

## PRZEKSZTAŁTNIK AC/DC Z WEKTOROWYM MODULATOREM PRĄDU<sup>1)</sup>

### *An AC/DC Converter with Current Vector Modulator*

Andrzej SIKORSKI  
Politechnika Białostocka

**Streszczenie:** W artykule przedstawiono prosty w realizacji praktycznej układ sterowania trójfazowego przekształtnika AC/DC — zasada sterowania przekształtnika polega na utrzymywaniu wektora prądu w kwadratowym polu uchybu. Ponadto przeanalizowano możliwości minimalizacji częstotliwości łączeń tranzystorów przekształtnika w różnych warunkach jego pracy i wykorzystano je w praktycznej realizacji układu sterowania.

**Summary:** A practical and simple method to control 3 phase AC/DC transistor converter is proposed. It's based on current space vector component hysteresis controllers to restrict the controlled current to within the square area error limits. In the suggested practical system the least number of inverter transistors switching under different conditions is considered.

#### 1. WPROWADZENIE

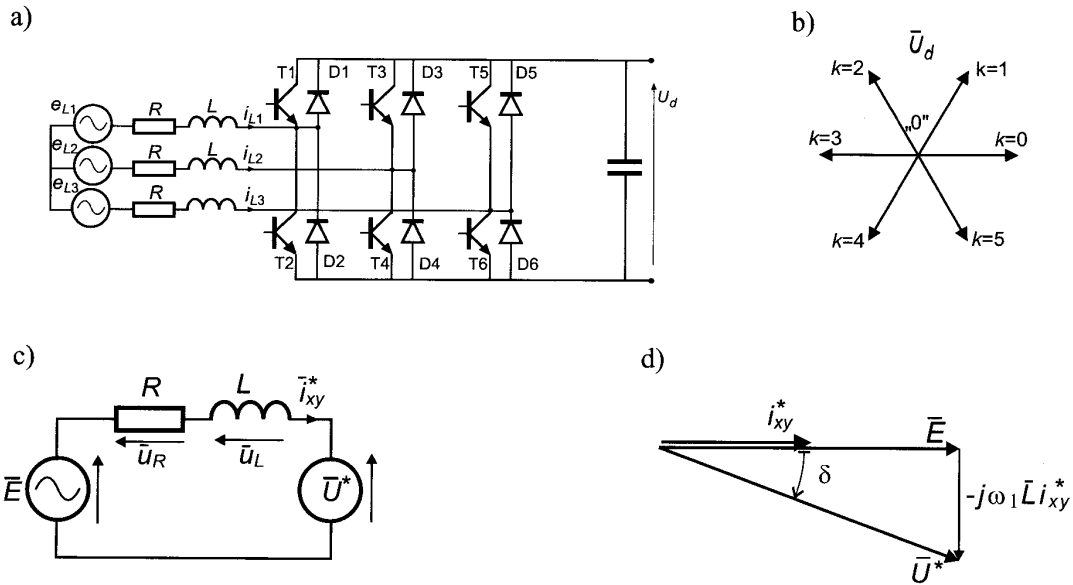
Przekształtnik napięcia przemiennego na stałe może stanowić indywidualne źródło regulowanego napięcia stałego lub też integralną część (pierwszy człon) przemiennika napięcia sieci na napięcie przemiennie o regulowanej amplitudzie i częstotliwości (AC/DC/AC). Ze względu na sieć zasilającą, najkorzystniejsze jest pobieranie z sieci jedynie mocy czynnej. Oznacza to, że przekształtnik powinien pobierać z sieci prądu 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 kształtowanie go przez tzw. sterowanie nadążne, np. w układzie trójfazowym. Sterowanie takie, jakkolwiek spełnia warunek kształtowania trójfazowych prądów sinusoidalnych, nie umożliwia minimalizacji liczby łączeń zaworów przekształtnika. W niniejszym artykule przedstawiono możliwości realizacji wektorowego modulatora prądu przekształtni-

ka AC/DC, w którym zastosowano mechanizm wyboru przełączeń zaworów umożliwiający zmniejszenie częstotliwości ich łączeń (działający na podobnych zasadach jak w [4]). Wpływa to istotnie na zmniejszenie strat łączeniowych zaworów i poprawę sprawności przetwarzania energii w przekształtniku.

#### 2. WARUNKI MODULACJI WEKTOROWEJ PWM PRZY REGULACJI PRĄDU PRZEKSZTAŁTNIKA AC/DC O WSPÓŁCZYNNIKU MOCY RÓWNYM JEDEN

W proponowanej wektorowej metodzie kształtowania prądów sinusoidalnych istnieją możliwości minimalizacji liczby łączeń zaworów. Zasada sterowania polega na utrzymaniu rzeczywistego wektora prądu, sprowadzonego do wirującego (z pulsacją sieci zasilającej  $\omega_1$ ) układu współrzędnych  $xy$ , wewnątrz obszaru uchybu założonego wokół wektora prądu zadanego. Sposób regulacji prądu wymaga

Pracę wykonano w ramach projektu badawczego W/WE/1/97



Rys.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 + T6 (b); schemat zastępczy przekształtnika w wirującym układzie współrzędnych (c) oraz wykres wektorowy układu (d) dla przebiegów sinusoidalnych (zadanych)

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 1a. Schemat zastępczy układu przekształtnika dla zadanych wielkości sinusoidalnych w wirującym układzie odniesienia  $xy$  przedstawiono na rysunku 1c. Wymuszenie prądu  $\vec{i}_{xy}^*$ , współfazowego z napięciem sieci (wektor  $\vec{E}$ ), jest realizowane przez wymuszanie wektora napięcia  $\vec{U}^*$  na trójfazowym wejściu przekształtnika. Sytuację taką ilustruje wykres wskazowy na rysunku 1d, przy pominięciu małej rezystancji  $R$  w stosunku do impedancji  $\omega_1 L$ . Wektor napięcia zadanego  $\vec{U}^*$  kształtowany jest z wektorów przekształtnika  $\vec{U}_d$ , przy czym wektor napięcia  $\vec{U}_d$  reprezentowany jest przez jeden z wektorów niezerowych lub przez wektory zerowe (rys. 1b).

### 2.1. Równanie stanu przekształtnika AC/DC

Przekształtnik przedstawiony na rysunku 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 współfazyzowość wektorów napięcia zasilającego  $\vec{E}$  i prądu  $\vec{i}_{\alpha\beta}$ . Wektorowe równanie stanu układu z rysunku 1a, uwzględniające model przekształtnika AC/DC w stacjonarnym układzie współrzędnych  $\alpha\beta$ , przybiera postać:

$$E \cdot e^{j\omega_1 t} = R \vec{i}_{\alpha\beta} + L \frac{d}{dt} \vec{i}_{\alpha\beta} + \left\{ \frac{2}{3} U_d e^{jk \frac{\pi}{3}} \right. \\ \left. \text{„0”} \right\} \quad (1)$$

gdzie:

- $\vec{i}_{\alpha\beta}$  — 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. 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:

$$\vec{i}_{\alpha\beta}^* = i_{xy}^* e^{j\omega_1 t} \quad (2)$$

gdzie:

- $i_{xy}^*$  — amplituda prądu zadanego sieci.

