

Porównanie właściwości wybranych wektorowych regulatorów prądu w stanach dynamicznych w przekształtniku AC/DC

Streszczenie. W artykule opisano proces regulacji składowej i_x wektora prądu sieci (proporcjonalnej do mocy czynnej) w stanie dynamicznym. Przedstawiono możliwości kształtowania prądu w stanie przejściowym przez przekształtnik AC/DC. Porównania dokonano dla dwóch algorytmów wektorowej regulacji mocy czynnej i biernej (VOC-PWM, sterowanie predykcyjne). Kryterium oceny był czas trwania stanu przejściowego oraz możliwość niezależnej regulacji składowych wektora prądu sieci i_x, i_y .

Abstract. In this paper the control process of i_x component of the grid current (proportional to the active power) in a dynamic state was presented. The possibilities of shaping current in dynamic state were presented. Comparisons were made for different vector control active and reactive power. The evaluation criterion was the duration of the transition state, and the ability to independently adjust the vector components of the line current i_x, i_y . (Comparison of properties vector current regulator in the dynamic states in the AC/DC converter).

Słowa kluczowe: sterowanie polowo zorientowane (VOC-PWM), sterowanie predykcyjne, przekształtnik AC/DC.

Keywords: voltage oriented control, predictive control, AC/DC converter.

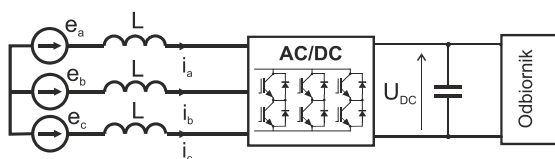
doi:10.12915/pe.2014.11.18

Wstęp

Dwukierunkowe przekształtniki AC/DC wykorzystywane do sprzęgania sieci EE z obwodami prądu stałego są coraz powszechniej stosowane, głównie w odnawialnych źródłach energii, ale także w falownikach zasilających napędy o dużym momencie bezwładności. Do ich sterowania wykorzystuje się analogiczne algorytmy wektorowe, stosowane do regulacji silników indukcyjnych [2, 5]. W artykule przedstawiono zostało porównanie algorytmów wektorowych, linowego (VOC-PWM) [4], i nieliniowego [1] (sterowanie predykcyjne z dwiema różnymi funkcjami kosztów). Skupiono się na porównaniu czasu regulacji mocy czynnej (składowa i_x wektora prądu) i odprężeniu torów regulacji składowych i_x oraz i_y wektora prądu w stanie dynamicznym. Szybkie uzyskanie wartości zadanej prądu przez regulator może pozwolić na zmniejszenie pojemności drogich kondensatorów elektrolitycznych (zmniejszenie ceny i wymiarów przekształtnika). Dodatkowa duża dynamika kształtowania prądu może rozszerzyć funkcjonalność przekształtników w odnawialnych źródłach energii o filtrowanie wyższych harmonicznych prądu (filtr aktywny).

Model trójfazowego przekształtnika sieciowego AC/DC

Na rysunku 1 przedstawiono schemat omawianego przekształtnika.



Rys.1. Schemat przekształtnika AC/DC

Układ z rysunku 1 można opisać równaniem wektorowym w stacjonarnym układzie współrzędnych $\alpha\beta$:

$$(1) \quad \mathbf{E}_{\alpha\beta} = L \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{\alpha\beta} + \mathbf{U}_{\alpha\beta}$$

gdzie:

$$(2) \quad \mathbf{U}_{\alpha\beta} = \begin{cases} \frac{2}{3} U_{DC} e^{j(n-1)\frac{\pi}{3}}, & \text{dla } n = \{1, 2, \dots, 6\} \\ "0", & \text{dla } n = \{0, 7\} \end{cases}$$

$\mathbf{U}_{\alpha\beta}$ – wektor napięcia przekształtnika, \mathbf{E} – wektor napięcia

sieci, \mathbf{i}_{xy} – wektor prądu sieci, L – indukcyjność dławika sieciowego.

