

Nowa metoda sterowania trójfazowym przekształtnikiem AC/DC

Streszczenie. Praca dotyczy sieciowego przekształtnika AC/DC pracującego jako źródło prądowe. Referat przedstawia nowy sposób sterowania przekształtnikiem, bazujący na metodzie DPC, który zapewnia jednostkowy współczynnik mocy i minimalizuje zawartość wyższych harmonicznych w prądzie pobieranym z sieci. Zaproponowana metoda opiera się na zasadzie wyboru wektorów prądu prostownika w zależności od zadanej wartości prądu stałego i prądu pobieranego przez filtr pojemnościowy. Poprawność działania algorytmu potwierdzają wyniki symulacji w środowisku MATLAB/Simulink.

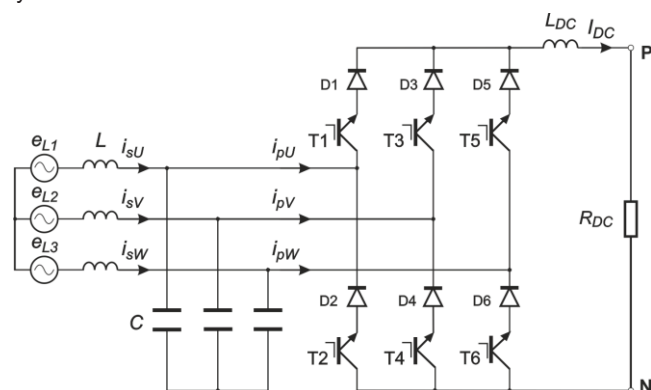
Abstract. The paper presents a new control algorithm for Current Source Rectifier supplied from the grid, based on Direct Power Control. Proposed method corrects power factor and reduces higher harmonics in phase current. The algorithm chooses proper space vector of CSR according to the reference direct current and filter current. Properties of the new method are shown in simulations carried out using MATLAB/Simulink. (A new control method of three-phase current source rectifier).

Słowa kluczowe: bezpośrednia regulacja mocy, korekcja współczynnika mocy, przekształtnik AC/DC, źródło prądowe.
Keywords: Direct Power Control, Power Factor Correction, Current Source Rectifier.

doi:10.12915/pe.2014.11.21

Wstęp

Prostowniki trójfazowe można podzielić, ze względu na charakter źródła, na prostowniki pracujące jako źródło napięciowe lub prądowe. W niniejszej pracy rozważany jest sieciowy przekształtnik AC/DC pracujący jako źródło prądowe. Jego schemat elektryczny jest przedstawiony na rysunku 1.



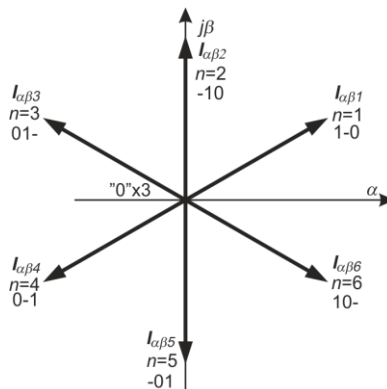
Rys.1. Schemat części silnoprądowej prostownika

Sterowanie tranzystorami polega na jednoczesnym załączaniu tylko dwóch tranzystorów: jednego z grupy „dodatniej” i jednego z grupy „ujemnej”. Stan łączników można przedstawić w postaci logicznej. Dla danej gałęzi stan „1” oznacza załączenie tranzystora podłączonego do bieguna dodatniego odbiornika, zaś stan „0” załączenie tranzystora podłączonego do bieguna ujemnego. Stan „-” oznacza, że żaden tranzystor w danej gałęzi nie jest załączony. W ten sposób można zapisać wszystkie wektory aktywne falownika, tj. umożliwiające przepływ prądu do odbiornika. Na przykład stan „1-0” oznacza załączenie tranzystorów T1 i T6. Jeśli odbiornik nie jest zasilany używane są tzw. wektory „zerowe” prądu i załącza się tranzystory z jednej gałęzi. Stan „X” oznacza zwarcie w danej fazie, np. „X-” oznacza, że załączone są jedynie tranzystory T1 i T2 (zwarcie w fazie U).

