

Zoptymalizowany jednofazowy falownik do grzania indukcyjnego pracujący z trzecią harmoniczną

Streszczenie. W pracy przedstawiono zaprojektowany, wykonany i przebadany prototyp optymalnego układu falownika pracującego po stronie wtórnej z trzecią harmoniczną będącą potrójną częstotliwością z układu wzbudzenia. W falowniku zastosowano układ aktywnej korekcji współczynnika mocy PFC. Dołączając od strony sieci zasilającej, do wcześniej opracowanego układu, aktywny korektor współczynnika mocy PFC, uzyskano zwiększenie współczynnika mocy całego układu do wartości bliskiej jedności co zmniejszyło całkowity prąd pobierany z sieci. Dodatkowo ograniczono straty mocy biernej i odkształcenia do minimum, powodując równość fazy prądu wejściowego z fazą napięcia sieciowego zasilania, a prąd pobierany z sieci osiągał wartość minimalną. Spowodowało to zwiększenie mocy wyjściowej falownika przy niewiele większym poborze prądu z sieci. Wyniki uzyskane w czasie badań urządzenia w pełni potwierdziły jego przydatność do technologicznego wykorzystania w procesach grzania indukcyjnego.

Abstract. The paper presents designed, constructed and tested a prototype of the optimal inverter circuit working on the secondary side of the third harmonic being threefold frequency of the excitation. The inverter used system of active power factor correction PFC. Joining from the mains to the previously developed system, active power factor correction PFC, achieved an increase in the power factor of the whole system to a value close to unity which reduced the total current drawn from the network. In addition, reduced losses of reactive power and distortion to a minimum, resulting in equality phase input current phase mains supply, and the current drawn from the network reached the minimum value. This increased power output of the inverter with a little more power consumption of the network. The results obtained during the tests the device fully confirmed its suitability for use in technological processes of induction heating. (**Optimized single-phase inverter for induction heating working with the third harmonic.**)

Słowa kluczowe: zoptymalizowany falownik, mostek typu H, aktywna korekcja współczynnika mocy, rezonans, trzecia harmoniczna.

Keywords: optimized power inverter, H-type bridge, active correction of the power factor PFC, resonance, third harmonic.

Wstęp

Falowniki mocy służą do przekształcania prądu stałego na prąd przemienny wysokiej częstotliwości i dużej wartości prądu roboczego. Zastosowane w falownikach obwody rezonansowe kształtują napięcie i prąd wspomagając procesy przełączania elementów mocy, zmniejszając tym samym komutacyjne straty energii. Wykorzystując zjawisko rezonansu oraz podwyższając częstotliwości przełączeń uzyskuje się polepszenie jakości przekształcania energii i poprawę własności dynamicznych przekształtnika. Jak wykazały badania, lepsze możliwości przekazywania energii elektrycznej daje rezonans szeregowy i taki układ został tu wykorzystany do grzania indukcyjnego [1, 2]. Zastosowanie elementów półprzewodnikowych w postaci układu prostownikowego oraz zastosowanie metody kluczkowania do generacji przebiegów prostokątnych wyższych częstotliwości, prowadzi do powstawania w obwodzie przebiegów odkształconych. Zastosowano tu podwyższenie częstotliwości pracy układu falownika mocy przez dobranie częstotliwości rezonansowej obwodu roboczego będącej potrójną częstotliwością przełączania elementów mocy. Takie rozwiązanie umożliwia stosowanie tradycyjnych metod sterowania przy jednoczesnym podniesieniu częstotliwości roboczej pracy falownika. Od 1 stycznia 2001 w krajach Unii Europejskiej zaczęła obowiązywać norma EN 61000-3-2 *Kompatybilność Elektromagnetyczna (EMC) Część 3-2: Dopuszczalne poziomy emisji harmonicznym prądu (fazowy prąd zasilający odbiornik mniejszy od 16 amper)*, dotycząca ochrony publicznych sieci elektroenergetycznych przed przewodzoniami zakłóceniami poprzez ograniczenie wprowadzania harmonicznym prądu do sieci zasilającej przez urządzenia do niej podłączone. Zastosowane w nazwie normy skrót literowy EMC pochodzi od pierwszych liter angielskiej nazwy *Electro-Magnetic Compatibility* – Kompatybilność Elektromagnetyczna. W nowoczesnym świecie nasyconym układami elektroniki, automatyki i mechatroniki za kształt prądu pobieranego z sieci odpowiedzialny jest przede wszystkim układy prostownicze stanowiące pierwsze ogniwo łączące te układy z siecią

elektroenergetyczną. Zastosowanie aktywnego korektora współczynnika mocy PFC (skrót od ang. *Power Factor Correction*), pozwala na zwiększenie współczynnika mocy całego układu do wartości bliskiej jedności a dodatkowo zmniejsza całkowity prąd pobierany z sieci elektroenergetycznej, sprowadzając go do przebiegu zbliżonego do sinusoidy.