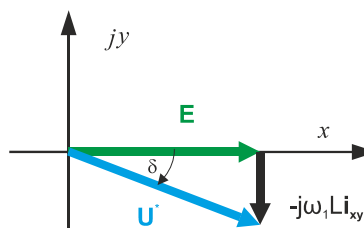
Po przeniesieniu równania (1) do wirującego z pulsacją napięcia sieci zasilającej ω_1 , układu współrzędnych xy otrzymujemy:

$$(3) \quad \mathbf{E}_{xy} = L \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{xy} + j\omega_1 L \mathbf{i}_{xy} + \mathbf{U}_{xy}$$

gdzie:

$$(4) \quad \mathbf{U}_{xy} = \begin{cases} \frac{2}{3} U_{DC} e^{j((n-1)\frac{\pi}{3} - \omega_1 t)}, & \text{dla } n = \{1, 2, \dots, 6\} \\ "0", & \text{dla } n = \{0, 7\} \end{cases}$$

Korzystając z równania (3), przy założeniu, że odtwarzany prąd sieci jest bliski sinusoidalnej wartości zadanej (stosując takie przybliżenie w stanie ustalonym wektor \mathbf{i}_{xy} jest stały, a jego pochodna równa zero) wprowadzamy wielkość pierwszej harmonicznej napięcia przekształtnika \mathbf{U}^* (5) graficznie zilustrowaną na rysunku 2.



Rys.2. Wektor napięcia zadanego \mathbf{U}^*

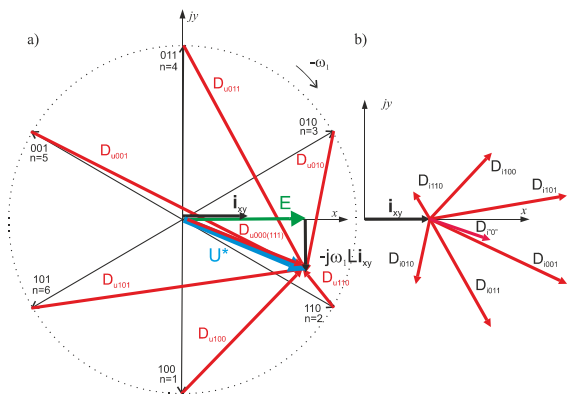
$$(5) \quad \mathbf{U}^* = \mathbf{E}_{xy} - j\omega_1 L \mathbf{i}_{xy}$$

Z równania (3) i (5) możemy wyznaczyć wielkość \mathbf{D}_{uxxx} proporcjonalną do pochodnej wektora prądu (6) oraz wielkość \mathbf{D}_{ixxx} opisującą kierunek i szybkość zmian wektora prądu sieci (7):

$$(6) \quad L \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{xy} = \mathbf{D}_{uxxx} = \mathbf{U}^* - \mathbf{U}_{xy}$$

$$(7) \quad \mathbf{D}_{ixxx} = \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{xy} = \frac{1}{L} \mathbf{D}_{uxxx}$$

Ilustrację graficzną równania (6) przedstawiono na rysunku 3a, a równania (7) na rysunku 3b.



Rys.3. Wektory proporcjonalne do wektorów pochodnych prądu (a) oraz wektory pochodnych prądu (b)

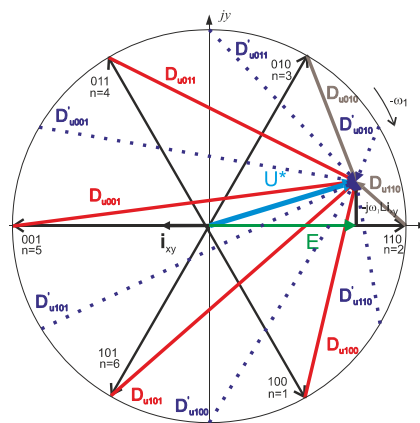
Warunki wektorowej regulacji prądu w stanie dynamicznym