Wektor prądu przekształtnika w stacjonarnym układzie odniesienia $\alpha\beta$ po transformacji z układu trójfazowego UVW ma wartość

$$(1) \quad I_{p\alpha\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} I & a & a^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{pU} \\ i_{pV} \\ i_{pW} \end{bmatrix} = \begin{cases} I_{DC} e^{j(n\frac{\pi}{3} - \frac{\pi}{6})} \\ 0 \end{cases}$$

gdzie: $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$, I_{DC} – wartość prądu w obwodzie prądu stałego między zaciskami P-N, n – współczynnik określający stan łączników (od 1 do 6), 0 – wektor zerowy.



Rys.2. Wektory prądu prostownika

Wektory opisane równaniem (1) są przedstawione na rysunku 2. Amplituda pierwszej harmonicznej prądu fazowego prostownika przy wykorzystaniu modulacji PWM jest opisana równaniem

$$(2) \quad I_{pU} = \frac{\sqrt{3}}{2} m_a I_{DC}$$

gdzie m_a jest współczynnikiem modulacji amplitudy.

Sterowanie przekształtnikiem

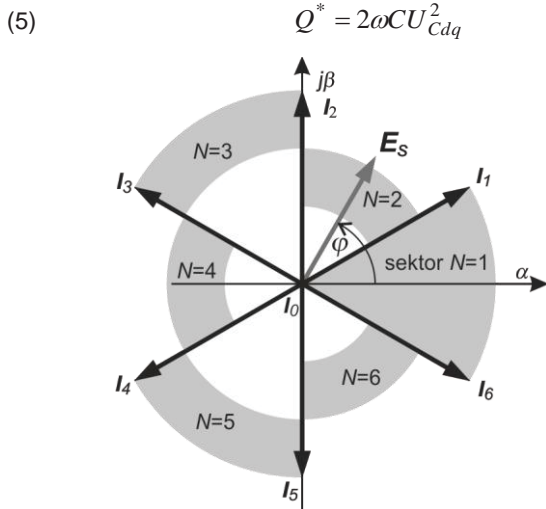
Metoda DCP polega na wyborze odpowiednich wektorów prądu na podstawie stanu komparatorów mocy czynnej i biernej pobieranej z sieci oraz sektora, w którym znajduje się wektor siły elektromotorycznej sieci $E_{s\alpha\beta}$ [1]. Podział płaszczyzny na sektory przedstawiono na rysunku 3.

W opracowanej metodzie zadawany jest prąd stały regulowany poprzez regulator liniowy, który zadaje napięcie w obwodzie prądu stałego, a przez to zadając moc czynną pobieraną przez przekształtnik. Rzeczywiste moce czynna i bierna pobierane przez prostownik są wyznaczone w wirującym z synchroniczną prędkością kątową ω_s układzie odniesienia dq zorientowanym na wektor E_{sdq} , który leży na osi d . Opisują je następujące wzory

$$(3) \quad P = 2E_{sd} \cdot I_{pd}$$

$$(4) \quad Q = -2E_{sd} \cdot I_{pq}$$

Moc bierna zadana jest przeciwnego znaku do mocy pobieranej przez filtr pojemnościowy zgodnie ze wzorem (5), dzięki czemu kompensuje się moc bierną pobieraną z sieci.



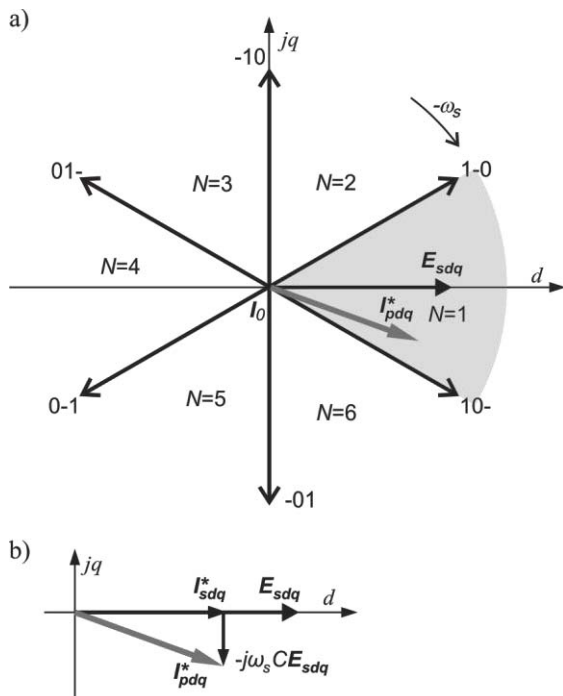
Rys.3. Podział płaszczyzny $\alpha\beta$ na sektory

