

Minimalizacja parametrów kondensatora bilansującego oraz eliminacja składowej podwójnej częstotliwości po stronie DC w jednofazowym przekształtniku DC–AC

Streszczenie. W jednofazowych systemach DC–AC zapewniających sinusoidalny prąd linii AC występuje zjawisko niezbilansowania mocy chwilowych. Niezbędne jest zatem stosowanie w takich przekształtnikach tymczasowych magazynów energii. W literaturze coraz częściej prezentowane są topologie implementujące techniki aktywnego magazynowania energii, co pozwala na minimalizację pojemności kondensatorów pośredniczących (ang. DC-link), a przez to prowadzi również do minimalizacji ich energii oraz gabarytów. W artykule zaproponowano jedno z takich rozwiązań. Dodatkowo, prezentowana topologia eliminuje składową zmienną podwójnej częstotliwości w prądzie po stronie DC. Przedstawione zostało działanie układu sterowania oraz zaprezentowano wyniki badań laboratoryjnych.

Abstract.

In a single phase DC–AC systems with sinusoidal current in the utility line the phenomenon of instantaneous power imbalance occurs. Therefore in such converts temporary energy storages are needed. Active energy storage techniques (active power decoupling) which allows to minimize the DC-link capacitor capacitance, energy and therefore dimensions, are becoming more popular. The article proposes one of such solutions. Additionally, proposed topology eliminates double frequency alternating component in the DC side current. The operation principle, control system and the results of laboratory tests are presented. (Minimizing the energy parameters of the decoupling capacitor and elimination of a double frequency component on the DC side in a single phase DC–AC converter)

Słowa kluczowe: jednofazowy przekształtnik DC–AC, aktywne magazynowanie energii bilansującej, jednostkowy współczynnik mocy, kondensator pośredniczący, eliminacja składowej podwójnej częstotliwości

Keywords: single phase DC–AC converter, active power decoupling, unity power factor, DC-link capacitor, double frequency component elimination

Wstęp

W topologiach jednofazowych przekształtników DC–AC sprzęgających źródło napięcia stałego z linią AC dąży się do zapewnienia stałego prądu wejściowego oraz sinusoidalnego prądu wyjściowego, współfazowego z napięciem linii. Zatem moc pobierana z systemu DC jest stała, podczas gdy moc oddawana do linii AC posiada składową stałą (moc czynna) oraz składową podwójnej częstotliwości o zerowej wartości średniej. Chwilowa moc jednofazowego systemu prądu przemiennego nie jest zatem równa mocy systemu prądu stałego. Układ przekształtnikowy realizujący sprzęg pomiędzy systemem DC, a jednofazowym systemem AC musi zapewnić dopasowanie mocy chwilowych poprzez cykliczne gromadzenie energii (w przedziałach czasu, gdy występuje jej nadmiar w systemie DC) i jej wydatkowanie (w przedziałach czasu, gdy występuje jej niedobór w systemie DC). W klasycznych topologiach dopasowanie mocy chwilowych systemów jest zazwyczaj realizowane poprzez stosowanie kondensatorów (w większości przypadków kondensatorów elektrolitycznych) o dużej wartości pojemności [1–3]. Gromadzą one w sobie energię wielokrotnie większą od energii potrzebnej do zbilansowania mocy chwilowych obu systemów. Rozwiązania klasyczne prowadzą do konieczności doboru elementów pasywnych o potencjalnie dużej zdolności do gromadzenia energii, czego następstwem są duże wymiary fizyczne.

Aktywne Magazynowanie Energii Bilansującej – APD (ang. *Active Power Decoupling*) w jednofazowych przekształtnikach DC–AC jest w ostatnim czasie szeroko opisywane w literaturze światowej i krajowej [4–14]. Topologie APD zwiększają niezawodność [5] działania urządzeń poprzez wyeliminowanie kondensatorów elektrolitycznych (najbardziej zawodnych elementów wchodzących w skład przekształtników energoelektronicznych) oraz prowadzą do redukcji kosztów materiałowych poprzez stosowanie elementów pasywnych zaprojektowanych do gromadzenia mniejszych energii [1, 15].