Głównym zadaniem przekształtnika AC/DC jest przekazywanie energii z lub do sieci EE przy zachowaniu współczynnika mocy równego jeden. W dalszej analizie będzie rozważana dynamiczna zmiana składowej i_x wektora prądu (proporcjonalnej do mocy czynnej). Skokowa zmiana składowej i_y (proporcjonalnej do mocy biernej) będzie pominięta. Algorytm sterowania przekształtnikiem sieciowym w stanie dynamicznym powinien zapewnić jak najkrótszy czas osiągnięcia wartości zadanej prądu oraz pełne odciążenie torów regulacji składowych wektora prądu. Poniżej przedstawiona została analiza działania różnych algorytmów sterowania wektorowego przekształtnikiem AC/DC w stanach dynamicznych. Sposób odtwarzania prądu zadanego zależy od algorytmu sterowania. Zasadniczy wpływ na możliwości jego regulacji ma odpowiedni wybór wektorów napięcia przekształtnika, od których z kolei zależy kierunek i szybkość zmian wektora prądu (6)-(7). W układzie wirującym xy wektory te obracają się z prędkością ω_1 zgodnie z kierunkiem ruchu wskazówek zegara. Zmienia się przez to długość i położenie wektorów kierunku zmian prądu D_{uxxx} .

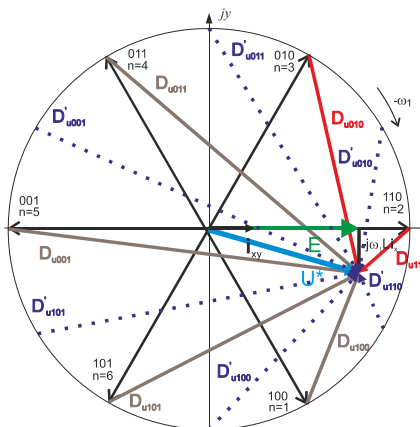
Analizę regulacji prądu w stanie dynamicznym podzielono na dwie sytuacje. Pierwszą: przy przejściu ze stanu oddawania energii do sieci do stanu pobierania energii z sieci (skok zadanej wartości prądu $i_x^* = -30$ A na $i_x^* = 30$ A rysunek 4) oraz drugą występującą w przypadku odwrotnym, gdy skokowo wartość zadana prądu zmienia się z $i_x^* = 30$ A na $i_x^* = -30$ A (rysunek 5). Na rysunku 4 linią ciągłą oznaczono wektory napięcia przekształtnika U_{xxx} oraz wielkości D_{uxxx} , linią przerywaną oznaczono obrócone o kąt 30° wektory proporcjonalne do pochodnej prądu D'_{uxxx} . Algorytm sterowania powinien wybierać wektory napięcia przekształtnika U_{xxx} , dla których wielkości D_{uxxx} są najdłuższe w osi x . Dzięki temu wzrost składowej i_x prądu będzie najszybszy. Jak widać w analizowanej sytuacji najszybszą zmianę składowej prądu i_x zapewniają wektory U_{001} , U_{011} oraz U_{101} . Metody nieliniowe gwarantują wybór dynamicznych wektorów napięcia [1], jednak tylko metody predykcyjne uwzględniają ciągły obrót wektorów napięcia przekształtnika oraz odchylenia wektora U^* od osi x . W metodzie VOC-PWM przejście ze stanu oddawania energii do stanu jej pobierania jest znacznie dłuższe niż w metodach nieliniowych. Jest to związane z tym, iż modulator PWM w stanie przejściowym korzysta z dynamicznych wektorów napięcia U_{011} oraz U_{001} (dla których pochodne D_{011} , D_{001} są najdłuższe) tylko przez okres czasu Δt (rys. 9b).

Na rysunku 5 przedstawiono wpływ obrotu gwiazdy wektorów napięcia wyjściowego przekształtnika U_{xxx} na zmianę długości i położenia wektorów kierunku zmian prądu D_{uxxx} w pracy prostownikowej.