Składowe d i q prądu prostownika są odpowiedzialne kolejno za moc czynną i moc bierną. Na prąd pobierany z sieci ma wpływ prąd prostownika i prąd filtru zgodnie ze wzorem

$$(6) \quad I_{sdq} = I_{pdq} + j\omega_s CU_{Cdq}$$

Pomijając spadek napięcia na indukcyjności otrzymujemy równanie na prąd zadany przekształtnika

$$(7) \quad I_{pdq}^* = I_{sdq}^* - j\omega_s CE_{sdq}$$



Rys.4. Graficzne przedstawienie kierunków wirowania wektorów prądu (a) oraz wykres wektorowy prądów sieci, pojemności i prostownika w układzie dq

Równanie (6) można przedstawić na wykresie wektorowym w postaci rysunku 4b. Jak można zauważyć

na rysunku 4a wektor zadanego prądu prostownika I_{pdq}^* znajduje się między dwoma wektorami aktywnymi 1-0 i 10-. Oznacza to, że wektor zadany powinien w tej sytuacji być odtwarzany właśnie przy pomocy tych wektorów oraz wektora zerowego.

Na podstawie metody przedstawionej w [1] i [2] została opracowana nowa tablica przełączeń. W niniejszej metodzie używany jest trójpoziomowy komparator regulujący moc czynną oraz dwupoziomowy komparator sterujący mocą bierną. Zgodnie z rysunkiem 4a przy użyciu wektora 1-0 rzeczywisty prąd przekształtnika I_{pdq} ma dodatnią składową d i q . Na podstawie wzorów (4) i (5) można stwierdzić, że oznacza to zwiększenie mocy czynnej i spadek mocy biernej. Dla wektora 10- wektor rzeczywisty prądu przekształtnika ma dodatnią składową d i ujemną składową q , co oznacza wzrost mocy czynnej i wzrost mocy biernej. Przy użyciu wektora zerowego X- prąd przekształtnika ma zerową składową d i q , co oznacza spadek mocy czynnej i biernej. Pełną analizę wpływu wektorów na moc przedstawiono w tabeli 1.

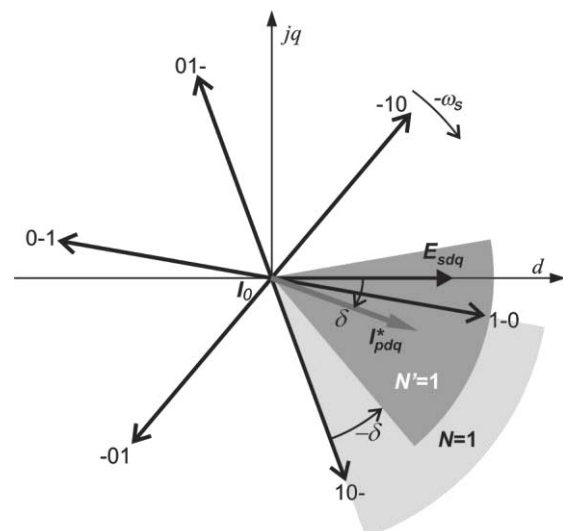
Tabela 1. Wpływ wektorów prądu prostownika na zmiany mocy czynnej i biernej

Wektor	1-0	-10	01-	0-1	-01	10-	X--
P	↑	↓	↓	↓	↓	↑	↓
Q	↓	↓	↓	↑	↑	↑	↓

W układzie dq wektory rzeczywistych prądów i napięć są nieruchome, a gwiazda wektorów prądów obraca się z prędkością $-\omega_s$. Stąd wpływ każdego wektora na pobieraną moc czynną i bierną zależy od czasu, toteż płaszczyzna dq została podzielona na 6 sektorów obracających się wraz z wektorami. W zależności od tego, w którym sektorze leży wektor E_{sdq} oraz stanu komparatorów wybierane są odpowiednie wektory prądu według tablicy przełączeń przedstawionej w tabeli 2.

