

Algorytm sterowania przekształtnika AC-DC z funkcją kompensacji wyższych harmoniczných prądu

Streszczenie. W artykule przedstawiono metody kompensacji wyższych harmoniczných prądu dla dwupoziomowego przekształtnika AC-DC sprzęgniętego z systemem elektroenergetycznym. Wykorzystany algorytm Bezpośredniego Sterowania Mocą z modulatorem wektorowym (DPC-SVM) został wyposażony w dodatkowy moduł kompensacji harmoniczných. Moduł ten składa się z szeregu regulatorów rezonansowych dostrojonych do odpowiednich częstotliwości. Przeanalizowane zostały zarówno odkształcenia symetryczne jak i niesymetryczne a także praca modułu kompensacji w stacjonarnym i wirującym układzie współrzędnych. Na koniec zaprezentowano wybrane przebiegi z badań symulacyjnych i eksperymentalnych.

Abstract. In this paper the grid current higher harmonic compensation method for two level AC-DC converters in sustainable AC grid is described. The algorithm is based on Direct Power Control with Space Vector Modulator (DPC-SVM), which was extended by additional Higher Harmonics Compensation module. The HHC block is composed of several resonant filters tuned to appropriate frequencies. Both, symmetrical and asymmetrical types of grid currents distortions are analyzed. Operation of the HHC module in stationary $\alpha\beta$ coordinates and rotating dq coordinates is discussed. Selected waveforms illustrating operation of the developed algorithm are presented. (**AC-DC converter control algorithm with higher harmonics compensation function**).

Słowa kluczowe: jakość energii, przekształtnik AC-DC, kompensacja harmoniczných, regulatory rezonansowe

Keywords: power quality, AC-DC power converters, pulse width modulation inverters, resonant controller, power harmonic filters.

Wstęp

Zapotrzebowanie na energię elektryczną systematycznie rośnie, przy jednoczesnym wyczerpywaniu się zasobów kopalnych. Ponadto dążenia do ograniczenia ilość emitowanego dwutlenku węgla prowadzą do szybkiego wzrostu rynku Odnawialnych Źródeł Energii (OZE). Pomimo szeregu zalet płynących z wykorzystania OZE, ich przyłączenie do systemu elektroenergetycznego powoduje szereg problemów, które głównie związane są z jakością energii [1]. Aby spełnić restrykcyjne wymagania jakości energii coraz częściej stosowane są w pełni sterowane przekształtniki AC-DC pełniące funkcję sprzęgu energoelektronicznego. Istotne jest aby takie urządzenia działały prawidłowo także w trakcie zaburzeń napięcia, pojawiających się w systemie elektroenergetycznym (SEE).

Jednym z podstawowych zaburzeń, które mogą zakłócić pracę przekształtników energoelektroniczných są odkształcenia wyższymi harmonicznymi. Powodowane są głównie przez nieliniowe odbiorniki energii (m. in. układy przekształtnikowe oparte na diodach prostowniczych). Napięcie zawierające wyższe harmoniczne powoduje zwiększone straty energii w transformatorach oraz liniach przesyłowych, może także powodować niepoprawną pracę urządzeń i osprzętu elektrycznego, a w niektórych przypadkach jest przyczyną ich uszkodzenia.

Działanie przekształtnika energoelektronicznego ściśle zależy od zaimplementowanego algorytmu sterowania. Podstawowe algorytmy sterowania przekształtników energoelektroniczných np. sterowanie zorientowane napięciowo (ang. Voltage Oriented Control VOC) czy bezpośrednie sterowanie mocą (ang. Direct Power Control DPC), nie są przystosowane do pracy przy odkształconym napięciu sieci generując odkształcone prądy fazowe, które zawierają szereg wyższych harmoniczných, co można zaobserwować na oscylogramach w dalszej części artykułu.

W artykule zaprezentowany został algorytm bezpośredniego sterowania mocą z modulatorem wektorowym (DPC-SVM), [2] zapewniający poprawną pracę przekształtnika i sinusoidalny kształt prądów fazowych nawet przy bardzo silnie odkształconym napięciu w systemie elektroenergetycznym (SEE). Dodatkowo przedstawiona została analiza i sposoby kompensacji wyższych harmoniczných o niesymetrycznych amplitudach w poszczególnych fazach. W literaturze zagadnienia

kompensacji wyższych harmoniczných zostały opisane m.in. w [3], [4], [5]. Wśród najbardziej znanych metod kompensacji wyższych harmoniczných wyróżnić można metody bazujące na:

- regulatorach powtarzalnych [4],
- transformacjach do wirujących układów współrzędnych [6],
- regulatorach rezonansowych [5].