Wektor prądu rzeczywistego jest opisany równaniem:

$$\vec{i}_{\alpha\beta} = \vec{i}_{xy} e^{j\omega_1 t} \quad (3)$$

Podstawiając zależność (3) do równania (1) otrzymujemy:

$$E \cdot e^{j\omega_1 t} = R \bar{i}_{xy} e^{j\omega_1 t} + L \frac{d}{dt} (\bar{i}_{xy} \cdot e^{j\omega_1 t}) + \begin{cases} \frac{2}{3} U_d e^{jk \frac{\pi}{3}} \\ „0” \end{cases} \quad (4a)$$

lub:

$$E \cdot e^{j\omega_1 t} = R \bar{i}_{xy} \cdot e^{j\omega_1 t} + e^{j\omega_1 t} L \frac{d}{dt} \bar{i}_{xy} + j\omega_1 L \bar{i}_{xy} \cdot e^{j\omega_1 t} + \begin{cases} \frac{2}{3} U_d e^{jk \frac{\pi}{3}} \\ „0” \end{cases} \quad (4b)$$

Transformując równanie (4b) do wirującego, z pulsacją napięcia sieci zasilającej  $\omega_1$ , układu współrzędnych  $xy$  otrzymujemy:

$$E = R \bar{i}_{xy} + L \frac{d}{dt} \bar{i}_{xy} + j\omega_1 L \bar{i}_{xy} + \begin{cases} \frac{2}{3} U_d e^{j(k \frac{\pi}{3} - \omega_1 t)} \\ „0” \end{cases} \quad (5)$$

Wektor prądu zadanego różni się od rzeczywistego o wektor uchybu  $\Delta \bar{i}_{xy}$  (przedstawiony na rysunku 3):

$$\bar{i}_{xy}^* = \bar{i}_{xy} - \Delta \bar{i}_{xy} \quad (6)$$

Kierunek i szybkość zmian wektora prądu określone są pochodną tego prądu  $L \frac{d}{dt} \bar{i}_{xy}$ , która po uwzględnieniu równania (6) wynosi:

$$L \frac{d}{dt} \bar{i}_{xy} = E - R (\bar{i}_{xy}^* + \Delta \bar{i}_{xy}) - j\omega_1 L (\bar{i}_{xy}^* + \Delta \bar{i}_{xy}) - \begin{cases} \frac{2}{3} U_d e^{j(k \frac{\pi}{3} - \omega_1 t)} \\ „0” \end{cases} \quad (7)$$

Zakładając, że prąd rzeczywisty jest bliski wartości zadanej, można przyjąć, że  $\Delta \bar{i}_{xy} \cong 0$ . Jeśli dodatkowo założymy, że rezystancja  $R$  dławika sieciowego jest dużo mniejsza od jego reaktancji (a w związku z tym jest do pominięcia) równanie (7) przyjmie postać:

$$L \frac{d}{dt} \bar{i}_{xy} = E - j\omega_1 L \bar{i}_{xy}^* - \begin{cases} \frac{2}{3} U_d e^{j(k \frac{\pi}{3} - \omega_1 t)} \\ „0” \end{cases} \quad (8)$$

lub

$$L \frac{d}{dt} \bar{i}_{xy} = \bar{U}^* - \bar{U}_d \quad (9)$$

gdzie:

$$\bar{U}^* = E - j\omega_1 L \bar{i}_{xy}^* = E - jX \bar{i}_{xy}^* = U_x^* + jU_y^* \quad (9a)$$

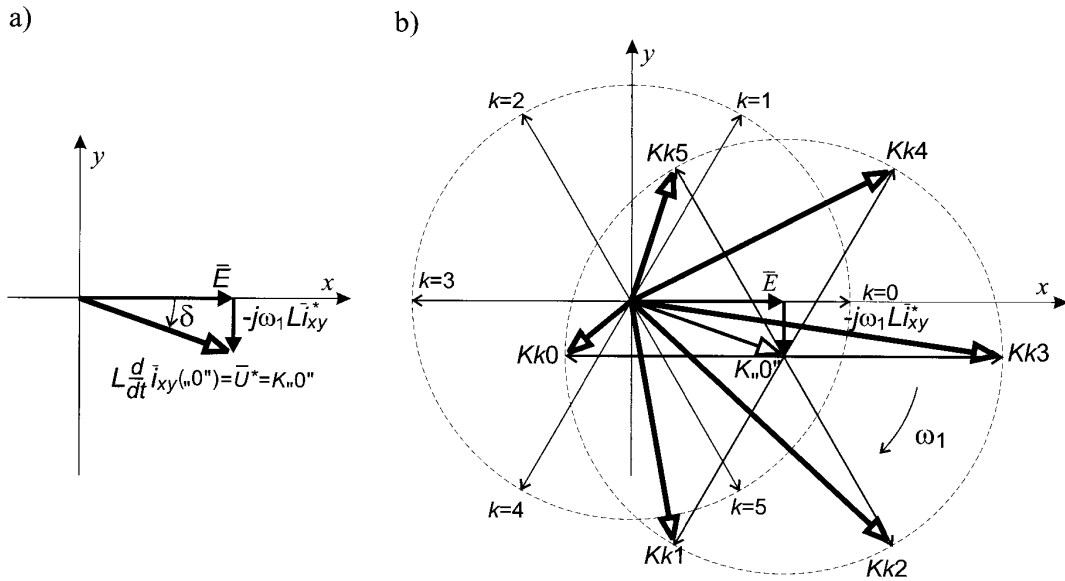
$$\bar{U}_d = \begin{cases} \frac{2}{3} U_d e^{j(k \frac{\pi}{3} - \omega_1 t)} \\ „0” \end{cases} \quad (9b)$$

Równanie (9) pozwala graficznie przedstawić kierunek i szybkość przemieszczania się wektora prądu  $\bar{i}_{xy}$ . Pochodną prądu określa różnica 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  $\omega_1$  zgodnie z kierunkiem ruchu wskazówek zegara. Wektor napięcia  $\bar{U}^*$  określa napięcia zadane jakie powinien kształtować przekształtnik, aby w układzie płynął prąd (wektor  $\bar{i}_{xy}^*$ ) o określonej wartości i fazie (rys. 1c). Jak wynika z równania (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  $\bar{U}_d$  wynikającego z 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 (9) przedstawiono na rysunku 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 2a, a dla pozostałych sześciu możliwych wektorów ( $k = 0, 1, \dots, 5$ ) — rysunek 2b. Zgodnie z rysunkiem 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. Dla pozostałych niezerowych wektorów napięcia kierunki zmian wektora prądu przemieszczają się w czasie  $0 \leq \omega_1 t \leq \pi/3$  po łuku okręgu zgod-

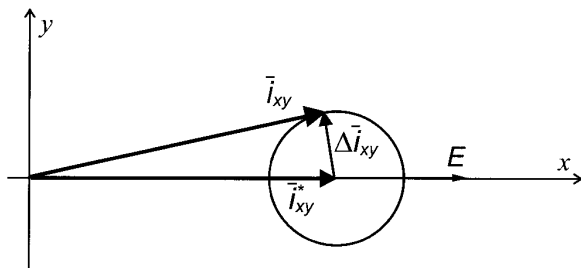


Rys. 2. Graficzna ilustracja kierunków poruszania się wektora prądu, opisanych równaniem (9)

nie z kierunkiem ruchu wskazówek zegara. Wyznaczone na rysunku 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.