Tabela 2. Tablica selekcji wektorów według zaproponowanej metody

d_q	d_p	$N=1$	$N=2$	$N=3$	$N=4$	$N=5$	$N=6$
1	1	10-(6)	1-0(1)	-10(2)	01-(3)	0-1(4)	-01(5)
	0	-01(5)	10-(6)	1-0(1)	-10(2)	01-(3)	0-1(4)
	-1	0-1(4)	-01(5)	10-(6)	1-0(1)	-10(2)	01-(3)
0	1	1-0(1)	-10(2)	01-(3)	0-1(4)	-01(5)	10-(6)
	0	X--(0)	--X(8)	-X-(7)	X--(0)	--X(8)	-X-(7)
	-1	01-(3)	0-1(4)	-01(5)	10-(6)	1-0(1)	-10(2)



Rys.5. Graficzna ilustracja wpływu wektorów prądu prostownika po wyjściu wektora E_{sdq} z sektora $N=1$ (a), obrót sektorów N (b)

W sektorze $N=1$ wybierane są wektory 1-0 i 10-, między którymi znajduje się wektor prądu zadanego I_{pdq}^* . Po wyjściu wektora E_{sdq} z tego sektora zamiast nich są wybierane wektory -10 i 1-0. Jak ilustruje rysunek 5 są to wektory niewłaściwe do uzyskania prądu zadanego, gdyż wektor I_{pdq}^* nadal znajduje się między wektorami 1-0 i 10-. Na podstawie wyżej przeprowadzonej analizy można stwierdzić, że do prawidłowego wyboru sektora należy brać pod uwagę orientację wektora I_{pdq}^* względem E_{sdq} . Dlatego w układzie regulacji do kąta φ wyznaczającego położenie wektora E_{sdq} dodawany jest kąt δ [3]. Odpowiada to obrotowi sektorów o kąt $-\delta$. Dzięki temu prąd I_{pdq}^* jest zawsze odtwarzany przez odpowiednie wektory prostownika w przedziale czasu odpowiadającym jednemu sektorowi.

Ze względu na to, że wektor I_{pdq}^* nie leży w osi d należy zauważyć, że wpływ wektorów prostownika na moc czynną i bierną zależy od kąta δ . Dlatego też wektor uchybu należy obrócić o kąt $-\delta$ i wtedy wpływ wektorów będzie jednakowo proporcjonalny do mocy analogicznie jak pokazano w [3] dla wpływu wektorów na pochodne prądu. Operacja obrotu wektora uchybu wymaga przeskalowania uchybów ε_P i ε_Q do skali prądowej aby zachować odpowiednie proporcje. Wektor uchybu jest definiowany jako

$$(8) \quad \varepsilon_{iPQ} = \varepsilon_P c_P + j \varepsilon_Q c_Q$$

Znając składowe prądu I_{pd} , I_{pq} w wirującym układzie współrzędnych dq w warunkach statycznych współczynniki proporcjonalności wyznacza się następująco