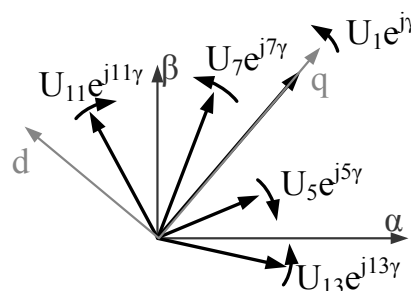
Wszystkie metody polegają na ekstrakcji poszczególných harmoniczných z mierzonego sygnału, które następnie są wykorzystywane w pętli głównej regulacji.

Odkształcenia wyższych harmoniczných w sieciach trójfazowych

W trójfazowym zbalansowanym systemie elektroenergetycznym istnieje zależność pomiędzy rzędem harmoniczných oraz ich kierunkiem wirowania, które może podzielić następująco:

- harmoniczne wirujące w kierunku zgodnym, wyrażone zależnością: $3k+1$ (1, 4, 7, 10...),
- harmoniczne wirujące w kierunku przeciwnym, wyrażone zależnością: $3k+2$ (2, 5, 8, 11...),
- harmoniczne o kolejności zerowej, wyrażone jako $3k+3$ (3, 6, 9, 12...).

Sygnal okresowy będący funkcją nieparzystą może generować tylko harmoniczne nieparzyste (1, 3, 5, 7...). Ponadto w systemie trójprzewodowym, trójfazowym nie występują harmoniczne o kolejności zerowej. Biorąc to pod uwagę harmoniczne występujące w systemach trójfazowych, trójprzewodowych można wyrazić następującą zależnością: $6k\pm 1$.



Rys. 1. Wirujące wektory wyższych harmoniczných (5, 7, 11 i 13)

Interpretacja graficzna przedstawiająca harmoniczne kolejności zgodnej i przeciwnej została przedstawiona na rysunku 1 w postaci wirujących wektorów oraz na rysunku 4 w postaci widma harmonicznych. Można tu zaobserwować częstotliwości poszczególnych harmonicznych w zależności od przyjętego układu współrzędnych. W praktyce najbardziej znaczące harmoniczne, które należy brać pod uwagę są rzędu: 5, 7, 11, 13.

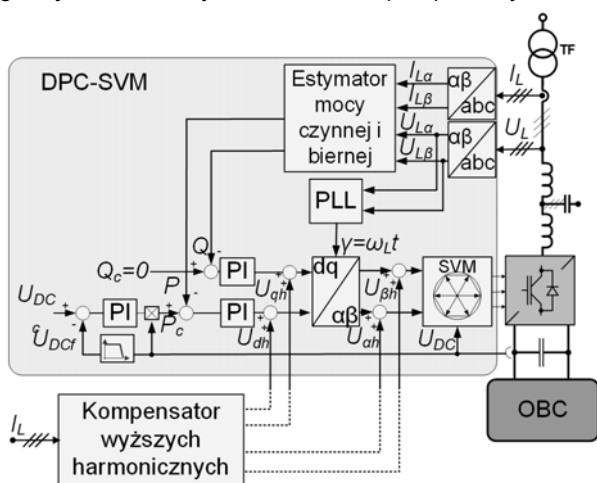
Algorytm sterowania z funkcją kompensacji wyższych harmonicznych

Schemat blokowy algorytmu sterowania bazującego na bezpośrednim sterowaniu mocą z modulatorem wektorowym (DPC-SVM) został przedstawiony na rysunku 2. Jego działanie polega na wyznaczeniu chwilowych wartości mocy czynnej i biernej na podstawie zależności (1) i (2) [7], które w głównej pętli regulacji są porównywane z wartościami zadanymi.

$$(1) \quad p = u_{L\alpha} i_{L\alpha} + u_{L\beta} i_{L\beta}$$

$$(2) \quad q = u_{L\alpha} i_{L\beta} - u_{L\beta} i_{L\alpha}$$

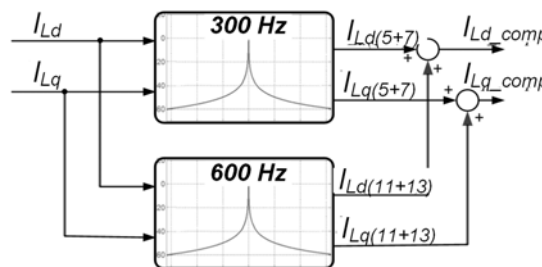
Następnie uchyby mocy czynnej i biernej są podawane na wejścia regulatorów PI, których sygnały wyjściowe są transformowane do stacjonarnego układu współrzędnych $\alpha\beta$. Na ich podstawie wyznaczane są wartości zadane do modulatora wektorowego. Aby utrzymać jednostkowy współczynnik mocy, wartość zadana mocy biernej (składowa w osi q) wynosi zero. Natomiast moc czynna wyznaczana jest na podstawie regulatora napięcia w obwodzie pośredniczącym w zewnętrznej pętli regulacji. Aby wyeliminować wpływ tętnień napięcia obwodu DC na układ regulacji zastosowany został filtr dolnoprzepustowy.



