *LATCH* (sygnałem z komparatorów $C3_x$ lub $C3_y$) słowa wejściowego zawierającego 6-bitowy stan komparatorów $C(1-3)_x, C(1-3)_y$ oraz 5-bitowy numer przedziału $\varphi_{1\delta}$. Słowo to adresuje pamięć *EPR*OM, zawierającą tablicę optymalnych przełączeń, tj. stany łączników $T1+T6$ przekształtnika dające wyznaczone teoretycznie wektory napięcia k (rys. 4.14).

Jeden ze wspomnianych wyżej przetworników wektorowych wymaga cyfrowej informacji o wartości kąta δ . Do jej uzyskania potrzebny jest analizator wektorowy, który na podstawie wartości składowych E i U_y wektora $\bar{U}^*$, stanowiących odpowiednio licznik i mianownik wzoru (4.16), określi zgodnie z tym wzorem kąt obrotu wektora $\bar{U}^*$ względem osi x układu współrzędnych xy (rys. 4.2a). Budowa tego analizatora na bazie układów dzielących nie zdaje egzaminu z uwagi na silną nieliniowość funkcji $\arctg$ (4.16). Zastosowanie układu obrotu wektora z fazową, analogowo-cyfrową pętlą sprzężenia zwrotnego, utrzymującą zerową wartość jednej ze składowych wektora wyjściowego, prowadzi z kolei do dość złożonych rozwiązań. Dlatego zastosowano własne rozwiązanie w postaci cyklicznego, analogowo-cyfrowego przetwornika dzielącego z kompensacją wagową, uzupełnionego o cyfrowy przetwornik funkcyjny oraz układ identyfikacji przedziału kąta δ (tj. ćwiartki układu współrzędnych xy). Szczegółowy opis rozwiązania podano w pracy [5].

Badania przeprowadzono przy parametrach układu zamieszczonych w tabelach I, II, III (p. 3.5) i napięciach: $U_d = 250$ V, $E_L = 90$ V (E_L – skuteczna wartość napięcia fazowego sieci zasilającej).

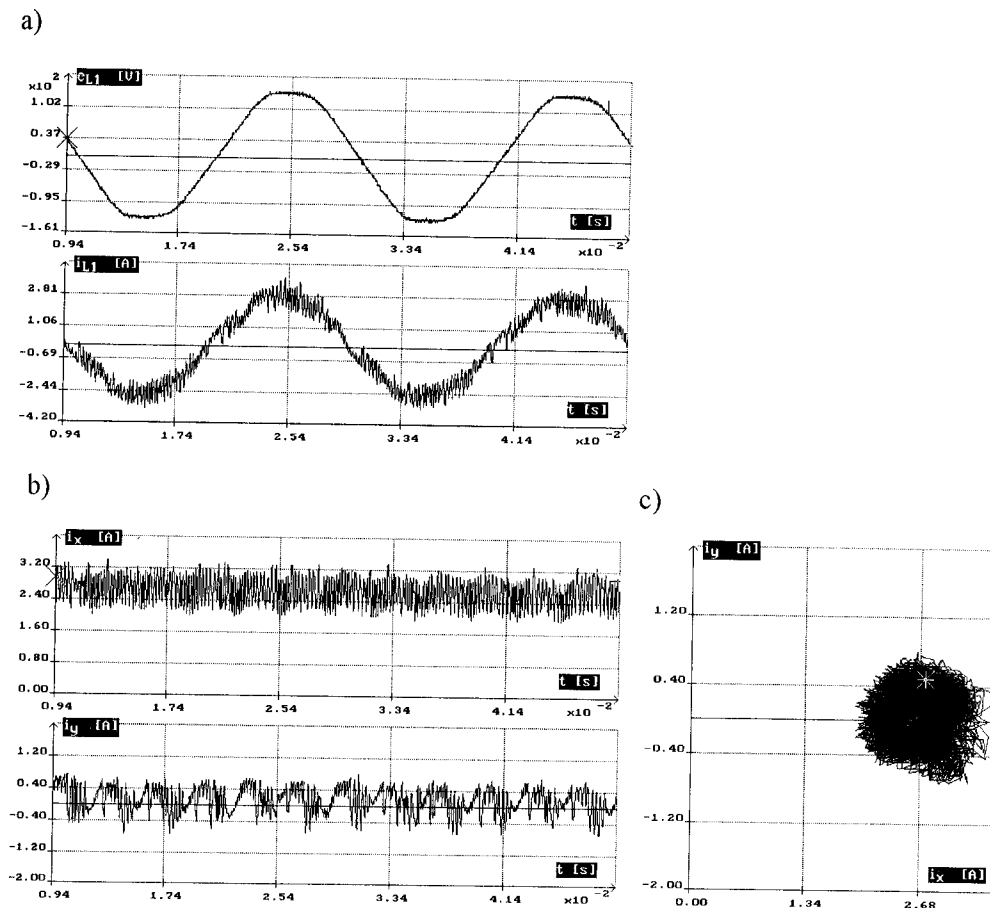
Na kolejnych rysunkach (4.17, 4.18, 4.19, 4.20) przedstawiono wyniki badania pętli prądowej zrealizowanej na podstawie zaproponowanej metody wektorowej sterowania przekształtnika AC/DC. Na rysunku 4.17a przedstawiono prąd jednej fazy wejściowej przekształtnika i_{L1} będący w fazie z odpowiednim napięciem fazy zasilającej e_{L1} . Na rysunku 4.17b przedstawiono składowe wektora prądu i_x, i_y w wirującym z prędkością ω_1 układzie współrzędnych xy oraz jego trajektorię w tym układzie (ryc. 4.17c). Dla porównania, na kolejnym rysunku (rys. 4.18), przedstawiono przebiegi tych samych wielkości dla sterowania nadążnego z trzema niezależnymi komparatorami w każdej fazie. Jak wynika z warunków, w których wykonano badania laboratoryjne ($U_d = 250$ V, $E_L = 90$ V) układ pracował w I zakresie pracy (p. 4.1.3). Na obu rysunkach (oscylogramach) po-

twierdzone są omówionymi w poprzednim rozdziale możliwościami wyjścia wektora prądu poza kwadratowy obszar uchybu (przy sterowaniu wektorowym) oraz poza obszar sześciokątny (w przypadku sterowania nadążnego).



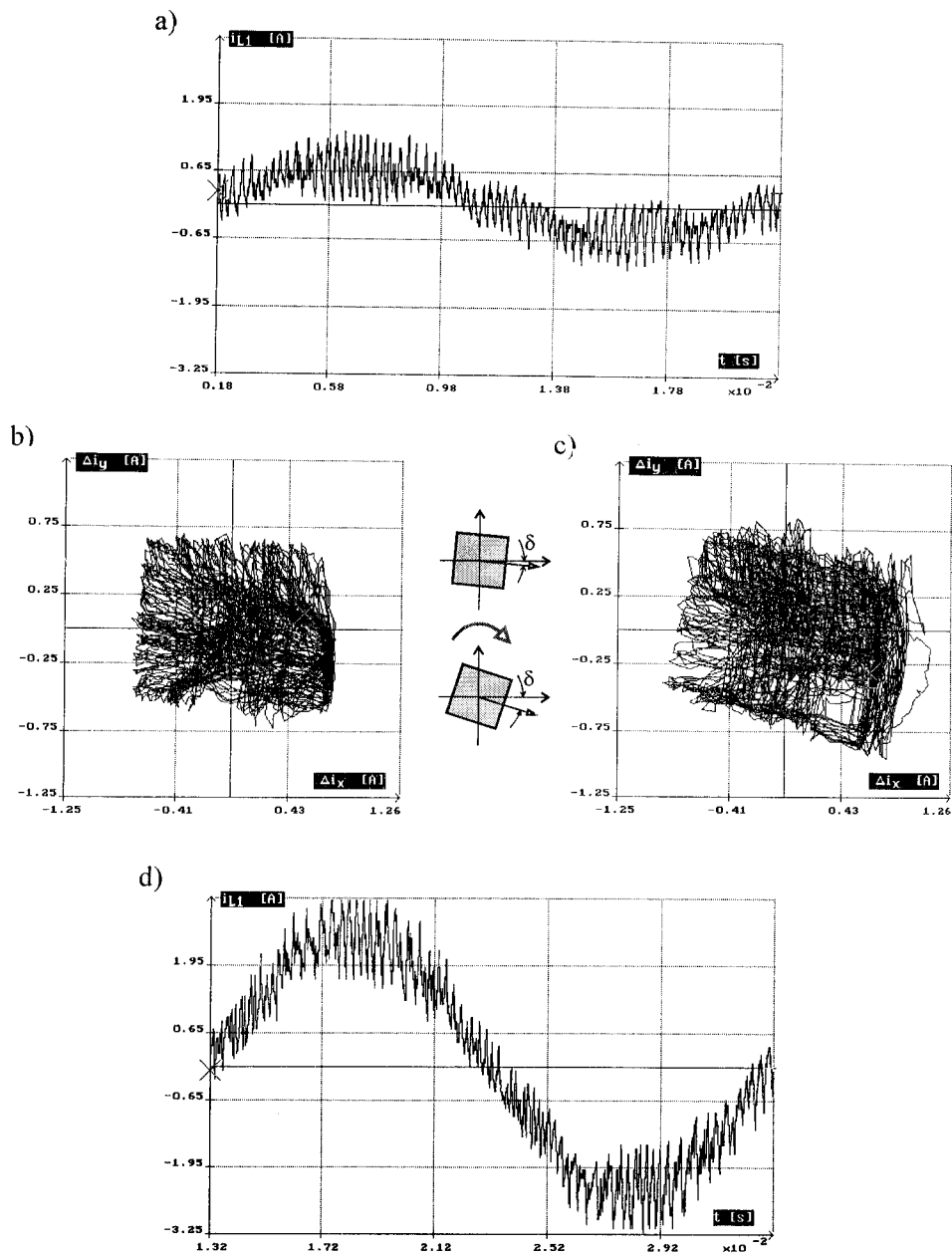
Rys. 4.17. Oscylogramy napięcia e_{L1} i prądu i_{L1} jednej fazy źródła napięcia (a) oraz składowe wektora prądu przekształtnika $\bar{i}_{xy}$ (b) i jego trajektoria we współrzędnych xy (c) przy wektorowej regulacji prądu

Rysunek 4.19 przedstawia chwilowe przebiegi prądu fazowego i_{lL} przekształtnika przy dwóch wartościach amplitudy (a) i (d) oraz odpowiadające im trajektorie wektora uchybu $\Delta \bar{i}_{xy}$ w wirującym układzie współrzędnych xy (b), (c). Wzrost amplitudy prądu, zgodnie z zależnością (4.16), wpływa na wzrost kąta δ i obrót wektora uchybu o większy kąt. Zjawisko to można zaobserwować na rysunkach 4.19b i 4.19c.

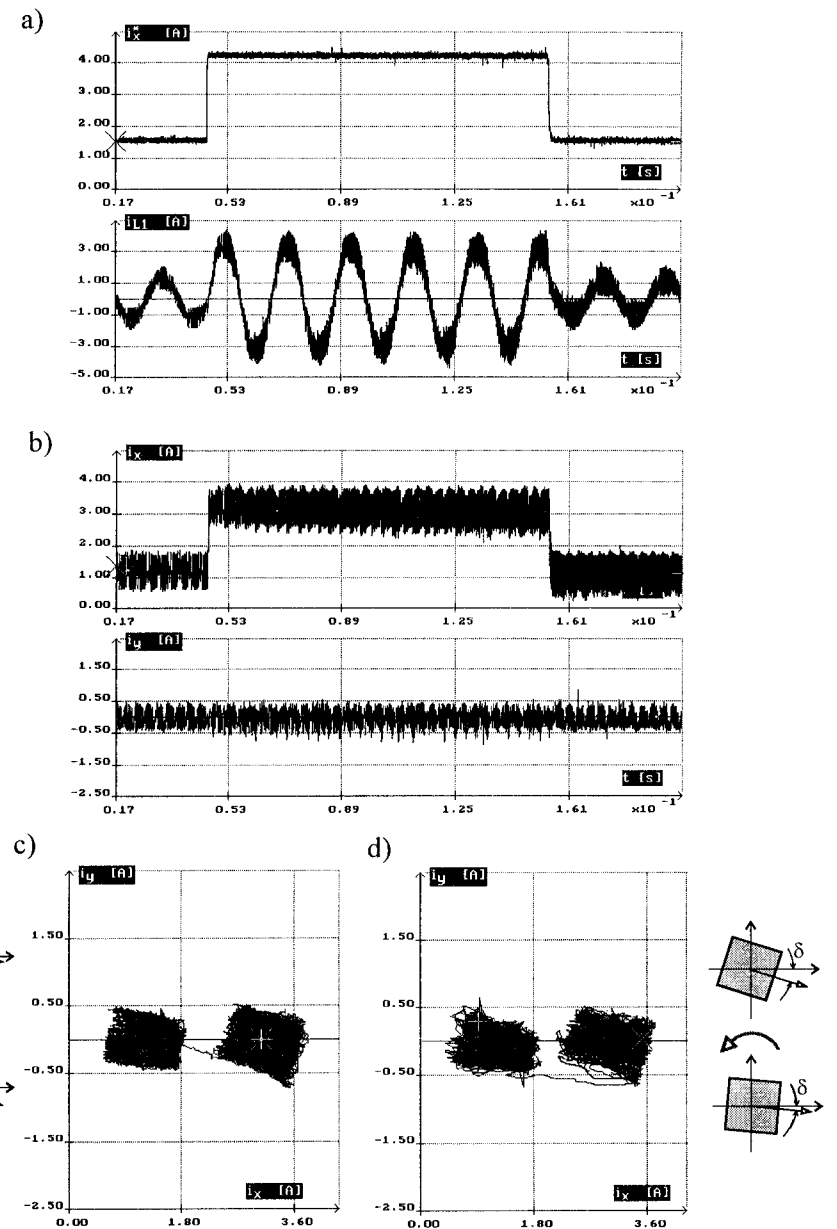


Rys. 4.18. Oscylogramy napięcia e_{L1} i prądu i_{L1} jednej fazy źródła napięcia (a) oraz składowe wektora prądu przekształtnika $\bar{i}_{xy}$ (b) i jego trajektoria we współrzędnych xy (c) przy sterowaniu nadążnym z trzema niezależnymi komparatorami w każdej fazie

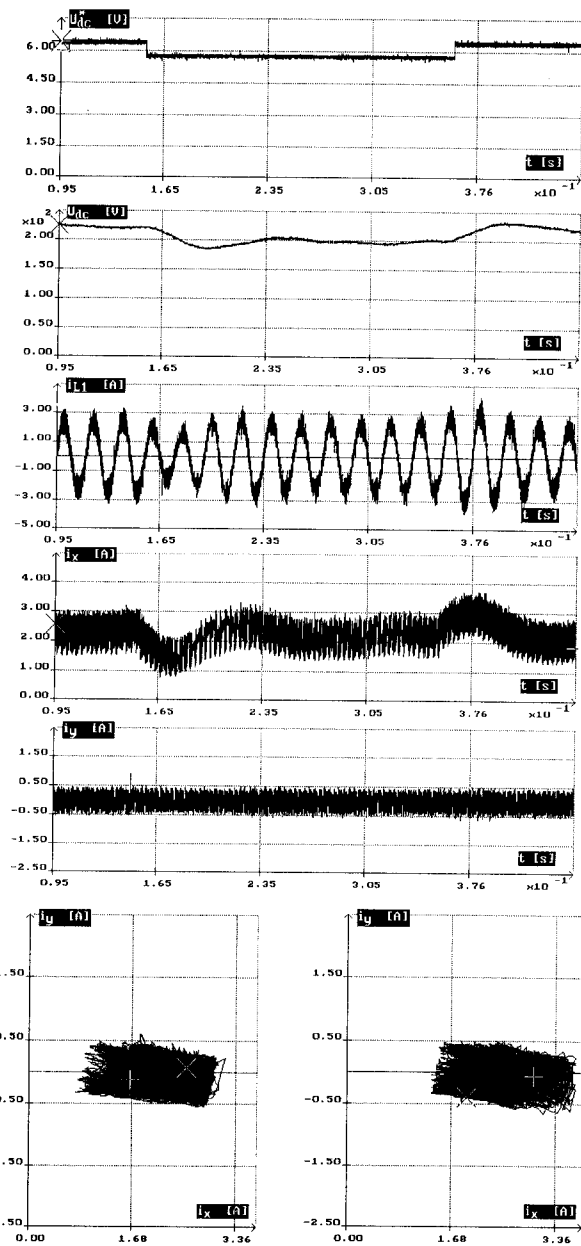
Kolejne oscylogramy (rys. 4.20) ilustrują zachowanie się wektorowego układu regulacji prądu podczas skokowych zmian składowej prądu i_x^* . Jak można zauważyć na oscylogramach (c), (d), odpowiadających wzrostowi i spadkowi wektora prądu, trajektorie przejścia od jednej do drugiej wartości zadanej mogą zachodzić po różnych drogach.



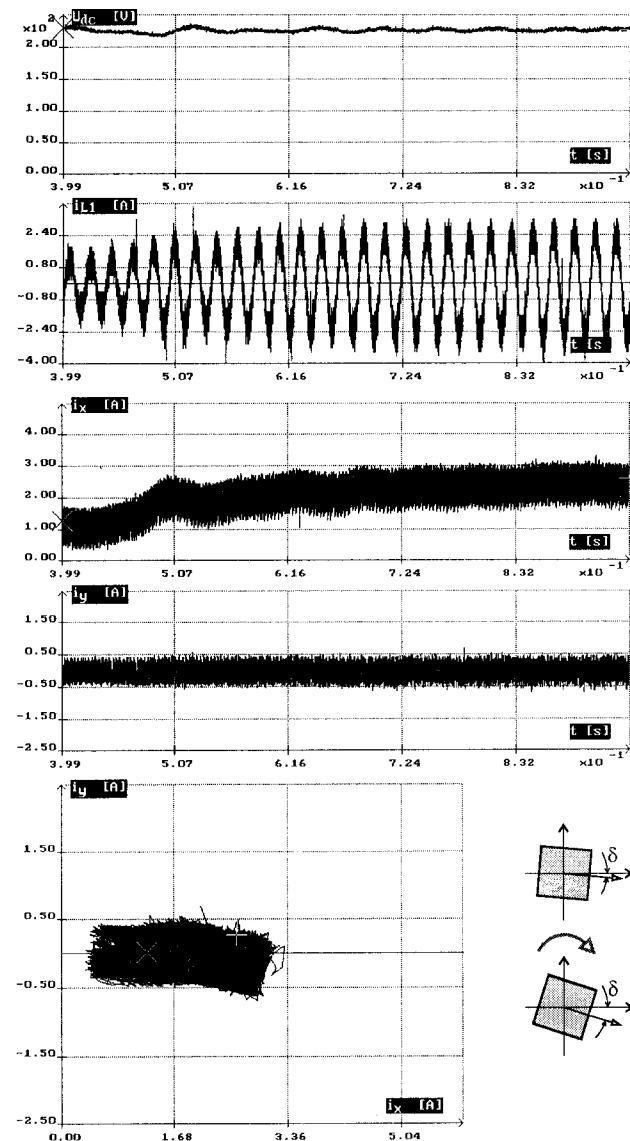
Rys. 4.19. Oscylogramy prądu fazowego i_{L1} (a, d) i odpowiadające im wektory uchybu $\Delta \vec{i}_{xy}$ (b, c) przy dwóch różnych (a, b) (c, d) wartościach prądu wejściowego przekształtnika



Rys. 4.20. Oscylogramy składowej i_x^* wektora prądu oraz prądu fazowego i_{L1} (a), a także składowych wektora $\vec{i}_{xy}$ (b) i jego trajektorie (w układzie współrzędnych xy) podczas skokowego wzrostu (c) i spadku (d) wartości zadanej i_x^*



Rys. 4. 21. Oscylogramy kolejno od góry: zadanej wartości napięcia U_{dc}^* , napięcia rzeczywistego U_{dc} oraz prądu fazowego i_{L1} , a także składowych wektora i_{xy} i trajektorie wektora (w układzie współrzędnych xy) podczas skokowego spadku i wzrostu wartości zadanej U_{dc}^*



Rys. 4. 22. Oscylogramy kolejno od góry: napięcia rzeczywistego U_{dc} , prądu fazowego i_{L1} , składowych wektora i_{xy} (i_x, i_y) oraz trajektorii wektora prądu i_{xy} (w układzie współrzędnych xy) podczas skokowego wzrostu obciążenia przekształtnika AC/DC

Trajektoria przejścia zależy od punktu wyjścia z początkowego obszaru uchybu i wejścia do docelowego obszaru uchybu, przy czym o punktach przełączenia decydują kolejno sygnały z najszybszych komparatorów $C3_x$ lub $C3_y$.

Na rysunkach 4.21, 4.22 zaprezentowane są właściwości przekształtnika AC/DC, charakteryzujące możliwości odwzorowania i regulacji napięcia zadanego U_{dc}^* w obwodzie pośredniczącym prądu stałego. Oscylogramy z rysunku 4.21 przedstawiają działanie pętli regulacji prądu, wynikające z działania nadrzędnego układu regulacji napięcia U_{dc} podczas skokowych zmian wartości zadanej napięcia U_{dc}^* w obwodzie pośredniczącym prądu stałego. Na rysunku 4.22 zaprezentowany jest stan przejściowy podczas skokowej zmiany obciążenia przekształtnika AC/DC (zrealizowanej poprzez zmianę obciążenia silnika zasilanego z przemienika DC/AC – rys. 3.21). Trajektorie wektora prądu na przedstawionych rysunkach ilustrują charakterystyczny obrót obszaru uchybu o kąt δ , zależny od wartości prądu.

Przeprowadzono również badania pozwalające ocenić skuteczność zaproponowanej metody sterowania w zmniejszaniu liczby łączeń tranzystorów przekształtnika. W tabeli X zestawiono liczby łączeń w czasie sekundy (częstotliwość łączeń) przy sterowaniu wektorową metodą prądową ($LP H_{xy}$) i metodą nadążną z trzema niezależnymi komparatorami fazowymi ($LP H_3$). Wartości histerez prądów w obu metodach sterowania ($\Delta i_{x(y)}^*$, Δi_{L-3h}^* – tabela X) dobrano tak, że okręgi opisane na obu obszarach uchybów (kwadratowym i sześciokątnym) mają taką samą średnicę. Zapewnia to jednakowy maksymalny uchyb wektora prądu.

Tabela X.

Zestawienie częstotliwości łączeń przekształtnika AC/DC – badania laboratoryjne

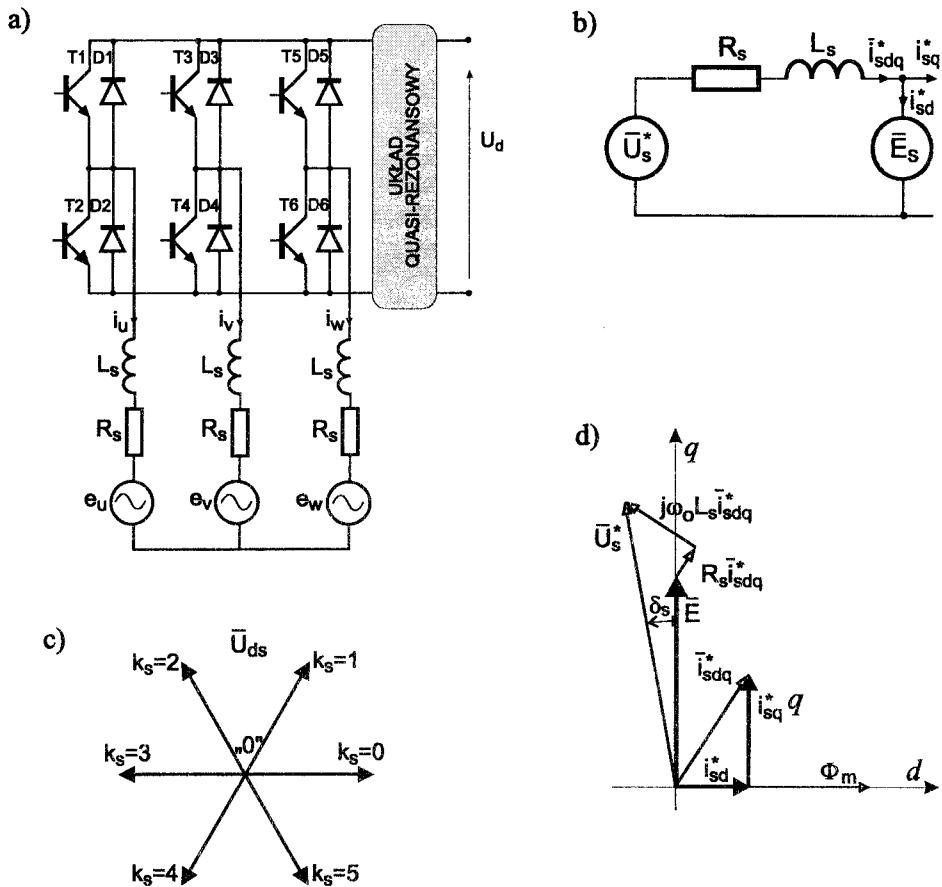
$U_d = 250$ [V]		$\Delta i_{x(y)}^* = 1.0$ [A]		$\Delta i_{L-3h}^* = 1.2$ [A]	
E [V]	$\frac{U_d}{U_{d\min}}$	i_x^* [A]	$LP H_3$	$LP H_{xy}$	$\frac{\Delta LP}{LP H_3}$ [%]
$\sqrt{2}\sqrt{3} * 90 = 220$	1.13	3.0	11 950	11 200	6
		2.0	12 500	11 850	5
		1.0	13 650	12 600	8
		0.3	14 450	13 300	8
$\sqrt{2}\sqrt{3} * 70 = 220$	1.45	3.0	21 500	16 100	25
		2.0	22 500	15 300	32
		1.0	20 500	15 800	23
		0.3	19 600	15 300	22

Badania przeprowadzono przy stałym napięciu U_d (250 V) w obwodzie pośredniczącym dla dwóch różnych wartości skutecznych napięcia fazowego sieci zasilającej E_L (70 V, 90 V) i przy zmieniającym się obciążeniu (wektorze zadany prądu przekształtnika i_x^*). Napięciom tym, zgodnie z zależnością (4.10), odpowiadają ilorazy U_d do $U_{d\min}$, odpowiednio, 1.13 i 1.45. W ostatniej kolumnie przedstawiono procentowy spadek liczby łączeń przekształtnika sterowanego metodą wektorową (H_{xy}) w stosunku do metody nadążnej z trzema niezależnymi komparatorami (H_3), odniesiony do metody nadążnej. Wyniki badań laboratoryjnych w pełni potwierdzają tendencje obserwowane w badaniach symulacyjnych (tabela IX). Zaproponowana metoda wektorowa umożliwia zmniejszenie liczby łączeń od kilku (5-8) do kilkudziesięciu (22-32) procent, w zależności od wzajemnych relacji pomiędzy napięciem w obwodzie pośredniczącym U_d i napięciem sieci zasilającej E . Skuteczność metody wektorowej jest tym większa im większa jest rezerwa napięcia, tj. różnica pomiędzy wektorem $\bar{U}_d$ i $\bar{U}^*$ (zależnym od E i i_x^*).

4.3. Warunki modulacji wektorowej PWM przy regulacji prądu przekształtnika DC/AC

Rozważania są prowadzone przy założeniu, że przekształtnik jest przeznaczony do zasilania silnika prądu przemiennego sterowanego metodą połowo zorientowaną (pośrednią lub bezpośrednią). Źródło o charakterze napięciowym, jakim jest przekształtnik przedstawiony na rysunku 4.23a, poprzez sterowanie nadążne z regulacją prądu, zostaje zamienione w źródło o sinusoidalnym prądzie na wyjściu. Składowe wektora prądu stojana $\bar{i}_{sdq}^*$ zadawane są w wirującym z pulsacją synchroniczną układzie odniesienia (odpowiednio – składowa i_{sd}^* odpowiedzialna za strumień oraz składowa i_{sq}^* – proporcjonalna do zadanej wartości momentu elektromagnetycznego). Zgodnie z powyższymi założeniami schemat zastępczy maszyny indukcyjnej zasilanej z przekształtnika można przedstawić tak jak na rys.4.23a (w układzie trójfazowym) lub na rysunku 4.23b (w wirującym układzie współrzędnych dq).

Rozważania dotyczące warunków wektorowej regulacji prądu obejmują różne stany pracy układu napędowego (napęd, hamowanie) przy zmianach prędkości kątowej w pełnym zakresie ($0 \div \pm \omega_m$).



Rys. 4.23. Schemat przekształtnika DC/AC zasilającego silnik indukcyjny (a), jego zastępcza struktura w wirującym układzie współrzędnych dq (b), wektory napięcia $\bar{U}_{ds}$ kształtowane w przekształtniku (c) oraz wykres wektorowy silnika dla przebiegów sinusoidalnych (zadanych) (d)

4.3.1. Równania stanu przekształtnika DC/AC

Przedstawiony na rysunku 4.23a przekształtnik zasilający silnik indukcyjny opisany jest równaniem (4.18), zapisanym w stacjonarnym układzie współrzędnych $\alpha\beta$.

$$R_s \cdot \bar{i}_{s\alpha\beta} + L_s \frac{d}{dt} \bar{i}_{s\alpha\beta} + \bar{e}_{s\alpha\beta} = \begin{cases} \frac{2}{3} U_d e^{jk_s \frac{\pi}{3}} \\ "0" \end{cases} \quad (4.18)$$

gdzie:

- $\bar{e}_{s\alpha\beta}$ – wektor siły elektromotorycznej silnika,
- $\bar{i}_{s\alpha\beta}$ – wektor prądu stojana,
- L_s, R_s – indukcyjność rozproszenia i rezystancja stojana,
- $\frac{2}{3} U_d e^{jk_s \frac{\pi}{3}}$ – wektor napięcia wyjściowego przekształtnika, określony stanem łączników przekształtnika, którego położenie zależy od współczynnika $k_s = 0, 1, 2, 3, 4, 5$ (rys. 4.23c),
- U_d – wartość napięcia stałego na wejściu przekształtnika,
- „0” – wektor zerowy kształtowany przez przekształtnik przy załączonych wszystkich „dolnych” lub „górnych” łącznikach przekształtnika.

Zgodnie z przyjętą metodą sterowania z pośrednią lub bezpośrednią orientacją wektora pola, wektor prądu $\bar{i}_{sdq}^*$ zadawany jest tak, że strumień Φ_m leży w osi d , w fazie ze składową i_{sd} odpowiedzialną za jego wymuszenie. W układzie $\alpha\beta$ opisuje go równanie:

$$\bar{i}_{s\alpha\beta}^* = \bar{i}_{sdq}^* e^{j\omega_o t} = (i_{sd}^* + j i_{sq}^*) e^{j\omega_o t} \quad (4.19)$$

gdzie: $\bar{i}_{sdq}^*$ – zadany wektor prądu w układzie wirującym współrzędnych dq .