## 2.2. Zasada regulacji wektorowej prądu przekształtnika AC/DC

Zasadę strategii sterowania wektorowego prądu przekształtnika AC/DC przedstawia rysunek 3. Wektor uchybu regulacji prądu  $\Delta \vec{i}_{xy}$ , zdefiniowany zgodnie z rysunkiem 3, pozwala zachować przystawanie obszaru uchybu w układach współrzędnych  $i_y = f(i_x)$  i  $\Delta i_y = f(\Delta i_x)$ . Zadany wektor prądu przekształtnika  $\vec{i}_{xy}^*$  jest w fazie z wektorem napięcia sieci  $E$  i leży w osi  $x$ , wirującego z pulsacją  $\omega_1$ , układu współrzędnych  $xy$ . Strategia sterowania polega na utrzymaniu rzeczywistego wektora prądu  $\vec{i}_{xy}$  wewnątrz obszaru uchybu



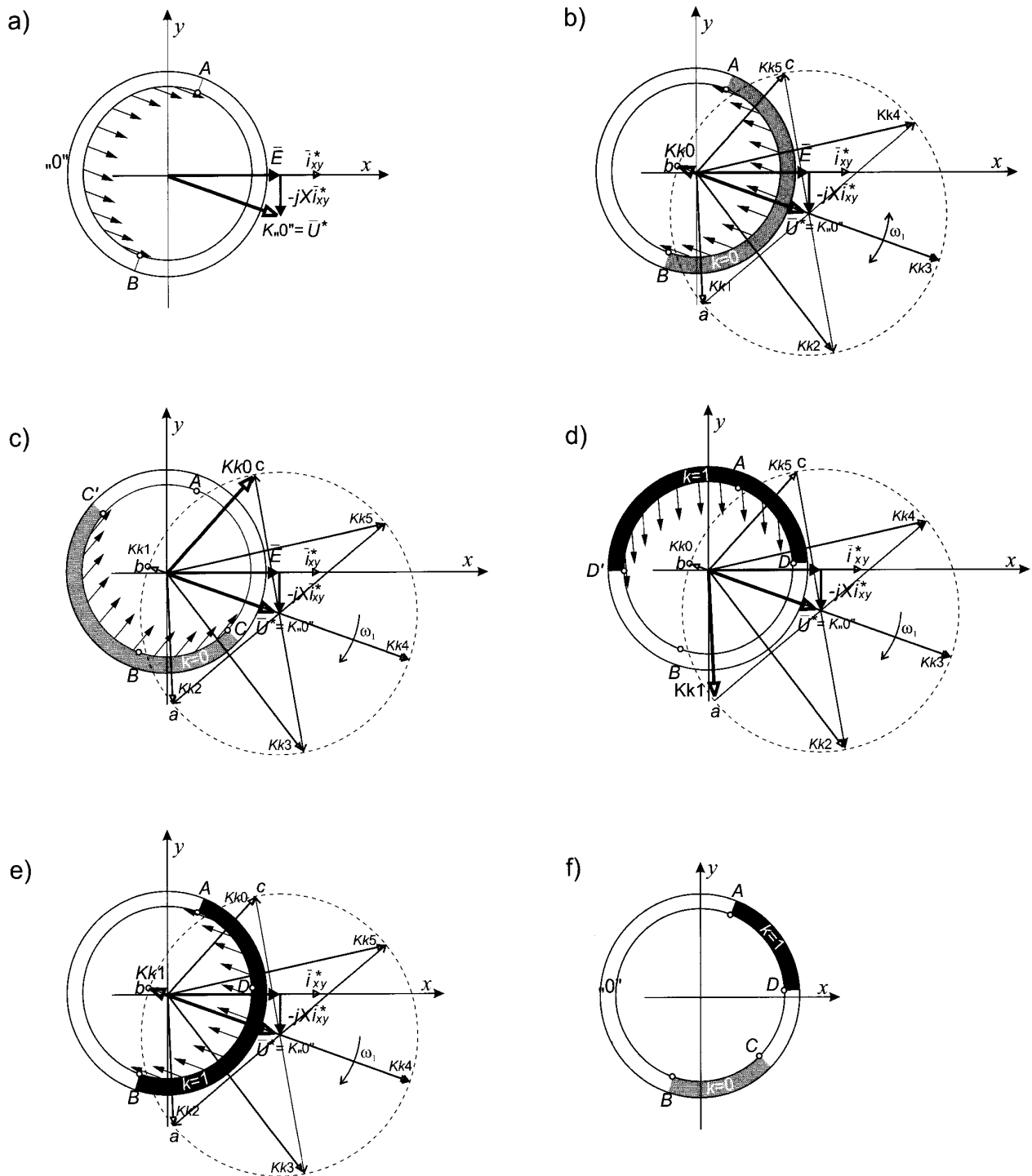
Rys. 3. Zasada regulacji wektorowej prądu przekształtnika AC/DC

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  $\vec{i}_{xy}$  do wnętrza okręgu.

W zależności od wzajemnych relacji pomiędzy długościami wektorów  $|E - j\omega_1 L \vec{i}_{xy}^*|$  (zależnych od wartości napięcia sieci i prądu obciążenia) oraz  $|\vec{U}_d|$  (określonego wartością niezerowego wektora napięcia wyjściowego) powstają charakterystyczne przypadki, od których zależy strategia sterowania przekształtnika [3]. W dalszej części pracy zostanie rozpatrzony warunek konieczny do realizacji strategii sterowania, zależny od wzajemnych relacji długości wektora  $\vec{U}^*$  i niezerowego wektora napięcia wejściowego przekształtnika  $\vec{U}_d$ .

## 2.3. Warunki sterowania wektorowego prądu

Jak wynika z rysunku 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 łączeń. Rozważania prowadzone są dla kąta obrotu równego  $\pi/3$ , przy czym jako początkowy kąt obrotu gwiazdy wektorów napięcia przyjęto kąt równy  $\delta$ , a końcowy —  $\pi/3 + \delta$ . Analizę możliwości regulacji prądu wygodnie jest prowadzić przenosząc okrąg uchybu do początku układu współrzędnych, w którym określane są tendencje zmian wektorów prądów, jak pokazano 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



Rys. 4. Ilustracja określania stref okręgu ograniczającego obszar uchybu prądu w czasie obrotu gwiazdy wektorów napięcia o kąt  $\pi/3$  dla trzech wektorów kierunku:  $K_{,,0''}$  — (a),  $Kk0$  — (b), (c),  $Kk1$  — (d), (e) oraz sumaryczna ilustracja stref uchybu — (f)

pomocą trzech wektorów kierunku  $Kk0$ ,  $Kk1$  i  $K_{,,0''}$ . Zeroowy wektor kierunku  $K_{,,0''}$  pokrywa się na rysunku 4a z wektorem  $\bar{U}^*$ , 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 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 4b. 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  $Kk0$  przyj-

muje położenie jak na rysunku 4c, 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 4d. 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 4e (kierując prąd do wnętrza z oznaczonej na rysunku części półokręgu  $A, B$  z wyłączeniem tych punktów).