Rys.2. Schemat blokowy algorytmu sterowania

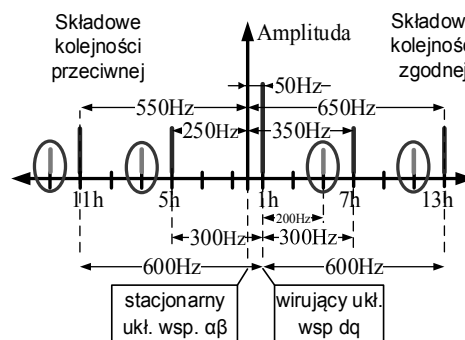
Podstawowy algorytm DPC-SVM działa prawidłowo zapewniając sinusoidalny prąd sieci tylko przy symetrycznym i nieodkształconym napięciu. Wyższe harmoniczne pojawiające się w napięciu powodują odkształcenia prądu sieci. Aby ograniczyć to zjawisko zaimplementowano funkcję kompensacji wyższych harmonicznych widoczną na rysunku 3, bazującą na regulatorach rezonansowych. Kompensacja może być zrealizowana zarówno w wirującym jak i stacjonarnym układzie współrzędnych. W pierwszym przypadku sygnał kompensujący dodawany jest do pętli głównej przed transformacją $dq/\alpha\beta$ natomiast w drugim przypadku jest on dodawany już w układzie stacjonarnym. Schemat modułu kompensacji wyższych harmonicznych zrealizowany w

wirującym układzie współrzędnych dq został przedstawiony na rysunku 3.



Rys.3. Schemat blokowy modułu kompensacji wyższych harmonicznych prądu w wirującym synchronicznie (z częstotliwością harmoniczną podstawowej 50Hz) układzie współrzędnych dq

Moduł ten składa się z dwóch regulatorów rezonansowych dostrójonych do częstotliwości 300Hz i 600Hz. Pełnią one funkcję integratora dla sygnałów sinusoidalnych o ściśle określonych częstotliwościach [8], [9]. Dwa regulatory rezonansowe zastosowane w wirującym (synchronicznie z częstotliwością harmoniczną podstawowej 50Hz) układzie współrzędnych dq pozwalają na kompensację harmonicznych: pierwszy 5 i 7, drugi 11 i 13 pod warunkiem że odkształcenie jest symetryczne. Jest to możliwe ponieważ harmoniczne 5 i 7 oraz 11 i 13 wirują w przeciwnych kierunkach a więc po transformacji do wirującego układu dq widoczne są jako sygnały o tej samej częstotliwości odpowiednio 300Hz i 600Hz. Zostało to przedstawione na rysunku 4, gdzie po lewej stronie osi rzędnych umieszczone zostały harmoniczne o kolejności faz przeciwnej do podstawowej harmonicznym natomiast po prawej stronie harmoniczne kolejności zgodnej.



Rys.4. Widmo harmonicznych z podziałem na harmoniczne kolejności zgodnej i przeciwnej

Kompensacja wyższych harmonicznych w niesymetrycznym systemie elektroenergetycznym

Przedstawiony w poprzednim rozdziale algorytm działa prawidłowo przy symetrycznym odkształceniu. Natomiast gdy odkształcenie jest niesymetryczne np.: odkształcenie napięcia w jednej fazie, przedstawiony algorytm nie zapewnia prawidłowej pracy. Należy dodać iż niesymetryczne odkształcenia są bardzo częste ze względu na nieliniowe jednofazowe odbiorniki podłączone do sieci lub niejednakowe impedancje linii przesyłowej w poszczególnych fazach. Wówczas harmoniczne różnią się co do amplitudy. Analizując niesymetryczne odkształcenie 5-tą harmoniczną można zauważyć, że w wirującym układzie współrzędnych dq pojawia się oprócz częstotliwości 300Hz także harmoniczną o częstotliwości 200Hz (niebieski prążek na rysunku 4). Podobne zależności obowiązują dla pozostałych harmonicznych. Okazuje się wówczas że konieczne jest zastosowanie dodatkowych regulatorów

dostrojonych do odpowiednich częstotliwości a główna zaleta tej metody (zredukowana ilość regulatorów rezonansowych) staje się nieaktualna. Zasadna jest wówczas kompensacja w stacjonarnym układzie współrzędnych $\alpha\beta$. Zaletą stacjonarnego układu współrzędnych jest to iż wyższe harmoniczne zarówno w układzie symetrycznym jak i niesymetrycznym nie zmieniają swojej częstotliwości a jedynie amplitudę w poszczególnych osiach. Każda harmoniczna do jej kompensacji wymaga wówczas oddzielnego regulatora. Tak więc do kompensacji 5, 7, 11 i 13 niezbędne są 4 regulatory dostrojone odpowiednio do częstotliwości 250Hz, 350Hz, 550Hz i 650Hz.