Odpowiednio, rzeczywisty wektor prądu silnika w układzie $\alpha\beta$ opisany jest równaniem:

$$\bar{i}_{s\alpha\beta} = \bar{i}_{sdq} e^{j\omega_o t} = (i_{sd} + j i_{sq}) e^{j\omega_o t} \quad (4.20)$$

Ponadto, siła elektromotoryczna indukowana w uzwojeniach wyprzedza o $\pi/2$ składową odpowiedzialną za prąd magnesowania i_{sd}^* i jest w przybliżeniu sinuso-

idealna. Uwzględniając powyższe zależności, można równanie (4.18) zapisać w postaci:

$$R_s \cdot \bar{i}_{sdq} e^{j\omega_o t} + L_s \frac{d}{dt} (\bar{i}_{sdq} e^{j\omega_o t}) + \bar{E}_s e^{j\omega_o t} = \begin{cases} \frac{2}{3} U_d e^{jk_s \frac{\pi}{3}} \\ "0" \end{cases} \quad (4.21)$$

gdzie:

ω_o – pulsacja synchroniczna silnika,

$\bar{E}_s = E_s e^{j\pi/2}$ – wektor siły elektromotorycznej, przy stałym strumieniu silnika, proporcjonalny do prędkości silnika ω_m

lub

$$R_s \cdot \bar{i}_{sdq} e^{j\omega_o t} + e^{j\omega_o t} L_s \frac{d}{dt} \bar{i}_{sdq} + j\omega_o L_s \bar{i}_{sdq} e^{j\omega_o t} + \bar{E}_s e^{j\omega_o t} = \begin{cases} \frac{2}{3} U_d e^{jk_s \frac{\pi}{3}} \\ "0" \end{cases} \quad (4.22)$$

Równanie (4.22) przeniesione do wirującego z prędkością ω_o układu współrzędnych dq przyjmuje postać:

$$R_s \cdot \bar{i}_{sdq} + L_s \frac{d}{dt} \bar{i}_{sdq} + j\omega_o L_s \bar{i}_{sdq} + \bar{E}_s = \begin{cases} \frac{2}{3} U_d e^{j(k_s \frac{\pi}{3} - \omega_o t)} \\ "0" \end{cases} \quad (4.23)$$

Wektor prądu zadanego $\bar{i}_{sdq}^*$ różni się od rzeczywistego $\bar{i}_{sdq}$ o wektor uchybu $\Delta \bar{i}_{sdq}$ (zdefiniowany na rys. 4. 25):

$$\bar{i}_{sdq}^* = \bar{i}_{sdq} - \Delta \bar{i}_{sdq} \quad (4.24)$$

Jeśli uwzględni się powyższe równanie opisujące szybkość i kierunek zmian wektora prądu stojana, $L_s \frac{d}{dt} \bar{i}_{sdq}$ przybiera postać:

$$L_s \frac{d}{dt} \bar{i}_{sdq} = -[\bar{E}_s + R_s (\bar{i}_{sdq}^* + \Delta \bar{i}_{sdq}) + j\omega_o L_s (\bar{i}_{sdq}^* + \Delta \bar{i}_{sdq})] + \begin{cases} \frac{2}{3} U_d e^{j(k_s \frac{\pi}{3} - \omega_o t)} \\ "0" \end{cases} \quad (4.25)$$

Przyjmując, że metoda sterowania zapewnia prąd rzeczywisty bliski wartości zadanej, można założyć, że $\Delta \bar{i}_{sdq} \equiv 0$ a równanie (4.25) upraszcza się do postaci:

$$L_s \frac{d}{dt} \bar{i}_{sdq} = -(\bar{E}_s + R_s \bar{i}_{sdq}^* + j\omega_o L_s \bar{i}_{sdq}^*) + \begin{cases} \frac{2}{3} U_d e^{j(k_s \frac{\pi}{3} - \omega_o t)} \\ "0" \end{cases} \quad (4.26)$$

lub:

$$L_s \frac{d}{dt} \bar{i}_{sdq} = -\bar{U}_s^* + \bar{U}_{ds} \quad (4.27a)$$

gdzie:

$$\bar{U}_s^* = \bar{E}_s + R \bar{i}_{sdq}^* + j\omega_o L_s \bar{i}_{sdq}^* = \bar{E}_s + R \bar{i}_{sdq}^* + jX_s \bar{i}_{sdq}^* = U_{sd}^* + jU_{sq}^* \quad (4.27b)$$

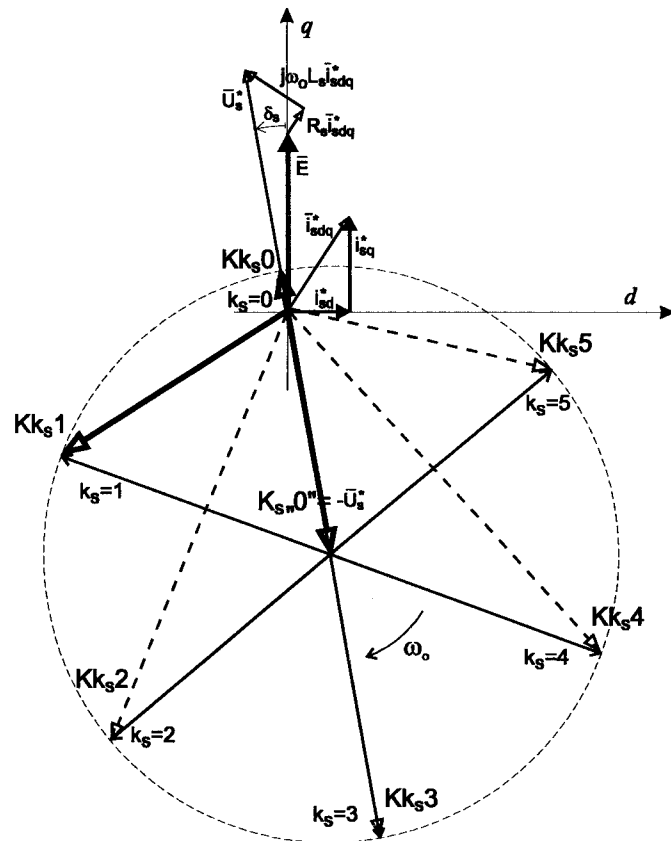
oraz

$$\bar{U}_{ds} = \begin{cases} \frac{2}{3} U_d e^{j(k_s \frac{\pi}{3} - \omega_o t)} \\ "0" \end{cases} \quad (4.27c)$$

Równanie (4.27) pozwala graficznie określić kierunek i szybkość przemieszczania się wektora prądu silnika $\bar{i}_{sdq}$. Pochodna prądu powstaje z różnicy wektora napięcia kształtowanego przez przekształtnik $\bar{U}_{ds}$ i wektora $\bar{U}_s^*$. Należy przy tym zauważyć, że gwiazda wektorów niezerowych przekształtnika ($k_s = 0, 1, \dots, 5$) wiruje w układzie współrzędnych dq z prędkością ω_o , zgodnie z kierunkiem ruchu wskazówek zegara. Wektor $\bar{U}_s^*$ reprezentuje napięcia sinusoidalne jakim należałoby zasilić silnik, aby wymusić przepływ prądu sinusoidalnego $\bar{i}_{sdq}^*$. Jest to także wektor napięcia zadanego, jaki powinien kształtować przekształtnik, aby wymusić wektor prądu $\bar{i}_{sdq}^*$ (o określonej amplitudzie i fazie). Jak wynika z zależności (4.27) kierunek i szybkość zmian wektora prądu ($\frac{d}{dt} \bar{i}_{sdq}$) zależą:

- od wektora napięcia przekształtnika $\bar{U}_{ds}$, zależnego od stanu załączonych łączników przekształtnika ($k_s = 0, 1, \dots, 5, "0"$), a także od fazy napięcia ($\omega_o t$) i wartości napięcia stałego U_d ,

- od wektora napięcia zadanego $\vec{U}_s^*$, a więc od prędkości silnika ($\omega_m \sim E_s$), warunków obciążenia silnika ($\vec{i}_{sdq}^*$) i rodzaju pracy (napęd, hamowanie).



Rys. 4.24. Graficzna ilustracja określania kierunków poruszania się wektora prądu opisanych równaniem (4.27)

Ilustrację graficzną równania (4.27) przedstawiono na rysunku 4.24. W celu uproszczenia zapisu pochodną $L \frac{d}{dt} \bar{i}_{sdq}$, określającą kierunek i szybkość przemieszczania się wektora prądu stojana $\bar{i}_{sdq}$, odpowiadającą wektorowi zerowemu („0”) napięcia przekształtnika, oznaczono $K_s, 0$ ”. Niezerowym wektorom napięcia

dla $k_s = 0, 1, \dots, 5$ odpowiadają kolejno pochodne $Kk_s 0, Kk_s 1, \dots, Kk_s 5$. Na rysunku 4.24 przyjęto położenie gwiazdy wektorów napięcia wyjściowego po obrocie o kąt $\omega_o t = \frac{\pi}{2} + \delta_s$ w stosunku do położenia początkowego (rys. 4.23c). W stanie ustalonym pracy maszyny ($\bar{i}_{sdq} = \text{const.}$) wektor zerowy „0” ma stałą wartość i kierunek, niezależnie od czasu ($\omega_o t$) i określony jest wektorem $\bar{U}_s^*$ (zależnym od ω_m i $\bar{i}_{sdq}$). W przypadku pozostałych niezerowych wektorów napięcia, kierunki zmian wektora prądu przemieszczają się ślizgając po okręgu wraz z obrotem gwiazdy wektorów $\bar{U}_{ds}$. Wartość i kierunek poszczególnych wektorów określone są relacjami pomiędzy wybranym wektorem napięcia $\bar{U}_{ds}$ i wektorem $\bar{U}_s^*$. Przyjmując jako początkowe ($\omega_o t = 0$) położenie wektorów napięcia ($\bar{U}_{ds}$), jak na rysunku 4.24, można zauważyć, że w czasie $0 \leq \omega_o t \leq \pi / 3$:

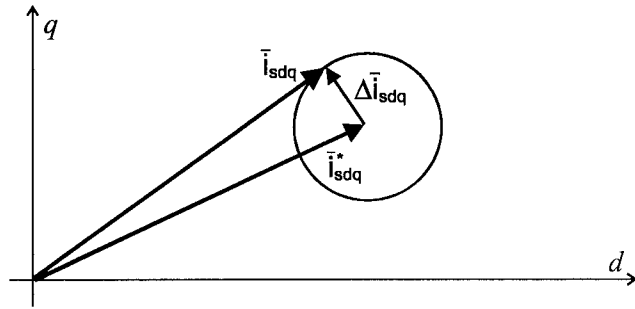
- wektor kierunku Kk_s1 przemieszczając się po łuku zajmuje miejsce wektora Kk_s0 ,
- wektor kierunku Kk_s0 zajmuje miejsce wektora Kk_s5 ,
- wektor kierunku Kk_s2 zajmuje miejsce wektora Kk_s1 itd.

Podobnie jak w układzie pracy przekształtnika AC/DC istotna zmiana fazy ($\omega_o t$) zawiera się w przedziale $0 \leq \omega_o t \leq \pi/3$, po czym następuje obrót gwiazdy wektorów napięcia przekształtnika o $\pi/3$ i sytuacja graficznie powtarza się dla innych wektorów bazowych.

4.3.2. Zasada regulacji wektorowej prądu przekształtnika DC/AC

Realizacja sterowania silnika metodą orientacji wektora pola wymaga regulacji prądu w wirującym układzie odniesienia odpowiednio w osiach: d – składowa prądu i_{sd}^* odpowiedzialna za strumień (zakres zmian $0 \div i_{sd}^*$) oraz q – składowa odpowiedzialna za moment (zakres zmian $-i_{sq}^* \div +i_{sq}^*$). Strategia sterowania, podobnie jak dla przekształtnika AC/DC, polega na utrzymaniu rzeczywistego wektora prądu $\vec{i}_{sdq}$ wewnątrz okręgu określonego założonym uchybem $|\Delta \vec{i}_{sdq}|$ wokół

zadanego wektora prądu $\vec{i}_{sdq}^*$. Gdy wektor prądu znajdzie się na granicy obszaru uchybu, powinna nastąpić zmiana konfiguracji przewodzących łączników przekształtnika (zmiana wektora napięcia przekształtnika) na taką, która spowoduje powrót wektora do wnętrza obszaru uchybu.



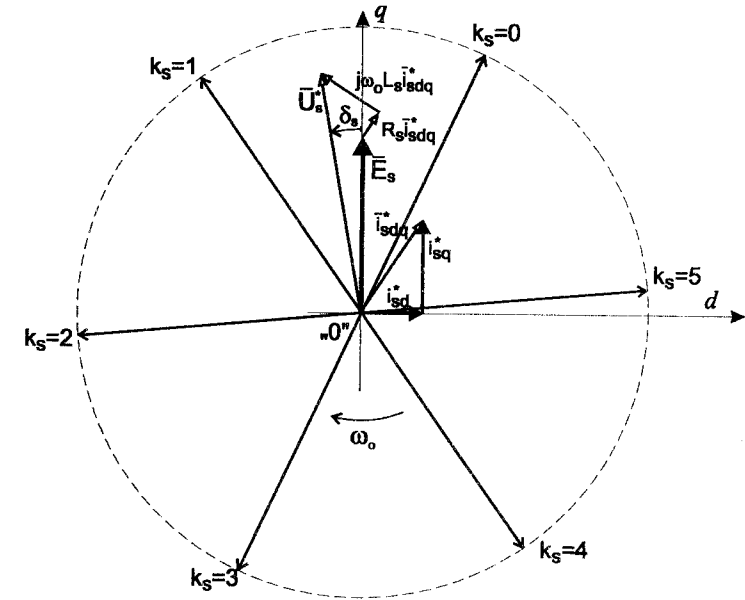
Rys. 4.25. Zasada regulacji wektorowej prądu przekształtnika DC/AC

Podobnie jak w układzie przekształtnika AC/DC, w zależności od wzajemnych relacji pomiędzy długościami wektorów $|\vec{U}_s^*|$ (zależnych od zadanych parametrów prądu i prędkości silnika) a $|\vec{U}_{sd}|$ (wektorem napięcia wyjściowego przekształtnika) występują charakterystyczne przypadki i zakresy sterowania pracą przekształtnika. W kolejnym rozdziale rozpatrzono warunek konieczny realizacji strategii sterowania oraz dwa możliwe zakresy wzajemnych relacji wektora $\vec{U}_s^*$ i niezerowego wektora napięcia wejściowego $\vec{U}_{ds}$.

4.3.3. Warunki regulacji wektorowej prądu przekształtnika DC/AC

Analizę regulacji wektorowej prądu przeprowadzono w podobny sposób jak dla przekształtnika AC/DC. Pracę układu sterowania należy uznać za poprawną, jeżeli wektor prądu silnika daje się sprowadzić z dowolnego punktu położonego na okręgu uchybu do jego wnętrza za pomocą któregoś (co najmniej jednego) z możliwych stanów przekształtnika. W ujęciu napięciowym oznacza to, że istnieje możliwość odtworzenia wektora napięcia zadanego przez modulację sze-

rokości impulsów na bazie dwóch najbliższych wektorów niezerowych i wektora zerowego.



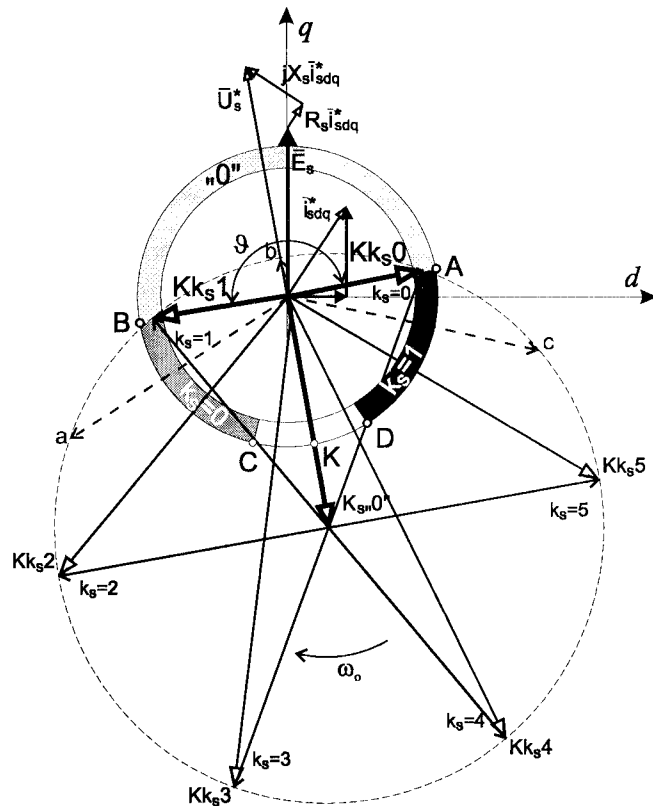
Rys. 4.26. Ilustracja wektorowego sterowania napięciowego silnika zasilanego z przekształtnika DC/AC

Jak ilustruje to rysunek 4.26 zadane napięcie $\vec{U}_s^*$, zależne od prędkości silnika ($\omega_m \sim E_s$) i warunków obciążenia (wektor prądu $\vec{i}_{sdq}^*$), może być odtworzone przez wektory napięcia $k_s = 1, k_s = 0, „0”$. Tym niemniej, dla określonego napięcia obwodu pośredniczącego U_d istnieje pewna graniczna wartość napięcia, którą można utworzyć za pomocą PWM nie osiągając zakresu nadmodulacji. Warunek ten przekłada się również na regulację prądu.

Warunek konieczny realizacji regulacji prądu przekształtnika DC/AC

Analizę możliwości regulacji prądu, podobnie jak dla przekształtnika AC/DC, wygodnie jest prowadzić we wspólnym układzie współrzędnych, dotyczącym zarówno kierunków zmian prądu wektora $\frac{d}{dt} \vec{i}_{sdq}$ jak i okręgu uchybu, jak uczyniono

na kolejnych rysunkach. Pozwala to zilustrować, które z wektorów $\mathbf{i}$ i $\mathbf{j}$ w jakim czasie mogą skierować wektor prądu do wnętrza obszaru uchybu.



Rys. 4.27. Stan graniczny określający zakres poprawnej pracy przekształtnika DC/AC

Rozważania prowadzono w przedziale czasu odpowiadającym obrotowi wektorów napięcia o $\pi/3$, tj. w czasie, po którym sytuacja powtarza się z użyciem innych wektorów bazowych.

Zgodnie z zasadami opisanymi w p. 4.1.3 i rysunkiem 4.5 sektorom okręgu uchybu przyporządkowano odpowiednie wektory kierunku Kk_s1, Kk_s0 i $K_s,,0''$. Jako położenie początkowe ($t=0$) przyjęto położenie wektorów, gdy wektor kierunku Kk_s0 jest w punkcie „b” i jest w fazie z zadany wektorem napięcia $\overline{U}_s^*$. Zerowy wektor kierunku $K_s,,0''$ pokrywa się (rys. 4.27) z ujemnym wektorem

zadanego napięcia ($-\vec{U}_s^*$). W całym zakresie zmian kąta $\omega_0 t \in (0 \div \pi/3)$ wektor $K_s \text{ „0”}$ nie zmienia swego kierunku i wartości. Pozwala więc skierować wektor prądu do wnętrza obszaru uchybu z górnego półokręgu pomiędzy punktami A i B (z wyłączeniem tych punktów, gdy wektor $K_s \text{ „0”}$ jest styczny do okręgu). Obrót gwiazdy wektorów napięcia o kąt $\pi/3$ powoduje przemieszczanie się wektora kierunku $K_{k_s} 0$ z punktu „b” do „c”, a wektora $K_{k_s} 1$ – z punktu „a” do „b”. W tym przedziale kąta, niezależnie od czasu, wektor $K_{k_s} 1$ jest zawsze w stanie skierować wektor prądu do wnętrza obszaru uchybu z części okręgu pomiędzy punktami A i D (z wyłączeniem tych punktów), a wektor $K_{k_s} 0$ – z łuku pomiędzy punktami B i C (z wyłączeniem tych punktów). W sektorze pomiędzy punktami C i D (łącznie z tymi punktami), w zależności od czasu, wektor prądu można skierować do wnętrza obszaru uchybu wektorami kierunku $K_{k_s} 0$ lub $K_{k_s} 1$.

Warunkiem poprawnej pracy, tj. możliwości pełnej kontroli nad kształtowaniem zadanego prądu, jest utrzymanie tego prądu w określonym obszarze uchybu w dowolnym czasie. Na rysunku 4.27 przedstawiono stan graniczny, gdy żaden z wektorów kierunku ($K_{s,0}$, Kk_s0 , $Kk_s1, \dots, Kk_s5$) nie jest w stanie skierować wektora prądu do wnętrza obszaru uchybu z punktu krytycznego K . W tym czasie wektory Kk_s0 i Kk_s1 leżą w jednej linii. Z warunków trygonometrycznych wynika, że wektory Kk_s0 i Kk_s1 oraz wektory napięcia dla $k_s = 0$ i $k_s = 1$ tworzą trójkąt równoboczny, a wektor $\bar{U}_s^*$ jest jego wysokością. Stąd warunek graniczny wynika ze wzoru na wysokość tego trójkąta:

$$\left| \overline{U}_s^* \right| = \left| \overline{E}_s + j\omega_o L_s \overline{i}_{sdq}^* + R_s \overline{i}_{sdq}^* \right| = \frac{\sqrt{3}}{2} \left| \overline{U}_{ds} \right| \quad (4.28)$$

Warunkiem koniecznym poprawnej pracy przekształtnika DC/AC sterowanego prądowo jest spełnienie poniższej nierówności:

$$\left| \frac{2}{\sqrt{3}} \left| \overline{E}s + j\omega_o L_s \bar{i}_{sdq}^* + R_s \bar{i}_{sdq}^* \right| \right| < \left| \overline{U}_{ds} \right| \quad (4.29)$$

W całym przedziale czasu ($\omega_o t \in (0 \div \pi/3)$) kąt ϑ jaki tworzą wektory $Kk_s 0$ i $Kk_s 1$ jest mniejszy od π i zawsze któryś z wektorów jest w stanie wprowadzić wektor prądu z punktu K do wnętrza obszaru uchybu.

W przypadku, gdy zachodzi odwrotna nierówność:

$$\frac{2}{\sqrt{3}} \left| \bar{E}_s + j\omega_o L_s \bar{i}_{sq}^* + R_s \bar{i}_{sq}^* \right| > \left| \bar{U}_{ds} \right| \quad (4.30)$$

punkt krytyczny K przechodzi w rozszerzający się łuk, powiększając zakres pracy niekontrolowanej (brak możliwości utrzymania wektora prądu w założonym obszarze uchybu).

Zależność (4.29) pozwala stwierdzić, że warunek poprawnej pracy przekształtnika DC/AC zależy od wzajemnych relacji napięcia stałego na wejściu U_d i napięcia zadanego silnika $\bar{U}_s^*$. Z kolei napięcie silnika zależy od jego prędkości ($\omega_m \sim E_s$), prądu (charakteru pracy – napęd, hamowanie) i parametrów L_s, R_s .

W przekształtniku DC/AC, podobnie jak w przekształtniku AC/DC, występują dwa charakterystyczne zakresy pracy, zależne od wzajemnych relacji długości wektorów $\bar{U}_s^*$ i $\bar{U}_{ds}$.

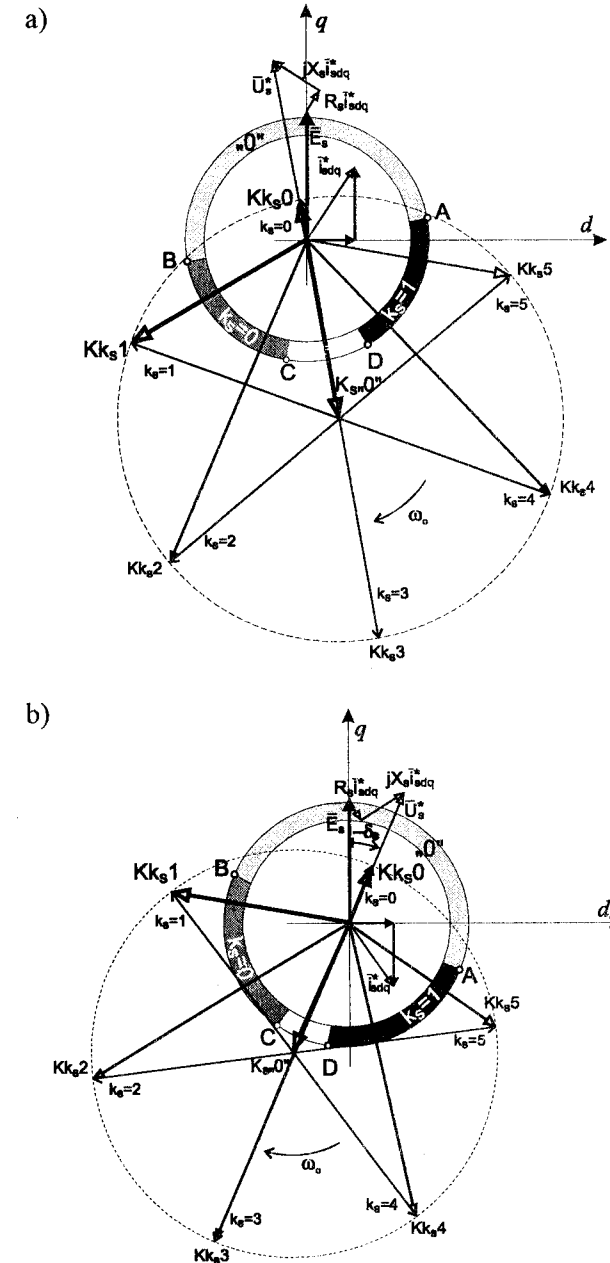
I zakres pracy przekształtnika DC/AC

Zakresy pracy przekształtnika podzielono ze względu na charakterystyczne punkty brzegowe. Pierwszy zakres określa zależność (4.31), gdy z jednej strony ogranicza go warunek konieczny poprawnej pracy (4.29), a z drugiej charakterystyczny stan pracy, gdy punkty C i D pokrywają się.

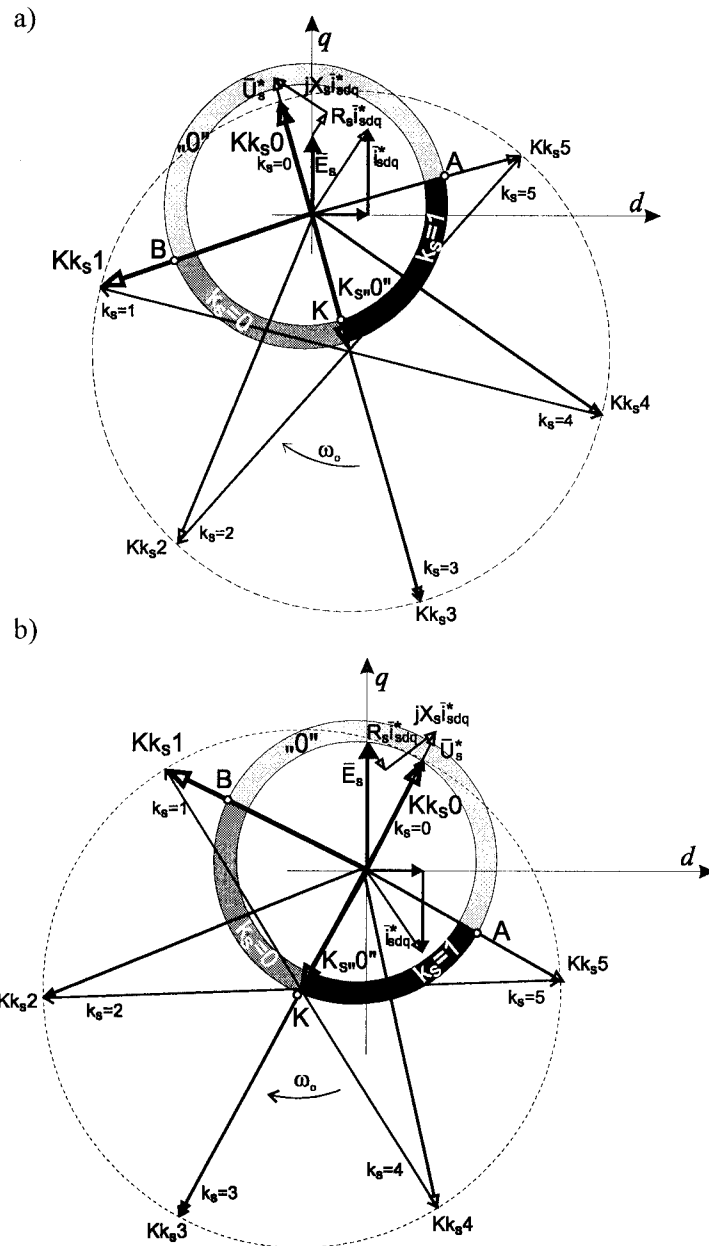
$$2 / \sqrt{3} \left| \bar{U}_s^* \right| < \left| \bar{U}_{ds} \right| \leq 2 \left| \bar{U}_s^* \right| \quad (4.31)$$

Na rysunku 4.29 przedstawione jest wyznaczanie sektorów, z których określone wektory kierunku wprowadzają wektor prądu do wnętrza obszaru uchybu dla dwóch stanów pracy przekształtnika DC/AC:

- praca silnikowa, gdy składowa i_{sq}^* wektora prądu wyjściowego, odpowiedzialna za moment, jest dodatnia (rys. 4.29a),
- hamowanie, gdy składowa i_{sq}^* wektora prądu wyjściowego jest ujemna (rys. 4. 29b).



Rys. 4.28. Graficzny obraz możliwości realizacji regulacji prądu w I zakresie podczas pracy silnikowej (a) i hamowania (b) układu napędowego



Rys. 4.29. Graficzny obraz możliwości realizacji regulacji prądu na granicy I i II zakresu podczas pracy silnikowej (a) i hamowania (b) układu napędowego

Zasada konstrukcji sektorów jest taka sama jak na rysunku 4.6. Rysunek odpowiada połowie przedziału (opisanego nierównością (4.31)) wzajemnych relacji pomiędzy wektorem $\bar{U}_s^*$ i $\bar{U}_{ds}$.

Dla przyjętego zakresu kąta obrotu gwiazdy wektorów ($\omega_o = \pi/3$), jak ilustrują to rysunki 4.28a,b, zgodnie z przyjętą zasadą sterowania tj. wykorzystywania trzech wektorów kierunku Kk_s0, Kk_s1 i K_s0 , wektor prądu mogą sprowadzić do wnętrza okręgu uchybu z określonych sektorów, odpowiednio:

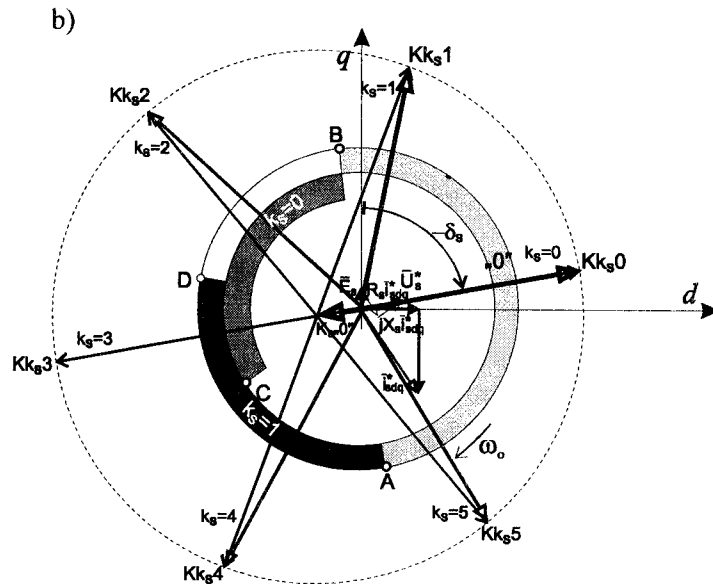
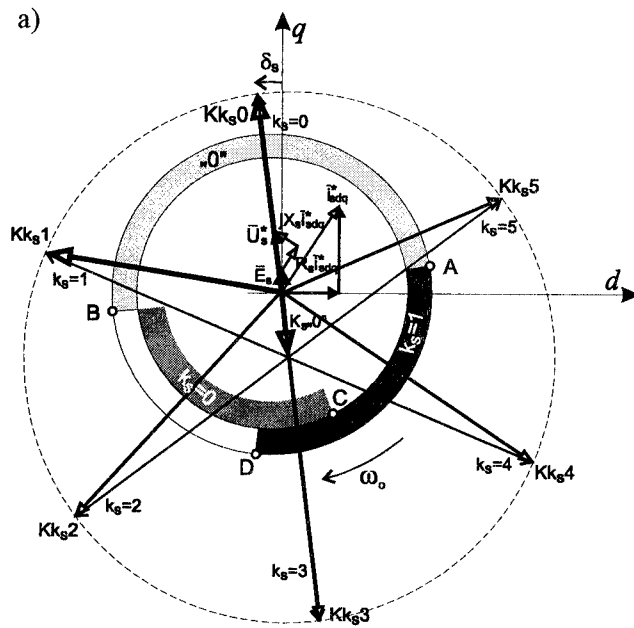
- wektor K_s0 – łuk pomiędzy punktami A i B (z wyłączeniem tych punktów), niezależnie od kąta obrotu $\omega_o t$,
- wektor Kk_s1 – łuk pomiędzy punktami A, D (z tymi punktami) zawsze, niezależnie od czasu z wyłączeniem:
 - punktu A dla $\omega_o t = \pi/3$,
 - punktu D dla $\omega_o t = 0$,
- wektor Kk_s0 – łuk pomiędzy punktami B, C (z tymi punktami), niezależnie od czasu z wyłączeniem:
 - punktu B dla $\omega_o t = 0$,
 - punktu C dla $\omega_o t = \pi/3$.