Proces przejścia z pracy prostownikowej do falownikowej jest znacznie dłuższy niż w sytuacji odwrotnej. Przyczyną tego jest fakt, iż w zależności od położenia gwiazdy wektorów napięcia U_{xxx} , istnieje moment gdy tylko jeden wektor (D_{110}) zmniejsza uchyb składowej i_x prądu. Po obrocie gwiazdy wektorów o kąt 30° już dwa wektory U_{010} , U_{110} , zmniejszają wartość składowej i_x prądu. Zmiana ta jest jednak bardzo wolna ponieważ wektory proporcjonalne do pochodnej prądu D'_{010} , D'_{110} są najkrótsze w osi x .



Rys.4. Wpływ obrotu gwiazdy wektorów napięcia wyjściowego przekształtnika U_{xxx} na zmianę długości i położenia wektorów kierunku zmian prądu D_{uxxx} podczas pracy falownikowej



Rys.5. Wpływ obrotu gwiazdy wektorów napięcia wyjściowego przekształtnika U_{xxx} na zmianę długości i położenia wektorów kierunku zmian prądu D_{uxxx} podczas pracy prostownikowej

Wpływ funkcji kosztów na wektorową regulację prądu w stanie dynamicznym

W metodach predykcyjnych opartych na modelu obiektu ze skończoną liczbą sterowań (MPC) wyboru optymalnego wektora napięcia przekształtnika dokonuje się na podstawie tzw. funkcji kosztów (funkcji jakości) [3]. Jej konstrukcja decyduje o uchybach regulowanych wielkości w stanie statycznym oraz dynamicznym. W artykule omówiono dwie wybrane funkcje jakości, których zadaniem jest regulacja prądu w przekształtniku AC/DC.

Zależność (8) opisuje funkcje kosztów J_{kl} , której zadaniem jest minimalizacja długości wektora uchybu prądu.

$$(8) \quad J_{kl} = \sqrt{\varepsilon_{x[n]}^p{}^2 + \varepsilon_{y[n]}^p{}^2}$$

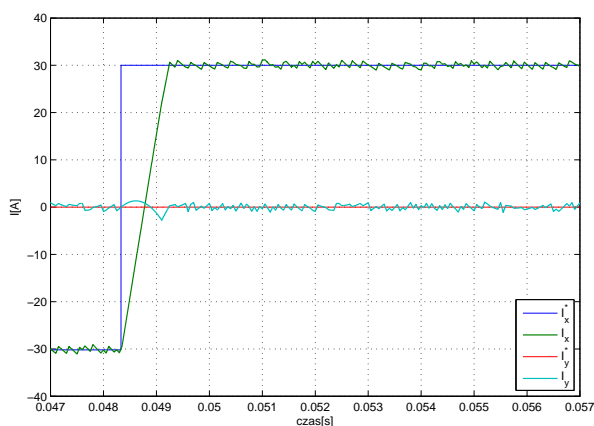
Funkcję kosztów J_{k2} opisuje zależność (9), która jest sumą długości składowych uchybu wektora prądu.

$$(9) \quad J_{k2} = \left| \varepsilon_{x[n]}^p \right| + \left| \varepsilon_{y[n]}^p \right|$$

W stanie statycznym nie zaobserwowano różnicy w działaniu regulatora prądu z funkcją kosztów J_{k1} oraz J_{k2} . W obu przypadkach współczynnik THD regulowanego prądu jest na tym samym poziomie przy zachowaniu tej samej średniej częstotliwości przełączeń tranzystorów, jednak w stanie dynamicznym obie funkcje działają w różny sposób. Wskaźnik J_{k1} zapewnia najszybszą z możliwych (ograniczoną tylko przez indukcyjność dławików i wartość napięcia U_{DC}) regulację składowej i_x prądu. Odbywa się to przy chwilowym zaniedbaniu regulacji składowej i_y , spowodowanym tym, iż wskaźnik jakości operuje na wektorze uchybu, a nie na poszczególnych jego składowych). Regulator z funkcją kosztów J_{k2} gwarantuje pełne odprężenie regulowanych składowych wektora prądu. Podczas trwania dynamicznej zmiany składowej i_x , składowa i_y utrzymywana jest na zadanym poziomie, wydłuża się jednak czas trwania stanu przejściowego.