W klasycznie stosowanych topologiach często pojawia się również problem występowania składowej zmiennej o podwójnej częstotliwości sieciowej (związanej ze

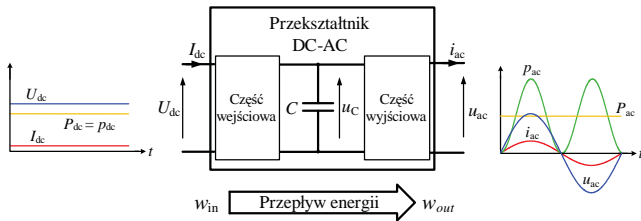
zjawiskiem niezbilansowania mocy chwilowych) w przebiegach prądów i napięć po stronie DC. W jednofazowych systemach DC–AC jest to szczególnie uciążliwe w układach baterii fotowoltaicznych dołączanych do linii elektroenergetycznej. Występowanie składowej zmiennej podwójnej częstotliwości w prądzie i napięciu ogniwa fotowoltaicznego znacząco ogranicza sprawność konwersji energii promieniowania słonecznego na energię elektryczną. Efektywne poszukiwanie punktu mocy maksymalnej (ang. MPPT – *Maximum Power Point Tracking* – szerzej [16–21]) wymaga utrzymania składowej podwójnej częstotliwości w napięciu (prądzie) ogniwa fotowoltaicznego poniżej poziomu 1% wartości napięcia (prądu) DC [5].

W artykule przybliżono problematykę niezbilansowania mocy chwilowych systemów AC oraz DC. Zaprezentowano topologię jednofazowego przekształtnika DC–AC realizującego efektywne magazynowanie energii bilansującej, umożliwiającą minimalizację energii maksymalnej oraz pojemności kondensatora pośredniczącego (ang. DC-link). Wyprowadzono ponadto zależności matematyczne pozwalające na odpowiedni dobór parametrów kondensatora pośredniczącego. Zaprezentowano i opisano zasadę działania opracowanego przekształtnika wraz z opisem układu sterowania. Zamieszczone również zostały wyniki badań laboratoryjnych.

Magazyn energii bilansującej w jednofazowym przekształtniku DC–AC

Na rysunku 1 przedstawiono blokową koncepcję pożądaną integracji jednofazowego systemu prądu zmiennego z systemem prądu stałego z wykorzystaniem przekształtnika energoelektronicznego. Celem układu jest zapewnienie sinusoidalnego prądu linii AC i stałego prądu w systemie DC. Rozważania dotyczące mocy bilansujących, energii i napięcia kondensatora bilansującego C są słuszne niezależnie od topologii zakładając, że wykorzystywany jest tylko jeden element jako magazyn energii niezbędny do dopasowania energetycznego systemów AC i DC.

Chwilowe wartości napięcia i prądu w jednofazowym systemie prądu przemiennego, przy założeniu jednos-



Rys. 1. Blokowa koncepcja jednofazowego przekształtnika DC-AC tkowego współczynnika mocy, można opisać następująco:

$$(1) \quad u_{ac}(t) = \sqrt{2}U_{ac} \sin(\omega t) = U_m \sin(\omega t)$$

$$(2) \quad i_{ac}(t) = \sqrt{2}I_{ac} \sin(\omega t) = I_m \sin(\omega t)$$

Chwilowa moc jednofazowego systemu prądu przemiennego jest zatem równa:

$$(3) \quad p_{ac}(t) = u_{ac}(t) \cdot i_{ac}(t) = 2U_{ac}I_{ac} \sin^2(\omega t) = P_{ac}(1 - \cos(2\omega t))$$

Jest ona sumą mocy czynnej i składowej zmiennej o podwójnej częstotliwości i zerowej wartości średniej. W stanie ustalonym, pomijając straty, stała moc systemu DC musi być równa mocy czynnej przesyłanej do linii AC:

$$(4) \quad P_{dc} = P_{ac} \neq p_{ac}(t)$$

Energia pobierana z systemu DC może zostać wyrażona jako:

$$(5) \quad w_{in}(t) = \int P_{dc} \cdot dt = \int P_{ac} \cdot dt = P_{ac} \cdot t$$

natomiast energia przekazywana do linii AC (pomijając straty mocy w przekształtniku):

$$(6) \quad w_{out}(t) = \int (P_{ac}(1 - \cos(2\omega t))) \cdot dt = P_{ac} \cdot t - \frac{P_{ac}}{2\omega} \cdot \sin(2\omega t)$$