Podsumowując powyższe rozważania (rys. 4f) 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 4b i 4c, — przez wektor  $Kk1$  — z części okręgu pomiędzy punktami  $A, D$  (z wyłączeniem tych punktów) — wspólnej dla przedziałów wyznaczonych na rysunku 4d i 4e.

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. 4b) lub  $Kk1$  (rys. 4e).

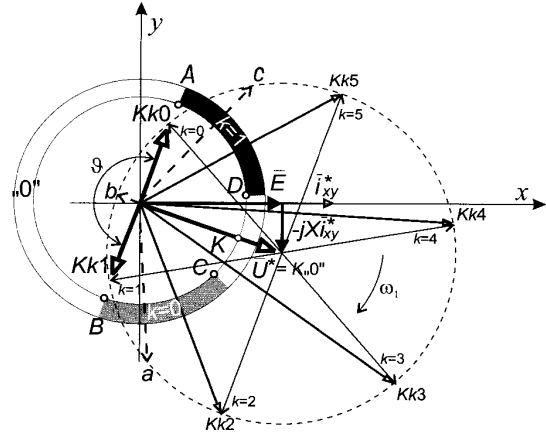
### 2.3.1. Warunek konieczny realizacji regulacji prądu przekształtnika AC/DC

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 5 przedstawiono graniczną sytuację, gdy żaden z wektorów kierunku ( $K,0'', Kk0, Kk1, \dots, Kk5$ ) nie jest w stanie skierować wektora prądu w obszar uchybu z punktu  $K$ . 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  $\vec{U}^*$  jest jego wysokością. Stąd, ze wzoru na wysokość tego trójkąta, wynika warunek graniczny:

$$|\vec{U}^*| = |E - j\omega_1 L \vec{i}_{xy}^*| = \frac{\sqrt{3}}{2} |\vec{U}_d| \quad (10)$$

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



Rys. 5. Stan graniczny określający warunek poprawnej pracy przekształtnika AC/DC

$$\frac{2}{\sqrt{3}} |E - j\omega_1 L \vec{i}_{xy}^*| < |\vec{U}_d| \quad (11)$$

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

W przypadku, gdy zachodzi odwrotna nierówność:

$$\frac{2}{\sqrt{3}} |E - j\omega_1 L \vec{i}_{xy}^*| > |\vec{U}_d| \quad (12)$$

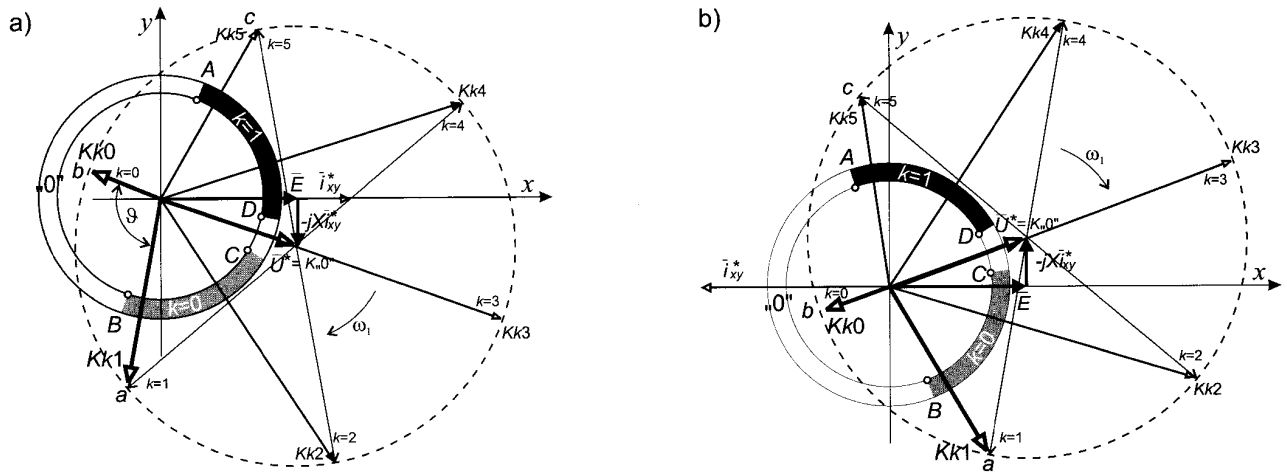
punkt krytyczny  $K$  przechodzi w rozszerzający się łuk, powiększając zakres pracy niekontrolowanej (brak możliwości utrzymania wektora prądu w założonym obszarze uchybu).

Zależność (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  $L$ .

Na rysunku 6 zilustrowane jest wyznaczanie sektorów, z których określone wektory kierunki wprowadzają wektor prądu w obszar uchybu dla dwóch stanów pracy przekształtnika AC/DC:

- praca prostownikowa, gdy wektory napięcia sieci  $\vec{E}$  i prądu wejściowego  $\vec{i}_{xy}^*$  są w fazie (rys. 6a),
- praca falownikowa, gdy wektory napięcia sieci  $\vec{E}$  i prądu wejściowego  $\vec{i}_{xy}^*$  są w przeciwfazie (rys. 6b).

Na podstawie rysunku 6 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.



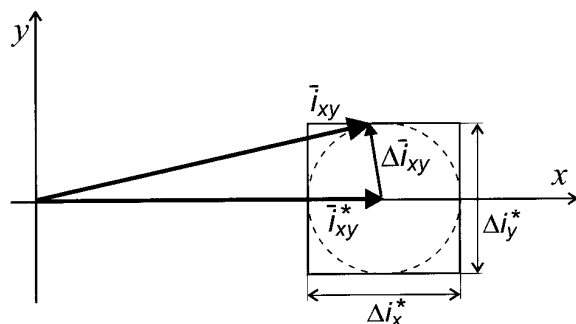
Rys. 6. Graficzny obraz możliwości regulacji prądu podczas pracy przekształtnika jako prostownika (a) oraz falownika (b)

### 3. REGULACJA WEKTOROWA PRĄDU PRZEKSZTAŁNIKA AC/DC W WIRUJĄCYM UKŁADZIE WSPÓLRZĘDNYCH $xy$

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

W poprzednim punkcie 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 w obszar uchybu.

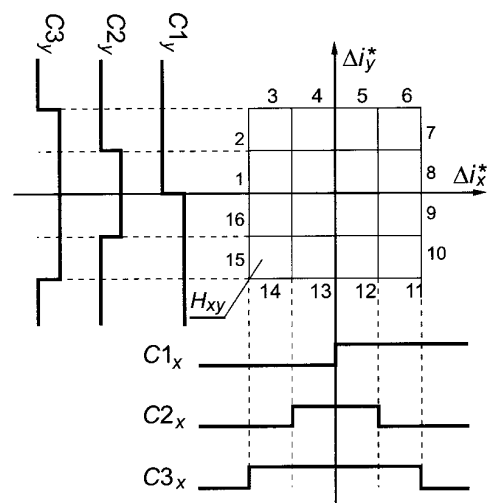
Zastosowanie metody sterowania z uchybem kołowym jest trudne, gdyż wymaga ona dokonania operacji wyznaczania modułu (podnoszenie do kwadratu, pierwiastkowanie) i fazy uchybu prądu  $\Delta \vec{i}_{xy}$  a także identyfikacji sektorów okręgu ograniczających obszar uchybu. Prościej technicznie rozwiązaniem jest zastąpienie kołowego obszaru uchybu kwadratem, jak to przedstawiono na rysunku 7.