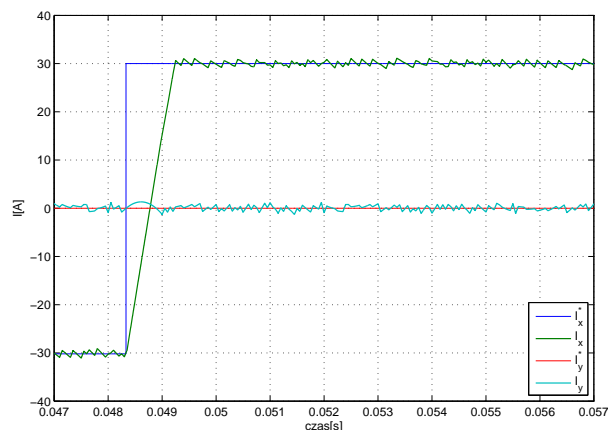
Wyniki badań symulacyjnych

Badania symulacyjne przeprowadzono w środowisku Matlab/Simulink. Wartość napięcia w obwodzie pośredniczącym wynosiła $U_{DC} = 700$ V, indukcyjność dławików filtrujących $L = 11,5$ mH, składowa wektora prądu sieci $i_y^* = 0$ A. W celu porównania do siebie różnych metod sterowania (liniowych i nieliniowych) założono, iż będą one działały z taką samą średnią częstotliwością przełączeń tranzystorów równą $f_{s(sv)} = 3,5$ kHz. Okres próbkowania przy takiej częstotliwości przełączeń wynosił odpowiednio dla metody predykcyjnej $T_p = 50$ μ s, natomiast w metodzie VOC-PWM $T_p = 286$ μ s. Ponadto we wszystkich przebiegach, stan dynamiczny rozpoczynał się przy takim samym położeniu gwiazdy wektorów napięcia wyjściowego przekształtnika U_{xxx} . Dzięki czemu w każdym przypadku potencjalny wpływ wektorów napięcia przekształtnika na kształtowanie przebiegu prądu był taki sam, a regulacja prądu zależała wyłącznie od tego w jaki sposób algorytm sterowania wybierał wektory napięcia. W metodzie VOC-PWM konieczne było odpowiednie dostrojenie regulatorów PI w torze regulacji składowych wektora prądu sieci i_{xy} . Nastawy regulatorów dobrano tak by THD w metodzie VOC-PWM było jak najbardziej zbliżone do uzyskanego w metodzie predykcyjnej.



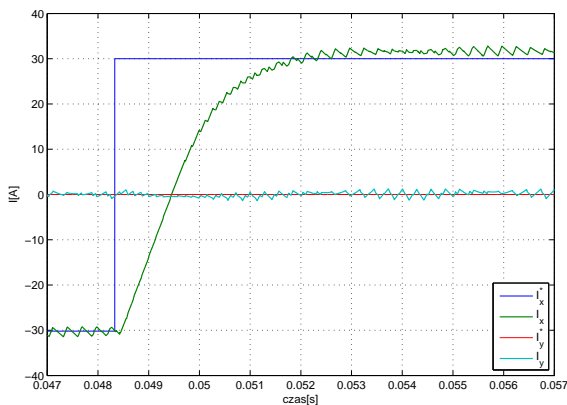
Rys.6. Przebieg składowych wektora prądu w metodzie predykcyjnej z funkcją kosztu J_{k1}