Różnica pomiędzy energią pobieraną, a odbieraną jest magazynowana w polu elektrycznym kondensatora bilansującego C i może zostać opisana jako:

$$(7) \quad \Delta w(t) = w_{in}(t) - w_{out}(t) = \frac{P_{ac}}{2\omega} \cdot \sin(2\omega t)$$

Zakładając, że kondensator bilansujący posiada pewną składową napięcia U_0 , jego całkowita energia może zostać określona zależnością:

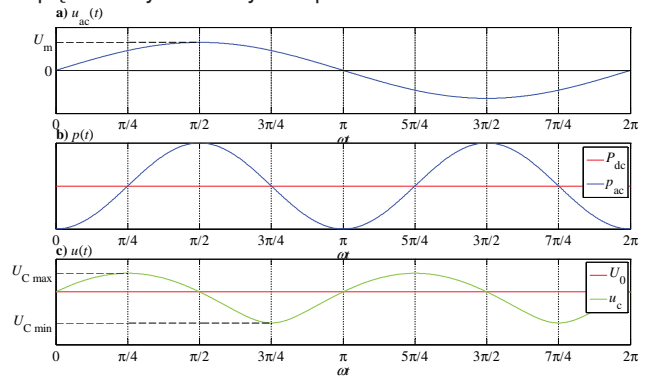
$$(8) \quad w_c(t) = \frac{1}{2}C \cdot u_c^2(t) = \frac{1}{2}C \cdot U_0^2 + \Delta w(t) = \frac{1}{2}C \cdot U_0^2 + \frac{P_{ac}}{2\omega} \sin(2\omega t)$$

Przekształcając zależność (8) otrzymuje się formułę opisującą wartość chwilową napięcia kondensatora bilansującego C w jednofazowym przekształtniku DC-AC:

$$(9) \quad u_c(t) = \sqrt{U_0^2 + \frac{P_{ac}}{C \cdot \omega} \cdot \sin(2\omega t)}$$

Można zatem stwierdzić, że przebieg napięcia na kondensatorze bilansującym ma charakter złożony. Rodzi to czasami pomyłki jak na przykład w [10], gdzie autorzy błędnie założyli, że napięcie chwilowe kondensatora bilansującego ma charakter przebiegu sinusoidalnego podwójnej pulsacji ze składową stałą.

Na rysunku 2 przedstawiono teoretyczne przebiegi napięć i mocy chwilowych w przekształtniku DC-AC.

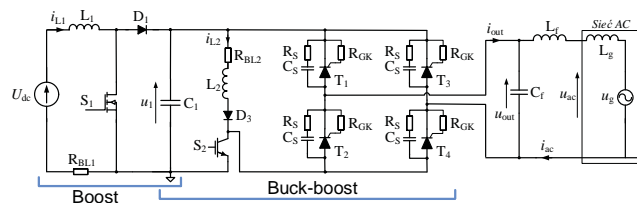


Rys. 2. Teoretyczne przebiegi napięć i mocy w przekształtniku DC-AC: napięcie systemu AC (a), moce chwilowe (b), napięcie kondensatora bilansującego (c)

Minimalizacja energii maksymalnej kondensatora bilansującego

Istnieje wiele topologii przekształtnikowych umożliwiających aktywne magazynowanie energii bilansującej [4–14], a przez to wyeliminowanie konieczności stosowania kondensatorów elektrolitycznych. Większość z nich minimalizuje również energię maksymalną kondensatora bilansującego, co zmniejsza jego wymiary fizyczne. W pracy [7] przedstawiono porównanie sprawności działania pomiędzy różnymi technikami APD oraz zaprezentowano przegląd topologii umożliwiających redukcję tętnień napięcia po stronie DC. Więcej topologii wykorzystujących techniki APD przedstawiono w [5].

Wśród topologii nie posiadających izolacji galwanicznej ciekawym rozwiązaniem jest układ zaprezentowany na rysunku 3. Jest on analogiczny do topologii zaprezentowanej w [4] dla konfiguracji AC-DC. Przy odpowiednim sposobie sterowania umożliwia uzyskanie bardzo wysokiego współczynnika mocy (zbliżonego do jedności), zapewnienie ciągłego prądu źródła (dla odpowiednio dobranych parametrach brak konieczności stosowania dodatkowego filtra prądu) przy braku występowania w nim składowej podwójnej częstotliwości.