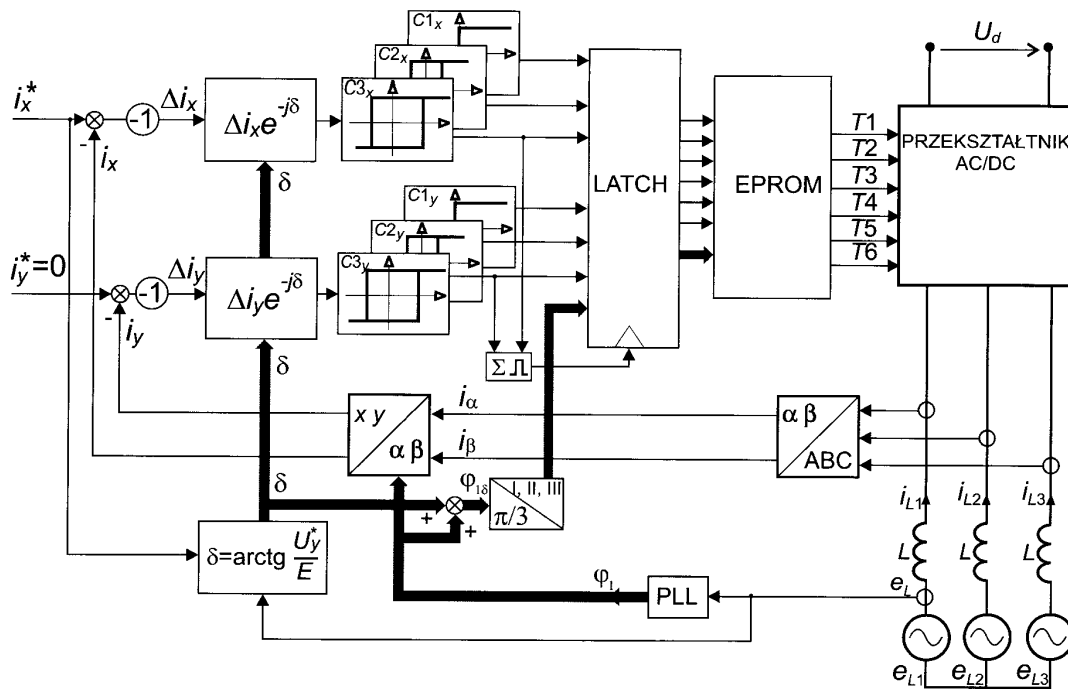
Rys. 7. Zasada strategii sterowania z kwadratowym obszarem uchybu

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 8, pozwala jednoznacznie podzielić kwadratowy obszar 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 w obszar uchybu.

Schemat ideowy realizowanej struktury sterowania z minimalizacją liczby łączów tranzystorów przekształtnika AC/DC przedstawiono na rysunku 9. Zadawanie prądu odbywa się w dwóch osiach układu  $xy$ , wirującego z prędkością  $\omega_1$ . Potrzebne składowe prądu rzeczywistego otrzymuje się przez przekształcenie składowych trójfazowych ( $i_{L1}, i_{L2}, i_{L3}$ ) w składowe prostokątne ( $i_\alpha, i_\beta$ ), a następnie przez przenie-



Rys. 8. Podział i sposób identyfikacji sektorów kwadratowego obszaru uchybu



Rys. 9. Schemat wektorowej regulacji prądu przekształtnika AC/DC

sienie 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  $\Delta \vec{i}_{xy}$ . 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 środka 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 rysunku 6, 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  $E$ ) [2] mają istotny wpływ na przyporządkowanie określonego wektora napięcia do sektora obszaru uchybu. Ponadto, jak wykazano na rysunku 6, 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 6. 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. 6) zależy od kąta  $\delta$ , jaki tworzy wektor napięcia zadanego  $\vec{U}^*$  z wektorem siły elektromotorycznej  $\vec{E}$ . Identyfikacja tego kąta, a następnie obrót obszaru uchybu o kąt  $\delta$ , 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 w pamięci *EPROM*. Następnie obrót obszaru uchybu o kąt  $\delta$  (rys. 10a) umożliwi korzystanie z tej samej tablicy (*EPROM*), niezależnie od wartości i kierunku prądu  $i_x$  (prostownik, falownik).

Realizacja obrotu obszaru uchybu o kąt  $\delta$ , jak wykazano na rysunku 10, jest równoznaczna z obrotem uchybu wektora prądu  $\Delta \vec{i}_{xy}$  o kąt  $-\delta$ . Oznacza to, że obrócony wektor uchybu ( $\Delta \vec{i}_{xy} e^{-j\delta}$ ) trafia w ten sam sektor obwodu (rys. 10b) co rzeczywisty uchyb  $\Delta \vec{i}_{xy}$  w obróconym obszarze uchybu (rys. 10a). Kąt  $\delta$  wyznaczany jest z równania (13) zgodnie z zależnością (9a) i rysunkiem 2:

Realizacja obrotu obszaru uchybu o kąt  $\delta$ , jak wykazano na rysunku 10, jest równoznaczna z obrotem uchybu wektora prądu  $\Delta \vec{i}_{xy}$  o kąt  $-\delta$ . Oznacza to, że obrócony wektor uchybu ( $\Delta \vec{i}_{xy} e^{-j\delta}$ ) trafia w ten sam sektor obwodu (rys. 10b) co rzeczywisty uchyb  $\Delta \vec{i}_{xy}$  w obróconym obszarze uchybu (rys. 10a). Kąt  $\delta$  wyznaczany jest z równania (13) zgodnie z zależnością (9a) i rysunkiem 2:

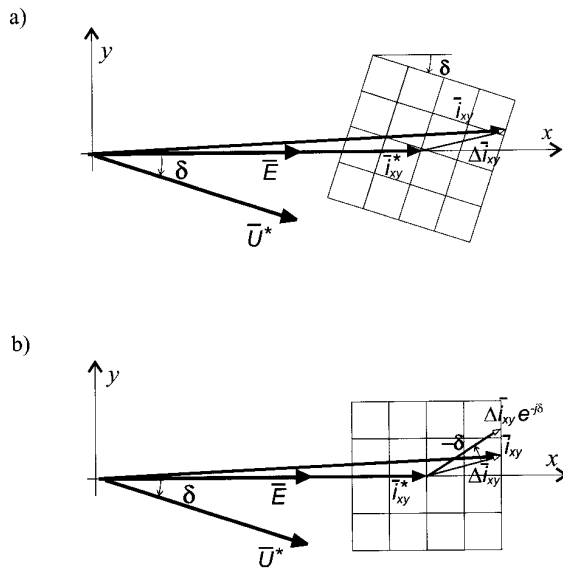
$$\delta = \arctg \frac{\omega_1 L i_x^*}{E} = \arctg \frac{U_y^*}{E} \quad (13)$$

### 3.1. Optymalizacja sterowania przekształtnika AC/DC

Optymalizacja sterowania polega na tym, aby wybierać najkrótsze wektory kierunku ( $Kk0, Kk1, \dots, Kk5, K, „0”$ ) (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 łączeń tranzystorów przy zachowaniu takiego samego obszaru uchybu prądu.