Na rysunkach 6 – 8 przedstawiono przebiegi składowych wektora prądu sieci i_x , i_y oraz ich wartości zadane w stanie dynamicznym podczas skokowej zmiany składowej $i_x^* = -30$ A na $i_x^* = 30$ A. Porównując powyższe przebiegi pod kątem czasu trwania stanu dynamicznego metoda predykcyjna z funkcją kosztów J_{k1} (rys. 7) oraz J_{k2} (rys. 8) osiąga wartość zadaną składowej i_x wektora prądu sieci w tym samym czasie tj. 0,87 ms. W metodzie VOC-PWM czas trwania stanu dynamicznego wynosi 3,67 ms co oznacza, iż jest 4,2 razy dłuższy w porównaniu do algorytmów z regulatorem predykcyjnym. Ponadto charakteryzuje się przeregulowaniem nie występującym w metodach nieliniowych. W metodzie VOC-PWM w stanie ustalonym wektor napięcia U^* kształtowany jest poprzez załączanie na odpowiedni czas trzech wektorów napięcia przekształtnika tj. zerowego oraz dwóch najbliższych wektorów aktywnych. Na rysunkach 9a i 9b przedstawiono stan przejściowy (zwiększenie wartości prądu i_x z -30 A na 30 A) w rozciągniętej skali czasu. W analizie stanu przejściowego wykorzystano także rys. 4. W początkowej fazie regulacji (0,04833 s - 0,04925 s) modulator przechodzi w obszar nadmodulacji. Używane są wtedy do kształtowania napięcia U^* wraz z wektorem zerowym wektory dynamiczne U_{011} , U_{001} . Długości wektorów D_{011} , D_{001} (rys. 4) w osi x są najdłuższe czyli zapewniają najszybszy wzrost regulowanej składowej prądu sieci. Czas ich używania przez modulator PWM jest jednak bardzo krótki w porównaniu do czasu używania wektora zerowego, dla którego wielkość $D_{u000(111)}$ jest o połowę krótsza co osłabia szybkość narastania składowej i_x prądu. W następnej fazie stanu przejściowego (0,04925 s - 0,04975 s) używany jest praktycznie tylko wektor zerowy napięcia przekształtnika. Prąd nie narasta więc tak szybko jak by mógł gdyby układ sterowania wybierał wektory dynamiczne. W ostatniej fazie stanu przejściowego (0,04975 s - 0,052 s) modulator używa wektorów napięcia położonych najbliżej wektora U^* tj. U_{000} , U_{111} , U_{110} , U_{010} . Wielkości D_{u110} , D_{u010} proporcjonalne do wektora pochodnej prądu kierują wartość i_x w przeciwnym od zamierzonego kierunku (zmniejszając jej wartość). Wydłuża to znacznie czas trwania procesu przejściowego. W metodach predykcyjnych w stanie dynamicznym wybierane są tylko wektory dynamiczne napięcia przekształtnika tj. U_{001} lub U_{101} zapewniające najszybszy czas regulacji. W metodzie predykcyjnej funkcją kosztów J_{k2} do przełączeń pomiędzy dynamicznymi wektorami napięcia U_{001} , a U_{101} dochodzi tylko w celu kontroli składowej i_y wektora prądu sieci.

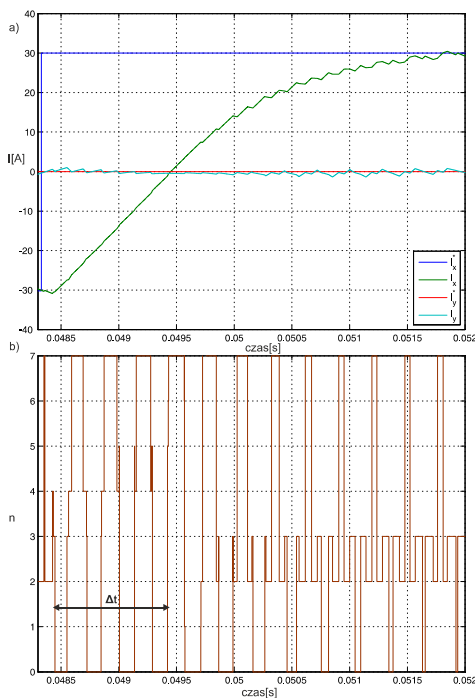


Rys.7. Przebieg składowych wektora prądu w metodzie predykcyjnej z funkcją kosztu J_{k2}