Z sektora CD (łącznie z tymi punktami i zastrzeżeniami jak wyżej), w zależności od czasu, można wektor prądu wprowadzić do wnętrza okręgu wektorem Kk_s0 lub Kk_s1 . Opisane wyłączenia punktów A, B wymagają wprowadzenia i wykorzystania dodatkowych wektorów kierunku Kk_s5 (punkt B dla $\omega_o = 0$) i Kk_s2 (punkt B dla $\omega_o t = \pi/3$), które zawsze wprowadzają wektor prądu do wnętrza okręgu uchybu. Konieczność wprowadzenia dodatkowych wektorów (oprócz bazowych „0”, $k_s = 0, k_s = 1$) odróżnia metodę regulacji prądu od regulacji napięcia.

Graniczny stan, określony prawą stroną nierówności (4.31), przedstawiono na rysunku 4.29, gdy spełniony jest warunek:

$$|\bar{U}_{ds}| = 2|\bar{U}_s^*| \quad (4.32)$$

Podstawowe wektory kierunków K_s0 , Kk_s0 i Kk_s1 wzdłuż całego okręgu, z wyłączeniem punktów A, B i K, sprowadzają wektor prądu do wnętrza okręgu w wyznaczonych sektorach, niezależnie od kąta $\omega_o t$.



Rys. 4.30. Graficzny obraz możliwości realizacji regulacji prądu w II zakresie podczas pracy silnikowej (a) i hamowania (b)

Przedział C, D zamienił się w jeden punkt K , z którego można wprowadzić wektor prądu do wnętrza okręgu wybierając wektor $Kk_s,0$ ($0 \leq \omega_o \leq \pi/6$) lub $Kk_s,1$ ($\pi/6 \leq \omega_o \leq \pi/3$). W punktach A i B , podobnie jak opisano to wyżej, należy wykorzystać dodatkowe wektory kierunku np. $Kk_s,5$ dla punktu A i $Kk_s,2$ dla punktu B .

II zakres pracy przekształtnika DC/AC

Drugi zakres pracy przekształtnika DC/AC określa zależność:

$$|\overline{U}_{ds}| > 2|\overline{U}_s^*| \quad (4.33)$$

Jak ilustruje to rysunek 4.30, zgodnie z zasadami przyjętymi w I zakresie pracy, wektory kierunku $K_s,0$, $Kk_s,0$ i $Kk_s,1$ mogą sprowadzić wektor prądu z określonych sektorów do wnętrza okręgu uchybu, odpowiednio:

- wektor $K_s,0$ – łuk pomiędzy punktami A i B (z wyłączeniem tych punktów),
- wektor $Kk_s,1$ – łuk pomiędzy punktami A i D (z tymi punktami) z wyłączeniem:
 - punktu D dla $\omega_o t = 0$,
 - punktu A dla $\omega_o t = \pi/3$,
- wektor $Kk_s,0$ – łuk pomiędzy punktami B i C (z tymi punktami) z wyłączeniem:
 - punktu B dla $\omega_o t = 0$,
 - punktu C dla $\omega_o t = \pi/3$

Problemy dotyczące sterowania w punktach A i B powinny być rozwiązywane za pomocą wektorów $Kk_s,5$ i $Kk_s,2$ (jak w I zakresie pracy przekształtnika). Ponieważ sektory B, D i A, C (rys. 4.30) pokrywają się na łuku C, D , w tym przedziale można alternatywnie korzystać z wektorów kierunku dla $Kk_s,0$ lub $Kk_s,1$ (nie występuje problem punktu K).

4.3.4. Podsumowanie

Różnica pomiędzy I i II zakresem pracy, podobnie jak w przekształtniku AC/DC, polega na tym, że w II zakresie można jednoznacznie (niezależnie od czasu) określić sektory, gdzie wybrane wektory kierują wektor prądu do wnętrza obszaru uchybu. Granica pomiędzy I i II zakresem pracy określana jest relacją pomiędzy wektorami napięcia $\bar{U}_{ds}$ i $\bar{U}_s^*$. Z kolei wektor $\bar{U}_s^*$ zależy od prędkości silnika ($E_s \sim \omega_m$) oraz od wartości i charakteru obciążenia. Stąd też na rysunku 4.29 granica I i II zakresu pracy występuje przy różnych wartościach E_s , a więc przy różnych prędkościach, zależnie od charakteru pracy silnika (napęd, hamowanie). Z kolei dla tej samej prędkości silnika (rys. 4.30) szerokość sektora C, D zależy od rodzaju pracy i wielkości obciążenia.

Podstawowa różnica w ocenie możliwości sterowania przekształtników AC/DC i DC/AC wynika z zakresu zmian siły elektromotorycznej E . W przemienniku DC/AC prędkość silnika (a więc i wartość E_s) może zmieniać się od zera. W związku z tym można zaobserwować znaczący obrót sektorów (przede wszystkim na rys. 4.30) przyporządkowanych określonym wektorom napięcia („0”, $k_s = 0$, $k_s = 1$) przy przejściu silnika od pracy napędowej do hamulcowej. To zjawisko pozwala stwierdzić, że nie ma możliwości przypisania na stałe określonym sektorom okręgu obszaru uchybu – określonych wektorów napięcia.

Podobnie jak dla przekształtnika AC/DC można stwierdzić, że regulacja prądu różni się tym od regulacji napięcia, iż realizacja strategii sterowania (z określonym kołem uchybu) wymaga wykorzystania dodatkowych wektorów (np. $k_s = 2$, $k_s = 5$) poza trzema podstawowymi „0”, $k_s = 0$ i $k_s = 1$.

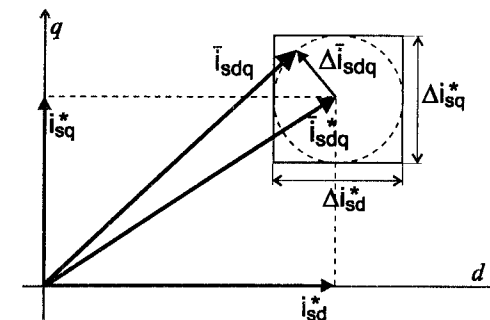
4.4. Realizacja regulacji wektorowej prądu przekształtnika DC/AC w wirującym układzie współrzędnych dq

Przedstawione rozważania teoretyczne dotyczące możliwości kształtowania wektora prądu w przekształtniku zasilającym silnik prądu przemiennego, podobnie jak dla przemiennika AC/DC, pozwalają sformułować tezę, że metoda ta umożliwi sterowanie z minimalizacją liczby łączów. Realizacja praktyczna wektorowej regulacji prądu przekształtnika DC/AC przebiega na podobnych zasadach jak przemiennika AC/DC. Ze względu na szerszy zakres zmian siły elektromotorycznej

$E_s (E_s \sim \omega_m)$, przy zmianach prędkości kątowej silnika w granicach $\omega_m \in (0; \pm(\omega_m)_{\max})$, z jednej strony sterowanie jest bardziej skomplikowane, a z drugiej – otwiera szersze możliwości minimalizacji liczby łączów.

W poprzednim rozdziale określono teoretycznie sektory obszaru uchybu i przyporządkowano im wektory napięcia przekształtnika tak, aby wektor prądu stojana silnika nie wychodził z zadanego obszaru. Idea praktycznej realizacji sterowania polega na identyfikacji sektora, w którym prąd silnika wychodzi poza obszar uchybu, i na dokonaniu takiego przełączenia zaworów przekształtnika (utworzenia takiego wektora napięcia), aby sprowadzić wektor prądu do wnętrza obszaru uchybu.

Podobnie jak w przekształtniku AC/DC, zdecydowano się na łatwiejsze technicznie rozwiązanie i zastąpienie obszaru uchybu o kształcie okręgu – kwadratem, jak przedstawiono to na rysunku 4.31.

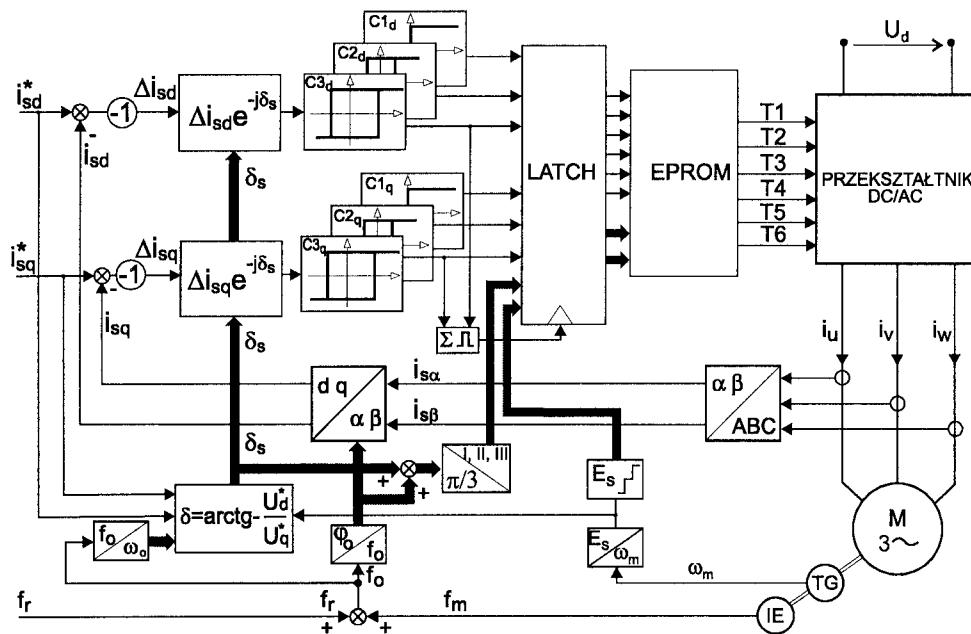


Rys. 4.31. Zasada strategii sterowania z kwadratowym obszarem uchybu

Identyfikacji sektorów obwodu kwadratu dokonuje się identycznie jak w przekształtniku AC/DC, przez podział na 16 części. W tym celu zastosowano po trzy komparatory w obu osiach wirującego układu współrzędnych dq . Stan sześciu komparatorów, jak pokazano to na rysunku 4.11, pozwala jednoznacznie podzielić kwadratowy obwód obszaru uchybu na 16 sektorów. W następnej kolejności należałoby do każdego sektora przypisać wektor napięcia ($k_s = 0, 1, \dots, 5$ lub „0”), który sprowadzi wektor prądu stojana do wnętrza obszaru uchybu.

Schemat ideowy realizowanej struktury sterowania z minimalizacją liczby łączów tranzystorów przekształtnika DC/AC przedstawiono na rysunku 4.32. Zadawanie prądu odbywa się w dwóch osiach układu dq , wirującego z prędko-

ścią ω_o . Potrzebne składowe prądu rzeczywistego otrzymuje się przez przekształcenie składowych trójfazowych (i_u, i_v, i_w) w składowe prostokątne ($i_{s\alpha}, i_{s\beta}$), a następnie przez przeniesienie ich do układu wirującego (i_{sd}, i_{sq}). Różnice odpowiednich składowych zadanych (i_{sd}^*, i_{sq}^*) i rzeczywistych (i_{sd}, i_{sq}) obu prądów tworzą wektor uchybu $\Delta \bar{i}_{sdq}$. Wypracowany uchyb w dwóch torach dq podawany jest na komparatory $C(1,2,3)_x, C(1,2,3)_y$, gdzie określane jest miejsce wyjścia wektora prądu stojana poza obszar uchybu. Stan komparatorów, „zatrzaśnięty” przez sygnał pochodzący z najszerszych komparatorów określających granicę kwadratu, stanowi część adresu pamięci *EPROM*, z której wybierany jest odpowiedni wektor napięcia (stan tranzystorów *T1–T6*), kierujący prąd silnika do wnętrza obszaru uchybu. Jednoznaczne, uwzględniające rodzaj pracy silnika i poziom jego obciążenia, zaprogramowanie pamięci *EPROM* jest podstawową trudnością w przypadku stosowania proponowanej metody sterowania.

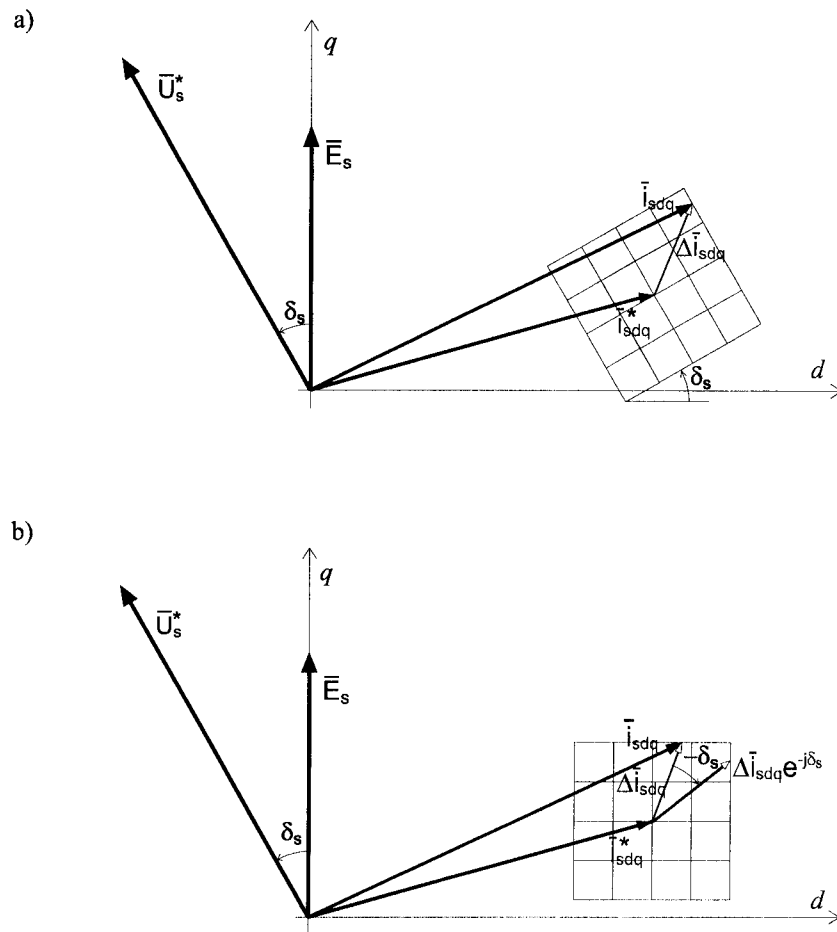


Rys. 4.32. Schemat wektorowej regulacji prądu przekształtnika DC/AC zasilającego silnik indukcyjny

Obserwując okręgi uchybów i przyporządkowane im wektory na rysunkach 4.27÷4.30 można zauważyć, że zarówno stan pracy maszyny indukcyjnej (silnikowa gdy $i_{sq} > 0$ i hamowanie gdy $i_{sq} < 0$) jak i wartość prędkości kątowej (reprezentowanej przez siłę elektromotoryczną E_s) mają istotny wpływ na przyporządkowanie określonego wektora kierunku do sektora obszaru uchybu. Ponadto w I zakresie pracy istnieje sektor CD, w którym wybór określonego wektora kierunku zależy od czasu (kąta $\omega_o t$). Szczególny wpływ prądu na obraz przyporządkowania wektorów napięcia do odpowiednich sektorów widoczny jest na rysunku 4.30 przy prędkości bliskiej zeru ($E_s \cong 0$). Można zauważyć, że odpowiadające sobie sektory uległy obrotowi względem siebie o około $\pi/2$. W rzeczywistości kąt ten jest jeszcze większy (jego wartość odpowiada kątowi o jaki zmienia się położenie wektora $\bar{i}_{sdq}^*$ podczas przejścia od pracy silnikowej do hamowania), gdyż na rysunku 4.30 (o charakterze poglądowym) nie uwzględniono zmniejszenia się składnika $\omega_o \bar{L} i_{sdq}^*$ do wartości bliskiej zeru ($\omega_o \cong 0$). Przedstawione problemy utrudniają przypisanie na stałe wektorów napięcia określonym sektorom obwodu obszaru uchybu. Problemy te mogą być rozwiązane w podobny sposób jak w przekształtniku AC/DC. Można zauważyć, że położenie sektorów z przyporządkowanymi im wektorami (rys. 4.27÷4.30) zależy od kąta δ_s , jaki tworzy wektor napięcia zadanego $\bar{U}_s^*$ z wektorem siły elektromotorycznej $\bar{E}_s$. Identyfikacja tego kąta pozwoliłaby jednoznacznie przyporządkować wektory napięcia odpowiednim sektorom, a następnie przez obrót obszaru uchybu o kąt δ_s (rys. 4.33a.), korzystać z jednej tablicy przełączeń (EPROM), niezależnie od wektora prądu silnika (silnik, hamowanie).

Realizacja obrotu obszaru uchybu o kąt δ_s (jak dla przekształtnika AC/DC), jak pokazano to na rysunku 4.33, jest równoznaczna z obrotem uchybu wektora prądu $\Delta \vec{i}_{sdq}$ o kąt $-\delta_s$. Oznacza to, że obrócony wektor uchybu ($\Delta \vec{i}_{sdq} e^{-j\delta}$) trafia w ten sam sektor obwodu (rys. 4.33b), w jaki trafia rzeczywisty uchyb $\Delta \vec{i}_{sdq}$ w obróconym obszarze uchybu (rys. 4.33a). Kąt δ_s wyznaczany jest z równania (4.16), zgodnie z zależnością (4.9a) i rysunkiem 4.2:

$$\delta_s = \arctg \left(- \frac{Ri_{sd}^* + \omega_o L_s i_{sq}^*}{E_s + \omega_o L_s i_d^* + Ri_q^*} \right) \quad (4.34)$$



Rys. 4.33. Ilustracja obrotu obszaru uchybu o kąt δ_s (a) i równoznaczny obrót wektora uchybu $\Delta \vec{i}_{sdq}$ o kąt $-\delta_s$ (b)

4.4.1. Optymalizacja sterowania przekształtnika DC/AC

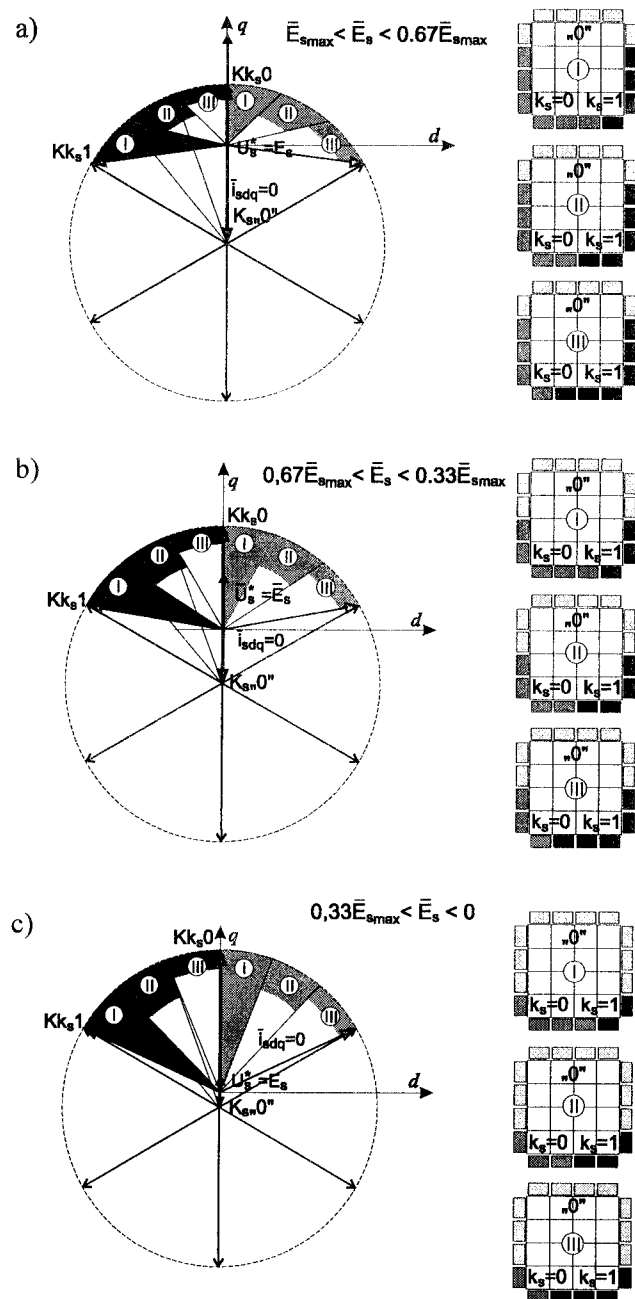
Optymalizacja sterowania (tak jak dla przekształtnika AC/DC) polega na tym, aby wybierać najkrótsze wektory kierunku ($Kk_s 0, Kk_s 1, \dots, Kk_s 5, K_s, 0''$), kierujące wektor prądu na najdłuższą drogę w obrębie obszaru uchybu. Zapewni to możliwie długi czas pomiędzy kolejnymi przełączeniami i w ten sposób umożliwi

zmniejszenie liczby połączeń tranzystorów przy zachowaniu takiego samego obszaru uchybu prądu stojana.

Optymalizacja sterowania przekształtnika DC/AC zależy od jego przeznaczenia. Jeżeli przekształtnik przeznaczony jest do zasilania silnika indukcyjnego, to wartość napięcia U_d jest stała. Wartość siły elektromotorycznej E_s , proporcjonalnej do prędkości silnika, ulega zmianie. Możliwa jest więc praca przekształtnika w obu zakresach (I, II), co można uwzględnić w niżej opisany sposób. Zależność położenia sektorów, z przyporządkowanymi im wektorami, od prędkości ($\omega_m \sim E_s$) można rozwiązać np. przez podział całego zakresu zmian prędkości od $0 \div (\pm \omega_m)_{\max}$ (lub odpowiednio siły elektromotorycznej od $0 \div E_{s\max}$) na kilka podprzedziałów. Następnie dla każdego z tych podprzedziałów należy utworzyć odrębną tablicę optymalnych przełączeń (przyporządkowanie wektorów napięcia do sektorów 1, ..., 16). Przedstawia to rysunek 4.34 dla trzech wartości siły elektromotorycznej $\vec{E}_s$ (proporcjonalnej do prędkości) odpowiadających środkom przedziałów, na które został podzielony wektor $\vec{E}_s$ ($\vec{E}_{s\max} \div 0.67\vec{E}_{s\max}, 0.67\vec{E}_{s\max} \div 0.33\vec{E}_{s\max}, 0.33\vec{E}_{s\max} \div 0$).

Sposób optymalizacji sterowania dla czasu odpowiadającego kątowi obrotu gwiazdy wektorów o $\pi/3$ przedstawiono na rysunku 4.34. Do tego celu wykorzystywano dwa najkrótsze niezerowe wektory kierunku $Kk_s 0$ i $Kk_s 1$ oraz $K_s, 0''$. Utworzenie tablicy przyporządkowania wektorów napięcia określonym sektorom, ze względu na uniezależnienie się od położenia wektora prądu $\vec{i}_{sdq}^*$, wymaga określenia wektorów kierunku przy założeniu, że prąd ten jest równy zero. Sytuację taką przedstawia rysunek 4.34, przy założeniu, że przekształtnik DC/AC pracuje przy stałej wartości napięcia U_d .

Ponadto na rysunkach 4.27 ÷ 4.30 można zauważyć, że długość i kierunek wektorów $Kk_s 0$ i $Kk_s 1$ w przedziale kąta $\pi/3$ również ulega zmianie. Stwarza to możliwość dalszej optymalizacji przez przyporządkowanie najkrótszych w danym czasie wektorów możliwie największej liczbie sektorów. W tym celu na rysunku 4.34 dodatkowo podzielono przedział kąta $\pi/3$ na trzy podprzedziały I, II i III (po $\pi/9$ każdy). Każdemu z wymienionych podprzedziałów przyporządkowano obszar uchybu, którego sektorom (1 ÷ 16) przypisano wektory napięcia dla $k_s = 0, k_s = 1$ i „0” (rys. 4.34). W kolejnych przedziałach czasu (I, II, III) wektory kierunków $Kk_s 0$ i $Kk_s 1$ przyjmują położenie jak na rysunku 4.34. Zerowy wektor kierunku $K_s, 0''$ nie zmienia swojego położenia.



Rys. 4.34. Sposób przyporządkowania wektorów napięcia (k_s) do sektorów obszaru uchybu dla: $E_s \in (1; 0.67)E_{smax}$ (a), $E_s \in (0.67; 0.33)E_{smax}$ (b), $E_s \in (0.33; 0)E_{smax}$ (c)

Na rysunku 4.34 przedstawiono przyporządkowania optymalizujące przełączanie. Należy zauważyć, że możliwie największej liczbie sektorów (1,...,16) przyporządkowano najkrótsze wektory kierunku, np. na rysunku 4.34a najczęściej używanym wektorem jest $Kk_s 1$ ($k_s = 1$) w I przedziale oraz $Kk_s 0$ ($k_s = 0$) – w III przedziale. Wraz ze zmniejszaniem się długości wektora $K_{s,0}$ (gdy $\bar{E}_s$ maleje) jego udział wzrasta (dla $\bar{E}_s$ z przedziału $(0.33 \div 0)\bar{E}_{smax}$ wektor $K_{s,0}$ przyporządkowany jest do 10 spośród 16 sektorów podziału obwodu obszaru uchybu). Dzięki zastąpieniu obszaru uchybu kwadratem można uniknąć używania dodatkowych wektorów kierunku $k_s = 2$ i $k_s = 5$, aby wprowadzić wektor prądu do wnętrza obszaru uchybu z charakterystycznych punktów A i B (rys. 4.27 ÷ 4.30).

4.4.2. Symulacja optymalizowanego sterowania przekształtnika DC/AC

Przeprowadzono symulację struktury sterowania przekształtnika DC/AC (przedstawionej na rysunku 4.32), opracowanej na podstawie metody wektorowej regulacji prądu. Symulacje komputerowe prowadzono dla parametrów silnika i przekształtnika zamieszczonych w tabeli XI.

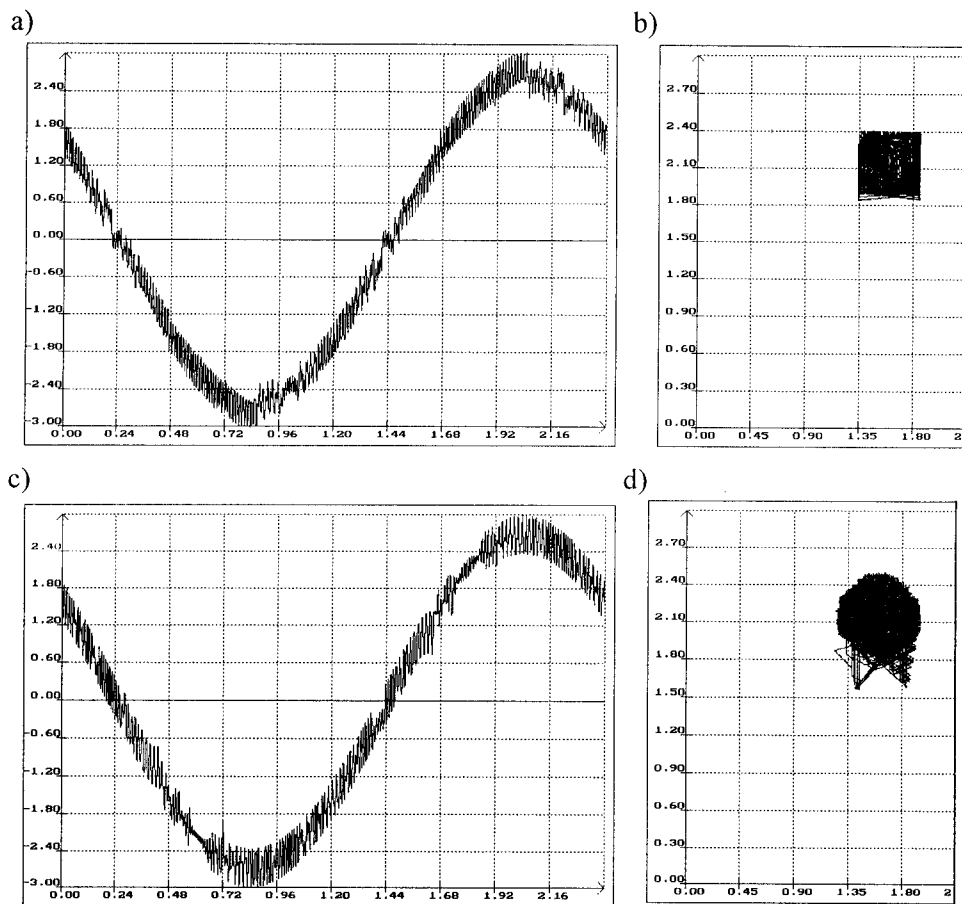
Tabela XI.

Parametry pracy przekształtnika DC/AC i obciążenia

U_d	E_s	ω_o	R_s	L_s	$(i_{sd}^*)_N$	$(i_{sq}^*)_N$	$\Delta i_{sd(q)}^*$	Δi_{s-3h}^*
V	V	rad/s	Ω	mH	A	A	A	A
700	0÷281	0÷314	8.96	20.0	1.6	2.57	0.56	0.68

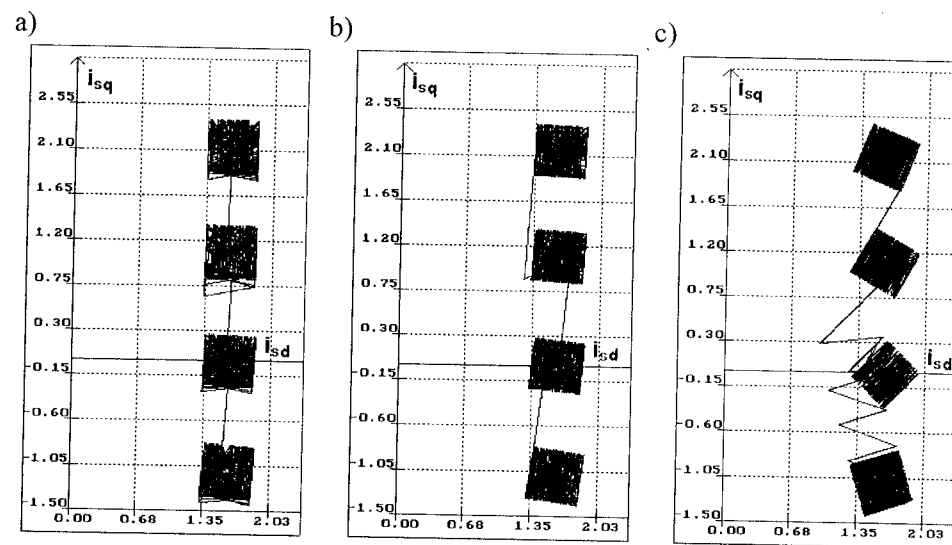
Na kolejnych rysunkach przedstawiono wyniki symulacji układu napędowego sterowanego według opisanej metody. Rysunek 4.35 przedstawia przebiegi czasowe prądu fazowego i_{su} oraz odpowiadające im obrazy w wirującym układzie współrzędnych przy dwóch metodach sterowania. Porównano zaproponowaną metodę wektorową z minimalizacją liczby łączów (rys. 4.35a,b) i metodą nadążną z indywidualnym kształtowaniem prądów fazowych (rys. 4.35c,d). Wartości histerezy prądów (kwadratowy – $\Delta i_{sd(q)}^*$ i sześciokątny – Δi_{s-3h}^* obszar uchybu – tabela XI) dobrano tak, że zapewnia to jednakowy maksymalny uchyb wektora prądu w obu metodach sterowania (patrz p. 4.2.2). Obserwując trajektorie wektora prądu stojana (w układzie współrzędnych dq) układu sterowanego wektorowo

można zauważyć (identycznie jak dla układu przekształtnika AC/DC) charakterystyczne wyjścia wektora prądu poza kwadrat, z niektórych części obszaru uchybu (rys. 4.35b). Wynika to z przypisania sektorowi 11 wektora $k_s = 1$ oraz sektorowi 14 – $k_s = 0$ (rys. 4.11 i 4.34a) w I przedziale czasu. Jak wynika z rysunku 4.34a, w pierwszej fazie obrotu, z sektorów 10, 11 oraz 14, 15 wektory Kk_{s1} i Kk_{s0} mogą kierować wektor prądu poza obszar kwadratu.