Przebiegi napięć i prądów po prostowniku dwupołkowym o obciążeniu rezystancyjnym oraz układem równoległym rezystancyjno-pojemnościowym

W zaproponowanym rozwiązaniu istotna jest efektywność prostowania napięcia jednofazowego stanowiącego podstawową wielkość wejściową dla układu kluczkującego. Wybór zastosowanego prostownika i wartość wyprostowanego napięcia stanowi o przebiegu całego procesu związanego z wykorzystaniem trzeciej harmonicznym do grzania indukcyjnego.

Prostownik mostkowy o obciążeniu rezystancyjnym

Jeżeli na wejściu układu prostownika mostkowego o rezystancji jednej diody R_D i obciążeniu rezystancją R (rys. 1a) podane jest sieciowe napięcie sinusoidalne $u(t)$ wówczas przebieg prądu płynącego przez odbiornik $i(t)$ jest okresową funkcją czasu i może być przedstawiony za pomocą zależności:

$$(1) \quad i(t) = I_m |\sin \omega t| \quad \text{przy czym} \quad I_m = \frac{U_m}{R + 2R_D}$$

Przebieg wyprostowanego całookresowo napięcia i prądu tętniącego przedstawiono na rysunku 1b.

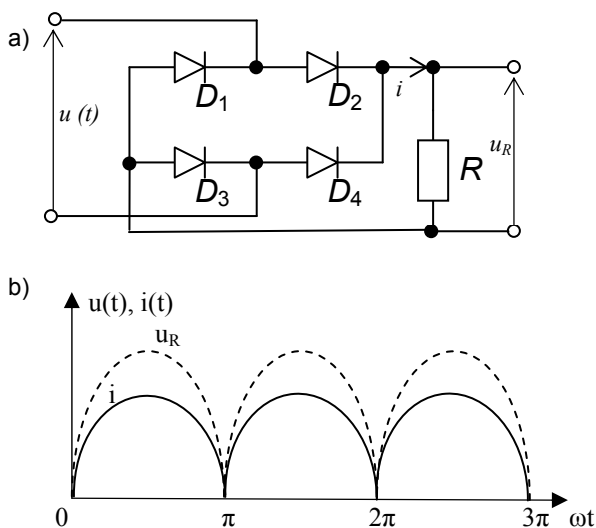
Składowa stała prądu wyprostowanego całookresowo wynosi:

$$(2) \quad I_0 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} I_m \sin \omega t d(\omega t) = \frac{2I_m}{\pi}$$

a jego wartość skuteczna określona jest wzorem:

$$(3) \quad I = \sqrt{\frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} I_m^2 \sin^2 \omega t d(\omega t)} = \frac{I_m}{\sqrt{2}}$$

Prąd wyprostowany całokresowy ma taką samą wartość skuteczną jak prąd sinusoidalny, ponieważ zjawiska ciepłne w obwodzie nie zależą od kierunku przepływu prądu.



Rys. 1. a) Mostek prostowniczego o obciążeniu rezystancyjnym, b) Przebieg napięcia i prądu na rezystancji obciążenia

Rozwinięcie krzywej prądu w układach prostowania całokresowego na szereg Fouriera ma postać:

$$(4) \quad i = I_m \left[\frac{2}{\pi} - \frac{4}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\cos 2k\omega t}{(2k-1)(2k+1)} \right] = \frac{2I_m}{\pi} - \frac{4I_m}{\pi} \left(\frac{1}{3} \cos 2\omega t + \frac{1}{15} \cos 4\omega t + \frac{1}{35} \cos 6\omega t + \dots \right)$$

W krzywej prądu wyprostowanego całokresowo występuje składowa stała i wyższe harmoniczne funkcji cosinus rzędów parzystych.