$$(9) \quad c_P = \frac{I_{pd}}{P} = \frac{1}{E_{sd}}$$

$$(10) \quad c_Q = \frac{I_{pq}}{Q} = \frac{1}{E_{sd}}$$

Obrót realizowany jest następująco

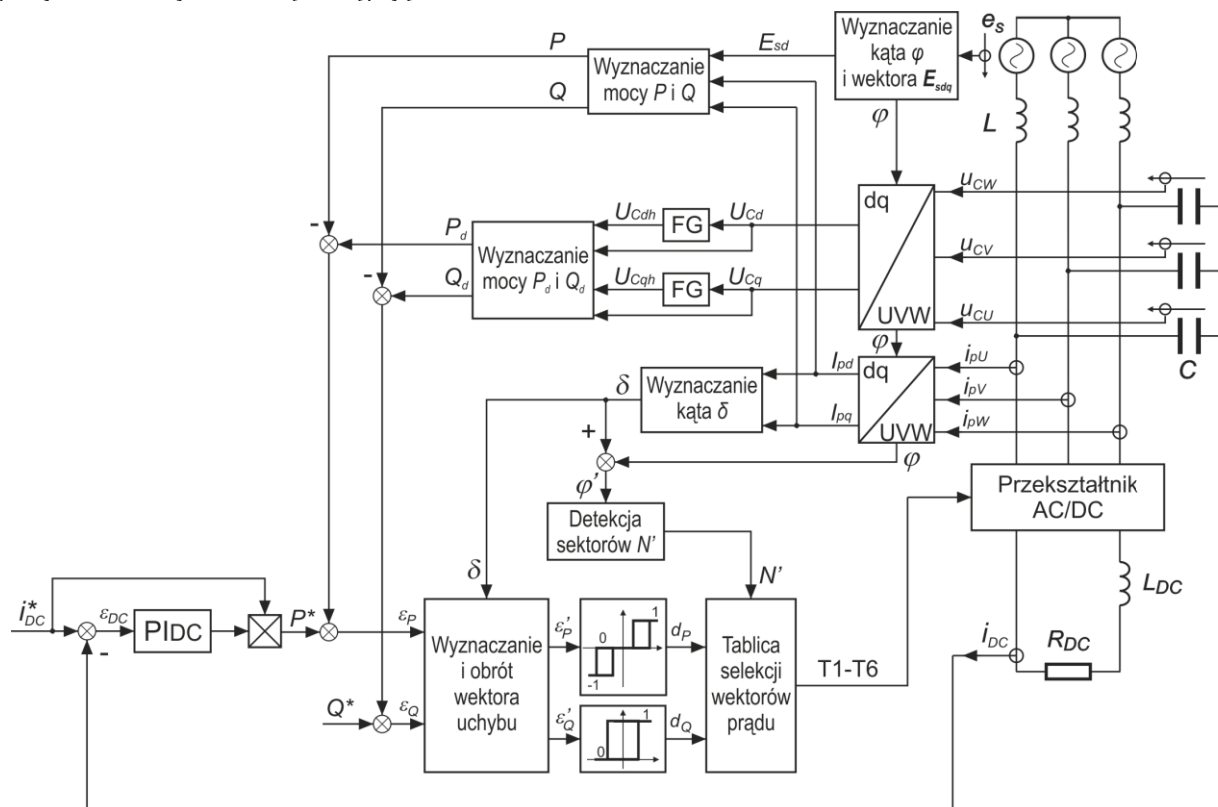
$$(11) \quad \varepsilon'_{iPQ} = \varepsilon_{iPQ} \cdot e^{-j\delta}$$

Po obrocie wektor uchybu ε'_{iPQ} przenoszony jest z powrotem do układu w skali mocy czynnej i biernej.

$$(12) \quad \varepsilon'_{PQ} = \frac{\varepsilon'_{iP}}{c_P} + j \frac{\varepsilon'_{iQ}}{c_Q} = \varepsilon'_P + j \varepsilon'_Q$$

Następnie uchyby obu wielkości ε'_P i ε'_Q są podawane na regulatory komparatorowe.

Należy zauważyć, że w przypadku zadania niskiej wartości prądu stałego zadana składowa I_{pd}^* może stać się mniejsza co do wartości zadanej składowej I_{pq}^* . W tym przypadku, jak wynika ze wzoru (1), do odtworzenia wektora zadanego I_{pdq}^* dostępne wektory aktywne prądu prostownika mają za mały moduł. Wtedy niemożliwa jest pełna kompensacja mocy biernej i prąd fazy w sieci jest bardziej odkształcony od sinusoidy. Ten stan odpowiada sytuacji gdy kąt δ wynosi około 45° . W zależności od pożądanego zakresu regulacji prądu stałego należy dobrać odpowiednią pojemność filtra.