Rys. 4.35. Przebiegi prądów fazowych przekształtnika i_{su} przy sterowaniu wektorowym (a) i nadążnym z trzema komparatorami z histerezą (c) oraz ich obrazy (i_{sdq}) w wirującym układzie współrzędnych (b), (d) przy $E_s \in (1; 0.67)E_{smax}$

Takie przyporządkowanie (rys. 4.34) było kompromisem pomiędzy wyborem częstych przełączeń i możliwością wyjścia prądu poza obszar kwadratu. Zjawisko trudności kontroli prądu w dolnej części obszaru uchybu znajduje potwierdzenie również przy sterowaniu nadążnym (rys. 4.35d). Chociaż obszar uchybu przy tym sterowaniu przyjmuje kształt sześciokąta, to również występują przełączenia w teoretycznie dopuszczalnym obszarze uchybu w kształcie gwiazdy (przełączenia w dwóch dolnych rogach gwiazdy). Opisane zjawisko nie występuje przy innych prędkościach (zakresach, gdy $E_s \in (0.67; 0.33)E_{smax}$ i $E_s \in (0.33; 0)E_{smax}$), ponieważ (w przeciwieństwie do zakresu, gdy $E_s \in (1; 0.67)E_{smax}$) wektory Kk_{s0} i Kk_{s1} (rys. 4.34b,c) w skrajnych położeniach zawsze kierują wektor prądu do wnętrza kwadratu.



Rys. 4.36. Trajektorie poruszania się wektora prądu i_{sdq} przy skokowej zmianie wartości zadanej dla trzech różnych wartości E_s : a) $E_s = 0.833E_{smax}$, b) $E_s = 0.5E_{smax}$, c) $E_s = 0.167E_{smax}$

Znajduje to potwierdzenie w wynikach symulacji (rys. 4.36b,c), gdzie przedstawiono trajektorie prądu i_{sdq} , przy skokowych zmianach wartości zadanej, dla prędkości z trzech przedziałów E_s . Wyniki symulacji pokazują też charakterystyczny obrót obszaru uchybu o kąt $-\delta_s$, niewielki w pierwszym zakresie E_s (rys. 4.36a) i znaczny (bliski π), zwłaszcza przy małych prędkościach przy przejściu od pracy silnikowej do hamulcowej (rys. 4.36c).

Zestawienie częstotliwości łączeń przekształtnika DC/AC – symulacje komputerowe

$\frac{E_s}{E_{s,\max}}(\Delta t)$	$\frac{i_{sq}^*}{(i_{sq}^*)_N}$	$\frac{LP}{H_3}$	$\frac{LP}{H_{dq}}$	$\frac{\Delta LP}{LPH_3}$ [%]	$\frac{E_s}{E_{s,\max}}(\Delta t)$	$\frac{i_{sq}^*}{(i_{sq}^*)_N}$	$\frac{LP}{H_3}$	$\frac{LP}{H_{dq}}$	$\frac{\Delta LP}{LPH_3}$ [%]	$\frac{E_s}{E_{s,\max}}(\Delta t)$	$\frac{i_{sq}^*}{(i_{sq}^*)_N}$	$\frac{LP}{H_3}$	$\frac{LP}{H_{dq}}$	$\frac{\Delta LP}{LPH_3}$ [%]	$\frac{LP}{H_3}$	$\frac{LP}{H_{dq}}$	$\frac{\Delta LP}{LPH_3}$ [%]
1.000 (20ms)	1.5	425	408	4	0.666 (30ms)	1.5	1017	719	29	0.333 (60ms)	1.5	1354	1136	16	0.0	1354	1136
	1.0	437	429	2		1.0	1043	702	33		1.0	1504	1079	28			
	0.5	457	427	7		0.5	899	687	24		0.5	1622	1016	37			
	0.0	478	436	9		0.0	878	682	22		0.0	1897	948	50			
	-0.5	517	446	14		-0.5	881	672	24		-0.5	1828	878	50			
0.833 (24ms)	-0.1	520	446	14	0.500 (40ms)	-1.0	837	663	21	0.167 (120ms)	-1.0	1975	800	52	0.0	1975	800
	-1.5	557	443	20		-1.5	813	647	20		-1.5	2660	721	73			
	1.5	617	532	14		1.5	1112	874	21		1.5	4409	1595	64			
	1.0	641	544	15		1.0	1083	857	21		1.0	5342	1421	73			
	0.5	664	552	17		0.5	1073	829	23		0.5	5391	1250	77			
0.668 (30ms)	0.0	685	562	18	0.335 (60ms)	0.0	988	803	19	0.025 (200ms)	0.0	6782	1093	84	0.0	6782	1093
	-0.5	874	563	35		-0.5	964	778	19		-0.5	6916	920	87			
	-1.0	801	572	29		-1.0	966	752	22		-1.0	7386	743	90			
	-1.5	823	571	34		-1.5	1043	717	31		-1.5	6692	598	91			
	1.5	964	720	25		1.5	1383	1116	19		1.5	12298	1434	88			
	1.0	1034	718	31		1.0	1433	1070	25		1.0	12473	1120	91		12473	1120
	0.5	925	719	22		0.5	1521	1008	34		0.5	9574	836	91			
	0.0	871	712	18		0.0	1835	952	48		0.0	9675	841	90			
	-0.5	840	708	16		-0.5	1727	882	48		-0.5	12099	1087	91			
	-1.0	804	677	16		-1.0	1975	806	49		-1.0	11876	982	92			
	-1.5	808	647	20		-1.5	2430	726	59		-1.5	12052	989	92		12052	989

Wektorowy układ sterowania testowano również pod względem minimalizacji liczby łączeń. W tabeli XII zestawione są liczby łączeń wektorowego układu sterowania ($LP H_{dq}$) oraz sterowania nadążnego z trzema niezależnymi kompaktorami fazowymi ($LP H_3$) w czasie podanym w nawiasach (odpowiadającym okresowi prądu wyjściowego przekształtnika z wyjątkiem czasu 200 ms). Badania przeprowadzono dla trzech przedziałów siły elektromotorycznej E_s (prędkości), przy czym dla każdego przedziału, np. $E_s \in (0.67; 0.33)E_{s\max}$, obliczenia wykonano dla środka przedziału ($E_s = 0.5 E_{s\max}$) oraz na jego krańcach ($E_s = 0.666 E_{s\max}$, $E_s = 0.333 E_{s\max}$). Ponadto obliczenia prowadzono dla różnej wartości składowej i_{sq}^* prądu stojana (silnik, hamowanie), odniesionej do wartości nominalnej tego prądu (i_{sq}^*)_N. W ostatniej kolumnie przedstawiono procentowe zmniejszenie liczby łączeń układu sterowania wektorowego H_{dq} (w stosunku do sterowania H_3) odniesione do liczby łączeń układu nadążnego H_3 .

Częstotliwość łączeń w wektorowym układzie sterowania H_{dq} zmniejsza się od kilku do kilkudziesięciu procent, przy czym efekt minimalizacji wzrasta wraz ze zmniejszeniem prędkości silnika (siły elektromotorycznej E_s). Efekt ten związany jest z możliwością częstszego używania wektora zerowego napięcia („0”) w wektorowym układzie sterowania. Przy stałej prędkości ($E_s = \text{const}$) liczba łączeń zmienia się wraz ze zmianą prądu silnika. Potwierdzają to rozważania teoretyczne i obserwacje zależności wektorów kierunku ($Kk_s0, Kk_s1, \dots, Kk_s, 0$) od wzajemnych relacji ilościowych pomiędzy wektorem $\overline{U}_s^*$ i $\overline{U}_{ds}$. Długość wektora napięcia $\overline{U}_s^*$, przy stałej wartości E_s , zgodnie z zależnością (4.27b), zależy od spadku napięcia na R_s i L_s , a także od wartości i kierunku składowej i_{sq} . Znaczny spadek liczby łączeń, nawet o około 90% dla bardzo małych prędkości, pozwala uznać zaproponowaną wektorową metodę sterowania za interesującą i bardzo skuteczną.

4.4.3. Badanie laboratoryjne układu wektorowej regulacji prądu przekształtnika DC/AC

Praktyczna realizacja sterowania wektorowego

Badania laboratoryjne (podobnie jak przekształtnika AC/DC) prowadzono na modelu przekształtnika AC/DC/AC o strukturze części energetycznej przedstawionej na rysunku 3.18. Część sterująca, z nadrzędnymi układami regulacji napięcia przekształtnika AC/DC oraz prędkości w układzie sterowania przekształtnika DC/AC, zasilającego silnik klatkowy, odpowiada strukturze przedstawionej na rysunku 3.21. W układzie sterowania (rys. 3.21) zmieniona została podrzędna struktura regulacji prądu z nadążnej (dolnej zaciemnionej na rys. 3.21) na wektorową, zrealizowaną według opracowanej koncepcji, przedstawionej na rysunku 4.32. Zadawanie prądu odbywa się w dwóch osiach układu współrzędnych dq wirującego z prędkością ω_o . Niezbędne składowe prądu stojana i_{sd}, i_{sq} otrzymywane są przez przekształcenie mierzonych składowych trójfazowych w składowe prostokątne (w stacjonarnym układzie współrzędnych), a następnie transformację do układu wirującego. Transformację do układu dq wykonano za pomocą cyfrowo-analogowego przetwornika wektorowego AD2S100 [5]. Przetwornik ten wymaga cyfrowej (10 bitowej) informacji o kącie φ_o , związanym z zadaną pulsacją prądu silnika ω_o . Kąt φ_o odtwarzany jest z częstotliwości f_o , która jest sumą częstotliwości f_m (proporcjonalnej do prędkości silnika) oraz zadanej częstotliwości f_r (proporcjonalnej do pulsacji poślizgu ω_r , wypracowanej w regulatorze prędkości – rys. 3.21). Różnice odpowiednich zadawanych i rzeczywistych składowych prądów tworzą wektor uchybu $\Delta \bar{i}_{sdq}$. Wymienione operacje realizowane są w sposób analogowo-cyfrowy. Wektor $\Delta \bar{i}_{sdq}$ jest następnie obracany o kąt $-\delta_s$ za pomocą scalonego, cyfrowo-analogowego przetwornika wektorowego AD2S100. W celu identyfikacji stref kwadratu uchybu zastosowano w obu osiach wirującego układu współrzędnych dq po trzy komparatory o charakterystykach jak na rysunku 4.11. Ich stan jednoznacznie określa każdą z 16 stref zewnętrznych pola uchybu. Numer przedziału kąta $\omega_o t$ tworzą: 3 bity numeru przedziału $\pi/3$ i 2 bity numeru podprzedziału (*I, II, III*). Numer ten formowany jest w transkoderze zrealizowanym z zastosowaniem pamięci stałej, na wejście której podany jest kąt $\varphi_{o\delta}$:

$$\varphi_{o\delta} = \varphi_o + \delta_s = \omega_o t + \delta_s \quad (4.35)$$

Każde wyjście wektora prądu stojana poza obszar kwadratu uchybu powoduje zapamiętanie w bloku *LATCH* (sygnałem z komparatorów $C3_d$ lub $C3_q$) słowa wyjściowego zawierającego 6-bitowy stan komparatorów $C(1-3)_d, C(1-3)_q$, 5-bitowy numer przedziału $\varphi_{o\delta}$ oraz 2-bitową informację o przedziale E_s ($\bar{E}_{s\max} \div 0.67 \bar{E}_{s\max}, 0.67 \bar{E}_{s\max} \div 0.33 \bar{E}_{s\max}, 0.33 \bar{E}_{s\max} \div 0$). Słowo to adresuje pamięć *EPROM*, zawierającą tablicę optymalnych przełączeń, tj. stany łączników $T1 \div T6$ przekształtnika, dające wyznaczone teoretycznie wektory napięcia (k_s) (rys. 4.34).

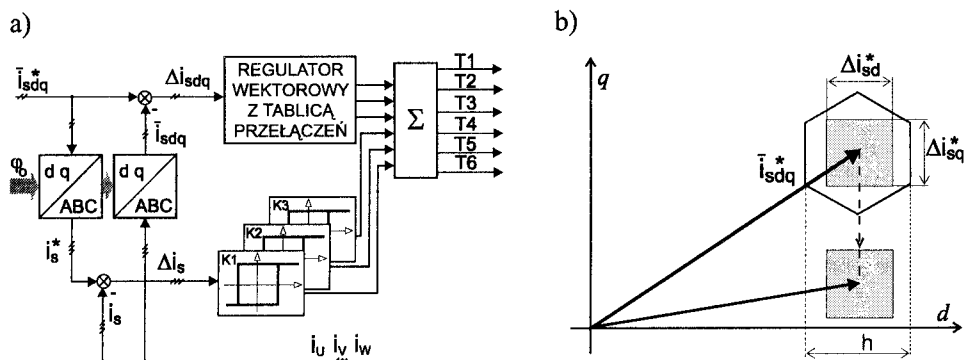
Jeden ze wspomnianych wyżej przetworników wektorowych wymaga cyfrowej informacji o wartości kąta δ_s . Do jej uzyskania potrzebny jest analizator wektorowy, który na podstawie wartości składowych U_d i U_q wektora $\bar{U}_s^*$, stanowiących odpowiednio licznik i mianownik wzoru (4.34), określi zgodnie z tym wzorem kąt obrotu wektora $\bar{U}_s^*$ względem osi q układu współrzędnych dq (rys. 4.24). Budowa tego analizatora na bazie układów dzielących nie zdaje egzaminu z uwagi na silną nieliniowość funkcji $\arctg$ (4.34). Dlatego, podobnie jak w przekształtniku AC/DC, zastosowano własne rozwiązanie w postaci cyklicznego, analogowo-cyfrowego przetwornika dzielącego z kompensacją wagową, uzupełnionego o cyfrowy przetwornik funkcyjny oraz o układ identyfikacji przedziału kąta δ_s (tj. ćwiartki układu współrzędnych dq). Szczegółowy opis rozwiązania podano w pracy [5].

Dodatkowe sprzężenie prądowe

Wyniki symulacji komputerowych (rys. 4.36c) oraz względy techniczne, które wynikły podczas uruchamiania modelu laboratoryjnego przekształtnika z wektorowym modulatorem PWM, skłoniły do realizacji dodatkowego sprzężenia prądowego (rys. 4.37a) z trzema niezależnymi komparatorami fazowymi ($K1, K2, K3$). Znaczne (około 90% przy częstotliwości $f_o = 1$ Hz) zmniejszenie częstotliwości łączeń (tabela XII) budziło obawę, że przy niskich częstotliwościach pracy f_o i skokowych zmianach wektora prądu zadanego $\bar{i}_{sdq}^*$ (rys. 4.37b) odpowiedź ukła-

du będzie zbyt wolna. Mogło to pogorszyć właściwości dynamiczne układu napędowego. Dlatego też zrealizowano dodatkowe sprzężenie z trzema niezależnymi komparatorami fazowymi z histerzą „h” obejmującą kwadratowy obszar uchybu (rys. 4.37b). Dodatkowe sprzężenie włącza się przy skokowych zmianach prądu zadanego, gdy uchyb prądu wykracza poza sześciokątny obszar uchybu.

Istnieje możliwość poprawy dynamiki kształtowania prądu (przy niskich prędkościach) przez zastąpienie, w stanach przejściowych, zerowego wektora kierunku $Kk_{s,0}$ – np. wektorami $Kk_{s,3}$ i $Kk_{s,4}$ (rys. 4.34c). Jednakże rozwiązanie to jest nieco bardziej złożone i dlatego zrealizowano sprzężenie, przedstawione na rysunku 4.37.



Rys. 4.37. Schemat dodatkowego sprzężenia prądowego (w trójfazowym układzie regulacji) (a) oraz idea jego pracy (b)

Wyniki badań laboratoryjnych

Badania przeprowadzono przy parametrach układu zamieszczonych w tabelach I, II, III (p. 3.5) i napięciach: $U_d = 250$ V, $E_L = 90$ V (E_L – skuteczna wartość napięcia fazowego sieci zasilającej). Cały zakres siły elektromotorycznej E_s , a więc i zadanej częstotliwości f_o , podzielono na trzy części tak, że granice przedziałów odpowiadają $f_o = 22$ Hz i $f_o = 11$ Hz przy maksymalnej częstotliwości wyjściowej 33 Hz.

Na kolejnych rysunkach (4.38, 4.39, 4.40) porównano wyniki badań pętli prądowej zrealizowanej z wykorzystaniem zaproponowanej wektorowej metody sterowania prądu i metody nadążnej z trzema niezależnymi komparatorami fazo-

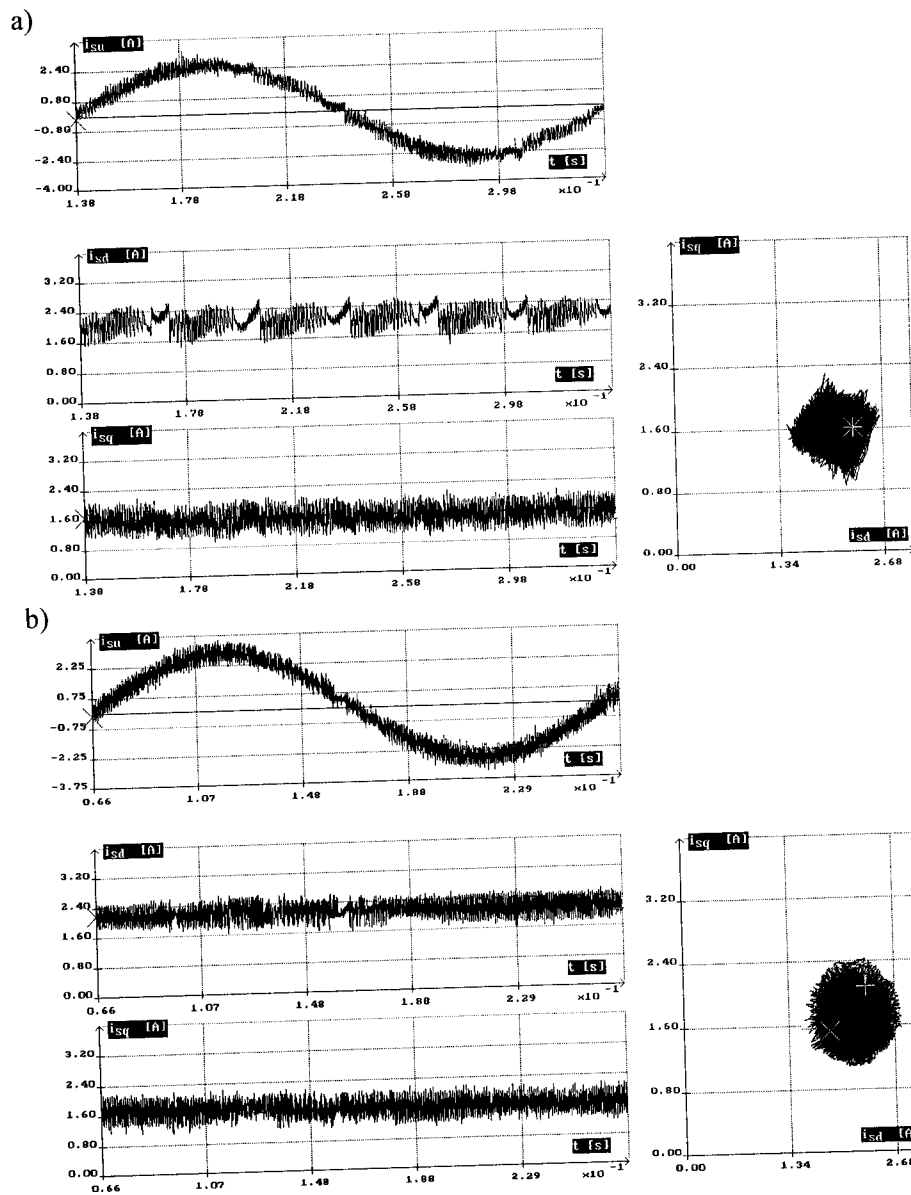
wymi. Rysunki przedstawiają prąd jednej fazy przekształtnika i_{su} , składowe wektora prądu $\bar{i}_{sdq}$ oraz jego trajektorie w wirującym układzie współrzędnych dq . Oscylogramy odpowiadają środkom przedziałów, na które został podzielony cały zakres E_s odpowiednio: $f_o = 26$ Hz – rysunek 4.40, $f_o = 16$ Hz – rysunek 4.39, $f_o = 5$ Hz – rysunek 4.38. Potwierdzają się obserwacje poczynione w symulacjach (p. 4.4.2), gdy na trajektoriach wektora prądu stojana (rys. 4.40) układu pracującego w I zakresie ($E_s \in (1; 0.67)E_{s_{max}}$) można zauważyć charakterystyczne wyjścia wektora prądu poza obszar uchybu. Przyczyny tego zjawiska omówiono w p. 4.4.2.

Rysunek 4.41 przedstawia chwilowe przebiegi prądu fazowego i_{su} przekształtnika przy dwóch kierunkach prędkości silnika (a) i (d) oraz odpowiadające im trajektorie wektora uchybu $\Delta \bar{i}_{sdq}$ w wirującym układzie odniesienia dq (b), (c). Zmiana kierunku obrotów powoduje zmianę kierunku składowej prądu i_{sq} i siły elektromotorycznej $\bar{E}_s$ na przeciwną oraz wzrost kąta δ_s i obrót wektora uchybu o kąt bliski π . Zjawisko to można zaobserwować na rysunkach 4.41b,c.

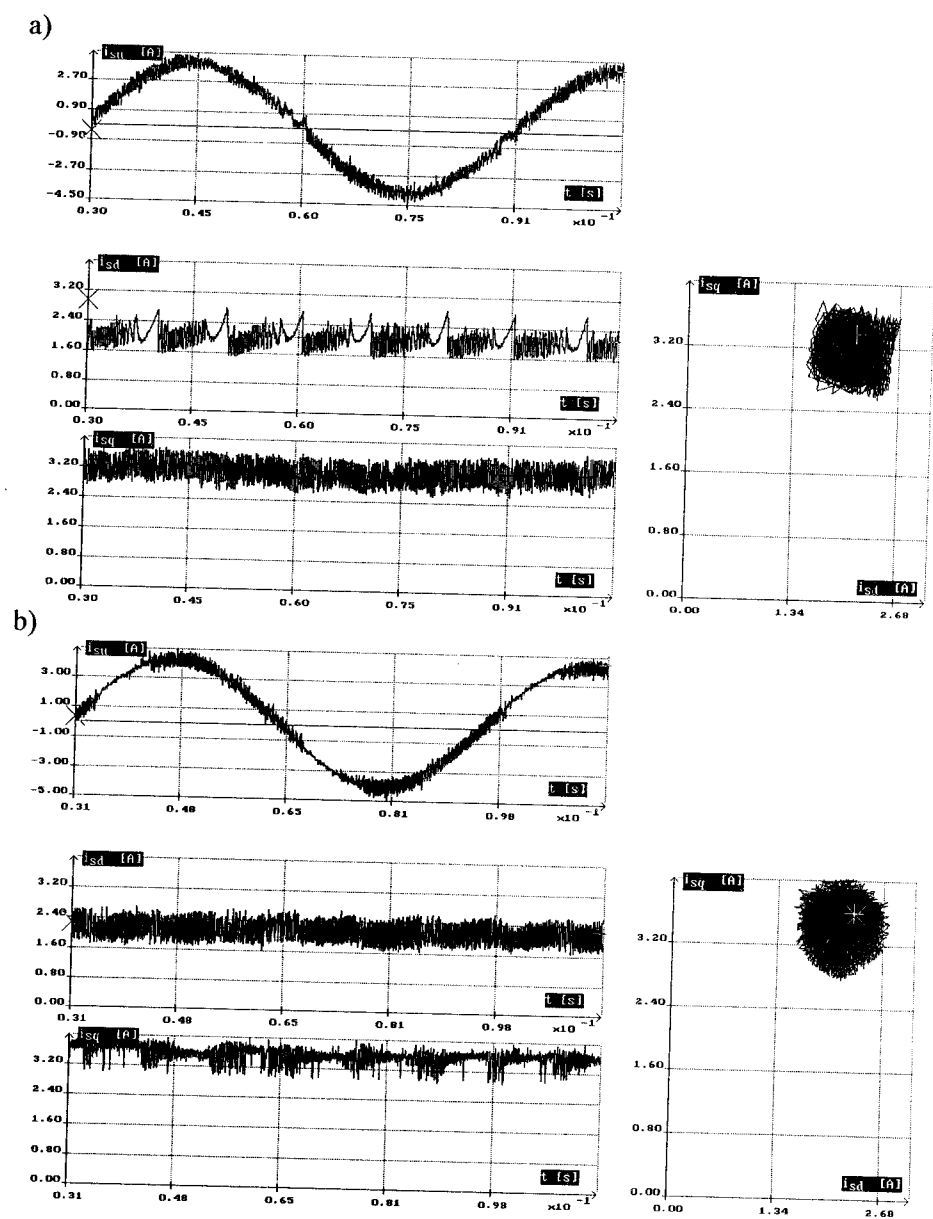
Kolejne oscylogramy (rys. 4.42, 4.43) ilustrują zachowanie się wektorowego układu regulacji prądu podczas skokowych zmian składowej momentu – i_{sq}^* , przy częstotliwości prądu 5 Hz (rys. 4.42) i 16 Hz (rys. 4.43). Jak można zauważyć na oscylogramach rysunków 4.42c, 4.43c, przejście do kolejnej wartości zadanej odbywa się natychmiastowo (bez dodatkowych przełączeń), pomimo znacznego ograniczenia częstotliwości łączów, zwłaszcza przy $f_o = 5$ Hz.

Rysunek 4.44 prezentuje stan przejściowy podczas skokowej zmiany obciążenia przekształtnika DC/AC (zrealizowanej poprzez zmianę obciążenia silnika). Kolejno przedstawiono oscylogramy: chwilowego prądu fazowego i_{su} , składowych wektora prądu $\bar{i}_{sdq}$ oraz jego trajektorie w układzie dq . Wszystkie trajektorie wektora prądu na przedstawionych rysunkach ilustrują charakterystyczny obrót obszaru uchybu o kąt δ_s , zależny od wartości prądu i kierunku obrotów.

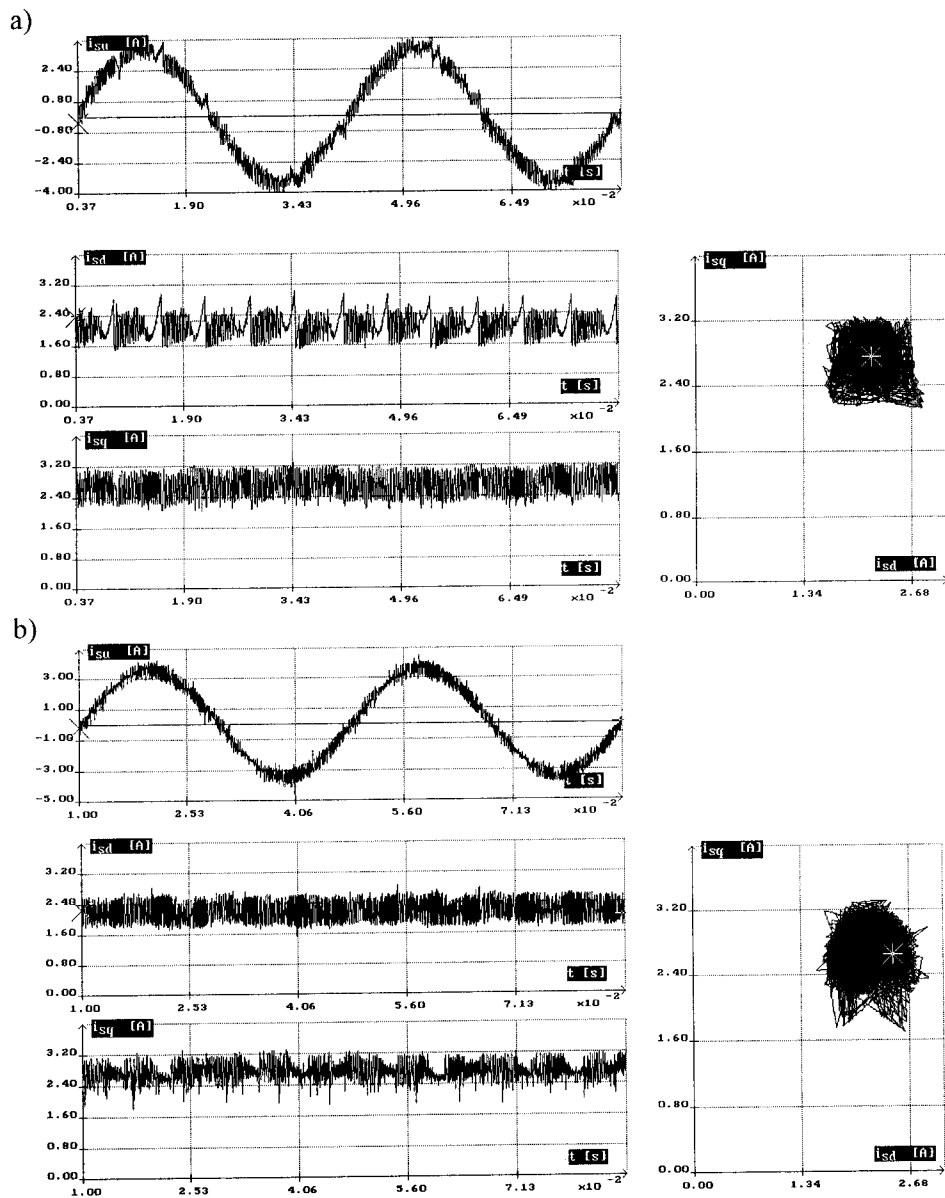
Rysunek 4.45 prezentuje właściwości przekształtnika DC/AC podczas podwójnego nawrotu silnika. Oscylogramy z rysunku 4.45 przedstawiają działanie pętli prądowej, wynikające z nadrzędnego układu regulacji prędkości silnika sterowanego metodą pośredniej orientacji wektora pola (rys. 3.21). Na rysunku przedstawiono oscylogramy: prędkości mechanicznej ω_m , składowych wektora prądu $\bar{i}_{sdq}$ oraz chwilowego prądu fazowego i_{su} .