Współczynnik tętnienia dla układu całokresowego osiąga wartość:

$$(5) \quad q = \sqrt{\left(\frac{I}{I_0}\right)^2 - 1} = 0,481$$

Moc czynna pobierana ze źródła przez prostownik i odbiornik wynosi:

$$(6) \quad P = (R + R_D) I^2 = (R + R_D) \frac{I_m^2}{2}$$

a moc składowej stałej prądu wyprostowanego w odbiorniku ma postać:

$$(7) \quad P_0 = R I_{sr}^2 + R \left(\frac{2}{\pi} \right)^2 I_m^2$$

Stąd sprawność prostowania całofalowego

$$(8) \quad \eta_{\%} = \frac{8R}{\pi^2 (R + R_D)} 100[\%] = \frac{1}{1 + \frac{R_D}{R}} 81,2[\%]$$

W przypadku, gdy $R_D/R \rightarrow 0$ otrzymuje się sprawność maksymalną takiego układu wynoszącą: $\eta_{\%max} = 81,2[\%]$

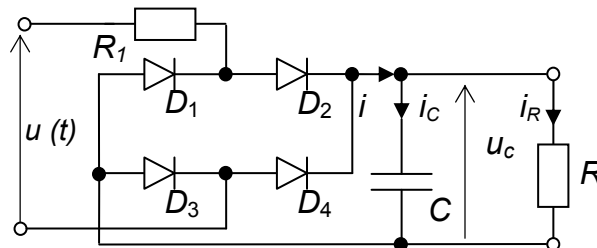
Przebieg prądu otrzymany przy tego typu prostowaniu w zasadzie uniemożliwia wykorzystaniem trzeciej harmonicznej do grzania indukcyjnego.

Prostownik mostkowy obciążony układem równoległym rezystancyjno-pojemnościowym

Rozpatrując obwód pokazany na rys.2 w którym z sieci niskiego napięcia o napięciu sinusoidalnym $u(t)$ zasila przez prostownik idealny ($R_D = 0$) połączone równolegle:

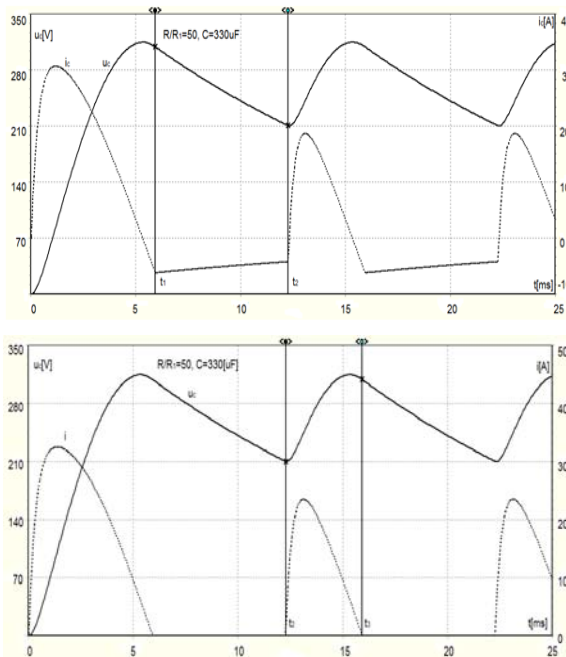
rezystor R i kondensator C , a rezystancja R_1 modeluje rezystancję wewnętrzną sieci zasilającej.

Gdy napięcie chwilowe $u(t) > u_c$ wówczas prostownik przewodzi, kondensator ładuje się (w czasie od t_2 do t_3) a jego napięcie wzrasta. Jeżeli natomiast napięcie chwilowe $u(t) < u_c$ (w czasie od t_1 do t_2) to prostownik stanowi przerwę ($i=0$), wskutek czego kondensator rozładowuje się przez rezystancję R . Opisane zjawisko powtarza się cyklicznie.



Rys.2. Schemat mostka prostowniczego o obciążeniu rezystancyjno-pojemnościowym

Orientacyjny przebieg w funkcji czasu, napięcia u_c , prądów i_c oraz i płynących w obwodzie z rysunku 2, przedstawiono na rysunku 3.



Rys.3. Przebiegi napięć i prądów dla mostka prostowniczego idealnego zasilanego z sieci niskiego napięcia $U=230[V]$, $R=50[\Omega]$, $R_1=1[\Omega]$ (Symulację wykonano z pomocą programu 5SpiceAnalyse)

Prąd $i(t)$ ma postać impulsów okresowych.