Implementacja regulatora rezonansowego

Opisywane powyżej metody kompensacji w układzie współrzędnych: wirującym i stacjonarnym bazują na integratorach drugiego rzędu znanych również jako regulatory rezonansowe [9-11]. Ich zadaniem jest odpowiednie wzmocnienie sygnałów o ściśle określonej częstotliwości natomiast tłumienie pozostałych częstotliwości. Transmitancja regulatora quasi-rezonansowego określona jest następującym wzorem:

$$(3) \quad U_h(s) = \sum_{h=5,7,11,13} K_i \frac{s\omega_c}{s^2 + s\omega_c + (h\omega)^2}$$

gdzie: K_i - wzmocnienie regulatora, ω - częstotliwość podstawowej harmonicznej, ω_c - współczynnik określający szerokość pasma przenoszenia, h - rząd harmonicznej.

Charakterystyki częstotliwościowe transmitancji (3) dla częstotliwości charakterystycznej 250Hz zostały przedstawione na rysunku 5. Można zauważyć, iż w obrębie częstotliwości rezonansowej wzmocnienie jest bardzo duże (dla idealnego integratora drugiego rzędu- nieskończone) natomiast pasmo przenoszenia bardzo wąskie. Pozwala to na wyodrębnienie ściśle określonej częstotliwości.

Współczesne układy regulacji realizowane są jako systemy cyfrowe za pomocą mikrokontrolerów sygnałowych (DSC) bądź układów programowalnych FPGA [11, 12]. Konieczne jest wówczas znalezienie dyskretnych odpowiedników systemu ciągłego. Do dyskretyzacji transmitancji regulatora rezonansowego wykorzystana została transformacja biliniowa znana również jako transformata Tustina. Polega ona na podstawieniu w miejsce operatora różniczkowania 's' zależności (4):

$$(4) \quad s = \left(\frac{\omega}{\text{tg}(\omega T_s / 2)} \right) \frac{z-1}{z+1}$$

gdzie: ω - częstotliwość charakterystyczna regulatora, T_s - częstotliwość próbkowania.

W efekcie otrzymujemy dyskretną transmitancję w postaci:

$$(5) \quad T(z) = \frac{a_0 z^2 + a_1 z + a_2}{b_0 z^2 + b_1 z + b_2},$$

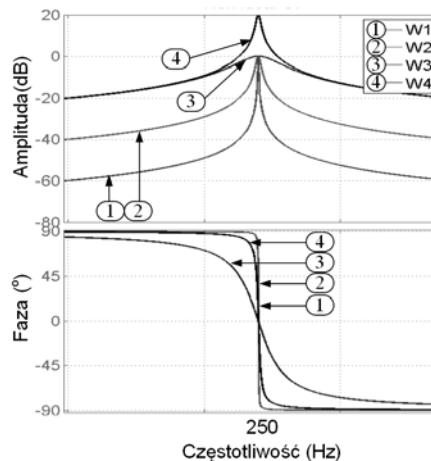
gdzie współczynniki wynoszą odpowiednio:

$$(6) \quad \begin{aligned} a_0 &= 2\omega_c K \\ a_1 &= 0 \\ a_2 &= -2\omega_c K \\ b_0 &= \omega^2 + 2\omega_c K + K^2 \\ b_1 &= \omega^2 - 2K^2 \\ b_2 &= \omega^2 - 2\omega_c K + K^2. \end{aligned}$$

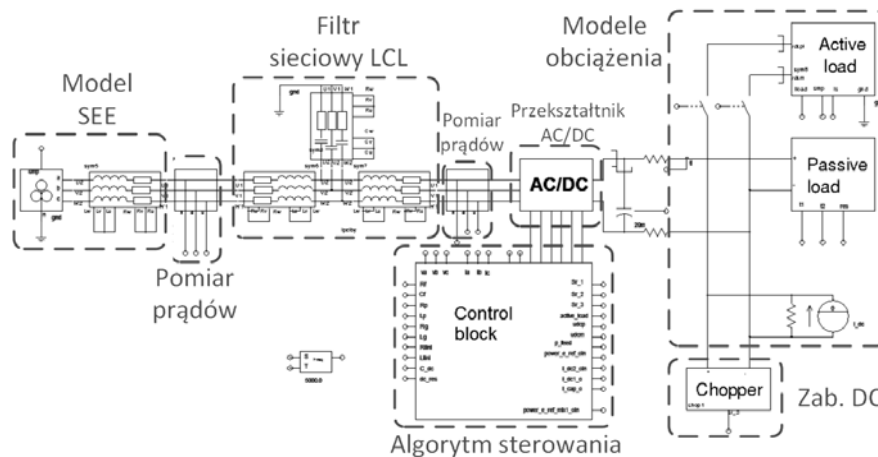
Po podstawieniu $\omega_c = 1$, $T_s = 0,0002$, $\omega = 300$ and $\omega = 600$ otrzymujemy odpowiednio:

$$(7) \quad T_{300}(z) = K_i \frac{0,0001953 \cdot z - 0,0001953}{z^2 - 1,859 \cdot z + 0,9996}$$

$$(8) \quad T_{600}(z) = K_i \frac{0,0001815 \cdot z - 0,0001815}{z^2 - 1,458 \cdot z + 0,9996}$$