Rys. 3. Topologia badanego przekształtnika DC-AC

Prezentowana topologia składa się z dwóch przekształtników: wejściowego przekształtnika podwyższającego napięcie (w skład którego wchodzi elementy L_1 , S_1 , D_1 oraz C_1) oraz wyjściowego przekształtnika obniżająco-podwyższającego napięcie (w skład którego wchodzi elementy C_1 , S_2 , L_2 oraz tyrystory T_1 , T_2 , T_3 i T_4). Przekształtniki połączone są wspólnym kondensatorem C_1 , pełniącym rolę magazynu energii bilansującej. W celu minimalizacji parametrów kondensatora C_1 dopuszcza się bardzo wysoki poziom składowej zmiennej częstotliwości sieciowej (100 Hz) obecnej w jego napięciu ($u_1(t)$). W zależności od aplikacji może ona sięgać nawet ponad $200 V_{pk-pk}$ (!).

Pomimo, iż prezentowana topologia składa się

z powszechnie znanych przekształtników, należy wyraźnie podkreślić, że pracują one tutaj inaczej niż w klasycznych rozwiązaniach. Stanowią one jedną, ściśle współpracującą całość, ze wspólnym układem sterowania i regulacji. Należy również podkreślić, że napięcie na kondensatorze C_1 , inaczej niż w klasycznych rozwiązaniach, nie jest regulowane ani stabilizowane. Z powodu braku wzorca napięcia $u_1(t)$ utrzymywany jest jedynie wymagany poziom składowej U_0 .

Część wejściowa przekształtnika odpowiada za kształtowanie prądu źródła i doładowywanie kondensatora C_1 energią stosowaną do potrzeb obciążenia. Przy zapewnieniu odpowiedniej wartości indukcyjności dławika L_1 , układ może pracować w trybie ciągłego prądu źródła. Dzięki temu istnieje możliwość wyeliminowania dodatkowego filtra wejściowego.

Zamiast jednofazowego falownika zaproponowano zastosowanie jednokierunkowej modulacji prądu (moduł przebiegu sinusoidalnego) i jednofazowego mostka tyrystorowego pełniącego funkcję przełącznika zmieniającego kierunek prądu w linii AC zgodnie z polaryzacją jej napięcia. W takim podejściu odpowiednie pary łączników przełącznika są załączane jedynie na połowę okresu napięcia systemu AC, co praktycznie eliminuje straty łączeniowe. Przekształtnik obniżająco-podwyższającego napięcie jest odpowiedzialny za kształtowanie prądu dławika L_2 . Przełączany dwupołówkowo prąd dławika $L_2 - i_{out}$ jest współfazowy z napięciem u_{ac} , natomiast odpowiednie pary tyrystorów (T_1, T_4 oraz T_2, T_3) są sterowane w momencie, gdy napięcie u_{out} zmienia swoją polaryzację. Wykorzystanie tyrystorów jako łączników półprzewodnikowych upraszcza układ sterowania i kontroli oraz podnosi niezawodność i teoretyczną sprawność przekształtnika. Jedną z negatywnych cech jest natomiast występowanie w prądzie systemu AC niewielkiej składowej bierniej o charakterze pojemnościowym wymuszonej przez obecność kondensatora C_f (niezbędnego w celu połączenia dwóch dynamicznych źródeł prądu jakimi są przełącznik prądu oraz linia AC). Pomimo tej niedogodności system DC-AC z wyjściowym przełącznikiem prądu pracującym z przewodzeniem półokresowym wydaje się być rozwiązaniem niezwykle atrakcyjnym i relatywnie nieskomplikowanym w realizacji praktycznej.

Wyprowadzenie zależności umożliwiających dobór parametrów dławików L_1 i L_2 oraz parametrów filtra sieciowego C_f i L_f jest zagadnieniem nie wchodzącym w zakres artykułu.