W rozważaniach poniżej oznaczymy dwa kąty: $\alpha_z = \omega t_2$ - jako kąt rozpoczęcia przewodzenia oraz $\alpha_g = \omega t_1$ - jako kąt zakończenia przewodzenia przez diody prostownicze.

Stan przewodzenia

Stan przewodzenia występuje dla przedziału $\alpha_z < \omega t < \alpha_g$. W stanie przewodzenia napięcia i prądy przybierają postać:

$$u_C = U_m |\sin \omega t|, \quad i_R = \frac{U_m}{R} |\sin \omega t|, \quad i_C = \omega C U_m |\cos \omega t|, \quad (9)$$

$$i = i_R + i_C = \frac{U_m}{R} \sqrt{1 + (\omega CR)^2} \sin(\omega t + \varphi), \quad \varphi = \arctg(\omega CR)$$

gdzie $0 \leq \varphi \leq \pi/2$

Stan zaporowy

Stan zaporowy występuje w przedziale $\alpha_g \leq \omega t \leq \pi + \alpha_z$.
W stanie zaporowym:

$$(10) \quad u_C = U_m \sin \alpha_g e^{-\frac{\omega t - \alpha_g}{\omega RC}}$$

przy prądzie obciążenia $i=0$ i wtedy prąd ładowania kondensatora będzie określony wzorem

$$(11) \quad i_C = -i_R = \frac{U_m}{R} \sin \alpha_g e^{-\frac{\omega t - \alpha_g}{\omega RC}}$$

Biorąc pod uwagę, że kondensator C zaczyna się ładować gdy $\omega t = \alpha_z + \pi$ to z wyrażenia

$$(12) \quad \sin \alpha_z = \sin \alpha_g e^{-\frac{\pi + \alpha_z - \alpha_g}{\omega RC}}$$

można określić kąt α_z , który osiąga wartości z przedziału: $0 \leq \alpha_z \leq \pi/2$. Kąt α_g wyznaczany jest podobnie jak w poprzednim przypadku i wynosi $\alpha_g = \omega t = \pi - \varphi$, przy czym zmienia się on w granicach $\pi/2 \leq \alpha_g \leq \pi$.

Ze względu na obecność kondensatora w obwodzie obciążenia, napięcie u_C oraz prąd i_R na odbiorniku zmieniają się w stosunkowo niewielkim zakresie. Gdy pojemność kondensatora C jest dostatecznie duża, wówczas zmiany w czasie napięcia u_C i prądu i_R są nieznaczne a więc prąd i napięcie na oporniku mają praktycznie stałą wartość. Z tego powodu kondensator znajduje zastosowanie w filtrach, których zadaniem jest zmniejszenie tętnienia napięcia wyprostowanego. Działanie wygładzające filtru pojemnościowego polega na tym, że przez rezystor płynie składowa stała, natomiast wyższe harmoniczne prądu przepływają przez kondensator.

Z przedstawionych dwóch rozwiązań mniejsze zmiany pomiędzy wartościami maksymalnymi i minimalnymi wykazuje prostownik mostkowy o obciążeniu układem równoległym rezystancyjno-pojemnościowym.

Budowa i działanie zoptymalizowanego jednofazowego falownika do grzania indukcyjnego pracującego z trzecią harmoniczną

Podstawowy człon przedstawionego tu urządzenia pracuje jako rezonansowy falownik szeregowy [1, 2], którego działanie opisane zostało dokładnie w artykułach [3, 4]. Do członu tego dobudowany został korektor współczynnika mocy PFC (pierwsze litery od ang. *Power Factor Correction*) [5, 6]. Korektor ten optymalizuje wykorzystanie energii pobieranej z sieci do poziomu maksymalnego poboru mocy przez układ przekształtnika oraz podnosi poziom współczynnika mocy PF (od ang. *Power Factor*) całego urządzenia do wartości bliskiej jedności. Należy dodać, że dla prądów i napięć nieodkształconych współczynnik mocy $DF = \cos \varphi$, gdzie φ jest kątem przesunięcia fazowego pomiędzy prądem I_1 a napięciem zasilania układu U_1 dla częstotliwości roboczej 50 [Hz], natomiast dla prądów odkształconych współczynnik mocy PF aproksymowany jest zależnością:

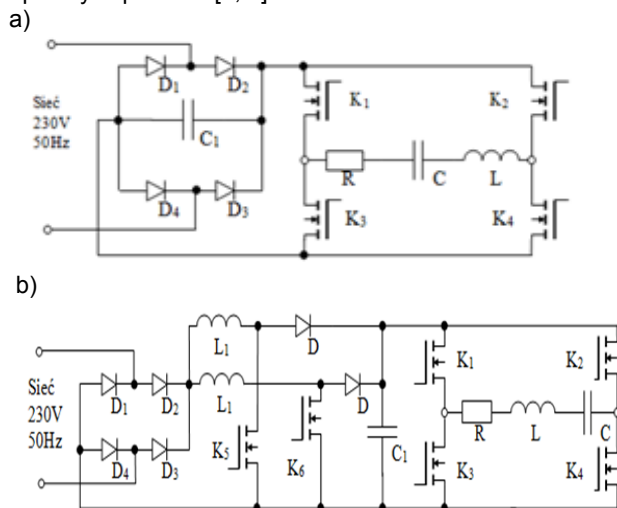
$$(13) \quad PF = \frac{P}{|S|} = \frac{P_1 + \sum_{i=2}^{\infty} P_i}{|U|I} = \frac{P_1 + \sum_{i=2}^{\infty} P_i}{|U_1 I_1| \sqrt{1 + (THDu/100)^2} \sqrt{1 + (THDi/100)^2}}$$

Zgodnie z wymaganiami normy PN-EN 50160 *Parametry napięcia zasilającego w publicznych sieciach rozdzielczych*, napięcie zasilające powinno mieć współczynnik $THDu\%$ mniejszy od 10 [%], zatem $U \approx U_j$. Wypadkowy współczynnik mocy PF zależy wtedy głównie od wyższych harmonicznych prądu sieciowego generowanych przez odbiorniki nieliniowe, harmoniczne te powodują dodatkowe straty mocy czynnej (roboczej) w sieci.

$$(14) \quad PF \approx \frac{I_1}{I_{rms}} = \frac{I_1}{\sqrt{I_0^2 + \sum_{i=1}^{\infty} I_i^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + THD_i^2}}, \text{ gdzie } THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} (I_k)^2}}{I_1}$$

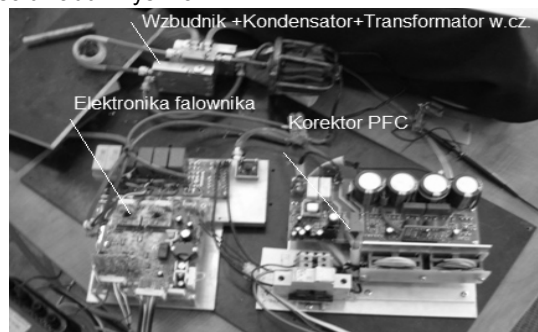
gdzie: I_{rms} to wartość skuteczna przebiegu, I_0 jest prądem stałym a I_k jest wartością skuteczną k -tej harmonicznej prądu. Natomiast współczynnik THD (skrót od pierwszych liter ang. *Total Harmonic Distortion*) jest to wypadkowy współczynnik odkształcenia a dolny indeks i oznacza, że współczynnik ten określony jest dla prądu. Przy użyciu kompensacji PFC pożądane jest aby w końcowym efekcie współczynnik THD_i był bliski zero.

Na rysunku 4a przedstawiono schemat badanego układu bez korektora współczynnika mocy PFC, dokładnie opisany w pracach [4, 5].



Rys. 4. Schemat falownika rezonansowego z trzecią harmoniczną: a) schemat bez korektora [2,3], b) schemat z aktywnym korektorem PFC

Na rysunku 4b przedstawiono schemat układu falownika z kompensacją współczynnika mocy PFC. Pomiedzy mostek prostowniczy zbudowany z diod D_1 – D_4 , dający napięcie wyprostowane dwupołówkowo, włączono układ korekcyjny [5]. Bateria kondensatorów C_1 służy do gromadzenia energii. W skład korektora, podzielonego na dwie połowki napięcia, wchodzi diody D , cewki L_1 oraz klucze przełączające (K_4 oraz K_5). Klucze przełączające K_5 i K_6 kontrolują naprzemiennie prąd nieparzystych i parzystych połówek napięcia wyprostowanego, klucze te nie mogą być włączone równocześnie. Prawy segment układu z rys. 4b jest prawie taki sam jak prawy segment części układu z rys. 4a.