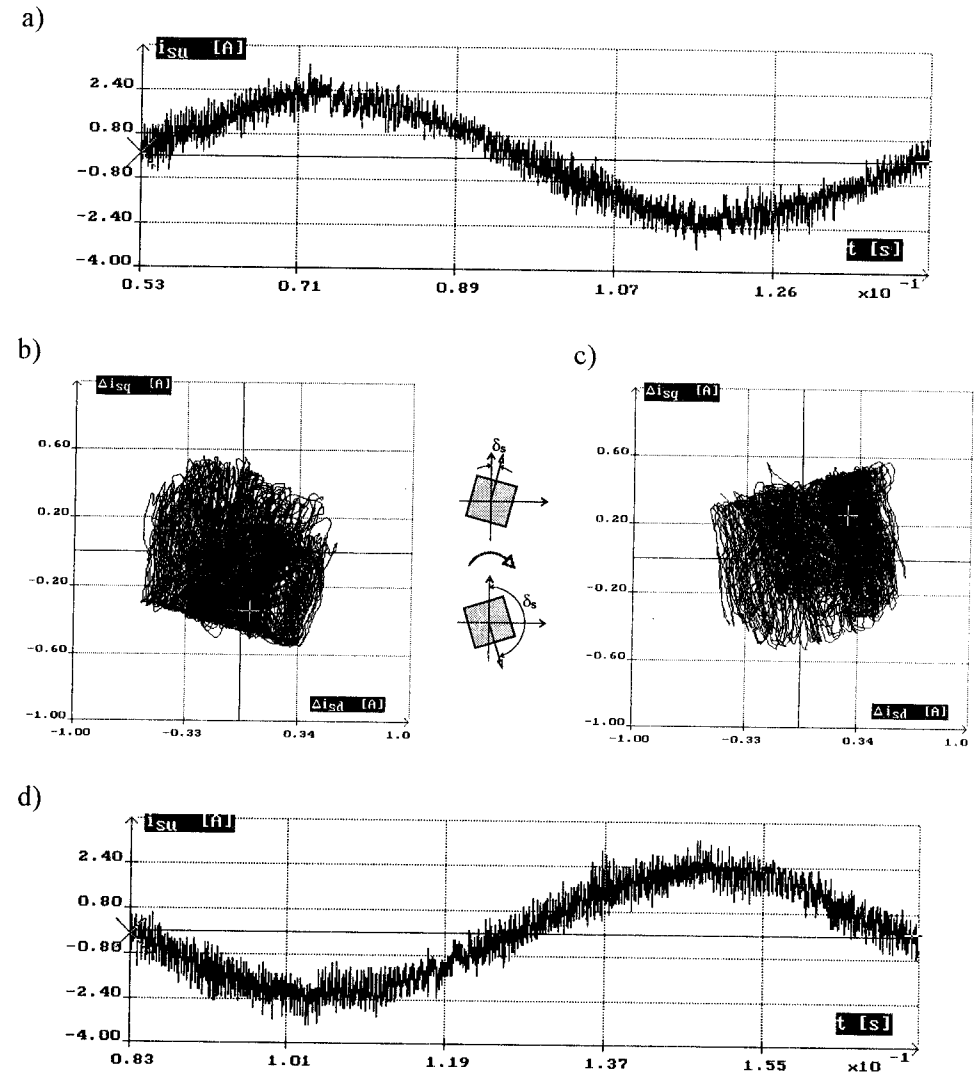
Rys. 4.38. Oscylogramy prądu fazy silnika i_{su} , składowe wektora prądu silnika i_{sdq} i jego trajektorie we współrzędnych dq , w przekształtniku z wektorową nadążną z trzema niezależnymi komparatorami w każdej fazie (b) przy częstotliwości synchronicznej $f_o = 5$ Hz



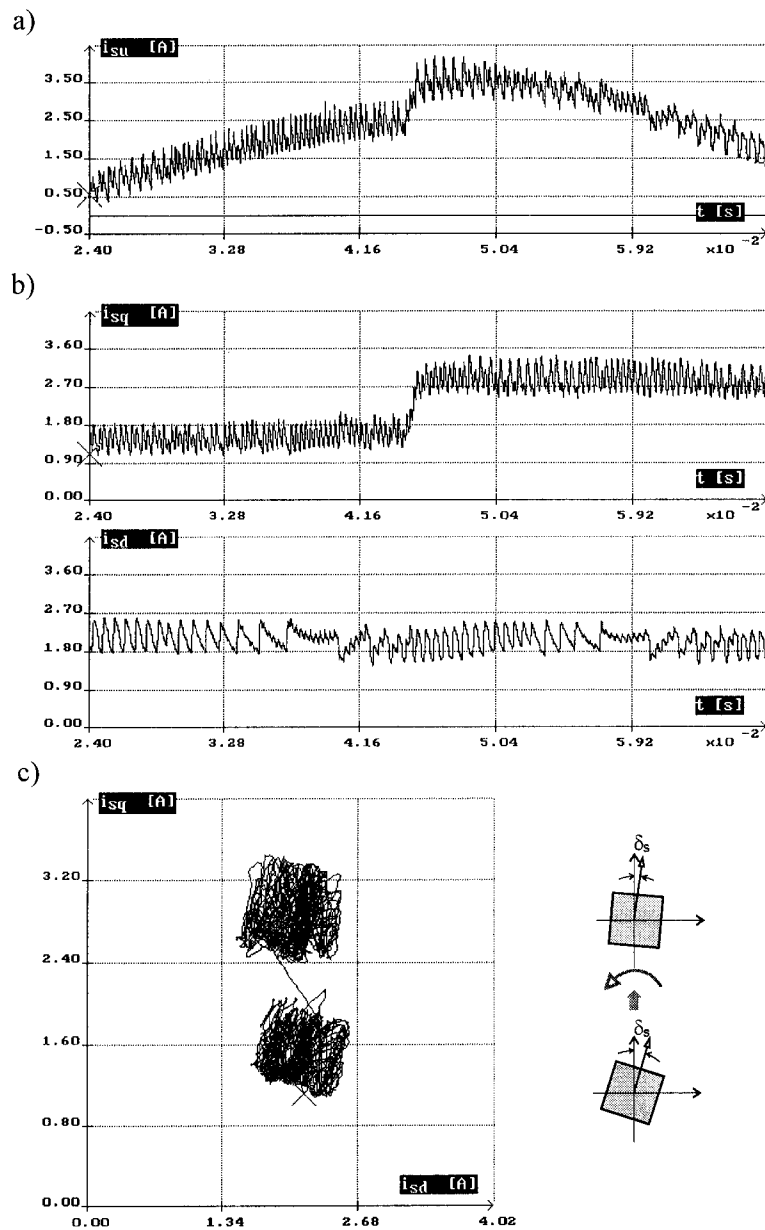
Rys. 4.39. Oscylogramy prądu fazy silnika i_{su} , składowe wektora prądu silnika i_{sdq} i jego trajektorie we współrzędnych dq , w przekształtniku z wektorową nadążną z trzema niezależnymi komparatorami w każdej fazie (b) przy częstotliwości synchronicznej $f_o = 16$ Hz



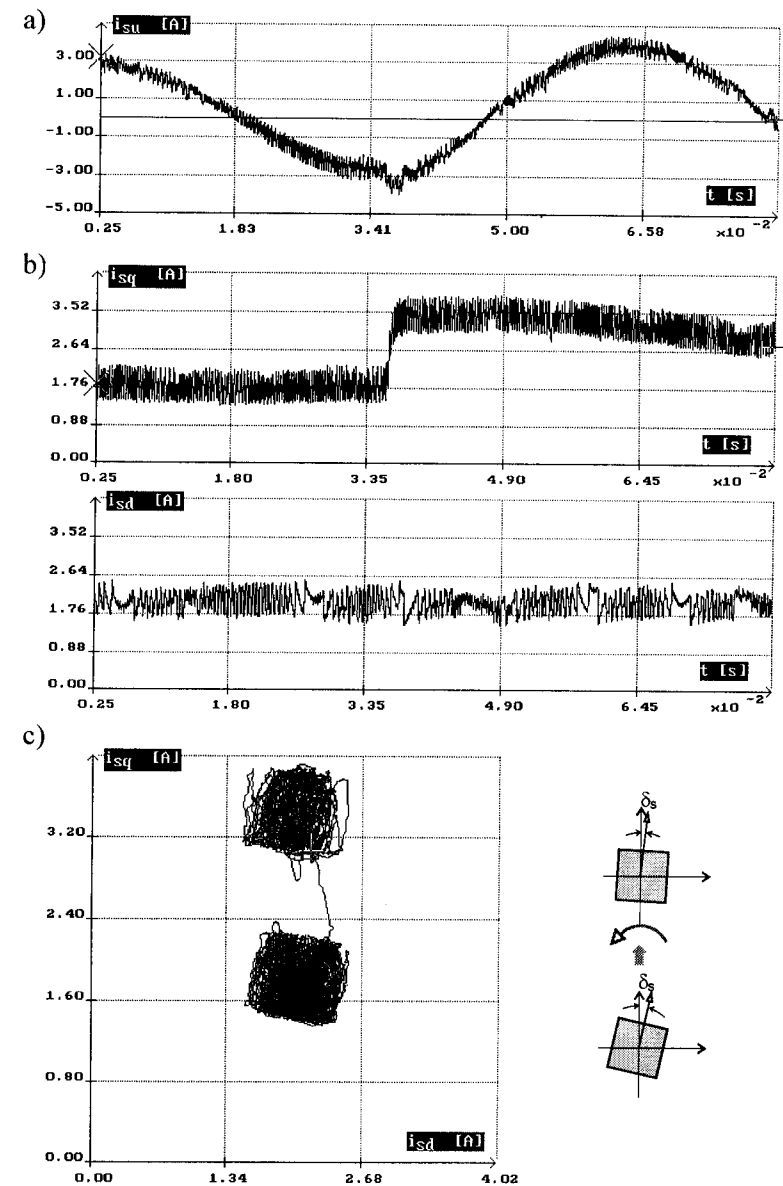
Rys. 4.40. Oscylogramy prądu fazy silnika i_{su} , składowe wektora prądu silnika i_{sdq} i jego trajektorie we współrzędnych dq , w przekształtniku z wektorową regulacją prądu (a) oraz z regulacją nadążną z trzema niezależnymi komparatorami w każdej fazie (b) przy częstotliwości synchronicznej $f_o = 26$ Hz



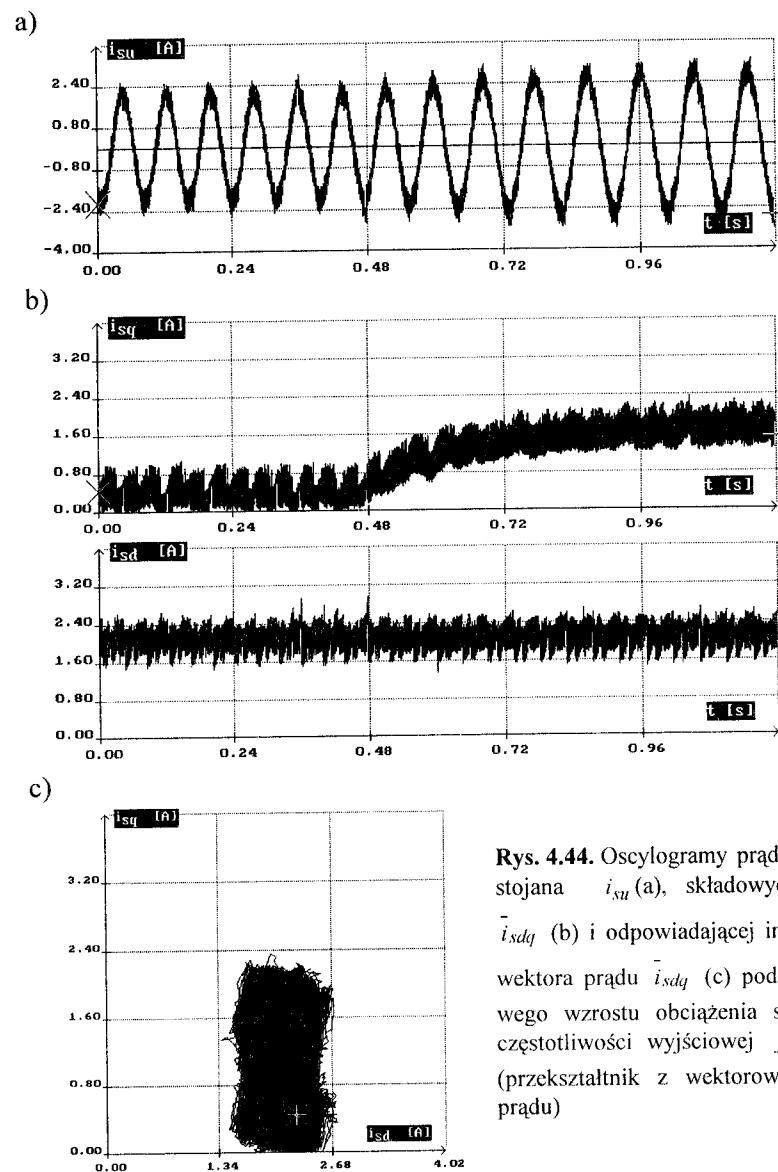
Rys. 4.41. Oscylogramy prądu fazowego silnika i_{su} (a, d) i odpowiadające im wektory uchybu Δi_{sdq} (b, c) przy dwóch różnych kierunkach obrotów silnika (a, b) (c, d) i częstotliwości $f_o = 11$ Hz (przekształtnik z wektorową regulacją prądu)



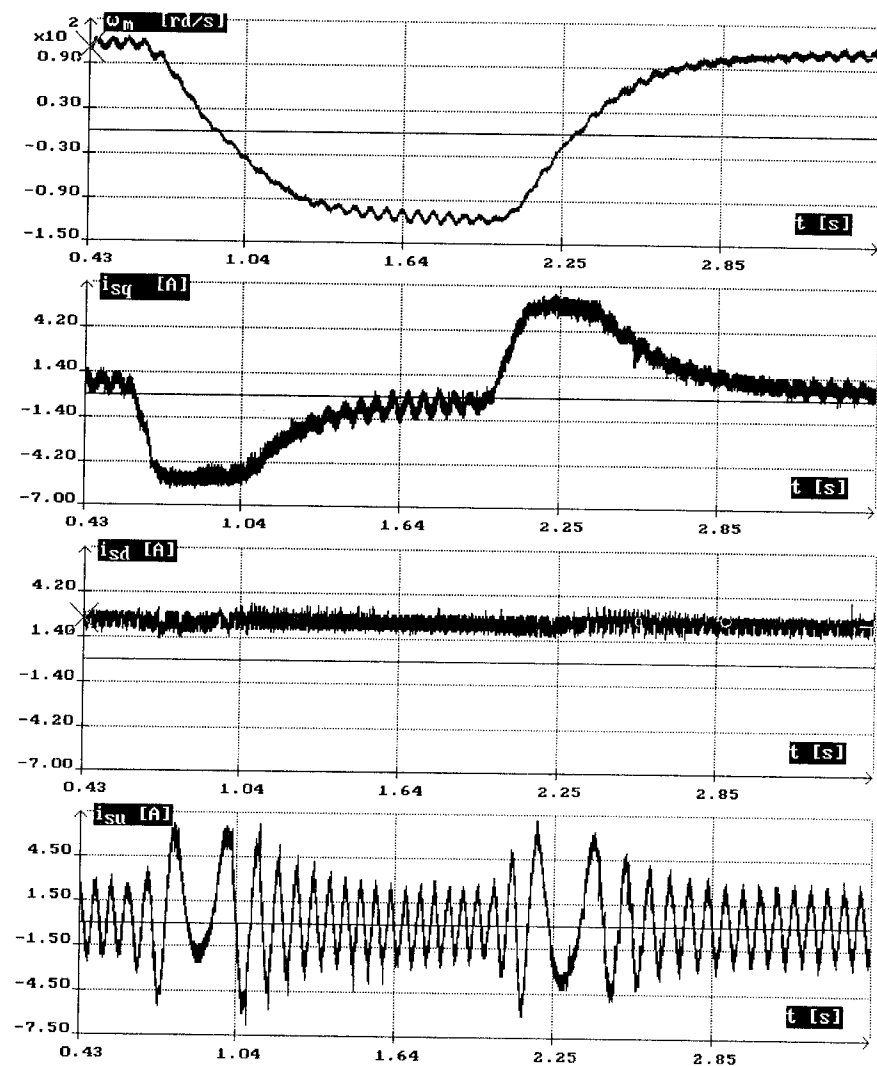
Rys. 4.42. Oscylogramy prądu fazowego stojana i_{su} (a), składowych wektora prądu $\bar{i}_{sdq}$ (b) oraz trajektorii wektora prądu $\bar{i}_{sdq}$ (c) podczas skokowego wzrostu wartości zadanej prądu i_{sq}^* przy częstotliwości wyjściowej $f_o = 5$ [Hz] (przekształtnik z wektorową regulacją prądu)



Rys. 4.43. Oscylogramy prądu fazowego stojana i_{su} (a), składowych wektora prądu $\bar{i}_{sdq}$ (b) oraz trajektorii wektora prądu $\bar{i}_{sdq}$ (c) podczas skokowego wzrostu wartości zadanej prądu i_{sq}^* przy częstotliwości wyjściowej $f_o = 16$ Hz (przekształtnik z wektorową regulacją prądu)



Rys. 4.44. Oscylogramy prądu fazowego stojana i_{su} (a), składowych wektora $\bar{i}_{sdq}$ (b) i odpowiadającej im trajektorii wektora prądu $\bar{i}_{sdq}$ (c) podczas skokowego wzrostu obciążenia silnika przy częstotliwości wyjściowej $f_o = 14$ Hz (przekształtnik z wektorową regulacją prądu)



Rys. 4.45. Oscylogramy prędkości kątoowej silnika ω_m składowych wektora prądu $\bar{i}_{sdq}$ i prądu fazowego stojana i_{su} podczas dwukrotnego nawrotu silnika (przekształtnik z wektorową regulacją prądu)

Tabela XIII.

Zestawienie częstotliwości łączek przekształtnika DC/AC - badania laboratoryjne

$\Delta i_{sd(q)}^* = 1.0 \text{ [A]} \quad \Delta i_{s-3h}^* = 1.2 \text{ [A]}$				
$f_o \text{ [Hz]}$	$\frac{i_{sq}^*}{(i_{sq}^*)_N}$	LP H_3	LP H_{dq}	$\frac{\Delta LP}{LP H_3} [\%]$
33	1.0	12 800	10 650	17
	0.5	13 700	12 650	8
	bieg jałowy	14 500	13 100	10
26	1.0	18 300	12 700	39
	0.5	20 200	14 950	26
	bieg jałowy	21 700	14 400	34
23	1.0	21 250	12 250	42
	0.5	22 700	13 250	42
	bieg jałowy	22 000	12 500	43
22				
21	1.0	23 200	12 550	46
	0.5	22 700	12 250	46
	bieg jałowy	20 700	11 150	46
16	1.0	23 150	11 400	51
	0.5	19 950	10 750	46
	bieg jałowy	19 600	9 750	50
12	1.0	18 400	9 250	50
	0.5	18 750	8 750	53
	bieg jałowy	21 000	6 850	67
11				
10	1.0	18 900	8 500	55
	0.5	19 100	8 250	57
	bieg jałowy	21 950	6 450	71
5	1.0	—	—	—
	0.5	22 400	4 900	78
	bieg jałowy	24 200	3 850	84
1	1.0	—	—	—
	0.5	—	—	—
	bieg jałowy	29 800	2 250	92

Przeprowadzono również badania pozwalające ocenić skuteczność zaproponowanej metody sterowania w redukcji liczby łączek tranzystorów przekształtnika. W tabeli XIII zestawiono liczby łączek w czasie sekundy (częstotliwość łączek), przy sterowaniu prądu metodą wektorową ($LP H_{dq}$) i metodą nadążną z trzema niezależnymi komparatorami fazowymi ($LP H_3$). Wartości histerez prądów (kwadratowy – $\Delta i_{sd(q)}^*$ i sześciokątny – Δi_{s-3h}^* obszar uchybu – tabela XIII) dobrano tak, że zapewniony jest jednakowy maksymalny uchyb wektora prądu w obu metodach sterowania. Badania przeprowadzono przy stałym napięciu U_d (250 V) w obwodzie pośredniczącym dla różnych częstotliwości f_o , odpowiadających brzegom i środkom zakresów, na które został podzielony cały zakres zmian prędkości ($\omega_m \sim E_s$). Przy każdej częstotliwości zmieniano obciążenie silnika od biegu jałowego, przez połowę obciążenia (0.5 znamionowej wartości składowej i_{sq}), do znamionowego obciążenia silnika. Puste pola tabeli dla częstotliwości 5 i 1 Hz wynikają z braku możliwości obciążenia silnika przy małych prędkościach. W ostatniej kolumnie tabeli XIII przedstawiono procentowy spadek liczby łączek przekształtnika sterowanego metodą wektorową w stosunku do metody nadążnej z trzema niezależnymi komparatorami, odniesiony do metody nadążnej. Wyniki badań laboratoryjnych w pełni potwierdzają tendencje obserwowane w badaniach symulacyjnych (tabela XII). Zaproponowana metoda wektorowa umożliwia zmniejszenie liczby łączek od kilku (8)% – przy maksymalnej częstotliwości f_o , do kilkudziesięciu (92)% – przy częstotliwości równej 1 Hz.

Skuteczność metody wektorowej (w zmniejszaniu liczby łączek) jest tym większa, im większa jest różnica pomiędzy wektorem $\bar{U}_{ds}$ i $\bar{U}_s^*$ (zależnym od E_s i $\bar{i}_{sdq}^*$). Z kolei, dla określonej częstotliwości f_o , wpływ prądu obciążenia na liczbę łączek zależy jest od przedziału siły elektromotorycznej E_s . Na ogół, im dłuższy jest wektor $\bar{U}_s^*$, określony zależnością (4.27b) (przy stałym wektorze $\bar{U}_{ds}$), tym mniejsza jest liczba łączek.

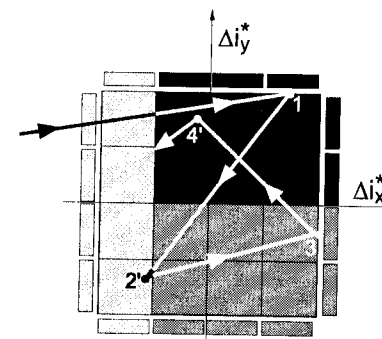
5. ZINTEGROWANY SYSTEM STEROWANIA PRZEKSZTAŁNIKA AC/DC/AC

Zaproponowana w pracy konfiguracja części energetycznej przekształtnika AC/DC/AC ze wspólnym układem komutacyjnym (quasi-rezonansowym), przedstawiona na rysunku 3.18, stwarza możliwości dodatkowej (oprócz indywidualnej – przekształtników AC/DC i DC/AC) minimalizacji liczby łączów zaworów przekształtnika. Centralny układ komutacyjny (podłączony do obwodu pośredniczącego prądu stałego) powoduje obniżenie do zera napięcia w obwodzie pośredniczącym na czas 3-6 μ s. W tym czasie możliwe jest przełączenie bez strat mocy nie tylko tego łącznika, który spowodował uruchomienie układu quasi-rezonansowego, ale również dowolnej liczby pozostałych łączników obu przekształtników. W rozdziale czwartym opisano możliwości ograniczania strat metodą pośrednią, przez minimalizację liczby łączów każdego przekształtnika (AC/DC i DC/AC) indywidualnie. W tym rozdziale opisano zasadę wspólnego sterowania obu przekształtników [176], [177].

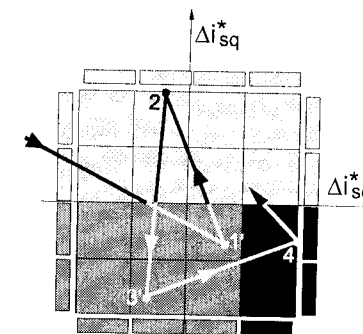
5.1. Zasada optymalizacji sterowania przekształtnika AC/DC/AC

Wykorzystując właściwość konfiguracji przekształtnika z układem quasi-rezonansowym, która w trakcie jednego cyklu komutacyjnego umożliwia przełączanie (bez zwiększenia strat mocy wydzielających się głównie w układzie rezonansowym) dowolnej liczby łączników, zaproponowano sterowanie umożliwiające dodatkowe zmniejszenia liczby łączów (rozumianych jako liczba załączeń układu komutacyjnego). Istota metody polega na wykorzystaniu przełączenia przekształtnika, inicjującego proces komutacji, do przełączenia również na korzystniejszą trajektorię wektora prądu w drugim przekształtniku. Zasadę działania proponowanego układu sterowania przedstawiono na rysunku 5.1.

a) Obszar uchybu przekształtnika AC/DC



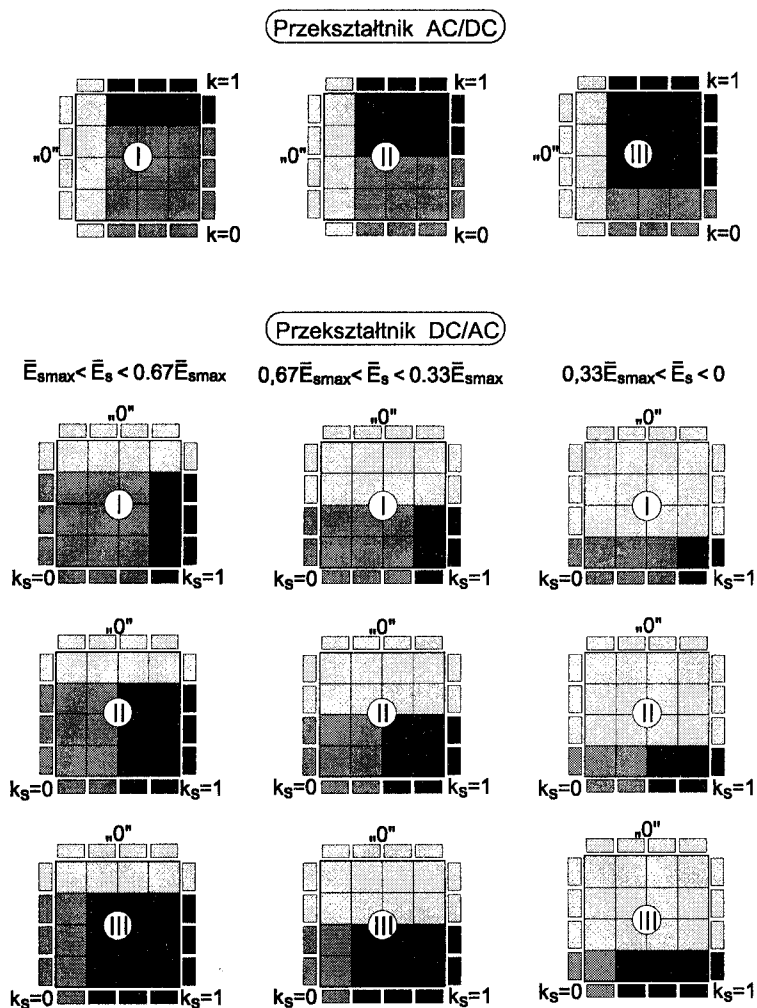
b) Obszar uchybu przekształtnika DC/AC



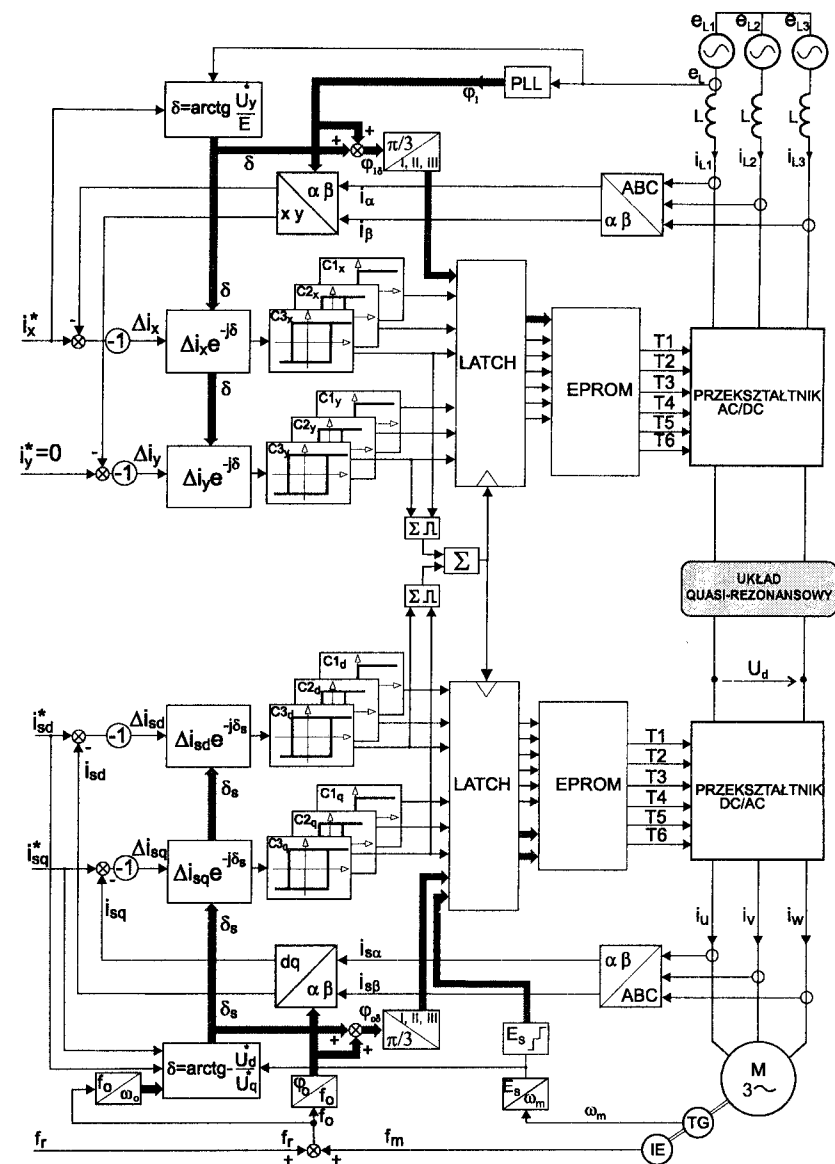
Rys. 5.1. Zasada optymalnego sterowania przekształtnika AC/DC/AC

Na przykład, jeżeli przełączenie wywołane zostało wyjściem wektora prądu $\vec{i}_{xy}$ poza kwadrat obszaru uchybu w przekształtniku AC/DC (punkt 1), to również przełączany jest przekształtnik DC/AC (punkt 1') na trajektorię, która wydłuży jego czas do następnego przełączenia. Kolejne przełączenie (punkt 2) inicjowane jest przez przekształtnik DC/AC i przy tej okazji przełączany jest również przekształtnik AC/DC (punkt 2') itd. Jak można zauważyć na rysunku 5.1, optymalne przełączenia przypisano nie tylko odcinkom brzegu obszaru uchybu (jak miało to miejsce w przypadku optymalizacji indywidualnej przekształtników AC/DC i DC/AC), ale również wewnątrz tego obszaru. Przypisanie optymalnych przełączeń wewnętrznym obszarom uchybu odbywa się na identycznych zasadach jak dla każdego przekształtnika indywidualnie. Kolejnym obszarom przypisywane są wektory napięcia (k lub k_s), które kierują wektory prądów na możliwie najdłuższą drogę przy minimalnej prędkości (o której decyduje długość wektora kierunku odpowiadającego określonym wektorowi napięcia). Optymalizacja każdego przekształtnika odbywa się na podstawie rysunków odpowiednio: 4.14 – dla przekształtnika AC/DC i 4.34 – dla przekształtnika DC/AC. Wyniki optymalizacji przedstawiono na rysunku 5.2. Wewnętrzne obszary uchybów identyfikowane są za pomocą tych samych komparatorów, które wykorzystywane były do identyfikacji zewnętrznych 16 sektorów obszaru uchybu.