Na rysunkach 10 – 12 przedstawiono przebiegi składowych wektora prądu sieci i_x , i_y oraz ich wartości zadane w stanie dynamicznym podczas skokowej zmiany składowej $i_x^* = 30$ A na $i_x^* = -30$ A. Pierwszym kryterium, według którego porównano powyższe przebiegi jest czas trwania stanu dynamicznego.



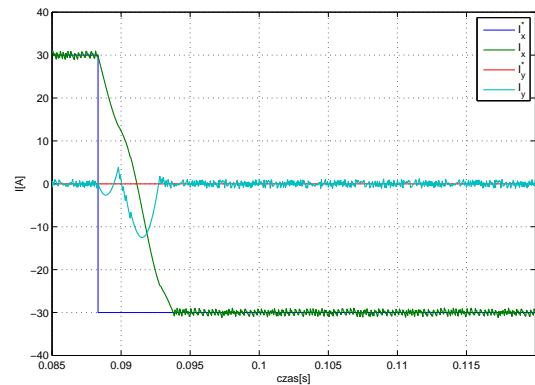
Rys.8. Przebieg składowych wektora prądu w metodzie VOC-PWM



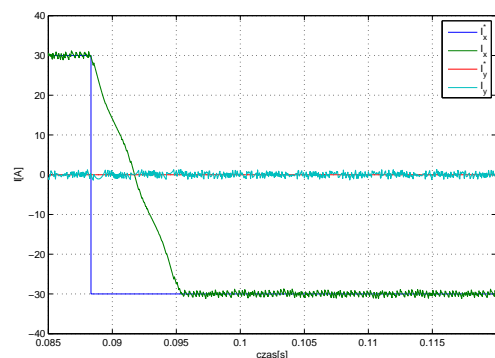
Rys.9. Przebieg składowych wektora prądu w metodzie VOC-PWM (a), przebieg wektorów napięcia przekształtnika ($n = 0,1..7$) używanych przez modulator PWM (b)

Najszybciej (5,42 ms) wartość zadana składowej prądu i_x została osiągnięta w metodzie predykcyjnej z J_{k1} . W algorytmie predykcyjnym z J_{k2} czas ten wynosił 6,97ms, w VOC-PWM 8,02ms. Stan przejściowy w metodzie VOC-PWM trwał o 48% dłużej niż w predykcji J_{k1} . Symulacje potwierdzają to, iż dla badanych metod zmniejszanie składowej i_x wektora prądu w przekształtniku AC/DC trwa znacznie dłużej niż zwiększanie tej składowej. Różnice w czasie trwania stanu przejściowego pomiędzy algorytmami wynikają z innego sposobu wyboru wektorów napięcia przekształtnika. Metoda VOC-PWM charakteryzuje się najdłuższym czasem regulacji, ponieważ w końcowej fazie trwania stanu dynamicznego używany jest wektor zerowy napięcia, którego pochodna $D_{u11(000)}$ zwiększa składową i_x