Optymalizacja sterowania przekształtnika AC/DC zależy od jego zastosowania. Jeżeli przekształtnik przeznaczony jest

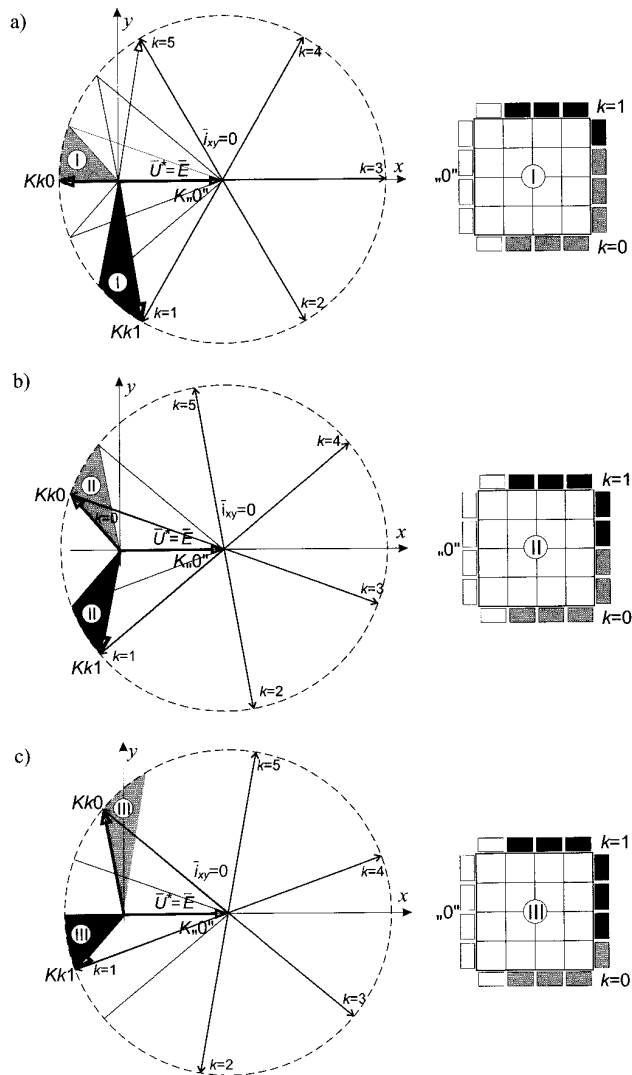




Rys. 10. Ilustracja obrotu obszaru uchybu o kąt  $\delta$  (a) i równoznaczny obrót wektora uchybu  $\Delta \vec{i}_{xy}$  o kąt  $-\delta$  (b)

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  $\vec{i}_{xy}^*$ . Z uwagi na minimalizację częstotliwości łączeń tranzystorów przekształtnika różnica wektorów napięcia sieci  $\vec{E}$  i wektora  $\vec{U}^*$  powinna być minimalna.

Sposób optymalizacji sterowania, dla czasu odpowiadającego kątowi obrotu gwiazdy wektorów o  $\pi/3$ , przedstawiono na rysunku 11. Do tego celu wykorzystano dwa najkrótsze niezerowe wektory kierunku  $Kk0$  i  $Kk1$  oraz  $K,,0''$ . Utworzenie tablicy przyporządkowania wektorów napięcia określonym sektorom, ze względu na niezależnienie się od położenia wektora prądu  $\vec{i}_{xy}^*$ , wymaga określenia wektorów kierunku przy założeniu, że prąd ten jest równy zero. Sytuację taką przedstawia rysunek 11, pod warunkiem, 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 rysunku 6 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. W tym celu na rysunku 11 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÷16) przypisano wektory napięcia dla  $k = 0, k = 1$  i „0” (rys. 11). W kolejnych przedziałach czasu (I, II, III) wektory kierunków  $Kk0$  i  $Kk1$  przyjmują położenie jak na rysunku 11. Zero 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 uchy-



Rys. 11. Sposób przyporządkowania wektorów napięcia ( $k$ ) do sektorów obszaru uchybu w przedziale kąta  $\pi/3$  dla podprzedziałów I (a), II (b) i III (c)

bu kwadratem można było uniknąć używania dodatkowych wektorów kierunku  $Kk2$  i  $Kk5$ , aby wprowadzić wektor prądu w obszar uchybu z charakterystycznych punktów A i B (rys. 6).

### 3.2. Badanie laboratoryjne układu wektorowej regulacji prądu przekształtnika AC/DC

Badanie laboratoryjne przekształtnika AC/DC prowadzono na modelu o strukturze części energetycznej przedstawionej na rysunku 1a, sterowanym układem z regulacją prądu zgodnie z rysunkiem 9. Nadrzędną strukturą regulacyjną jest regulator napięcia wyjściowego  $U_d$  wypracowujący amplitudę składowej  $\vec{i}_x^*$ . Zadawanie prądu odbywa się w dwóch osiach układu współrzędnych  $xy$  wirującego z prędkością  $\omega_1$ . Niezbędne składowe rzeczywiste 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 [1]. Przetwornik ten wymaga cyfrowej (10-bitowej) informacji o kącie  $\varphi_1$ , związanym z pulsacją sieci zasilającej  $\omega_1$ . Kąt  $\varphi_1$  odtwarzany jest z wykorzystaniem pętli fazowej PLL, synchronizowanej mierzonym napięciem sieci  $e_L$ . Różnice odpowiednich zadawanych i rzeczywistych składowych prądów dają wektor uchybu  $\Delta \vec{i}_{xy}^*$ . Wymienione operacje realizowane są w sposób analogowo-cyfrowy. Wektor  $\Delta \vec{i}_{xy}^*$  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 8. Ich stan jednoznacznie określa każdą z 16 stref wewnętrznych 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  $\varphi_{1\delta}$ :

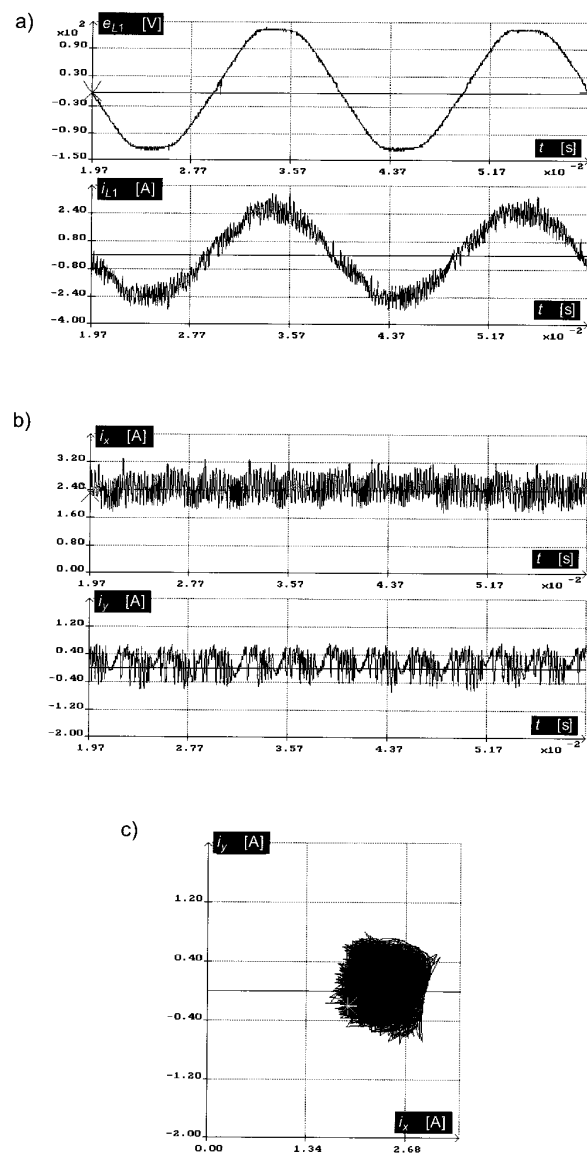
$$\varphi_{1\delta} = \varphi_1 + \delta = \omega_1 t + \delta \quad (14)$$