Rys.6. Schemat blokowy układu sterowania

Tłumienie harmonicznych

Ze względu na filtr typu LC w prądzie fazowym pobieranym z sieci występują harmoniczne o częstotliwości rezonansowej tego filtra. Aby je wytłumić zastosowano aktywne tłumienie [4] polegające na dodaniu wirtualnej rezystancji podłączonej równolegle do pojemności filtrującej. Zakładając obecność rezystancji wyznacza się

moc czynną P_d i bierną Q_d wydzielającą się na niej i pochodzącą od wyższych harmonicznych. Obliczone wartości dodaje się od mocy czynnej i biernej zadanej.

Współczynnik tłumienia k_d jest odwrotnością równoległej rezystancji R_d . Prąd wyższych harmonicznych, które mają zostać wytłumione, płynący przez tą rezystancję wynosi

$$(13) \quad \mathbf{I}_{Rdq} = k_d \mathbf{U}_{Cdqh}$$

gdzie \mathbf{U}_{Cdqh} to wektor napięcia na kondensatorze po przejściu przez filtr górnoprzepustowy.

Moc czynną i bierną wyższych harmonicznych wyznaczono następująco

$$(14) \quad P_d = 2 \cdot \text{Re}[\mathbf{U}_{Cdq} \cdot \mathbf{I}_{Rdq}^*]$$

$$(15) \quad Q_d = 2 \cdot \text{Im}[\mathbf{U}_{Cdq} \cdot \mathbf{I}_{Rdq}^*]$$

gdzie \mathbf{I}_{Rdq}^* to sprzężony prąd rezystancji.

Stąd można obliczyć

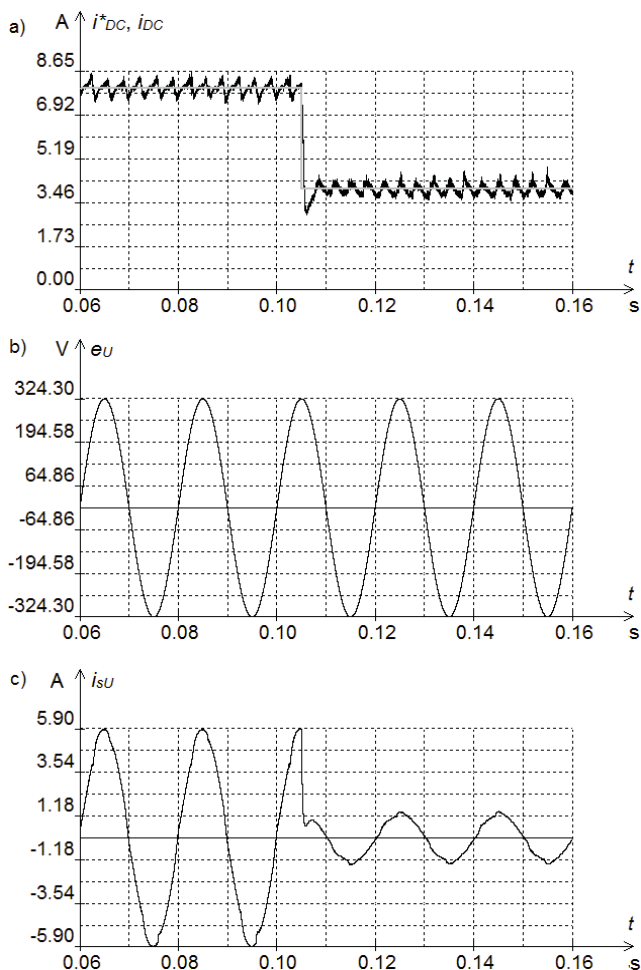
$$(16) \quad P_d = 2k_d \cdot (U_{cdh}U_{cd} + U_{cqh}U_{cq})$$

$$(17) \quad Q_d = 2k_d \cdot (U_{cdh}U_{cq} - U_{cqh}U_{cd})$$

Dzięki dodaniu tych wartości do P^* i Q^* uzyskuje się tłumienie poprzez odpowiednie sterowanie przekształtnikiem bez dołączania fizycznej rezystancji. Schemat układu sterowania znajduje się na rysunku 6.