Rys.5. Charakterystyki częstotliwościowe integratora drugiego rzędu dostrojonego do częstotliwości 250Hz dla różnych współczynników K_i oraz ω_c



Rys.6. Schemat modelu symulacyjnego przekształtnika AC-DC sprzęgniętego z SEE wykonany w programie Saber Synopsys

Ponieważ częstotliwość napięcia sieci zmienia się w pewnym zakresie powinno się zamiast stosowania stałych współczynników wyznaczać je na bieżąco podstawiając do zależności (4) i (6) aktualną wartość częstotliwości np. z modułu synchronizacji fazy (PLL). Zwiększa się wówczas złożoność obliczeniowa algorytmu ale pozwala uzyskać takie same właściwości w szerokim zakresie zmian częstotliwości.

Badania symulacyjne i eksperymentalne

Opracowany algorytm sterowania zaimplementowany został w programie symulacyjnym Saber Synopsys. Schemat modelu symulacyjnego umieszczony został na rysunku 6 natomiast jego parametry w tabeli 1. Model składa się z obwodu mocy (filtr LCL, przekształtnika AC-DC, modele obciążeń oraz modelu SEE) i obwodu sterującego (blok algorytmu sterowania, pomiary). Algorytm został napisany w języku MAST.

Na rysunku 7 umieszczono przebiegi pokazujące pracę algorytmu przy symetrycznym odkształceniu napięcia wyższymi harmonicznymi (THD_U= 22%) bez algorytmu kompensacji harmonicznych (a i b) oraz z załączonym algorytmem kompensacji (c i d). W pierwszym przypadku zauważyć można że prąd jest silnie odkształcony (THD_I= 73%) natomiast po załączeniu kompensacji odkształcenie znacznie się zmniejsza (THD_I= 0,9%).

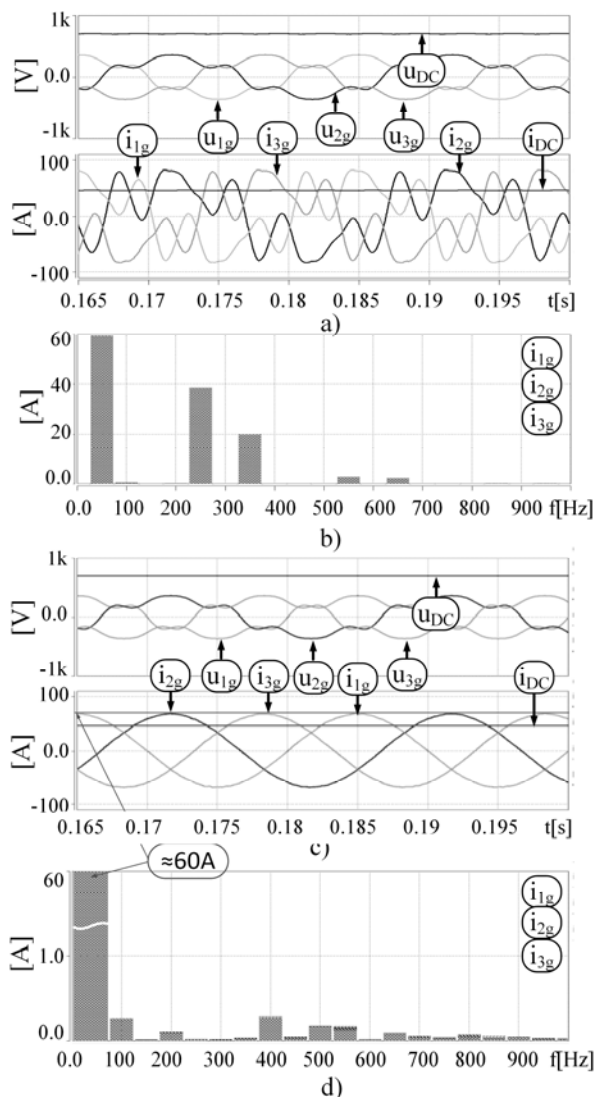
Na rysunku 8 przedstawiono odpowiedź układu na skokowe pojawienie się odkształcenia (t=0,16s). Można zauważyć, że proces przejściowy trwa mniej niż 10ms. Uzyskane wyniki pokazują że przy symetrycznie odkształconym napięciu zasilania algorytm spełnia swoje zadanie. W dalszej części przedstawione zostaną wyniki przy niesymetrycznie odkształconym napięciu sieci.