Strukturę układu sterowania przedstawia rysunek 5.3. Jest ona połączeniem obu schematów sterowania przedstawionych na rysunkach 4.12 i 4.32.



Rys. 5.2. Sposób przyporządkowania wektorów napięcia w przekształtnikach AC/DC (k) i DC/AC (k_s) przy zintegrowanym sterowaniu przekształtnika AC/DC/AC



Rys. 5.3. Schemat układu sterowania przekształtnika AC/DC/AC

Obie struktury połączono poprzez zsumowanie impulsów pochodzących z najszer-szych komparatorów $C3_{x,y}$ i $C3_{d,q}$ określających wyjście któregośkolwiek wektora prądu ($\bar{i}_{xy}$, $\bar{i}_{sdq}$) poza swój obszar uchybu. Tak więc każde wyjście jednego z wektorów poza obszar uchybu powoduje identyfikację położenia wektora prądu w drugim przekształtniku i wybranie optymalnych przełączeń dla obu przekształtników. W związku z tym do pamięci EPROM obu przekształtników wpisano dodatkowo optymalne przełączenia zgodnie z rysunkiem 5.2.

5.2. Wyniki badania laboratoryjnego przekształtnika AC/DC/AC

Badania laboratoryjne (podobnie jak dla przekształtników AC/DC i DC/AC) prowadzono na modelu przekształtnika AC/DC/AC o strukturze części energetycznej przedstawionej na rysunku 3.18. Część sterująca, z nadrzędnymi układami regulacji napięcia przekształtnika AC/DC oraz prędkości w układzie sterowania przekształtnika DC/AC, zasilającego silnik klatkowy, odpowiada strukturze przedstawionej na rysunku 3.21. Układy wektorowej regulacji prądów zrealizowano przez połączenie struktur wektorowego sterowania przekształtników AC/DC i DC/AC według schematu 5.3. Dodatkowo w odpowiednich pamięciach EPROM zapisano optymalne przełączenia odpowiadające wewnętrznym sektorom uchybów.

Badania przeprowadzono (podobnie jak dla poprzednich przekształtników) przy parametrach układu zamieszczonych w tabelach I, II, III (p. 3.5) i napięciach: $U_d = 250$ V, $E_L = 90$ V (E_L – skuteczna wartość napięcia fazowego sieci zasilającej).

Na kolejnych rysunkach przedstawiono wyniki testów układu zintegrowanego sterowania przekształtnika AC/DC/AC.

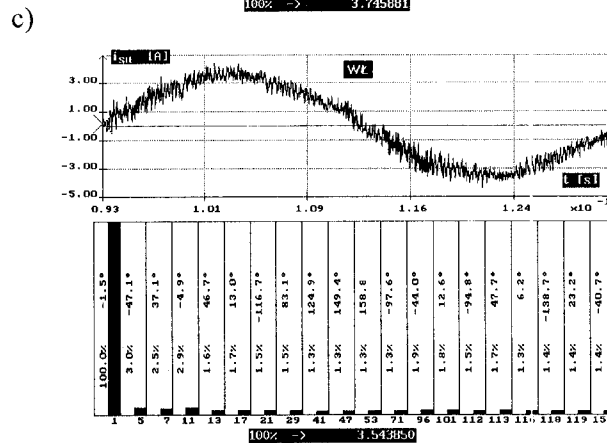
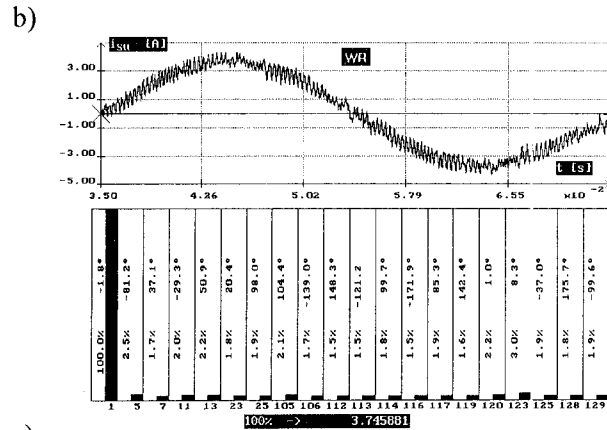
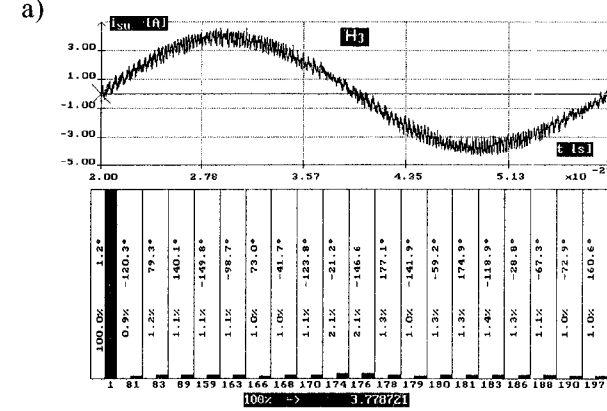
Na rysunkach 5.4, 5.5, 5.6 porównano wyniki badań pętli prądowej przekształtnika DC/AC zrealizowanej na podstawie metody:

- nadążnej z trzema niezależnymi komparatorami fazowymi (H_3),
- wektorowej, prądowej – przy indywidualnej optymalizacji sterowania każdego przekształtnika (wektorowa rozdzielna – WR),
- wektorowej, prądowej – przy zintegrowanym sterowaniu obu przekształtników (wektorowa łączna – WL).

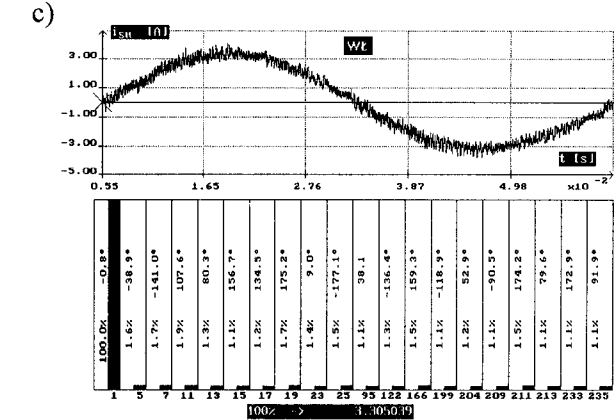
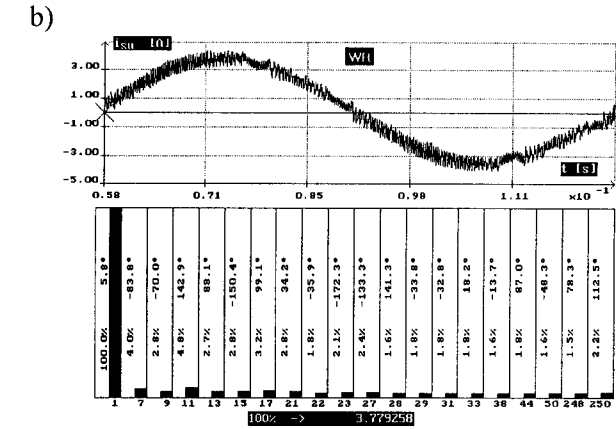
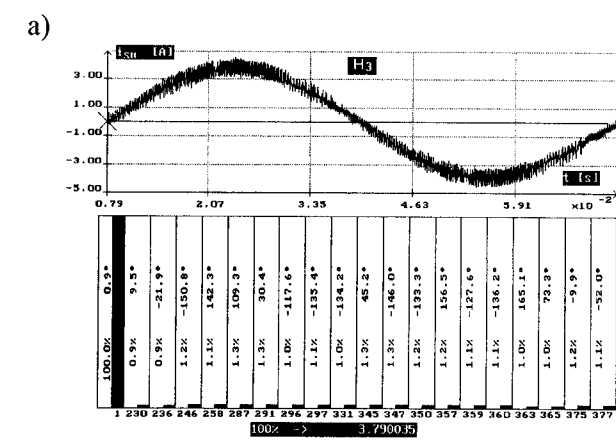
Rysunki te przedstawiają prąd jednej fazy wyjściowej przekształtnika i_{su} , oraz jego analizę harmoniczną. Oscylogramy odpowiadają środkom przedziałów, na które został podzielony cały zakres siły elektromotorycznej E_s odpowiednio: $f_o = 26$ Hz – rysunek 5.4, $f_o = 16$ Hz – rysunek 5.5, $f_o = 5$ Hz – rysunek 5.6.

Wartości histerez prądów (kwadratowy – $\Delta i_{sd(q)}^*$ i sześciokątny – Δi_{s-3h}^* obszar uchybu – tabela XIII) dobrano tak, że zapewnia to jednakowy maksymalny uchyb wektora prądu w obu metodach sterowania. Ze względu na zmniejszającą się częstotliwość łączy tranzystorów w metodzie WR w stosunku do H_3 wraz ze zmniejszeniem częstotliwości f_o , widmo przesuwają się w sposób oczywisty w kierunku niższych częstotliwości. Dzięki wspólnemu przełączaniu obu przekształtników w metodzie WL , w stosunku do WR , zapewnione jest zmniejszenie liczby łączy całego przekształtnika, rozumianej jako liczba załączeń układu komutacyjnego. Jednakże każdy z przekształtników osobno może przełączać się częściej, nie tylko wtedy, gdy jego własny uchyb generuje przełączenie, ale również gdy przełączany jest drugi przekształtnik. Stąd też skład harmonicznego prądu układu WL jest nieco lepszy (mniejsze amplitudy odpowiadających sobie harmonicznym) niż skład harmonicznego prądu układu WR .

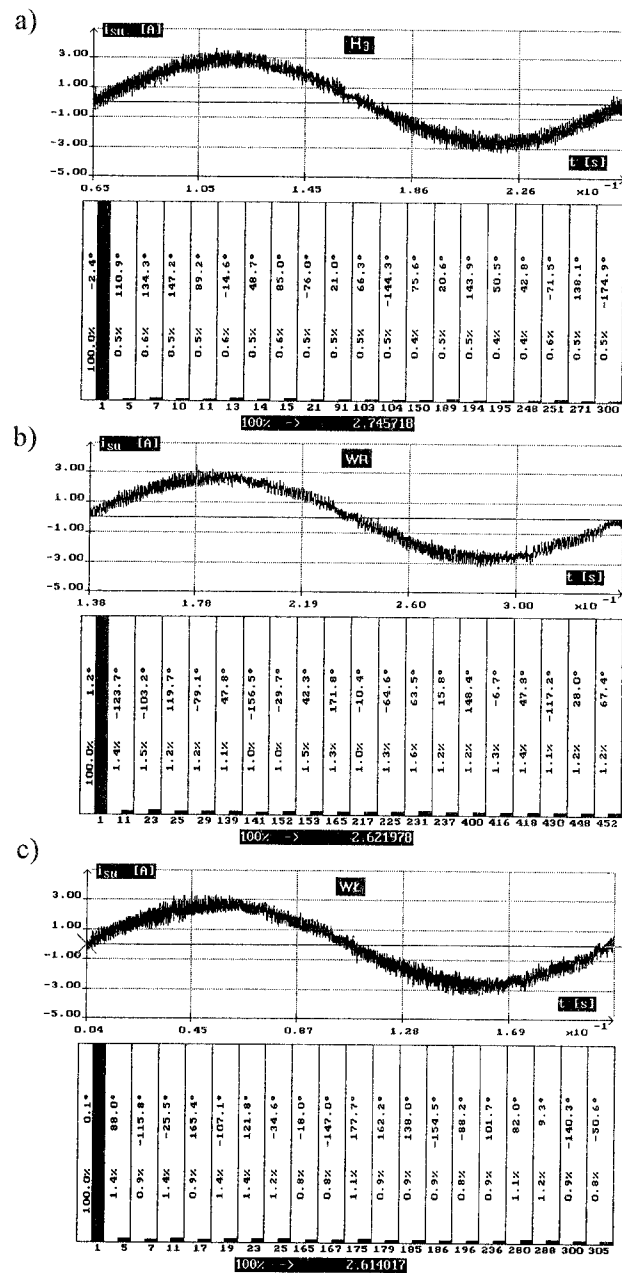
Na rysunku 5.7 przedstawiono prądy wejściowe i_{L1} przekształtnika AC/DC odpowiednio dla trzech metod sterowania H_3 , WR i WL przy częstotliwości 50 Hz. Wnioski wynikające z obserwacji prądów i ich analizy harmonicznego są podobne jak dla przekształtnika DC/AC. Ze względu na mniejszy zysk w minimalizacji liczby łączy (tabela X) różnice w analizie harmonicznego, na korzyść sterowania wektorowego WR w porównaniu z H_3 , są znikome. Analogicznie jak w przekształtniku DC/AC, skład harmonicznego prądu układu WL jest lepszy (brak niskoczęstotliwościowych składników w prądzie przekształtnika AC/DC – rys. 5.7c) niż układu WR .



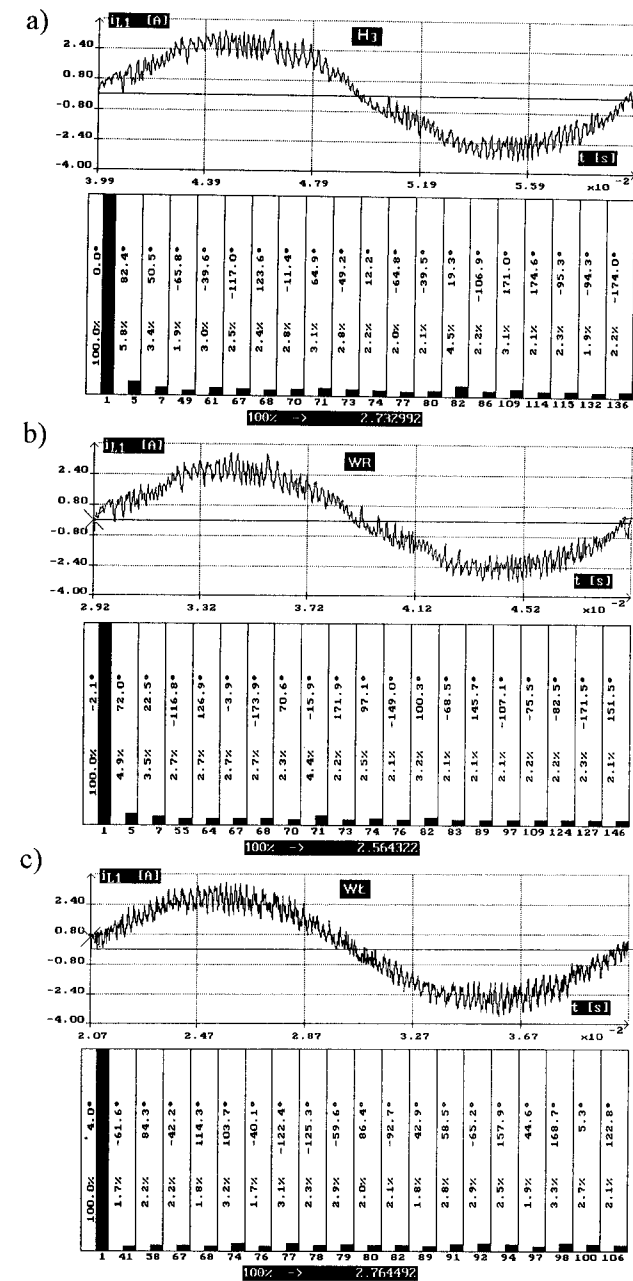
Rys. 5.4. Oscylogramy prądów wyjściowych przekształtnika DC/AC oraz ich analiza harmoniczna przy trzech metodach sterowania: H_3 – (a), WR – (b) oraz WL – (c) przy częstotliwości $f_o = 26$ Hz



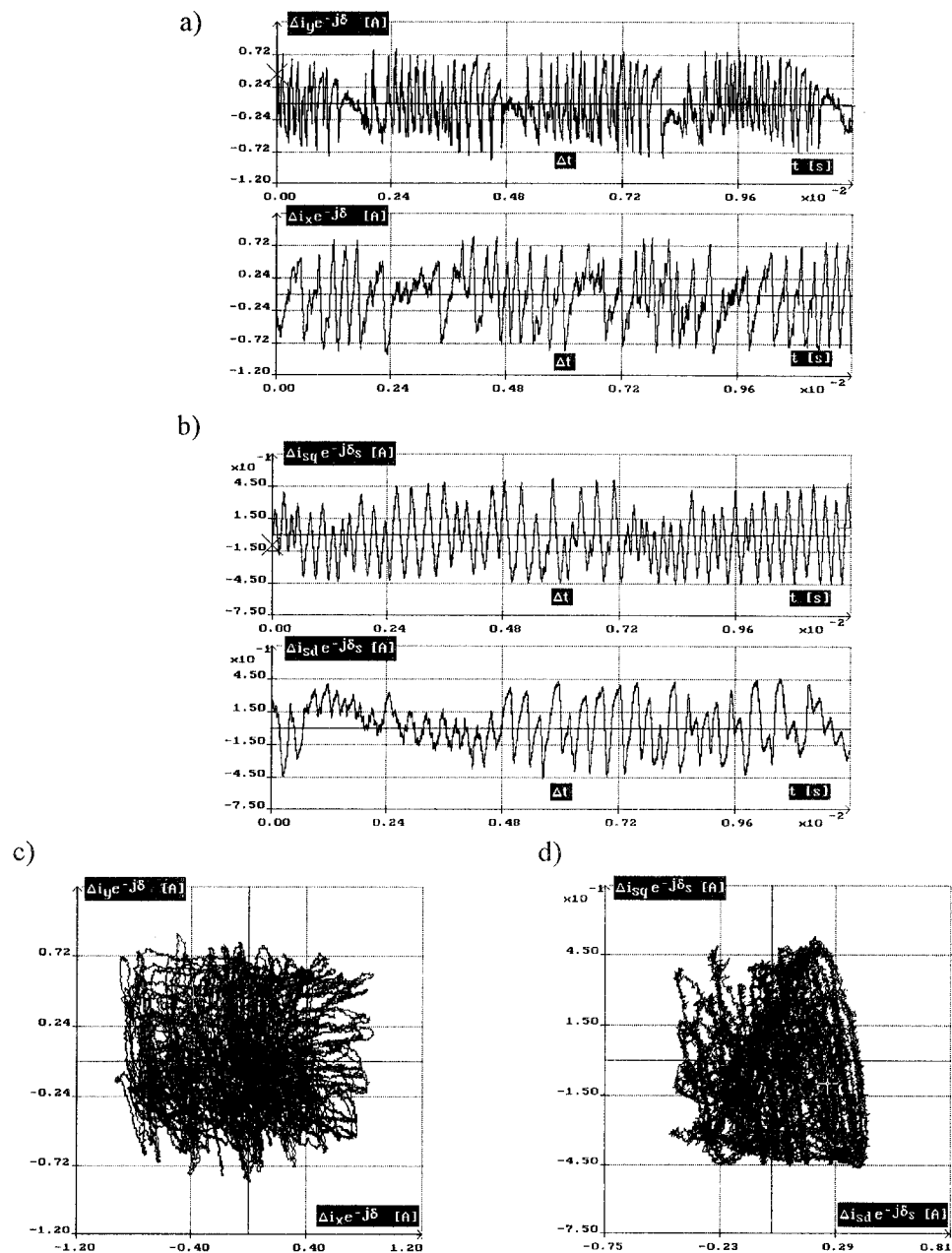
Rys. 5.5. Oscylogramy prądów wyjściowych przekształtnika DC/AC oraz ich analiza harmoniczna przy trzech metodach sterowania: H_3 – (a), WR – (b) oraz WL – (c) przy częstotliwości $f_o = 16$ Hz



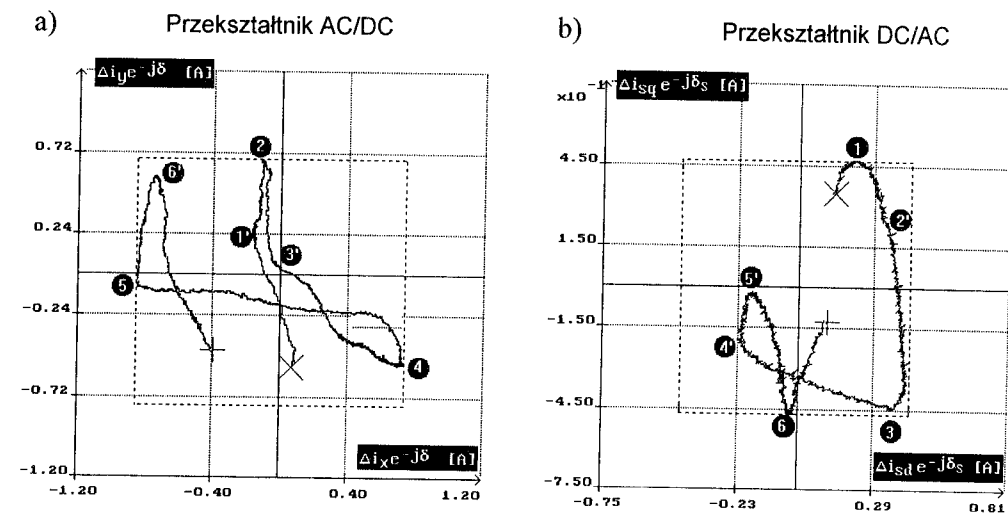
Rys. 5.6. Oscylogramy prądów wyjściowych przekształtnika DC/AC oraz ich analiza harmoniczna przy trzech metodach sterowania: H_3 – (a), WR – (b) oraz WL – (c) przy częstotliwości $f_o = 5$ Hz



Rys. 5.7. Oscylogramy prądów wejściowych przekształtnika AC/DC oraz ich analiza harmoniczna przy trzech metodach sterowania: H_3 – (a), WR – (b) oraz WL – (c) przy częstotliwości $f_o = 50$ Hz



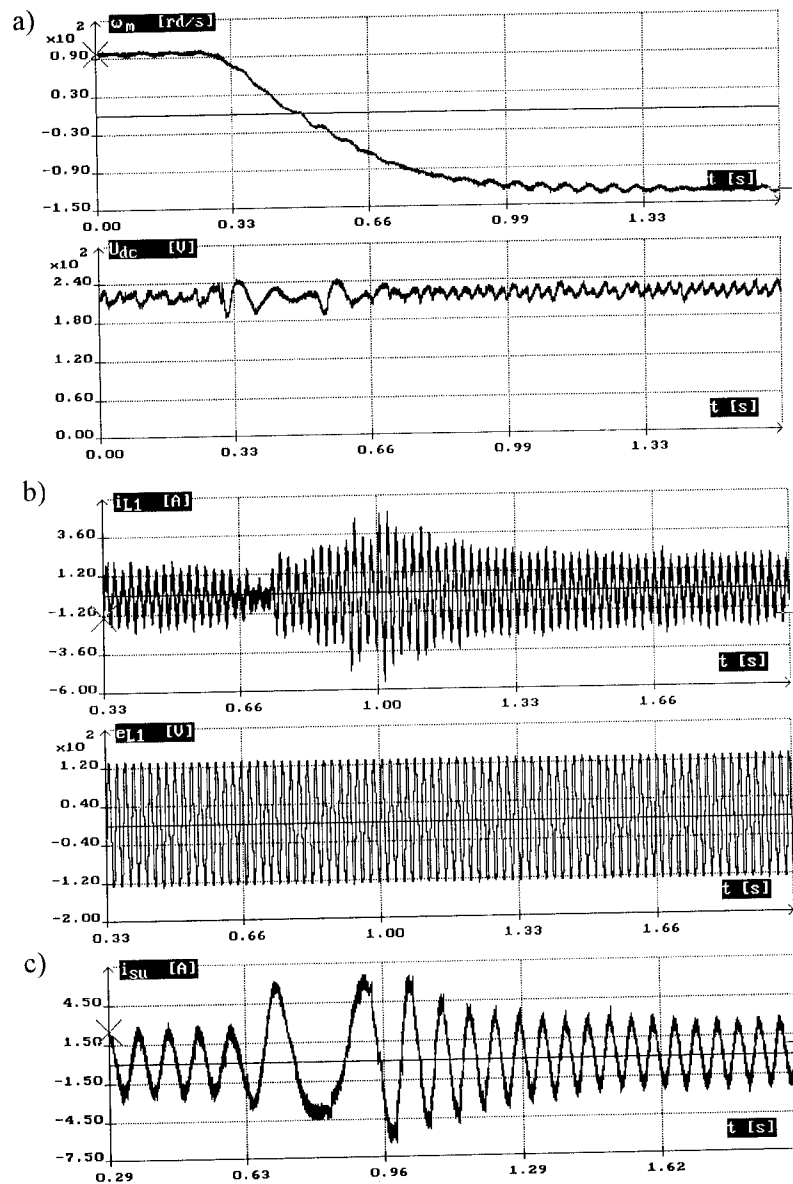
Rys. 5.8. Ocsylogramy przebiegów wektorów uchybu $\Delta \bar{i}_{xy} e^{-j\delta}$ (a), $\Delta \bar{i}_{sdq} e^{-j\delta_s}$ (b) oraz ich trajektorie (c), (d) w wirującym układzie współrzędnych dq



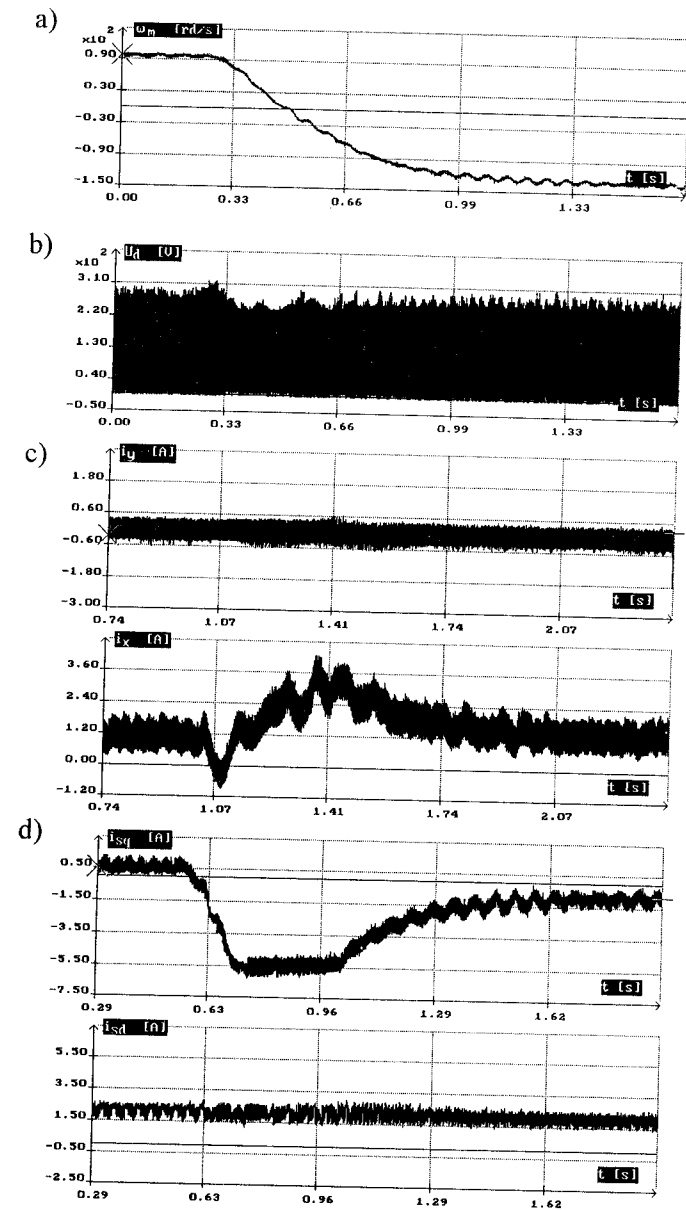
Rys. 5.9. Ocsylogramy wektorów uchybu $\Delta \bar{i}_{xy} e^{-j\delta}$, $\Delta \bar{i}_{sdq} e^{-j\delta_s}$ ilustrujące przełączenia w przekształtniku AC/DC (a) i DC/AC (b) przy zintegrowanym sterowaniu przekształtnika AC/DC/AC w przedziale czasu Δt (rys. 5.8a,b)

Rysunek 5.8a,b przedstawia oscylogramy składowych uchybów przekształtnika AC/DC ($\Delta \bar{i}_{xy} e^{-j\delta}$) i DC/AC ($\Delta \bar{i}_{sdq} e^{-j\delta_s}$) obróconych odpowiednio o kąt: δ i δ_s . Przebiegi czasowe obróconych składowych uchybów pozwalają ocenić (dzięki temu, że granice obszarów uchybów są równoległe do odpowiednich osi układu współrzędnych, niezależnie od wartości kątów δ i δ_s – rys. 5.8c,d), który przekształtnik, a właściwie która składowa uchybu, wychodzi poza obszar uchybu (komparatory $C3_{xy}$, $C3_{dq}$) powodując przełączenie w całym przekształtniku. Przebiegi czasowe (rys. 5.8a,b) pozwalają zaobserwować jak działa zintegrowany system sterowania tzn., która składowa inicjuje proces komutacyjny i jakie są tego skutki w drugim przekształtniku. Jak ilustruje to rysunek 5.9, przedstawiający fragment trajektorii obróconych wektorów uchybów (w czasie Δt oznaczonym na rys. 5.8a,b), nie zawsze podczas komutacji trajektorie obu przekształtników ulegają zmianie. Tym niemniej część przełączeń występuje jednocześnie, powodując w efekcie zmniejszenie liczby uaktywnień układu komutacyjnego.

Rysunki 5.10, 5.11 prezentują właściwości przekształtnika AC/DC/AC w stanach przejściowych podczas nawrotu przy biegu jałowym silnika. Ocsylogram składowej i_x (rys. 5.11) pokazuje chwilowy zwrot energii do źródła napięcia w czasie gdy składowa ta zmienia znak podczas hamowania silnika.