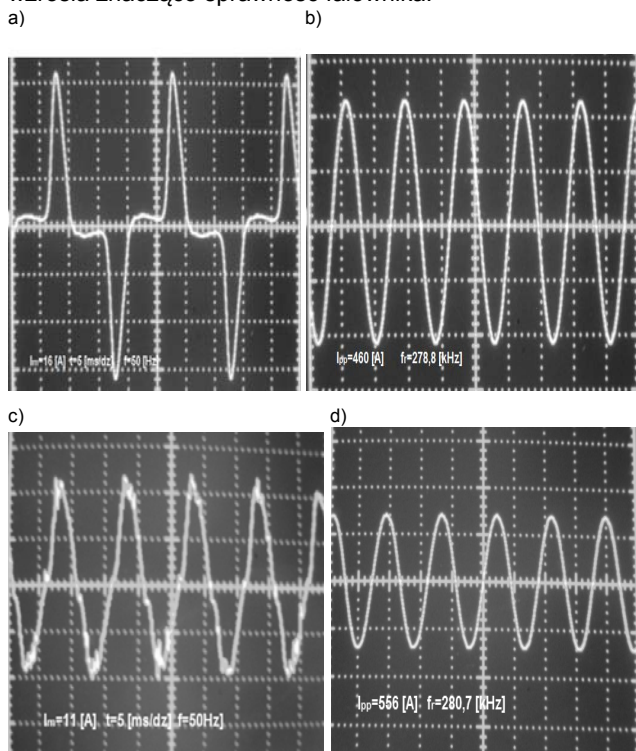
Rys. 5. Praktyczna realizacja zoptymalizowanego jednofazowego falownika do grzania indukcyjnego pracującego z trzecią harmoniczną

Efekt praktycznej realizacji zoptymalizowanego układu jednofazowego falownika do grzania indukcyjnego pracującego z trzecią harmoniczną pokazano na rys. 5.

Pomiary wykonane w czasie pracy zbudowanego falownika

Na zbudowanym falowniku zostały wykonane badania dla urządzenia pracującego z częstotliwością rezonansową do 455 [kHz], które dały zadowalające efekty. Wyniki uzyskane na rzeczywistym obiekcie potwierdziły wcześniejsze obliczenia teoretyczne i wykonane symulacje próbne.

Do wykonania pomiarów wykorzystano część niestrajnego falownika zaprojektowanego i wykonanego przez mgr inż. Romana Czyżę z Politechniki Częstochowskiej, do którego został dobudowany aktywny korektor PFC (rys. 5). Dla układu falownika bez aktywnej korekcji [2,3], (rys. 6 a,b) napięcie stałe zasilające układ falownika wynosiło około 270 [V] przy prądzie pobieranym z sieci rzędu 7,5 [A] i mocy pobieranej z sieci wynoszącej 1,15 [kW] przy współczynniku mocy PF wynoszącym 0,65. Po zastosowaniu korektora PFC (rys. 6 c,d), napięcie na baterii kondensatorów wzrosło do 370 [V], współczynnik mocy PF był bliski jedności (praktycznie prąd i napięcie były z sobą w fazie) przy pobieranym prądzie z sieci równym 7,8 [A] a osiągnięta moc dochodziła do 1,8 [kW]. Skutkowało to niewielkim wzrostem prądu pobieranego z sieci ale znaczącym wzrostem prądu na wyjściu falownika ponieważ zmniejszyły się straty mocy biernej w samym urządzeniu. Dzięki zastosowaniu korektora współczynnika mocy PFC wzrosła znacząco sprawność falownika.



Rys 6. Przebiegi prądu; a), b) bez korektora; c), d) z korektorem PFC; a), c) pobieranego z sieci; b), d) we wzбудniku falownika

Powiększenie pojemności baterii kondensatorów C w części zasilacza (z pojemności 330 [μ F] do 1000 [μ F]) w wykonaniu firmy MITRA z Kutna [7], umożliwiło uzyskanie mocy wyjściowej przekraczającej 2 [kW], co wydaje się być optymalnym rozwiązaniem dla zasilania jednofazowego. Istnieje również możliwość przystosowania falownika do zasilania z sieci trójfazowej co pozwoli na zwiększenie mocy wyjściowej powyżej 7,5 [kW].