Przebiegi przedstawione na rysunku 9 przedstawiają pracę algorytmu przy odkształceniu wyższymi harmonicznymi w jednej fazie u_{1g} (THD_{U1}= 20%). Rysunek 9a pokazuje przebiegi napięć i prądów bez załączonego algorytmu natomiast rysunek 9b przebiegi z załączonym algorytmem.

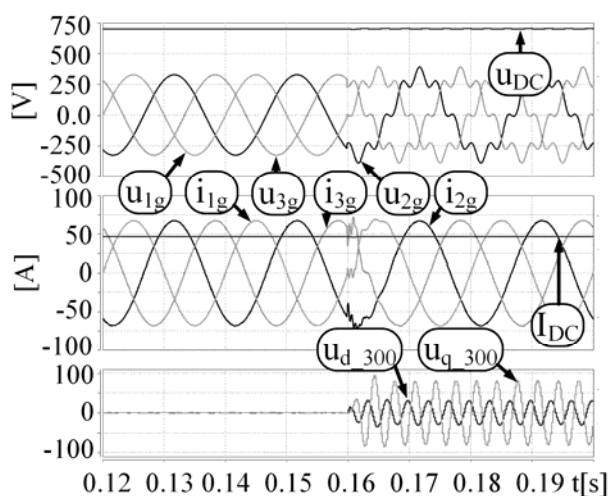
W celu weryfikacji otrzymanych wyników symulacyjnych, algorytm został również przebadany na stanowisku laboratoryjnym o mocy 5kW. Parametry stanowiska laboratoryjnego przedstawione zostały w tabeli 2. Układ regulacji został zaimplementowany w mikrokontrolerze sygnałowym TMS320F28335 firmy Texas Instruments. Oscylogramy na rysunku 10 pokazują przebiegi przy symetrycznym zaburzeniu napięcia (15% - 5-tej harmonicznej w każdej fazie). Na rysunku 11 widoczne są przebiegi prądów fazowych i napięcia fazowego przy pracy z jednofazowym zaburzeniem napięcia (15% 5-tej harmonicznej w jednej fazie). Należy zwrócić uwagę, że ze względu na obecność transformatora separacyjnego pomiędzy programowalnym źródłem napięcia a przekształtnikiem odkształcenie zmieniło się na dwufazowe co można zaobserwować na spektrum harmonicznych napięć fazowych (rysunek 11c). Z kolei na rysunku 11b znajduje się widmo harmonicznych prądów fazowych gdzie można odczytać że THD_I=3,2%.

Tabela 1. Parametry modelu symulacyjnego

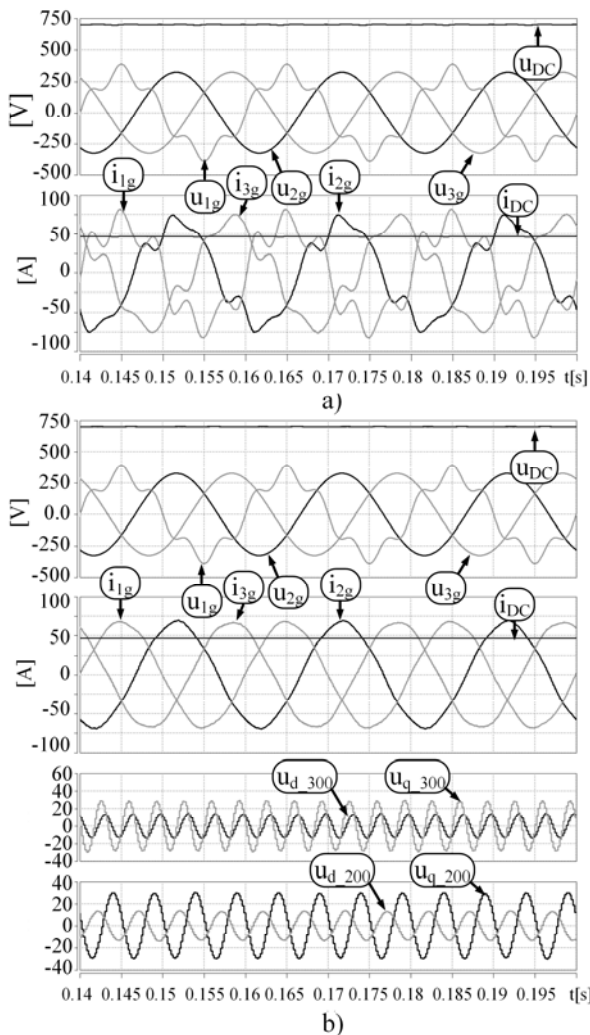
Przekształtnik	
Częst. łączeń, moc znam.	5kHz, 55kVA
Poj. kondensator w obwodzie DC	2.73 mF
Czas martwy	2μs
Filtr LCL	
Indukcyjność od strony sieci	0.21 mH
Kondensator filtrujący	44 uF
Ind. od strony przekształtnika	0.97 mH
Parametry układu	
Napięcie fazowe, częstotliwość	3x230V (rms), 50Hz
Nap. w obw. DC	700V
Obc. w obw. DC	15 Ω