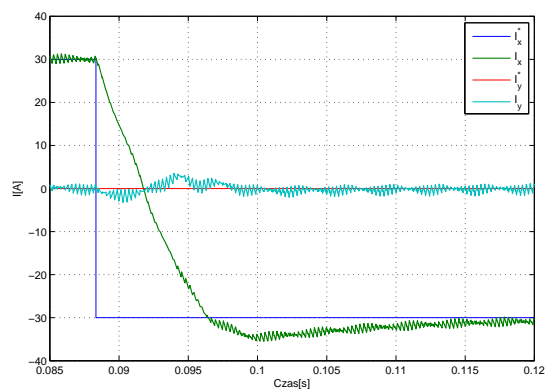
zamiast ją zmniejszać. Widoczne jest również sprzężenie pomiędzy torami regulacji składowych wektora prądu (składowa i_y odbiega od wartości zadanej). Metoda predykcyjna z funkcją kosztów J_{k1} minimalizuje długość wektora uchybu prądu sieci. W chwili pojawienia się znacznego uchybu składowej i_x (przy skokowej zmianie) regulator dąży do minimalizacji długości wektora uchybu. Mały uchyb składowej i_y jest wtedy pomijany. Wpływa to na chwilowe pogorszenie regulacji składowej biernej prądu. Predykcja z funkcją jakości J_{k2} zapewnia niezależną regulację składowej i_x oraz i_y . W stanie ustalonym jak i przejściowym składowa i_y utrzymywana jest na zadanym poziomie.



Rys.10. Przebieg składowych wektora prądu w metodzie predykcyjnej z funkcją kosztu J_{k1}



Rys.11. Przebieg składowych wektora prądu w metodzie predykcyjnej z funkcją kosztu J_{k2}



Rys.12. Przebieg składowych wektora prądu w metodzie VOC-PWM

Wnioski

W artykule przedstawiono proces regulacji składowej i_x wektora prądu sieci (proporcjonalnej do mocy czynnej) w stanie dynamicznym, w przekształtniku AC/DC. Kryterium oceny był między innymi czas trwania stanu przejściowego oraz możliwość niezależnej regulacji składowych wektora prądu sieci i_x , i_y . Algorytm VOC-PWM nie zapewnia pełnego odprężenia torów regulacji składowych wektora prądu sieci. Charakteryzuje się też najdłuższym czasem regulacji. Czas ten w dużej mierze zależy od nastaw regulatorów, które stanowią kompromis pomiędzy szybkością regulacji, a jakością przebiegu prądu. Metody predykcyjne uwzględniają ciągły obrót gwiazdy wektorów napięcia przekształtnika. Ma to szczególne znaczenie w stanie przejściowym trwającym długi okres czasu (przejście z pracy prostownikowej do falownikowej). Funkcja kosztów J_{k2} w porównaniu do J_{k1} zapewnia pełne odprężenie torów regulacji składowych wektora prądu sieci. Odbywa się to jednak kosztem wydłużenia stanu przejściowego.

Praca dofinansowana ze środków z pracy W/WE/4/2013 i pracy S/WE/3/2013.

LITERATURA

- [1] Kulikowski K., Sikorski A., Porównanie nowych metod bezpośredniej regulacji mocy dwu- i trójfazowych przekształtników AC/DC, *Przegląd Elektrotechniczny*, 87 (2011), nr 1, s.56-61
- [2] Sikorski A., Korzeniewski M.: Predykcyjna regulacja momentu i strumienia silnika indukcyjnego – DTFC-P, *Przegląd Elektrotechniczny*, 88 (2012), nr 4b, 213-218.
- [3] Rodríguez, J., Pontt, J., Silva, C.A., Correa, P., Lezana, P., Cortes, P., Predictive Current Control of a Voltage Source Inverter, *IEEE Trans. Magn.*, 54 (2007), n. 1, 495-503
- [4] Malinowski M., Sensorless Control Strategies for Three-Phase PWM Rectifiers, Ph.D.Thesis, Warsaw University of Technology, Warsaw, 2001
- [5] Grodzki R., Nowy algorytm bezpośredniej regulacji momentu i strumienia maszyny indukcyjnej, *Przegląd Elektrotechniczny*, 88 (2012), nr.12a, 34-37

Autorzy: mgr inż. Piotr Falkowski, dr hab. inż. Marian Roch Dubowski prof. nzw. w PB, Politechnika Białostocka, Wydział Elektryczny, Katedra Energoelektroniki i Napędów Elektrycznych, ul. Wiejska 45D, 15-351 Białystok, e-mail: dubowski@pb.edu.pl, p.falkowski@doktoranci.pb.edu.pl.