Każde wyjście wektora prądu poza obszar kwadratu uchybu powoduje zapamiętanie w bloku *LATCH* (na sygnał 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 *EPROM*, zawierającą tablicę optymalnych przełączeń, tj. stany łączników  $T1 \div T6$  przekształtnika dające wyznaczone teoretycznie wektory napięcia  $k$  (rys. 11).

Jeden ze wspomnianych wyżej przetworników wektorowych wymaga cyfrowej informacji o wartości kąta  $\delta$ . Do jej uzyskania potrzebny jest analizator wektorowy, który na podstawie wartości składowych  $E$  i  $U_y$ , wektora  $\vec{U}^*$ , stanowiących odpowiednio licznik i mianownik wzoru (13), określi zgodnie z tym wzorem kąt obrotu wektora  $\vec{U}^*$  względem osi  $x$  układu współrzędnych  $xy$  (rys. 2a). Budowa tego analizatora na bazie układów dzielących nie zdaje egzaminu z uwagi na silną nieliniowość funkcji  $\arctg$  (13). 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 cyfrowym przetwornikiem funkcyjnym oraz układem identyfikacji przedziału kąta  $\delta$  (tj. ćwiartki układu współrzędnych  $xy$ ). Szczegółowy opis rozwiązania podano w pracy [1].

Badania przeprowadzono przy następujących parametrach układu:  $L = 25$  mH,  $f_1 = 50$  Hz,  $U_d = 250$  V,  $E_L = 90$  V ( $E_L$  — skuteczna wartość napięcia fazowego sieci zasilającej).

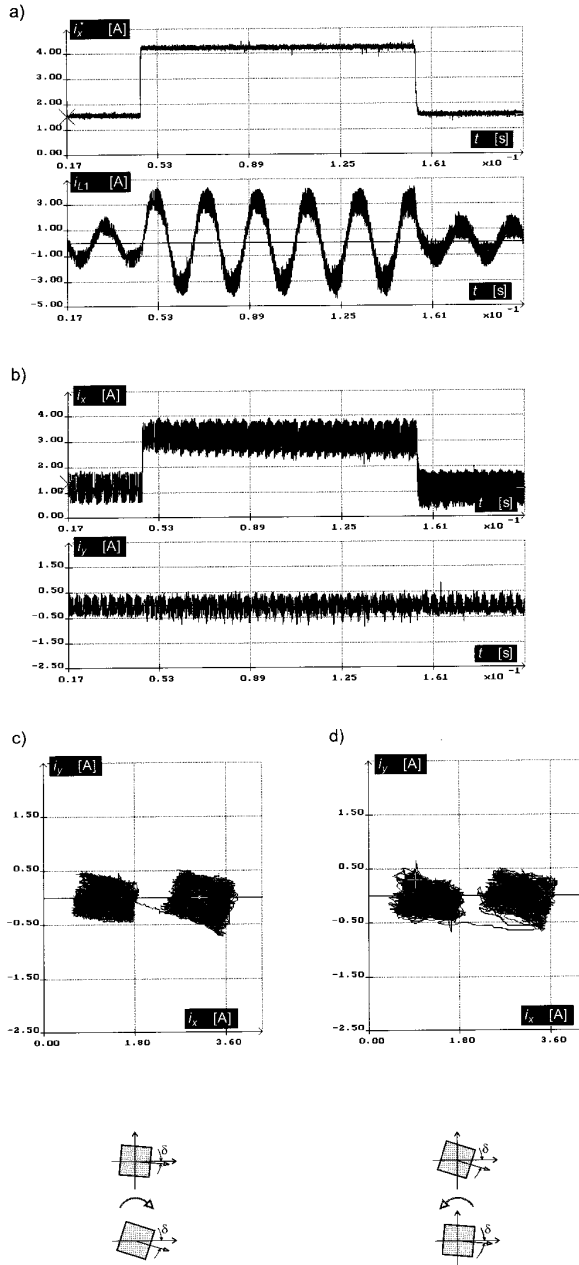
Na rysunkach 12 i 13 przedstawiono wyniki badania pętli prądowej zrealizowanej na podstawie zaproponowanej metody wektorowej sterowania przekształtnika AC/DC. Na rysunku 12a przedstawiono prąd jednej fazy wejściowej przekształtnika  $i_{L1}$  będący w fazie z odpowiednim napięciem fazy zasilającej  $e_{L1}$ , na rysunku 12b — składowe wektora prądu  $i_x, i_y$  w wirującym z prędkością  $\omega_1$  układzie współrzędnych  $xy$  oraz jego trajektorię w tym układzie (ryc. 12c).



Rys. 12. Oscylogramy napięcia  $e_{L1}$  i prądu  $i_{L1}$  jednej fazy źródła napięcia (a) oraz składowe wektora prądu przekształtnika  $\vec{i}_{xy}$  (b) i jego trajektoria we współrzędnych  $xy$  (c) przy wektorowej regulacji prądu

Kolejne oscylogramy (rys. 13) ilustrują zachowanie się 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 być różne. Trajektorja przejścia zależy od punktu wyjścia z początkowego obszaru uchybu i wejścia do docelowego obszaru uchybu, przy czym o punktach przełączenia decydują kolejno sygnały z najszerzych komparatorów  $C3_x$  lub  $C3_y$ . Wzrost amplitudy prądu, zgodnie z zależnością (13), wpływa na wzrost kąta  $\delta$  i obrót wektora uchybu o większy kąt.