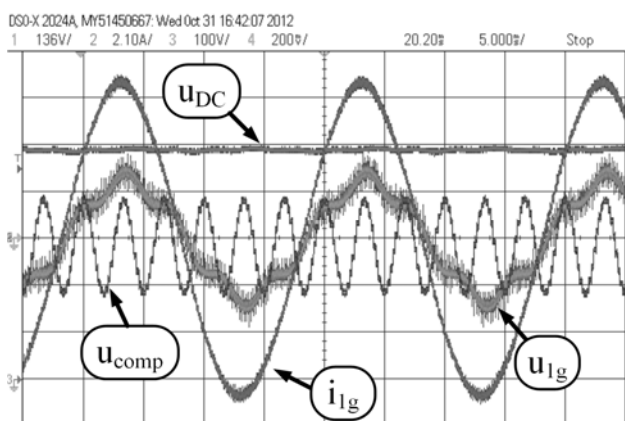
Rys.7. Działanie algorytmu przy odkształconym napięciu sieci; a) bez algorytmu kompensacji harmonicznych, b) z uruchomionym algorytmem kompensacji harmonicznych (THD_U= 22%, odkształcenie 5-tą (20%) i 7-mą (10%) harmoniczną); od góry widoczne: napięcia fazowe sieci oraz napięcie U_{dc} , prądy fazowe sieci oraz prąd I_{dc}



Rys.8. Odpowiedź układu na skokowe zaburzenie napięcia sieci wyższymi harmonicznymi - t=0,16s; (THD_U= 20% 7-mej harmonicznej); od góry widoczne: napięcia fazowe sieci oraz napięcie U_{dc} , prądy fazowe sieci oraz prąd I_{dc} , sygnały kompensujące



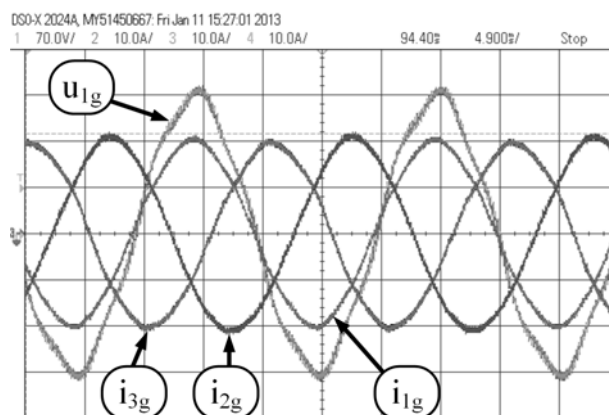
Rys.9. Działanie algorytmu przy niesymetrycznie odkształconym napięciu sieci; a) bez algorytmu kompensacji harmonicznych, b) z uruchomionym algorytmem kompensacji harmonicznych (THD_U=20%, odkształcenie 5-tą harmoniczną w jednej fazie); od góry widoczne: napięcia fazowe sieci oraz napięcie U_{dc} , prądy fazowe sieci oraz prąd I_{dc} , sygnały kompensujące



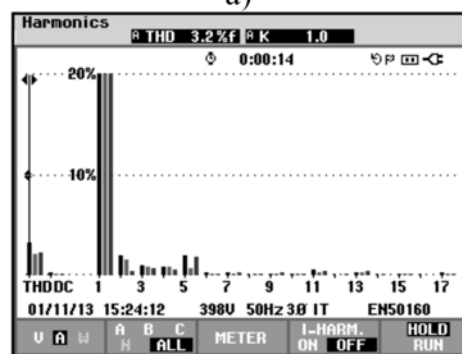
Rys.10. Działanie algorytmu przy symetrycznie odkształconym napięciu sieci z uruchomionym algorytmem kompensacji harmonicznych zaimplementowanym w stacjonarnym układzie współrzędnych $\alpha\beta$; na oscylogramie widoczne: odkształcone napięcie jednej fazy (u_{1g}), prąd jednej fazy (i_{1g}), napięcie U_{dc} , sygnały kompensujące