Przebiegi sieciowe zostały zarejestrowane sondą prądową typu HZ56 firmy Hameg o czułości 100 [mV/A]. Natomiast przebieg prądu we wzбудniku zarejestrowano specjalnie zaprojektowaną i wykonaną cewką Rogowskiego o czułości 10 [mV/A] i paśmie przenoszenia od 200 [kHz] do 400 [kHz].

Wnioski

Dołączenie aktywnego korektora współczynnika mocy PFC, do wcześniej opracowanego układu falownika pracującego z trzecią harmoniczną, spowodowało: zwiększenie współczynnika mocy PF całego układu do wartości zbliżonej do jedności; ograniczone zostały straty mocy biernej i odkształcenia przebiegu prądu zasilania do minimum powodując że, faza prądu sieciowego jest taka sama jak faza napięcia sieciowego; a prąd pobierany z sieci ma wartość minimalną. Nastąpiło również zwiększenie mocy wyjściowej falownika przy nie zwiększonym poborze prądu z sieci zasilającej.

Zastosowanie do układów odbiorników jednofazowych zawierających diodowe mostki prostownicze, aktywnych korektorów współczynnika mocy PFC umożliwiła projektowanej aparaturze na spełnienie obowiązujące w państwach Unii Europejskiej norm EN 61000-2-2 oraz EN 61000-2-4 dotyczących dopuszczalnych wartości zaburzeń przewodzonych, które mogą być wprowadzone do sieci elektroenergetycznej przez urządzenie elektryczne.

Autorzy: dr inż. Aleksander Gąsior, Politechnika Częstochowska, Instytut Elektrotechniki Przemysłowej, Zakład Podstaw Elektrotechniki, al. Armii Krajowej 17, 42-200 Częstochowa, E-mail: alekq@el.pcz.czest.pl; dr inż. Zdzisław Posytek, Instytut Telekomunikacji i Kompatybilności Elektromagnetycznej, Zakład Kompatybilności i Teleinformatyki, al. Armii Krajowej 17, 42-200 Częstochowa, E-mail: zdzychu@el.pcz.czest.pl; dr inż. Krzysztof Mudryk, Uniwersytet Rolniczy w Krakowie, Wydział Inżynierii Produkcji i Energetyki, Katedra Inżynierii Mechanicznej i Agrofizyki, ul. Balicka 120, 30-149 Kraków, E-mail: Krzysztof.Mudryk@ur.krakow.pl

LITERATURA

- [1] Citko T., Tunia H., Winiarski B., Układy rezonansowe w energoelektronice, Postępy Napędu Elektrycznego i Energoelektroniki, tom 23, Wydawnictwa Politechniki Białostockiej, Białystok (2001), 288 (ISBN 83-88229-28-1, ISBN-13 978-83-88229-28-2)
- [2] Mućko J., Tranzystorowe falowniki napięcia z szeregowymi obwodami rezonansowymi, Uniwersytet Technologiczno-Przyrodniczy im. Jana i Jędrzeja Śniadeckich w Bydgoszczy Rozprawy Nr 148, Wydawnictwa Uczelniane Uniwersytetu Technologiczno-Przyrodniczego Bydgoszcz (2011), 206 (ISSN 0209-0597)
- [3] Gąsior A., Posytek Z., Praktyczna realizacja rezonansowego falownika szeregowego pracującego z potrójną częstotliwością względem częstotliwości przełączania elementów, *Przegląd Elektrotechniczny*, 89 (2013), nr 12, 370-373 (ISSN 0033-2097)
- [4] Gąsior A., Posytek Z., Rezonansowy falownik prądowy pracujący z trzecią harmoniczną obwodu wzбудzania, *Przegląd Elektrotechniczny*, 91 (2015), nr 12, 95-98 (ISSN 0033-2097).
- [5] Kazimierzczuk M. K., Pulse-width Modulated DC-DC Power Converters, 2nd Edition, John Wiley & Sons, Ltd. (2015), 960 (ISBN 978-1-119-00954-2)
- [6] Strzelecki R., Supronowicz H., Współczynnik mocy w systemach zasilania prądu przemiennego i metody jego poprawy, Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej. Warszawa (2000), 452 (ISBN 83-7207-106-3)
- [7] Mitra-Kutno, Filtry i Kondensatory, Katalog, Mitra Sp. z o. o., Kutno (2016)