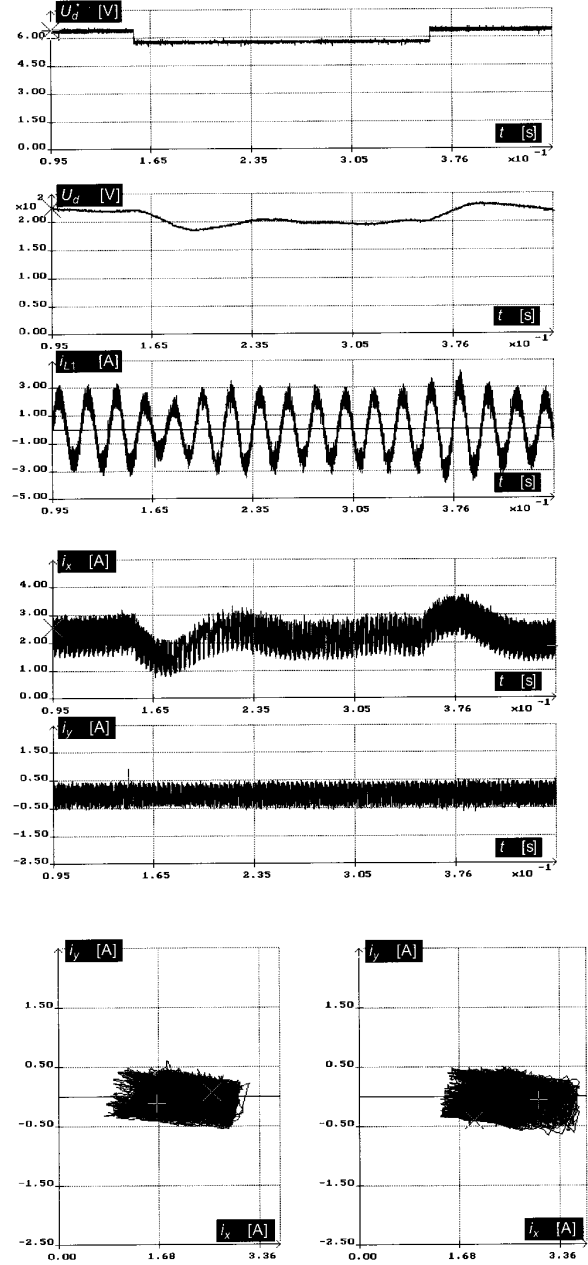
Na rysunku 14 zaprezentowane są właściwości przekształtnika AC/DC, charakteryzujące możliwości odwzorowania i regulacji napięcia zadanego  $U_d^*$  w obwodzie po-



Rys. 13. 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  $i_x^*$

średniczącym prądu stałego. Oscylogramy przedstawiają działanie pętli regulacji prądu, wynikające z działania nadrzędnego układu regulacji napięcia  $U_d$  podczas skokowych zmian wartości zadanej napięcia  $U_d^*$  w obwodzie pośredniczącym prądu stałego. Trajektorie wektora prądu na przedstawionych rysunkach ilustrują charakterystyczny obrót obszaru uchybu o kąt  $\delta$ , zależny od wartości prądu.

Przeprowadzono również badania pozwalające ocenić skuteczność zaproponowanej metody sterowania w zmniejszaniu liczby łączeń tranzystorów przekształtnika. W tabeli 1



Rys. 14. Oscylogramy kolejno od góry: zadanej wartości napięcia  $U_d^*$ , napięcia rzeczywistego  $U_d$  oraz prądu fazowego  $i_{L1}$ , a także składowych wektora  $\vec{i}_{xy}$  i trajektorii wektora (w układzie współrzędnych  $xy$ ) podczas skokowego spadku i wzrostu wartości zadanej  $U_d^*$

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 ( $\Delta i_{x(y)}$ ,  $\Delta i_{L-3h}^*$  — tabela 1) dobrano tak, że okręgi opisane na obu obszarach uchybów (kwadratowym i sześciokątym) mają taką samą średnicę. Zapewnia to jednakowy maksymalny uchyb wektora prądu. Badania przeprowadzono przy stałym napięciu  $U_d$  (250 V) w obwodzie pośredniczącym dla dwóch różnych wartości skutecz-

Tabela 1. 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]	$LP$	$LP$	$\frac{\Delta LP}{LPH_3}$ [%]
			$H_3$	$H_{xy}$	
$\sqrt{2}\sqrt{3} \cdot 90 = 220$	1,13	3,0	11950	11200	6
		2,0	12500	11850	5
		1,0	13650	12600	8
		0,3	14450	13300	8
$\sqrt{2}\sqrt{3} \cdot 70 = 171$	1,45	3,0	21500	16100	25
		2,0	22500	15300	32
		1,0	20500	15800	23
		0,3	19600	15300	22

nych napięcia fazowego sieci zasilającej  $E_L$  (70 V, 90 V) i przy zmieniającym się obciążeniu (wektorze zadanym prądu przekształtnika  $i_x^*$ ). Napięciom tym, zgodnie z zależnością (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. 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. PODSUMOWANIE

W artykule przeanalizowano za pomocą metody analityczno-graficznej, model sieci i przekształtnika AC/DC opisany równaniami w wirującym z pulsacją sieci zasilającej układzie współrzędnych. Pozwoliło to na sformułowanie warunków i zasad sterowania PWM z regulacją prądów w wirujących układach współrzędnych. Ponadto zaproponowano układ sterowania przekształtnika AC/DC z wektorową regulacją prądu, umożliwiającą pracę ze zmniejszoną częstotliwością łączeń. Istotną nowością zaproponowanego regulatora prądu z tabelaryzacją przełączeń jest obrót kwadratowego obszaru uchybu wektora prądu o kąt  $\delta$ . Zapewnia to dobre właściwości regulatora, niezależnie od stanu obciążenia (prądy bliskie sinusoidalnym) i zmniejszenie (około 5–30%) częstotliwości łączeń tranzystorów przekształtnika (w stosunku do sterowania z trzema niezależnymi komparatorami fazowymi).

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).

zacji). Ponadto mogą one służyć do analizy i oceny poprawności działania innych rozwiązań proponowanych w literaturze.

#### LITERATURA

1. Aleksandrowicz S., Sikorski A., Ruszczyk A.: *Realizacja wybranych bloków wektorowego sterowania prądowego przekształtnika DC/AC*. Konferencja nt.: „Energoelektronika w zastosowaniach przemysłowych”, Warszawa-Międzyzlesie, 1996, T. 2, 93–98.
2. Sikorski A.: *Problemy dotyczące minimalizacji strat łączeniowych w przekształtniku AC/DC/AC-PWM zasilającym maszynę indukcyjną*. Dział Wydawnictw i Poligrafii Politechniki Białostockiej, Białystok 1998, 108–113.
3. 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, 541–546.
4. Sikorski A., Citko T.: *Current controller reduced switching frequency for VS-PWM inverter used with AC motor drive application*. IEEE Trans. Ind. Electr., 1998, 45, 5, 792–801.



#### Dr inż. Andrzej Sikorski

Urodził się 23 grudnia 1955 roku w Białymstoku. Ukończył studia w 1980 roku na Wydziale Elektrycznym Politechniki Białostockiej. Rozprawę doktorską nt. „Właściwości układów napędowych z silnikiem asynchronicznym zasilanym z cyklokonwertora” obronił na Wydziale Elektrycznym Politechniki Warszawskiej w 1989 r. Od 1980 roku zatrudniony na Wydziale Elektrycznym Politechniki Białostockiej.

Jego zainteresowania zawodowe koncentrowały się na zagadnieniach analizy i syntezy przekształtników energoelektronicznych (tyrystorowe falowniki z komutacją centralną, bezpośrednie przemienniki częstotliwości, głównie cyklokonwertory) oraz wektorowych metodach ich sterowania w zastosowaniach napędowych. Od 1990 roku jego praca naukowa koncentruje się wokół zagadnień konstrukcji energooszczędnych przekształtników energoelektronicznych realizowanych z wykorzystaniem rezonansowych źródeł zasilania i sterowanych modulatorami wektorowymi z optymalizacją częstotliwości łączeń. Autor dwóch monografii i wielu artykułów.