Tabela 2. Parametry modelu laboratoryjnego

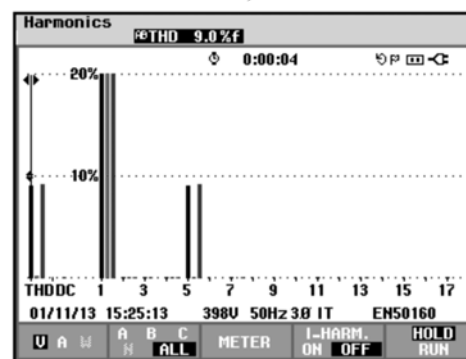
Przekształtnik	
Częst. łążeń, moc znam.	5kHz, 5kVA
Poj. kondensator w obwodzie DC	190uF
Czas martwy	2μs
Filtr L	
Indukcyjność dławika	10mH
Rezystancja dławika	100mΩ
Parametry układu	
Napięcie fazowe, częstotliwość	3x120V (rms), 50Hz
Nap. w obw. DC	500V



a)



b)



c)

Rys.11. Działanie algorytmu przy niesymetrycznie odkształconym napięciu sieci z uruchomionym algorytmem kompensacji harmonicznych zaimplementowanym w układzie współrzędnych dq ; a) przebiegi oscyloskopowe; na oscylogramie widoczne: odkształcone napięcie jednej fazy (u_{1g}), prądy fazowe (i_{1g} , i_{2g} , i_{3g}), b) widmo harmonicznych prądów fazowych; c) widmo harmonicznych napięć fazowych

Wnioski

W systemie elektroenergetycznym wyższe harmoniczne o niezrównoważonych amplitudach mogą pojawiać się nawet częściej niż harmoniczne symetryczne. Dlatego zjawisko to powinno się brać pod uwagę podczas opracowywania algorytmów sterowania a także podczas badań i testów przekształtników podłączanych do SEE.

Przeprowadzone badania symulacyjne i eksperymentalne pokazują że proponowany moduł kompensacji harmonicznych zarówno symetrycznych jak i niesymetrycznych spełnia swoje zadanie. Należy podkreślić że badania w tym zakresie ciągle trwają. Więcej wyników eksperymentalnych zostanie przedstawione w końcowej wersji artykułu.

Dzięki zastosowaniu funkcji kompensacji opartej o regulatory rezonansowe w układzie współrzędnych stacjonarnym i wirującym uzyskano możliwość znacznej redukcji THD_i.

Niniejsza praca została częściowo sfinansowana ze środków statutowych Zakładu Elektroniki Przemysłowej Wydziału Elektrycznego Politechniki Warszawskiej.

Autor: mgr inż. Grzegorz Wrona, Politechnika Warszawska, Instytut Sterowania i Elektroniki Przemysłowej, ul. Koszykowa 75, 00-662 Warszawa, E-mail: grzegorz.wrona@ee.pw.edu.pl

LITERATURA

- [1] European Standard EN-50160, Voltage characteristics of electricity supplied by public distribution systems, CENELEC, Brussels, Belgium, 1994.
- [2] Malinowski M., Jasinski M., Kazmierkowski M. P., Simple Direct Power Control of three-Phase PWM Rectifier Using Space-Vector Modulation (DPC-SVM), *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, 51 (2004), n.2, . 447– 454
- [3] Ignatova V., Granjon P., Bacha S., Dumas F.. Classification and characterization of three phase voltage dips by space vector methodology. 2005 International Conference on Future Power Systems
- [4] Mattavelli P., Marafão F.P.; Repetitive-Based Control for Selective Harmonic Compensation in Active Power Filter; *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, 51 (2004), n.5
- [5] Teodorescu R., Blaabjerg F., Liserre M., Loh P.C., Proportional resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters, *Electric Power Applications, IEE Proceedings*, 153 (2006), n.5, 750-762
- [6] Yuan X., Merk W., Stemmler H., Allmeling J., Stationary frame generalized integrators for current control of active power filters with zero steady-state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operating conditions, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 38 (2002), n.2, 523–532
- [7] Akagi H., Watanabe E. H., Aredes M., Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning, Wiley, 2007.
- [8] Zmood D. N., Holmes D. G., Stationary frame current regulation of PWM inverters with zero steady state error, *Proc. IEEE PESC*, (1999), 1185–1190
- [9] Yuan X., Merk W., Stemmler H., Allmelin, J.: Stationary frame generalized integrators for current control of active power filters with zero steady-state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted operating conditions., *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 38 (2002), n.2, 523–532
- [10] Liserre M., Teodorescu R., Blaabjerg F., Multiple Harmonics Control for Three-Phase Grid Converter Systems With the Use of PIRES Current Controller in a Rotating Frame, *IEEE Trans. Power Electr.*, 21 (2006)
- [11] Kazmierkowski M.P., Jasinski M., Wrona G., DSP-Based Control of Grid-Connected Power Converters Operating Under Grid Distortions, *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 7 (2011), n.2, 204 - 211
- [12] Teodorescu R., Liserre M., Rodriguez P., Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems, Wiley, 2011