Rys. 5.10. Oscylogramy prędkości mechanicznej ω_m , napięcia U_{dc} w układzie komutacyjnym (a), chwilowej wartości prądu wejściowego przekształtnika i_{L1} oraz odpowiadające mu napięcie fazy zasilającej e_{L1} (b) i wyjściowego prądu fazowego przekształtnika (prądu fazy silnika) i_{su} (c) podczas nawrotu silnika



Rys. 5.11. Oscylogramy prędkości mechanicznej ω_m (a), napięcia w obwodzie pośredniczącym prądu stałego U_d (b), składowe wektora prądu wejściowego $\vec{i}_{xy}$ (c) oraz wyjściowego $\vec{i}_{sdq}$ (d) podczas nawrotu silnika

Tabela XIV

Zestawienie liczby łączów przekształtników AC/DC, DC/AC, AC/DC/AC

		Liczba łączów (LP)								Zmniejszenie LP w AC/DC/AC [%]			
	f_o	AC/DC		DC/AC		AC/DC/AC							
	Hz	b. jał.	$(i_{sq}^*)_N$	b. jał.	$(i_{sq}^*)_N$	b. jał.	$(i_{sq}^*)_N$						
H_3	33	13100	11800	14500	12000	27600	24 600	H_3					
	26	13400	11850	21700	18000	35100	30 150						
	23	13600	11950	22000	21250	35600	33 200						
	22												
	21	13650	11850	20700	23200	34350	35 050						
	16	13750	11900	19600	23150	33350	35 050						
	12	13900	11950	21000	18400	34900	30 350						
	11												
	10	13900	11950	21950	18900	35850	30 850						
	5	14050	-	24200	-	38250	-						
	1	14100	-	29800	-	43900	-						
									$\frac{LP_{H_3} - LP_{WR}}{LP_{H_3}} [\%]$				
WR	33	12050	11100	13100	10650	25150	21 750	WR		9	12		
	26	12200	11150	14400	12700	26600	23 850			24	21		
	23	12300	11150	12500	12250	24800	23 400			30	30		
	22												
	21	12400	11200	11150	12550	23550	23 750			31	32		
	16	12800	11250	9750	11400	22550	22 650			32	35		
	12	13150	11200	6850	9250	20000	20 450			43	33		
	11												
	10	13150	11250	6450	8500	19600	19 750			45	36		
	5	13200	-	3850	-	17050	-			55	-		
	1	13200	-	2250	-	15450	-			65	-		
									$\frac{LP_{WR} - LP_{WL}}{LP_{WR}} [\%]$		$\frac{LP_{H_3} - LP_{WL}}{LP_{H_3}} [\%]$		
WL	33					16200	16 050	WL		36	26	41	35
	26					16050	17 000			40	29	54	44
	23					15700	17 600			37	25	56	47
	22												
	21					15500	17 550			34	26	55	50
	16					14950	17 450			34	23	55	50
	12					14150	16 850			28	18	59	44
	11												
	10					14200	17 300			28	12	60	44
	5					13950	-			18	-	64	-
	1					13750	-			11	-	69	-
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	

Przeprowadzono również badania pozwalające ocenić skuteczność zaproponowanej zintegrowanej metody sterowania w zmniejszaniu liczby łączów tranzystorów przekształtnika [179]. W tabeli XIV zestawiono liczby łączów w czasie sekundy (częstotliwość łączów) w przekształtnikach AC/DC, DC/AC i AC/DC/AC przy sterowaniu metodą nadążną z trzema niezależnymi komparatorami fazowymi (H_3), metodą wektorowej regulacji prądu przy optymalizacji indywidualnej (WR) i wspólnej obu przekształtników (WL). Przekształtnik badano przy biegu jałowym silnika oraz przy znamionowej wartości składowej prądu i_{sq} , odpowiadającej znamionowemu momentowi obciążenia silnika. Stan biegu jałowego silnika stanowił zmienne obciążenie, jakkolwiek niewielkie, (zależne od prędkości obrotowej silnika), co powodowało różnice w liczbie łączów przekształtnika AC/DC wraz ze zmianą częstotliwości f_o (częstotliwości synchronicznej silnika). Wolne miejsca w tabeli przy obciążeniu znamionowym wynikają z braku możliwości obciążenia silnika przy małych prędkościach. Liczba łączów przekształtnika AC/DC/AC przy sterowaniu WL odpowiada liczbie załączów układu komutacyjnego. W przypadku zintegrowanego sterowania przekształtnika (WL) nie prowadzono indywidualnego zliczania liczby łączów każdego przekształtnika oddzielnie. W kolumnach 10, 11, 12, 13 zestawiono najistotniejsze porównania pozwalające ocenić zaproponowane metody wektorowe sterowania przekształtnika AC/DC/AC. W kolumnach 10, 11 na poziomie sterowania WR (odpowiednio dla biegu jałowego i stanu obciążenia) przedstawiono procentowy spadek liczby łączów przekształtnika AC/DC/AC sterowanego metodą H_3 i metodą wektorową przy indywidualnej optymalizacji obu składowych przekształtników (WR) odniesioną do sterowania H_3 . W tych samych kolumnach na poziomie sterowania WL znajduje się procentowy spadek liczby łączów przekształtnika AC/DC/AC sterowanego metodą wektorową WR i WL odniesioną do sterowania WR . W kolumnach 12, 13 na poziomie sterowania WL przedstawiono całościowy zysk w minimalizacji liczby łączów, wynikający z zastosowania zintegrowanego sterowania wektorowego WL , w odniesieniu do sterowania H_3 z trzema niezależnymi komparatorami fazowymi. Zmniejszenie liczby łączów od 9% do 65% w przekształtniku WR w stosunku do H_3 wynika głównie ze zmniejszenia jej w przekształtniku DC/AC (przy zmianie częstotliwości wyjściowej od 33 Hz do 1 Hz). Ponadto im większy jest udział łączów przekształtnika DC/AC w całości tym zmniejszenie jest bardziej efektywne. Zmniejszenie liczby łączów przekształtnika sterowanego w sposób zintegrowany (WL) w stosunku do przekształtnika sterowanego wektorowo z indywidualną optymalizacją (WR) za-

wiera się w granicach $11 \div 40\%$. Minimalizacja jest tym bardziej efektywna, im większe i bliższe siebie są liczby łączy przekształtników AC/DC i DC/AC (maksimum występuje przy częstotliwości $f_o = 26$ Hz). Kompleksowe porównanie wszelkich zastosowanych zabiegów minimalizujących łączy (dla przekształtnika AC/DC/AC), polegających na zastosowaniu zintegrowanego sterowania wektorowego, w odniesieniu do sterowania nadążnego (H_3), zamykają się liczbą od 35% do 69% zmniejszenia liczby łączy. Oznacza to, że w tych granicach zmniejszają się również straty łączy w tranzystorach przekształtnika przy zbliżonych histerezach prądów.

6. PODSUMOWANIE

Postawiony cel pracy, którym było opracowanie struktury części energetycznej i sterowania przekształtnika do zastosowań napędowych o wysokiej sprawności energetycznej i o określonych na wstępie wymaganiach technicznych, został zrealizowany przez zmniejszenie głównego składnika strat mocy, tj. strat łączy w tranzystorach przekształtnika. Zmniejszenie łączy strat mocy uzyskano dwiema metodami:

- przez „miękkie” przełączanie tranzystorów w przekształtniku z zastosowaniem dodatkowego quasi-rezonansowego układu komutacyjnego (metoda nazwana przez autora bezpośrednim ograniczeniem strat łączy),
- przez sterowanie ze zmniejszoną liczbą łączy, z zachowaniem wymaganej jakości przebiegów prądów kształtowanych w przekształtniku (metoda nazwana przez autora pośrednim ograniczeniem strat łączy).

Zastosowanie wyżej wymienionych metod w wybranym trójfazowym przekształtniku energoelektronicznym AC/DC/AC spowodowało zmniejszenie strat mocy:

- o około 60% (w porównaniu z „twardo” przełączanym przekształtnikiem) w przypadku zastosowania układu quasi-rezonansowego,
- o około 50% (w porównaniu ze sterowaniem nadążnym) w przypadku zastosowania wektorowej regulacji prądu z minimalizacją liczby łączy,
- o około 80% w przypadku zastosowania obu metod łączy.

Do najważniejszych, zdaniem autora, osiągnięć uzyskanych w pracy należy zaliczyć:

- opracowanie nowej struktury układu quasi-rezonansowego, współpracującego z przekształtnikiem AC/DC/AC oraz nowej metody regulacji prądu z minimalizacją częstotliwości łączy,
- analizę pracy przekształtnika AC/DC/AC z układem quasi-rezonansowym oraz wektorowych regulatorów prądu przekształtników AC/DC i DC/AC,
- opracowanie i wykonanie modelu laboratoryjnego przekształtnika AC/DC/AC z układem quasi-rezonansowym i regulacją prądów minimalizującą częstotliwość łączy tranzystorów.

Efekty prac teoretycznych, obliczeniowych i eksperymentalnych są przedstawione w następujących stwierdzeniach.

- ♦ Opracowano oryginalny układ quasi-rezonansowy, wspólny dla obu przekształtników składowych (AC/DC i DC/AC). Centralny układ komutacyjny (podłączony do obwodu pośredniczącego prądu stałego) powoduje obniżenie do zera napięcia w obwodzie pośredniczącym w chwilach wymaganego przełączenia któregośkolwiek tranzystora dowolnego przekształtnika.
- ♦ Przeprowadzono wszechstronną analizę współpracy układu komutacyjnego z przekształtnikami AC/DC, DC/AC i AC/DC/AC na podstawie symulacji komputerowych i badań modelu laboratoryjnego. Przedstawiono wytyczne do projektowania układu wspomagającego przełączanie.
- ♦ Metodą analityczno-graficzną przeanalizowano modele układów: sieć – przekształtnik AC/DC oraz przekształtnik DC/AC – silnik indukcyjny, opisane równaniami w wirujących układach współrzędnych, odpowiednio z pulsacją sieci zasilającej i pulsacją synchroniczną silnika. Pozwoliło to na sformułowanie warunków i zasad sterowania PWM z regulacją prądów, w wirujących układach współrzędnych, w odniesieniu do obu typów przekształtników. W analizie przekształtnika DC/AC uwzględniono rezystancję stojana silnika, co umożliwiło obserwację zmiany warunków kontrolowania wektora prądu w zakresie niskich prędkości obrotowych napędu.
- ♦ Zaproponowano układy sterowania przekształtników AC/DC i DC/AC z wektorową regulacją prądu, umożliwiające pracę ze zmniejszoną częstotliwością łączy (indywidualnie dla każdego przekształtnika) w stanach ustalonych. Dobrą dynamikę układu regulacji prądu w stanach przejściowych zapewniono przez dodatkowe nadążne sterowanie histerezy (trzy niezależne komparatory fazowe) o zwiększonej pętli histerezy. Istotną nowością zaproponowanego regulatora prądu z tabelaryzacją przełączeń jest obrót kwadratowego obszaru uchybu wektora prądu o kąt δ . Zapewnia to dobre właściwości regulatora (prądy bliskie sinusoidalnym) i znaczące (około 90%) zmniejszenie częstotliwości łączy tranzystorów przekształtnika (w stosunku do sterowania z trzema niezależnymi komparatorami fazowymi), zwłaszcza przy małych prędkościach kątowych silnika zasilanego z optymalizowanego przekształtnika DC/AC.
- ♦ Zaproponowano zintegrowane sterowanie obu przekształtników, możliwe do zrealizowania dzięki przyjętej topologii części energetycznej przekształtnika AC/DC/AC ze wspólnym układem komutacyjnym; umożliwia ono dodatkowe

(w stosunku do indywidualnej optymalizacji każdego przekształtnika) zmniejszenie częstotliwości łączy tranzystorów.

- ♦ Zbudowano model laboratoryjny przekształtnika AC/DC/AC z układem quasi-rezonansowym do „miękkiego” przełączania, sterowany według zaproponowanej metody z tabelaryzacją przełączeń i minimalizacją częstotliwości łączy.
- ♦ Zweryfikowano eksperymentalnie komputerowo symulowane działanie układu komutacyjnego oraz jego współdziałanie z przekształtnikiem AC/DC/AC. Badania laboratoryjne potwierdziły ponadto wyniki symulacji, wykazując znaczące (35-69%) zmniejszenie częstotliwości łączy z proponowaną wektorową regulacją prądu w porównaniu do histerezy sterowania nadążnego z trzema niezależnymi komparatorami fazowymi.
- ♦ Potwierdzono doświadczalnie około trzykrotne ograniczenie strat łączy (w stosunku do układu „twardo” przełączanego) przez zastosowanie centralnego układu komutacyjnego. Badanie strat mocy w układzie komutacyjnym oraz w jednofazowym przekształtniku AC/DC/AC przeprowadzono wykorzystując zaproponowaną metodę doświadczalno-obliczeniową, pozwalającą jednoznacznie określić efekty zastosowania układu wspomagającego przełączanie tranzystorów przekształtnika. Zmniejszenie strat łączy pozwoliło na podwyższenie sprawności przetwarzania energii w przekształtniku i ograniczenie gabarytów radiatorów chłodzących tranzystory.
- ♦ Badanie laboratoryjne przekształtnika AC/DC/AC w stanach statycznych i dynamicznych wykazało, że spełnia on wymagania sformułowane na wstępie pracy.

Wyniki rozważań teoretycznych oraz szczegółowe rozwiązania praktyczne przedstawione w pracy mogą być wykorzystane w ograniczaniu strat łączy i w optymalizacji sterowania także innych rodzajów przekształtników.

Przedstawiony układ komutacyjny może być stosowany nie tylko do przekształtnika AC/DC/AC, ale – jak wykazano w pracy – również do przekształtników AC/DC i DC/AC. Jego skuteczność w ograniczaniu strat łączy będzie wówczas odpowiednio mniejsza.

Wyniki analizy teoretycznej kierunków poruszania się wektora prądu przy różnych wektorach napięć formowanych przez przekształtnik umożliwiają tworzenie nowych struktur sterowania (zależnie od przyjętego kryterium optymalizacji). Ponadto mogą one służyć do analizy i oceny poprawności działania innych rozwiązań proponowanych w literaturze.

Zdaniem autora opracowana metoda analizy i projektowania oraz wyniki badań mogą być wykorzystane przy budowie nowoczesnych przekształtników PWM o zwiększonej gęstości upakowania (*power density*) na potrzeby zarówno napędów prądu przemiennego, jak i urządzeń kondycjonowania mocy (*power conditioning*).

LITERATURA

- [1] Abeyratne S. G., Aydemir M. T., Lipo T. A., Murai Y., Yoshida M.: *Current clamped PWM quasi-resonant DC link series resonant converter*. IEEE-IAS Annual Meeting, Vol. 2, 1994, s. 820–826.
- [2] Aleksandrowicz S., Sikorski A.: *Sterowanie wektorowe przekształtnika DC/AC - realizacja mikroprocesorowa*. VI Sympozjum Naukowe pt.: Podstawowe Problemy Energoelektroniki i Elektromechaniki, PPEE'95, Ustroń, 1995, s. 159–164.
- [3] Aleksandrowicz S., Sikorski A.: *The Properties of the PWM vectorial control algorithms of the three phase voltage inverter*. International Conference on Electrical Drives and Power Electronics, Vol. 2, Košice, Slovakia, 1996, s. 577–582.
- [4] Aleksandrowicz S., Sikorski A.: *Właściwości algorytmów sterowania wektorowego MSI*. Konferencja: Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym, T. 1, Łódź, 1995, s. 10–15.
- [5] Aleksandrowicz S., Sikorski A., Ruszczyk A.: *Realizacja wybranych bloków wektorowego sterowania prądowego przekształtnika DC/AC*. Konferencja nt.: Energoelektronika w zastosowaniach przemysłowych, T. 2, Warszawa-Międzyzlesie, 1996, s. 93–98.
- [6] Baadre U., Depenbrock K., Gierse G.: *Direct self control (DSC) of inverter-fed induction machine: a basis for speed control without speed measurement*. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 28, no. 3, (1992), s. 581–588.
- [7] Barbi I., Martins D. C.: *A true PWM zero-voltage switching pole with very low additional RMS current stress*. IEEE Power Electronics Specialist Conference, 1991, s. 261–267.
- [8] Bauer P., Klassens J. B.: *A novel control principle for parallel resonant voltage link converters*. International Conference on Electrical Drives and Power Electronics, Vol. 2, Košice, CSFR, 1992, s. 457–461.
- [9] Bernat F., Javúrek J., Valouch V.: *Modern control methods of IM drives*. International Conference on Electrical Drives and Power Electronics, Vol. 1, Košice, CSFR, 1992, s. 134–139.
- [10] Biringer P. P.: *General analysis of voltage sourced inverters with tolerance band control*. International Conference on Electrical Drives and Power Electronics, Vol. 1, Košice, CSFR, 1992, s. 213–218.

- [11] **Bogdan A., Citko T.:** *The new vector control method of the converter*. IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Budapest, Hungary, 1993, s. 225–228.
- [12] **Bose B. K.:** *An adaptive hysteresis band current control technique of a voltage-fed PWM inverter for machine drive systems*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 37, no. 5, (1990), s. 402–408.
- [13] **Bose B. K.:** *Power electronics and variable frequency drives*. New York, IEEE Press, 1997.
- [14] **Brandstetter P.:** *Modern control methods of induction motor drive*. Conference on Power Electronics Motion Control, Vol. 2, Warsaw, 1994, s. 1092–1096.
- [15] **Brandstetter P., Mech M.:** *A permanent magnet synchronous motor drive with direct torque control*. International Conference on Power Electronics Motion Control, Vol. 1, Warsaw, 1994, s. 327–330.
- [16] **Brandstetter P., Mech M.:** *Control methods for permanent magnet synchronous motor drives with high dynamic performance*. 6th European Conference on Power Electronics and Applications, Vol. 3, Sevilla, Spain, 1995, s. 805–810.
- [17] **Brandstetter P., Mech M.:** *Direct torque and reactive power control of permanent magnet synchronous motor drive with signal processor*. International Conference on Electrical Drives and Power Electronics, Vol. 1, Košice, Slovakia, 1994, s. 93–96.
- [18] **Brock S.:** *A novel space vector based current controller for PWM inverter-fed permanent synchronous motor*. International Conference on Electrical Drives and Power Electronics, Vol. 2, Košice, Slovakia, 1996, s. 442–447.
- [19] **Brock S.:** *Porównanie metod histerezowej regulacji prądu silnika synchronicznego zasilanego z falownika napięcia*. II Konferencja: Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym, T. 1, Łódź, 1995, s. 60–65.
- [20] **Brod D. M., Novotny D. W.:** *Current control of VSI-PWM inverters*. IEEE Trans. Ind. Applicat., Vol. IA-21, no. 3, (1985), s. 562–570.
- [21] **Buhl M. R., Lorenz R. D.:** *Design and implementation of neural networks for digital current regulation of inverter drives*. IEEE-IAS Annual Meeting Conf. Rec., 1991, s. 415–423.
- [22] **Buso S., Rossetto L., Tenti P., Tomasini P., Pomilio J. A.:** *Soft-switched current-fed PWM inverter with space vector modulation*. IEEE-IAS Annual Meeting, Vol. 2, 1994, s. 882–888.
- [23] **Bühler H.:** *Einführung in die theorie geregelter drehstromantriebe Bd I*. Basel Birkhauser Verlag, 1977.

- [24] **Cabrera L. A., Elbulak M. E., Husain I.:** *Tuning the stator resistance of induction motors using artificial neural network*. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 12, no. 5, (1997), s. 779–787.
- [25] **Cabrera L. A., Elbulak M. E., Zinger D. S.:** *Learning techniques to train neural networks as a state selector for inverter-fed induction machines using direct torque control*. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 12, no. 5, (1997), s. 788–799.
- [26] **Casadei D., Grandi G., Serra G.:** *Rotor flux oriented torque-control of induction machines based on stator flux vector control*. 5th European Conference on Power Electronics and Applications, Vol. 5, Brighton, UK, 1993, s. 67–72.
- [27] **Chen L., Blaabjerg F., Frederiksen P. S.:** *An improved predictive control for three-phase PWM AC/DC converter with low sampling frequency*. 20th International Conference on Industrial Electronics Control and Instrumentation, IECON'94, Vol. 1, Bologna, Italy, 1994, s. 399–404.
- [28] **Chen S., Lipo T. A.:** *A passively clamped quasi resonant DC link inverter*. IEEE-IAS Annual Meeting, Vol. 2, 1994, s. 841–848.
- [29] **Cheriti A., Al-Haddad K., Meynard L. A., Mukhedkar D.:** *A rugged soft commutated PWM inverter for AC drives*. IEEE-PESC, 1990, s. 656–662.
- [30] **Cho J. G., Kim H. S., Cho G. H.:** *Novel soft switching PWM converter using a new parallel resonant DC link*. IEEE-PESC Conference Record, 1991, s. 241–247.
- [31] **Citko T., Sikorski A.:** *A new topology of the resonant DC link inverter*. Archiwum Elektrotechniki, T. 43, z. 3, (1994), s. 605–613.
- [32] **Citko T., Sikorski A.:** *Tranzystorowy falownik napięcia ze wspólnym obwodem wspomagającym przełączanie*. V Sympozjum: Podstawowe Problemy Energoelektroniki, Ustroń, 1993, s. 39–45.
- [33] **Citko T., Sikorski A.:** *Warunki wektorowego sterowania predykcyjnego tranzystorowym przekształtnikiem AC/DC o jednostkowym wejściowym współczynniku mocy*. Przegląd Elektrotechniczny, no. 3, (1996), s. 70–73.
- [34] **Citko T., Dubowski M., Sikorski A.:** *AC/DC/AC quasi-resonant transistor's converter for AC drive application*. 6th European Conference on Power Electronics and Applications, Vol. 2, Sevilla, Spain, 1995, s. 567–572.
- [35] **Citko T., Dubowski M., Sikorski A.:** *Układ napędowy z silnikiem prądu przemiennego zasilanym z przekształtnika tranzystorowego*. II Konferencja: Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym, T. 1, Łódź, 1995, s. 83–88.
- [36] **Citko T., Sikorski A., Tunia H.:** *Koncepcja rezonansowego przełączania tranzystorów w mostkowym układzie falownika napięcia*. Sympozjum: Podstawowe Problemy Energoelektroniki i Elektromechaniki, Vol. 3, Ustroń, 1997, s. 45–50.

- [37] **Dawidziuk J.:** *Comparison of resonant pole converters*. International Conference on Electrical Drives and Power Electronics, Vol. 2, Košice, Slovakia, 1996, s. 617–622.
- [38] **Dawidziuk J., Jalbrzykowski S., Prajs Z.:** *A comparison of losses in resonant commutated pole inverter*. International Conference on Power Electronics Motion Control, Vol. 2, Warsaw, 1994, s. 1015–1020.
- [39] **Dawidziuk J., Jalbrzykowski S., Prajs Z.:** *Analysis and experimental evaluation of resonant DC link converter*. International Conference on Electrical Drives and Power Electronics, Vol. 1, Košice, Slovakia, 1992, s. 236–240.
- [40] **Dawidziuk J., Jalbrzykowski S., Prajs Z.:** *Comparison of losses in hard and soft-switched inverters*. International Conference on Electrical Drives and Power Electronics, Vol. 1, Košice, Slovakia, 1996, s. 323–328.
- [41] **De Donker R., Lyons J. P.:** *The auxiliary resonant commutated pole inverter*. IEEE-IAS Annual Meeting Conference Record, 1990, s. 1228–1235.
- [42] **De Donker R., Lyons J. P.:** *Control of three phase power supplies for ultra low THD*. IEEE-APEC '91, 1991, s. 662–669.
- [43] **De Doncker R. W., Lyons J. P.:** *The auxiliary quasi-resonant DC link inverter*. IEEE-PESC Conference Record, 1991, s. 249–253.
- [44] **De Doncker R. W., Lyons J. P.:** *An auxiliary quasi-resonant DC link inverter for switched reluctance machines*. 4th European Conference on Power Electronics and Application, Vol. 4, Firenze, Italy, 1991, s. 018–023.
- [45] **De Doncker R. W., Venkataramanan G.:** *A new single phase AC to DC zero voltage soft switching converter*. IEEE-PESC Conference Record, 1990, s. 206–212.
- [46] **De Doncker R. W., Demirci O., Arthur S., Temple V. A.:** *Characteristics of GTO's and high-voltage MCT's in high-power soft-switching converters*. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 30, no. 6, (1994), s. 1548–1556.
- [47] **De Doncker R. W., Luckjiff G. A., Hochgraf C. G.:** *Hardware implementation and experimental evaluation of the resonant boost rectifier*. 4th European Conference on Power Electronics and Application, Vol. 2, Firenze, Italy, 1991, s. 025–028.
- [48] **Dehmlow M., Heumann K.:** *Design of an auxiliary resonant commutated pole inverter in a power range of 50 kW*. International Conference on Power Electronics Motion Control, Vol. 2, Warsaw, 1994, s. 961–966.
- [49] **Dehmlow M., Heumann K., Sommer R.:** *Comparison of semiconductor device losses in hard switched and zero voltage switched inverter systems*. 5 th European Conference on Power Electronics and Applications Materials and Devices, Vol. 2, Brighton, UK, 1993, s. 419–424.

- [50] **Dehmlow M., Heumann K., Sommer R.:** *Comparison of resonant converter topologies*. IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Budapest, Hungary, 1993, s. 765–770.
- [51] **Depenbrock M.:** *Direct self-control (DSC) of inverter-fed induction machine*. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. PE-3, no. 4, (1988), s. 420–429.
- [52] **Depenbrock M.:** *Direkte selbstregelung (DSR) für hochdynamische drehfeld antriebe mit stromrichterspeisung*. ETZ_Archiv, Bd. 7, H. 7, (1985), s. 211–218.
- [53] **Deshapande V. V., Doradla S. R.:** *A new topology for parallel DC link with reduced peak voltage*. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 32, no. 2, (1996), s. 301–307.
- [54] **Deshpande V. V., Doradla S. R.:** *A detailed study of losses in the reduced voltage resonant link inverter topology*. IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 13, no 2, 1998, s. 337–344.
- [55] **Divan D. M.:** *The resonant DC link inverter - a new concept in static power conversion*. IEEE-IAS Conference Records, 1986, s. 648–656.
- [56] **Divan D. M., Skibiński G.:** *Zero switching loss inverters for high power applications*. IEEE-IAS Conference Records, 1987, s. 627–634.
- [57] **Divan D. M., Venkataramanan G.:** *Comparative evaluation of switching inverter topologies*. 4th European Conference on Power Electronics and Application, Vol. 2, Firenze, Italy, 1991, s. 13–18.
- [58] **Divan D. M., Venkataramanan G., De Doncker R. W.:** *Design methodologies for soft switched inverters*. IEEE-IAS Annual Meeting Conference Record, 1987, s. 758–766.
- [59] **Dote Y., Strefezza M., Suyitno A.:** *Neuro fuzzy robust controllers for drive systems*. IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Budapest, Hungary, 1993, s. 229–235.
- [60] **Dubowski M., Citko T.:** *Comparison of the stability areas of AC driving system controlled by „accurate” or „simplified” indirectly field oriented method*. International Conference on Power Electronics Motion Control, Warsaw, Poland, 1994, s. 105–110.
- [61] **Dubowski M., Citko T.:** *Definition of stable-work range of the indirectly controlled drives working without adaptive mechanism of control*. International Conference on Electrical Drives and Power Electronics, Košice, CSFR, 1992, s. 278–282.
- [62] **Duszczyk K., Przywara G., Ruda A.:** *Analysis of electric drive system with resonant inverter*. International Conference on Power Electronics Motion Control, Vol. 2, Warsaw, 1994, s. 1071–1074.

- [63] **Dzieniakowski M. A., Grabowski P. Z.:** *Dwuwarstwowy rozmyty regulator prądu dla trójfazowych falowników napięcia MSI*. II Konferencja: Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym, Łódź – Arturówek, 1995, s. 152–157.
- [64] **Dzieniakowski M. A., Grabowski P. Z.:** *Fuzzy logic controller with state recognition for three phase PWM-VSI*. IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Vol. 1, Warsaw, 1996, s. 438–443.
- [65] **Dzieniakowski M. A., Grabowski P. Z.:** *Two layers fuzzy logic controller for three phase PWM-VSI*. International Conference on Electrical Drives and Power Electronics, Vol. 1, Košice, Slovakia, 1996, s. 139–144.
- [66] **Dzieniakowski M. A., Jakubczak J.:** *Mikroprocesorowa realizacja regulatora prądu opartego o teorię zbiorów rozmytych*. II Konferencja: Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym, Łódź – Arturówek, 1995, s. 158–164.
- [67] **Dzieniakowski M. A., Kaźmierkowski M. P.:** *Microprocessor based novel current regulator for VSI-PWM inverters*. IEEE-PESC Conference Record, Vol. 2, Toledo, 1992, s. 459–464.
- [68] **Dzieniakowski M. A., Kaźmierkowski M. P.:** *A novel discrete current regulator for VSI-PWM inverters*. International Conference on Electrical Drives and Power Electronics, Vol. 2, Košice, Slovakia, 1992, s. 553–557.
- [69] **Dzieniakowski M. A., Kaźmierkowski M. P.:** *Fuzzy tuned PI current controller for PWM-VSI*. International Conference on Power Electronics Motion Control, Vol. 2, Warsaw, 1994, s. 1004–1008.
- [70] **Dzieniakowski M. A., Kaźmierkowski M. P.:** *Self-tuned fuzzy PI current controller for PWM-VSI*. 6th European Conference on Power Electronics and Applications, Vol. 1, Sevilla, Spain, 1995, s. 308–313.
- [71] **Eckel H. G., Sack L., Rascher K.:** *FPGA based control of an ARCP-inverter without additional sensors*. 7th European Conference on Power Electronics and Applications, Vol. 4, Trondheim, Norway, 1997, s. 385–390.
- [72] **Elloumi K., Pouliquen H.:** *A new method to control inverters operating in quasi-resonant mode*. 4th European Conference on Power Electronics and Application, Vol. 2, Firenze, Italy, 1991, s. 190–195.
- [73] **Erhardt L. L., Edlmoser K., Sedlacek M., Zach F. C.:** *A novel low-loss switching method for converters using turn-off power switches (IGBTs, GTOs, etc.)*. 5th European Conference on Power Electronics and Applications Electronics Power Supply Systems, Vol. 3, Brighton, England, 1993, s. 46–51.
- [74] **Flach E., Hoffmann R., Mutschler P.:** *Direct mean torque control of an induction motor*. 7th European Conference on Power Electronics and Applications, Vol. 3, Trondheim, Norway, 1997, s. 672–677.
- [75] **Forest F., Gonzalez J., Costa F.:** *Use of soft-switching principles in PWM voltage inverters design*. 5th European Conference on Power Electronics and Applications Electronics Power Supply Systems, Vol. 3, Brighton, UK, 1993, s. 5–10.
- [76] **Frame S. C., Katsis D., Lee D. H., Lee F. C.:** *A three-phase zero-voltage-transition inverter with inductor feedback*. 7th European Conference on Power Electronics and Applications, Vol. 4, Trondheim, Norway, 1997, s. 708–711.
- [77] **Fratta A., Grassi R., Villata F.:** *Medium power AC/AC converter with forced commutation of the DC voltage supply*. 4th European Conference on Power Electronics and Application, Vol. 4, Firenze, Italy, 1991, s. 509–514.
- [78] **Grabowski P. Z.:** *Sterowanie neuro-fuzzy w układzie DTC dla silnika klatkowego zasilanego z falownika napięcia PWM*. III Krajowa Konferencja Naukowa: Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym, T. 1, Łódź, 1997, s. 189–194.
- [79] **Habetler T. G.:** *A space vector-based rectifier regulator for AC/DC/AC converters*. 4th European Conference on Power Electronics and Application, Vol. 2, Firenze, Italy, 1991, s. 101–107.
- [80] **Habetler T. G., Divan D. M.:** *Control strategies for direct torque control using discrete pulse modulation*. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 27, no. 5, (1991), s. 893–901.
- [81] **Habetler T. G., Profumo F., Pastorelli M.:** *Direct torque control of induction machines over a wide speed range*. IEEE-IAS Annual Meeting Conf. Rec., 1992, s. 986–991.
- [82] **Habetler T. G., Profumo F., Pastorelli M., Tolbert L. M.:** *Direct torque control of induction machines using space vector modulation*. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 28, no. 5, (1992), s. 1045–1053.
- [83] **Harashima F., et al.:** *Application of neural networks to power converter control*. IEEE-IAS Annual Meeting Conf. Rec., 1989, s. 1086–1091.
- [84] **He L., Mohan N.:** *Parallel resonant DC link circuit - a novel zero switching loss topology with minimum voltage stresses*. IEEE Power Electronics Specialists Conf., 1989, s. 1006–1012.
- [85] **Heumann K., Keller Ch., Sommer R.:** *IGBT devices in a voltage mode resonant DC link inverter*. 4th European Conference on Power Electronics and Application, Vol. 1, Firenze, Italy, 1991, s. 164–169.
- [86] **Hiraki E., Kurokawa M., Sugimoto S., Nakaoka M.:** *A novel resonant DC link multi-functional three phase PWM converter for battery energy storage system*. 7th European Conference on Power Electronics and Applications, Vol. 4, Trondheim, Norway, 1997, s. 362–367.