Wyniki symulacji

W środowisku MATLAB/Simulink zasymulowano działanie powyżej opisanego układu. Jako odbiornik zastosowano rezystancję $R_{DC} = 50 \Omega$, a indukcyjność w obwodzie prądu stałego wynosiła $L_{DC} = 10 \text{ mH}$. Trójfazowy filtr LC stanowiły elementy $L = 0,5 \text{ mH}$ i $C = 10 \mu\text{F}$. Źródłem było idealne źródło trójfazowe o napięciu fazowym 230 V, a współczynnik tłumienia harmonicznych miał wartość $k_d = 0,5$.



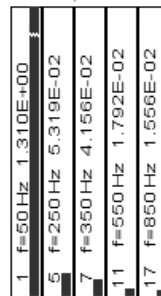
Rys.7. Wyniki symulacji przy skokowej zmianie prądu zadanego z 8 A do 4 A: przebieg prądu zadanego i_{DC}^* i rzeczywistego i_{DC} (a), przebieg napięcia fazowego e_U (b) oraz prądu fazowego sieci i_{SU} (c)

Badania polegały na obserwacji stanów statycznych i dynamicznych dla dwóch wartości zadanych prądów i_{DC}^* wynoszących 8 i 4 A.

Jak można zaobserwować na rysunku 7a zadany prąd jest odtwarzany z dużą dokładnością. Zaobserwowane tętnienia mają stałą amplitudę i są zależne od szerokości pętli histerezy komparatora mocy czynnej oraz stałej czasowej obwodu prądu stałego.

Z porównania rysunku 7b i 7c wynika, że udało się osiągnąć współczynnik mocy bliski jedności.

a) $THD = 0,057$ $THD40 = 0,056$ $I_{SU} = 0,9276$



b) $THD = 0,034$ $THD40 = 0,034$ $I_{SU} = 4,122$



Rys.8. Wyniki analizy harmonicznej prądu sieci dla prądu zadanego i_{DC}^* wynoszącego 4 A (a) oraz dla prądu zadanego 8 A

Na podstawie rysunku 8 można stwierdzić, że prąd pobierany z sieci ma niski współczynnik odkształceń THD , który zależy od zadanej mocy czynnej. Największy wpływ na prąd ma piąta harmoniczna, natomiast harmoniczne rezonansowe zostały całkowicie wytłumione.

Publikacja sfinansowana z pracy S/WE/3/2013 oraz MB/WE/2/2014.

LITERATURA

- [1] Noguchi T., Takeuchi D., Nakatomi S., Sato A., Novel Direct Power Control Strategy of Current Source PWM Rectifier, *IEEE International Conference on Power Electronics and Drives Systems*, 2 (2005), 860 - 865
- [2] Noguchi T., Sato A., Takeuchi D., Minimization of DC Reactor and Operation Characteristics of Direct-Power-Controlled Current-Source PWM Rectifier, *IEEE 32nd Annual Conference on Industrial Electronics*, (2006), 2787 - 2792
- [3] Sikorski A., Bezpośrednia regulacja momentu i strumienia maszyny indukcyjnej, Oficyna Wyd. Polit. Białostockiej (2009)
- [4] Serpa L. A., Ponnaluri S., Barbosa P. M., Kolar J. W., A Modified Direct Power Control Strategy Allowing the Connection of Three-Phase Inverters to the Grid Through LCL Filters, *IEEE Transactions on Industry Applications*, 43 (2007), nr 5, 1388 - 1400

Autorzy: mgr inż. Agata Godlewska, Politechnika Białostocka, Wydział Elektryczny, Katedra Energoelektroniki i Napędów Elektrycznych, ul. Wiejska 45D, 15-351 Białystok, E-mail: a.godlewska@doktoranci.pb.edu.pl; prof. dr hab. inż. Andrzej Sikorski, Politechnika Białostocka, Wydział Elektryczny, Katedra Energoelektroniki i Napędów Elektrycznych, ul. Wiejska 45D, 15-351 Białystok, E-mail: a.sikorski@pb.edu.pl.