- [87] **Hofmann W.:** *A suboptimal predictive current controller for VSI-PWM inverters.* 4th European Conference on Power Electronics and Application, Vol. 3, Firenze, Italy, 1991, s. 316–321.
- [88] **Holtz J.:** *Pulsewidth modulation techniques in motion control,* Singapore International Conference on Intelligent Control and Instrumentation, 1992, s. 115–120.
- [89] **Holtz J.:** *Pulsewidth modulation – a survey.* IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 39, no. 5, (1992), s. 410–420.
- [90] **Holtz J., Bube E.:** *Field oriented asynchronous pulse-width modulation for high performance AC machine drives operating at low switching frequency.* IEEE-IAS Annual Meeting, Pittsburgh, (1988), s. 412–417.
- [91] **Holtz J., Bube E.:** *Field-oriented asynchronous pulse-width modulation for high-performance AC machine drives operating at low switching frequency.* IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 27, no. 3, (1991), s. 574–581.
- [92] **Holtz J., Lotzkat W., Khambadadkone A. M.:** *On continous control of PWM inverters in the overmodulation range including the six-step mode.* IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 8, no. 4, (1993), s. 540–553.
- [93] **Holtz J., Stadtfeld S.:** *A predictive controller for the stator current vector of ac machines fed from a switched voltage source.* International Power Electronics Conference IPEC, Tokyo, 1983, s. 1665–1675.
- [94] **Holtz J., Stadtfeld S.:** *A PWM inverter drive system with on-line optimized pulse patterns.* First European Conference on Power Electronics and Applications, Vol. 3, Brussel, 1985, s. 21–25.
- [95] **Insleay A., Zargari N. R., Joós G.:** *A neural network controlled unity power factor three phase current source PWM front-end rectifier for adjustable speed drives.* Fifth International Conference on Power Electronics and Variable-Speed Drives, London, UK, 1994, s. 251–255.
- [96] **Iwaszkiewicz J.:** *A predictive algorithm for current controlled voltage source inverter.* IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Budapest, Hungary, 1993, s. 514–518.
- [97] **Jeong S.-G., Woo M.-H.:** *DSP-based active power filter with predictive current control.* IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 44, no. 3, (1997), s. 329–336.
- [98] **Joos G., Ziogas P. D.:** *On maximizing gain and minimizing switching frequency of delta modulated inverters.* IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 40, no. 4, (1993), s. 436–444.

- [99] **Jung Y. C., Cho G. H.:** *New shoot-through pole resonant link inverter with low voltage stress.* 5 th European Conference on Power Electronics and Applications Electronics Power Supply Systems, Vol. 3, Brighton, UK, 1993, s. 135–140.
- [100] **Jung Y. C., Liu H. L., Cho G. C., Cho G. H.:** *Soft switching space vector PWM inverter using a new quasi-parallel resonant DC link.* IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 11, no. 3, (1996), s. 503–511.
- [101] **Kanoza S.:** *Voltage loop for ACRDCLI controlled with CRΔM.* International Conference on Power Electronics Motion Control, Vol. 1, Warsaw, 1994, s. 690–694.
- [102] **Kasprowicz A. B., Kaźmierkowski M. P., Kanoza S.:** *Speed sensorless direct vector control of DC link resonant inverter-fed induction motor drive.* IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Vol. 1, Warsaw, 1996, s.186–189.
- [103] **Kataoka T., Sato Y., Tobita M., Dahono P. A.:** *A novel method for suppression of overvoltage in resonant DC link inverters.* 6th European Conference on Power Electronics and Applications, Vol. 2, Sevilla, Spain, 1995, s. 689–694.
- [104] **Kaźmierkowski M. P.:** *Sterowanie połowo-zorientowane czy regulacja bezpośrednia momentu silnika klatkowego.* Elektronizacja, no. 2, (1998), s. 15–19.
- [105] **Kaźmierkowski M. P., Dzieńiakowski M. A., Sulkowski W.:** *The three phase current controlled transistor DC link PWM converter for bidirectional power flow.* 6th Conference on Power Electronics and Motion Control, Vol. 2, Budapest, Hungary, 1990, s. 465–469.
- [106] **Kaźmierkowski M. P., Dzieńiakowski M. A.:** *Review of current regulation techniques for three phase PWM inverters.* IEEE/IECON, Bologna, Italy, 1994, s. 567–575.
- [107] **Kaźmierkowski M. P., Kasprowicz A. B.:** *Improved direct torque and flux vector control of PWM inverter-fed induction motor drives.* IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 42, no. 4, (1995), s. 344–350.
- [108] **Kaźmierkowski M. P., Kasprowicz A. B.:** *Improved torque and flux vector control of PWM inverter-fed induction motor drive.* 5 th European Conference on Power Electronics and Applications, Vol. 5, Brighton, UK, 1993, s. 115–120.
- [109] **Kaźmierkowski M. P., Kasprowicz A. B.:** *Direct torque and flux vector controlled induction motor drive with improved operation at low speed region.* International Conference on Power Electronics Motion Control, Vol. 1, Warsaw, 1994, s. 695–701.
- [110] **Kaźmierkowski M. P., Malesani L.:** *Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: A survey.* IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 45, no. 5, (1998), s. 691–703.

- [111] **Kaźmierkowski M. P., Sobczuk D.:** *Investigations of neural network current regulators for VS-PWM inverters.* International Conference on Power Electronics Motion Control, Vol. 2, Warsaw, 1994, s. 1009–1014.
- [112] **Kaźmierkowski M. P., Tunia H.:** *Automatic control of converter-fed drives.* ELSEVIER, Amsterdam – London – New York – Tokyo, 1994.
- [113] **Kaźmierkowski M. P., Dzieńiakowski M. A., Kanoza S.:** *Current regulated DC-link resonant converter for AC motor control.* International Conference on Electrical Drives and Power Electronics, Vol. 1, Košice, CSFR, 1992, s. 193–198.
- [114] **Kaźmierkowski M. P., Dzieńiakowski M. A., Sulkowski W.:** *Novel space vector based current controllers for PWM inverters.* IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 6, no. 1, (1991), s. 158–166.
- [115] **Kaźmierkowski M. P., Mohan N., Dhaouadi R.:** *Vector controlled transistor PWM-inverter-fed permanent magnet synchronous motor drive.* International Conference on Electrical Drives and Power Electronics, Vol. 1, Košice, CSFR, 1992, s. 204–209.
- [116] **Kaźmierkowski M. P., Sobczuk D. L., Dzieńiakowski M. A.:** *Neural network current control of VS-PWM inverters.* 6th European Conference on Power Electronics and Applications, Vol. 1, Sevilla, Spain, 1995, s. 415–420.
- [117] **Khambadkone A., Holtz J.:** *Low switching frequency high-power inverter drive based on field oriented pulswidth modulation.* 4th European Conference on Power Electronics and Application, Vol. 4, Firenze, Italy, 1991, s. 672–677.
- [118] **Kheraluwala M., Divan D. M.:** *Delta modulation strategies for resonant link inverters.* IEEE-PESC Conf. Rec., 1987, s. 271–278.
- [119] **Kim M. H., Lee Y. H., Hyun D. S.:** *A novel auxiliary resonant commutated pole inverter topology with zero current turn-off switching.* 7th European Conference on Power Electronics and Applications, Vol. 4, Trondheim, Norway, 1997, s. 338–343.
- [120] **Klaasens J. B., Van Wesebeeck M. P. N., Bauer P.:** *Soft – switching: from idea to reality.* International Conference on Electrical Drives and Power Electronics, Vol. 1, Košice, CSFR, 1992, s. 1–8.
- [121] **Kondo P., Yang S. H., Takizawa S., Harashima F.:** *Resonant DC link dual converter system for motor drive.* IEEE-IAS Annual Meeting Conference Record, 1991, s. 789–794.
- [122] **Korondi P., Yang S. H., Hashimoto H., Harashima F.:** *Improving harmonics of a current controlled parallel resonant dual converter.* 20th International Conference on Industrial Electronics Control and Instrumentation, IECON'94, Vol. 1, Bologna, Italy, 1994, s. 322–327.
- [123] **Kotsopoulos A., Holmes D. G.:** *Comparison of the losses in a new quasi-resonant inverter with a hard-switched current-regulated voltage-source inverter.* 6th European Conference on Power Electronics and Applications, Vol. 2, Sevilla, Spain, 1995, s. 640–645.
- [124] **Krzeniński Z.:** *Output current control of voltage source inverter.* International Conference on Electrical Drives and Power Electronics, Vol. 1, Košice, CSFR, 1992, s. 223–227.
- [125] **Kucer P., Chaloupka F., Dobrucky B.:** *A fuzzy logic control of inverter fed induction motor with DSC.* International Conference on Electrical Drives and Power Electronics, Vol. 1, Košice, Slovakia, 1994, s. 50–55.
- [126] **Kurnia A., Cherradi H., Divan D. M.:** *Impact of IGBT behavior on design optimization of soft switching inverter topologies.* IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 31, no. 2, (1995), s. 280–286.
- [127] **Kwon B. -H., Kim T. -W., Youm J. -H.:** *A novel SVM-based hysteresis current controller.* IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 13, no. 2, (1998), s. 297–307.
- [128] **Lai J. S., Bose B. K.:** *An improved resonant DC link inverter for induction motor drives.* IEEE-IAS Conference Record, 1988, s. 742–748.
- [129] **Lai J. S., Young R. W., Ott G. W., McKeever J. W.:** *Efficiency modeling and evaluation of a resonant snubber based soft-switching inverter for motor drive applications.* IEEE Power Electronics Specialist Conference, Vol. 2, 1995, s. 943–949.
- [130] **Le-Huy H., Dessaint A.:** *An adaptive current controller for PWM inverters.* IEEE-IAS Annual Meeting, 1986, s. 235–243.
- [131] **Le-Huy H., Slimani K., Viarouge P.:** *A predictive current controller for synchronous servo drives.* 4th European Conference on Power Electronics and Application, Vol. 2, Firenze, Italy, 1991, s. 114–119.
- [132] **Le-Huy H., Slimani K., Viarouge P.:** *Analysis and implementation of a real-time predictive current controller for permanent-magnet synchronous servo drives.* IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 41, no. 1, (1994), s. 110–117.
- [133] **Lin B. R.:** *Study of fuzzy current-controlled inverter drives.* 6th European Conference on Power Electronics and Applications, Vol. 1, Sevilla, Spain, 1995, s. 373–378.
- [134] **Lin B. R., Wu D. P., Shiue T. F.:** *Three-phase power reversible converter with simple control algorithm.* 7th European Conference on Power Electronics and Applications, Vol. 3, Trondheim, Norway, 1997, s. 189–194.

- [135] **Lorenz R. D., Divan D. M.:** *Dynamic analysis and experimental evaluation of delta modulators for field-oriented AC machine current regulators*. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 26, no. 2, (1990), s. 296–301.
- [136] **Malesani L., Tenti P.:** *A novel hysteresis control method for current controlled voltage source PWM inverters with constant modulation frequency*. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 26, no. 1, (1990), s. 88–92.
- [137] **Malesani L., Tenti P., Tomasin P., Toigo V.:** *High efficiency quasi-resonant DC link three-phase power inverter for full-range PWM*. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 31, no. 1, (1995), s. 141–148.
- [138] **Marques G. D., Silva J. F.:** *Direct voltage control of a PWM AC/DC voltage converter*. 7th European Conference on Power Electronics and Applications, Vol. 3, Trondheim, Norway, 1997, s. 222–227.
- [139] **Marroyo L., Piquet H., Richardeau F.:** *Study and simulation of control strategies for three phase sinusoidal absorption rectifiers*. 5th International Conference Modelling and Simulation of Electric Machines Converters & Systems, Vol. 2, Saint-Nazaire, France, 1996, s. 495–500.
- [140] **Mertens A.:** *Design of a 20 kVA resonant DC link IGBT inverter on the base of experimental device evaluation*. 4th European Conference on Power Electronics and Application, Vol. 4, Firenze, Italy, 1991, s. 172–177.
- [141] **Mertens A., Divan D. M.:** *A high frequency resonant DC link inverter using IGBTs*, IPEC, Tokyo, Japan, 1990, s. 152–160.
- [142] **Mitsubishi Electric:** *Data Book „Mitsubishi semiconductors 1995”*. Mitsubishi Electric Corp., Semiconductor Marketing Division, 1995.
- [143] **Mohan N., Undeland T. M., Robbins B.:** *Power electronics*. New York, J. Wiley, 1989.
- [144] **Moran L. A., Fernandez L., Dixon J. W., Wallace R.:** *A simple and low-cost control strategy for active power filters connected in cascade*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 44, no. 5, (1997), s. 621–629.
- [145] **Morimoto M., Sato S., Sumito K., Oshitani K.:** *Single-chip microcomputer control of the inverter by the magnetic flux control PWM method*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 36, no. 1, (1989), s. 42–47.
- [146] **Moynihan J. F., Bolognani S., Kavanagh R. C., Egan M. G., Murphy J. M. D.:** *Single sensor current control of AC servodrives using digital signal processors*. 5th European Conference on Power Electronics and Applications Control in Power Electronics, Vol. 4, Brighton, UK, 1993, s. 415–421.
- [147] **Murai Y., Abeyratne S. G.:** *Current peak limiting for series resonant DC link power conversion using a saturable core*. 4th European Conference on Power Electronics and Application, Vol. 2, Firenze, Italy, 1991, s. 008–012.
- [148] **Murai Y., Lipo T. A.:** *Current pulse control of high frequency series resonant DC link power converter*. IEEE-IAS Annual Meeting Conference Record, 1988, s. 772–779.
- [149] **Murai Y., Abeyratne S. G., Lipo T. A., Caldeira P.:** *Dual-flow pulse trimming concept for a series resonant DC link power conversion*. IEEE Power Electronics Specialist Conference, 1991, s. 254–260.
- [150] **Murai Y., Nakamura H., Lipo T. A., Aydemir M. T.:** *Pulse-split concept in series resonant DC link power conversion for induction motor drives*. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 30, no. 1, (1994), s. 45–51.
- [151] **Nabae A., Ogasawara S., Akagi H.:** *A novel control scheme of current-controlled PWM inverters*. IEEE Transactions on Industry Applications, (1986), s. 697–701.
- [152] **Nagai S., Kim Y. J., Nakaoka M.:** *Development of advanced soft-switching PWM&PFM hybrid control-based series load-resonant inverter topologies for high-frequency applications*. International Conference on Power Electronics Motion Control, Vol. 1, Warsaw, 1994, s. 474–479.
- [153] **Nagy I.:** *Chaotic processes in PWM using tolerance band control for voltage source inverters*. Fifth International Conference on Power Electronics and Variable-Speed Drives, London, UK, 1994, s. 66–71.
- [154] **Nagy I.:** *Control algorithm of a three phase voltage sourced reversible rectifier*. 4th European Conference on Power Electronics and Application, Vol. 3, Firenze, Italy, 1991, s. 287–292.
- [155] **Nagy I.:** *Control of bidirectional power conversion*. IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Budapest, Hungary, 1993, s. 176–182.
- [156] **Nagy I.:** *Novel adaptive tolerance band based PWM for field-oriented control of induction machines*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 41, no. 4, (1994), s. 406–417.
- [157] **Nagy I., Backhausz L.:** *Improved current controller for inverter fed drives and its chaotic property*. International Conference on Power Electronics Motion Control, Vol. 1, Warsaw, 1994, s. 662–667.
- [158] **Nieźnański J., Iwan K.:** *Current-regulated delta modulator with hexagonal quantizer*. Sympozjum: Podstawowe Problemy Energoelektroniki i Elektromechaniki, Ustroń, 1997, s. 249–254.

- [159] Nilsen R., Kasteenpoja T.: *Direct torque controlled induction motor drive utilized in an electrical vehicle*. 6th European Conference on Power Electronics and Applications, Vol. 2, Sevilla, Spain, 1995, s. 877–882.
- [160] Nowak M., Barlik R., Dzieńkowski M. A.: *Badania symulacyjne nad zastosowaniem regulatora o parametrach dostrajanych metodą zbiorów rozmytych do sterowania trójfazowego przekształtnika sieciowego PWM*. III Krajowa Konferencja Naukowa „Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym”, T. 2, Łódź–Arturówek, 1997, s. 427–432.
- [161] Ohsugi M., Shimizu T., Kimura G., Toba A., Sano A.: *The analyses of ZVS turn-off loss and the new snubber circuit for the ARCP inverter*. 20th International Conference on Industrial Electronics Control and Instrumentation, IECON'94, Vol. 1, Bologna, Italy, 1994, s. 316–321.
- [162] Olesiński R., Barlik R., Grochal P.: *Multilevel hysteresis current control for PWM inverters*. International Conference on Power Electronics Motion Control, Vol. 2, Warsaw, 1994, s. 1021–1024.
- [163] Olesiński R., Grochal P., Barlik R.: *Polar control of current for PWM inverters*. IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Budapest, Hungary, 1993, s. 443–447.
- [164] Pfaff G., Weschta A., Wick A.: *Design and experimental results of a brushless a. c. servo drive*. IEEE-IAS Annual Meeting Conference Record, San Francisco, USA, 1982, s. 692–697.
- [165] Plunkett A. B.: *A current-controlled PWM transistor inverter drive*. IEEE-IAS Annual Meeting Conference Record, 1979, s. 785–792.
- [166] Qunying Y., Holmes D. G.: *A simple, novel method for variable-hysteresis-band current control of a three phase inverter with constant switching frequency*. Vol. 2, IEEE-IAS Annual Meeting Conference Record, 1993, s. 1122–1129.
- [167] Rahman M. A., Radwan T. S., Osheiba A. M., Lashine A. E.: *Analysis of current controllers for voltage-source inverter*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 44, no. 4, (1997), s. 477–485.
- [168] Rashidi N. H.: *Improved and less load dependent three-phase current-controlled inverter with hysteretic current controllers*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 42, no. 3, (1995), s. 325–330.
- [169] Salama S., Lennon S.: *Overshoot and limit cycle free current control method for PWM inverters*. 4th European Conference on Power Electronics and Application, Vol. 3, Firenze, Italy, 1991, s. 247–251.

- [170] Salama S., Tadros Y.: *Novel soft switching quasi resonant 3-phase IGBT inverter*. 6th European Conference on Power Electronics and Applications, Vol. 2, Sevilla, Spain, 1995, s. 095–099.
- [171] Salama S., Tadros Y.: *Quasi resonant 3-phase IGBT inverter*. IEEE Power Electronics Specialist Conference, Vol. 1, 1995, s. 28–33.
- [172] Sayeed A., Zinger D. S., Elbulak M. E.: *Fuzzy controller for inverter fed induction machines*. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 30, no. 1, (1994), s. 78–84.
- [173] Segerer H.: *Direct control of induction motors. A time discrete strategy respects time continuous trajectories*. 4th European Conference on Power Electronics and Application, Vol. 2, Firenze, Italy, 1991, s. 041–047.
- [174] Seidl D. R., Kaiser D. A., Lorenz R. D.: *One-step optimal space vector PWM current regulation using a neural network*. IEEE-IAS Annual Meeting, Vol. 2, 1994, s. 867–874.
- [175] Sikorski A.: *Current controller minimizing the switching number of the VS-PWM inverter devices for AC motor drive application*. IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Warsaw, Poland, 1996, s. 493–498.
- [176] Sikorski A.: *Optimization of the AC/DC/AC converter control loop*. 7th European Conference on Power Electronics and Application, Trondheim, Norway, 1997, s. 3.200–3.205.
- [177] Sikorski A.: *Optymalizacja wektorowego sterowania prądowego przekształtnika AC/DC/AC*. III Krajowa Konferencja: Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym, Łódź–Arturówek, 1997, s. 561–566.
- [178] Sikorski A., Citko T.: *AC/DC/AC transistor power converter with quasi-resonant circuit*. West-East Technology Bridge International Conference and Exhibition on Power Electronics, Motion Control, Warszawa, 1994, s. 486–491.
- [179] Sikorski A.: *Possibility of the switching power losses minimizing in AC/DC/AC converter*. 8th International Power Electronics & Motion Control Conference, Vol. 2, Prague, Czech Republic, 1998, s. 24–29.
- [180] Sikorski A., Citko T.: *Minimization of the voltage inverter devices switching by discretization of the current vector position in rotating coordinates*. International Conference on Electrical Drives and Power Electronics, Vol. 1, Košice, Slovakia, 1994, s. 165–168.
- [181] Sikorski A., Citko T.: *Quasi-resonant parallel DC link circuit for high-frequency DC-AC inverters*. 5th European Conference on Power Electronics and Applications Electronics Power Supply Systems, Vol. 3, UK, 1993, s. 174–177.

- [182] **Sikorski A., Citko T.:** *The current controller minimizing of number of the transistors switching for VS-PWM converter in AC/DC power supplies application.* 5th International Conference Modelling and Simulation of Electric Machines, Converters and Systems, Saint-Nazaire, France, 1996, s. 541–546.
- [183] **Sikorski A., Citko T.:** *Current controller reduced switching frequency for VS-PWM invertet used with AC motor drive application.* IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 45, no. 5, (1998), s. 792–801.
- [184] **Sikorski A., Ruszczak A.:** *Optymalizacja wektorowego sterowania prądowego przekształtnika DC/AC.* Sympozjum: Podstawowe Problemy Energoelektroniki i Elektromechaniki, Vol. 3, Źstroń, 1997, s. 302–307.
- [185] **Sikorski A., Ruszczak A.:** *Optymalizacja wektorowego sterowania prądowego przekształtnika AC/DC.* III Krajowa Konferencja: Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym, Łódź-Arturówek, 1997, s. 555–560.
- [186] **Sikorski A., Skorek A.:** *A new approach to the energy return system of resonant DC link inverter.* Zeszyty Naukowe PB, Elektryka, z. 14, (1996), s. 141–158.
- [187] **Sikorski A., Solbut A.:** *Ocena sprawności kluczy tranzystorowych.* Zeszyty Naukowe PB, Nauki Techniczne Nr 96, Elektryka, z. 13, (1994), s. 113–124.
- [188] **Sikorski A., Citko T., Pączkowski T.:** *Control of the three phase AC/DC transistor converter with quasi-resonant commutating circuit.* Fifth International Conference on Power Electronics and Variable-Speed Drives, London, UK, 1994, s. 645–650.
- [189] **Skibiński G. L., Divan D. M.:** *Design methodology & modeling of low inductance planar bus strctures.* 5 th European Conference on Power Electronics and Applications, Vol. 3, Brighton, UK, 1993, s. 98–105.
- [190] **Solbut A.:** *Możliwości wykorzystania programu ANAGRAF w laboratoriach energoelektroniki i napędu elektrycznego.* III Krajowa Konferencja: Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym, Łódź-Arturówek, 1997, s. 585–590.
- [191] **Sulkowski W.:** *Modified hysteresis current regulator for 3-phase PWM-VSI.* 6th Conference on Power Electronics and Motion Control, Vol. 2, Budapest, Hungary, 1990, s. 474–478.
- [192] **Sütő Z., Nagy I., Jákó Z.:** *Periodic responses of a nonlinear current controlled IM drive.* 7th European Conference on Power Electronics and Applications, Vol. 3, Trondheim, Norway, 1997, s. 847–852.
- [193] **Steimel A., Wiesemann J.:** *Further development of direct self control for application in electric traction.* IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Vol. 1, Warsaw, 1996, s. 180–185.

- [194] **Takahashi I., Kanmachi T.:** *Ultra-wide speed control with a quick torque response AC servo by a DSP.* 4th European Conference on Power Electronics and Application, Vol. 3, Firenze, Italy, 1991, s. 572–577.
- [195] **Takahashi I., Noguchi T.:** *A new quick response and high efficiency control strategy of an induction motor.* IEEE-IAS Annual Meeting, Toronto, 1985, s. 496–502.
- [196] **Takahashi I., Noguchi T.:** *A new quick response and high efficiency control strategy of an induction motor.* IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-22, no. 5, (1986), s. 820–827.
- [197] **Taniguchi K., Komiyama S.:** *A PWM method for quasi-resonant zero-voltage-switching inverter.* 5 th European Conference on Power Electronics and Applications, Vol. 3, Brighton, UK, 1993, s. 41–45.
- [198] **Ting-Yu Chang, Ching-Tsai Pan:** *A practical vector control algorithm for μ -based induction motor drives using a new space vector current controller.* IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 41, no. 1, (1994), s. 97–103.
- [199] **Tripathi A., Paresh C.:** *Comparative analysis of fixed and sinusoidal band hysteresis current controllers for voltage source inverters.* IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 39, no. 1, (1992), s. 63–73.
- [200] **Tuttas C.:** *Pseudo torque control (PTC) – a new control concept for induction motors.* 7th European Conference on Power Electronics and Applications, Vol. 3, Trondheim, Norway, 1997, s. 788–793.
- [201] **Tzou Y. Y.:** *Fuzzy-tuning current-vector control of a 3-phase PWM inverter.* IEEE-PESC, Vol. 1, Seattle, USA, 1995, s. 326–331.
- [202] **Valouch V., Škramlík J.:** *DSC-like control of voltage-source PWM rectifier.* International Conference on Electrical Drives and Power Electronics, Vol. 1, Košice, Slovakia, 1996, s. 133–138.
- [203] **Verdelho P., Marques G. D.:** *A unity power factor PWM voltage rectifier under non-sinusoidal and unbalanced conditions.* 7th European Conference on Power Electronics and Applications, Vol. 2, Trondheim, Norway, 1997, s. 250–255.
- [204] **Walczyna A. M., Hill R. J.:** *Novel PWM strategy for direct self-control of inverter-fed induction motors.* IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Budapest, Hungary, 1993, s. 610–615.
- [205] **Walczyna A. M.:** *Direct self-control of VSI-fed induction motor drives with reduced line current harmonics and active damping of subharmonics.* 6th European Conference on Power Electronics and Applications, Vol. 2, Sevilla, Spain, 1995, s. 441–447.

- [206] **Walczyzna A. M.:** *Problems of application of direct flux and torque control methods to high power VSI-fed drives operating at low speed.* 20th International Conference on Industrial Electronics Control and Instrumentation, IECON'94, Vol. 1, Bologna, Italy, 1994, s. 293–298.
- [207] **Walczyzna A. M.:** *Reduction of current and flux distortions of VSI-fed induction motors with direct self-control.* 5th European Conference on Power Electronics and Applications Control in Power Electronics, Vol. 4, Brighton, UK, 1993, s. 110–114.
- [208] **Walczyzna A. M.:** *Reduction of current distortions of VSI-fed induction machine controlled by DSC method - generalized approach.* IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Budapest, Hungary, 1993, s. 457–462.
- [209] **Wang K., Jiang Y., Dubovsky S., Hua G., Boroyevich D., Lee F.:** *Novel DC-rail soft switched three-phase voltage-source inverters.* IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 33, no. 2, (1997), s. 509–517.
- [210] **Woo B. O., Cho G. H.:** *Soft switching AC/DC/AC converter with current free-wheeling circuit.* IEEE-PESC Conference Record, 1991, s. 31–38.
- [211] **Wu X. Q., Steimel A.:** *Direct self control of induction machines fed by a double three-level inverter.* IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 44, no. 4, (1997), s. 519–527.
- [212] **Wu R., Devan S. B., Slemon G. R.:** *A PWM AC-to-DC converter with fixed switching frequency.* IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 26, no. 5, (1990), s. 880–885.
- [213] **Xu X., Novotny D. W.:** *Bus utilization of discrete CRPWM inverters for field-oriented drives.* IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 27, no. 6, (1991), s. 1128–1135.
- [214] **Yang Z., Fukao T.:** *Direct output power control for PWM converter-based super-high-speed reluctance generator.* IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 28, no. 1, (1992), s. 57–63.
- [215] **Yonemori H., Fukuda H., Nakaoka M.:** *Advanced three-phase ZVS-PWM active power rectifier with new resonant DC link and its digital control scheme.* Fifth International Conference on Power Electronics and Variable-Speed Drives, London, UK, 1994, s. 608–613.
- [216] **Yonemori H., Kim K. H., Nakaoka M.:** *An advanced three-phase zero-voltage transition PWM inverter incorporating high-frequency transformer-assisted resonant DC link.* International Conference on Power Electronics Motion Control, Vol. 2, Warsaw, 1994, s. 967–972.

- [217] **Yonemori H., Kim K. H., Nakaoka M.:** *High-power density three-phase CVCF sinewave power conditioner with new quasi-resonant DC link and single-phase high frequency transformer link.* International Conference on Power Electronics Motion Control, Vol. 1, Warsaw, 1994, s. 503–507.
- [218] **Yonemori H., Suemasu T., Nakaoka M., Hayashi K.:** *High-frequency transformer-assisted quasi-resonant DC link three-phase ZVS-PWM inverter and its evaluations.* Fifth International Conference on Power Electronics and Variable-Speed Drives, London, UK, 1994, s. 390–395.
- [219] **Zhang L., Hardan F.:** *Vector controlled VSI-fed AC drive using a predictive space vector current regulation scheme.* 20th International Conference on Industrial Electronics Control and Instrumentation, IECON'94, Vol. 1, Bologna, Italy, 1994, s. 61–66.
- [220] **Ziogas P. D.:** *The delta modulation technique in static PWM inverters. Analysis of current controllers for voltage-source inverter.* IEEE Transactions on Industry Appl., Vol. IA-17, no. 2, (1982), s. 199–204.
- [221] **Zolghadri M. R., Diallo D., Roye D.:** *Direct torque control system for synchronous machine.* 7th European Conference on Power Electronics and Applications, Vol. 3, Trondheim, Norway, 1997, s. 694–699.

THE PROBLEM OF SWITCHING LOSSES MINIMISATION IN AC/DC/AC PWM CONVERTER FEEDING AN INDUCTION MOTOR

S u m m a r y

The user's demands for high dynamics and precision of power electronic systems have resulted in the use of converters operating at an increasingly higher switching frequency of valves with a subsequent increase in power switching losses. These losses should however be reduced as far as possible in view of the efficiency of energy conversion and the size of the device. As regards three-phase AC/DC/AC converters for supplying induction motors, the switching losses can be solved by either „soft” commutation or by reduction of the switching frequency while at the same time preserving the quality of waveforms (e.g. maximal deviations of the current from the set value) generated by the converter. An analysis of both methods of limiting switching losses show that in view of their properties, cost and simplicity of structure, the most effective converters are those of the AC/DC/AC type with a central commutation system controlled by a method similar to the prediction method (look-up table controller).

In this paper a quasi-resonant circuit ensuring „soft” commutation of the AC/DC/AC converter valves is presented. The quasi-resonant circuit, connected centrally to the DC intermediate circuit, causes the voltage to fall to zero at the moments when switching of any of converter valves is required. The operation of the quasi-resonant system was analysed in detail on the basis of simulation and laboratory investigations of a model and guidelines for its design were developed. The operation and control of the system with an aid of AC/DC, DC/AC and AC/DC/AC converter valve switching is discussed. In addition laboratory studies of power losses in the quasi-resonant system and the one-phase AC/DC/AC converter operating with it were made.

A comprehensive analysis of the vector PWM operating conditions with current vector control of AC/DC and DC/AC converters in rotating coordinates is presented. In analysis the DC/AC converter the stator resistance and leakage inductance, usually omitted in the literature, were taken into account. This made it possible to analyse the behaviour of the system and to formulate conclusions of particular value in the case of low angular speeds of the motor. The principles of control which must be maintained when of a full control of converter currents is required were determined. The observations made it possible to propose control structures (individually for each of the AC/DC and DC/AC converters) which permit operations with minimisation of the valve switching frequencies. The results of the simulation and laboratory studies of converters controlled by the methods proposed are presented. Comprehensive studies of the static and dynamic properties of

current control systems under various operating conditions (changes in output frequency of the DC/AC converter, step value of the set current, load step, motor reverses) confirmed the validity of the proposed control methods.

The structure of AC/DC/AC converter with commutation circuit common to both component inverters permitted integrated control making an additional reduction in the number of switching.

The possibility of minimisation of switching losses in a converter with „soft” commutation controlled by means of the vector method proposed here in comparison with the „hard” commutation converters and classical current control with three independent phase comparators is presented.