W części wejściowej przekształtnika zastosowano topologię podwyższającą napięcie (ang. *Boost converter*). Wynika z tego, że chwilowe wartości napięcia kondensatora C_1 muszą być zawsze wyższe od chwilowych wartości napięcia wejściowego. Zatem spełniony musi być warunek:

$$(10) \quad u_1(t) > U_{dc}$$

Warunek ten jest konieczny, ale nie wystarczający do poprawnej pracy tego typu układów. Jego niespełnienie (np. poprzez zbyt gwałtowne rozładowanie kondensatora C_1) będzie skutkowało niekontrolowanym przepływem prądu ze źródła DC, co spowoduje odkształcenie jego przebiegu. Wyboru optymalnego poziomu referencyjnego składowej U_0 dokonuje się na etapie projektowym uwzględniając ograniczenia techniczne. Tak przyjęty poziom składowej U_0 w napięciu kondensatora C_1 jest utrzymywany na zadanym poziomie przez układ regulacji przekształtnika.

Podstawiając do (10) zależność (9) otrzymuje się warunek na minimalną wartość pojemności kondensatora bi-

lansującego C_1 :

$$(11) \quad C_1 > \frac{P_{out}}{\omega \cdot (U_0^2 - U_{dc}^2)}$$

Na podstawie zależności (11) można stwierdzić, że wartość pojemności kondensatora jest zależna od przyjętego poziomu referencyjnego składowej U_0 . Oznacza to, że przy odpowiednio wysokim doborze wartości referencyjnej składowej U_0 , realne staje się zastosowanie w aplikacji praktycznej kondensatorów polipropylenowych lub poliestrowych.

Maksymalna energia jaką gromadzi w swoim polu elektrycznym kondensator C_1 jest określona zależnością:

$$(12) \quad W_{C_{1max}} = \frac{1}{2} C_1 \cdot U_{1max}^2$$

Podstawiając do (12) zależność (9) oraz (10), otrzymuje się równanie opisujące wartość maksymalnej energii gromadzonej w polu elektrycznym kondensatora C_1 :

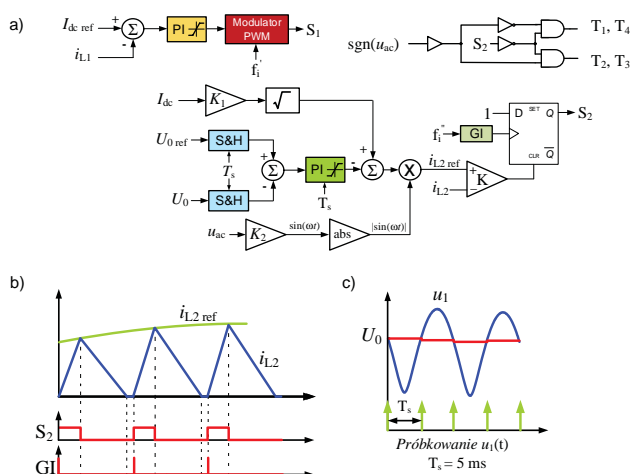
$$(13) \quad W_{C_{1max}} = \frac{P_{out}}{2\omega} \left(1 + \frac{U_0^2}{(U_0^2 - U_{dc}^2)} \right)$$

Można stwierdzić, że zwiększając poziom składowej stałej U_0 w napięciu u_1 , przy równoczesnej zmianie wartości pojemności C_1 zgodnie z zależnością (11), zmniejsza się energię maksymalną jaką przechowuje w swoim polu elektrycznym kondensator C_1 , co pozwala na zastosowanie elementów zaprojektowanych do przechowywania mniejszych energii, posiadających mniejsze wymiary fizyczne.

Układ sterowania

Głównym obszarem zastosowań prezentowanej topologii mogą być przekształtniki małej mocy (<0,5 kW) zintegrowane z modułami fotowoltaicznymi (ang. *MIC - Module Integrated Converters* - szerzej opisane np. w [5, 22, 23]) dołączone do jednofazowej linii prądu przemienne. Jednym z kluczowych zagadnień związanych z przekształtnikami współpracującymi z modułami fotowoltaicznymi jest konieczność efektywnego poszukiwania punktu maksymalnej mocy ogniwa (MPPT), optymalizując przez to efektywność systemu. W jednym z często spotykanych rozwiązań praktycznych, algorytm poszukiwania mocy maksymalnej dostarcza informację o wartości średniej napięcia ogniwa jaką należy utrzymać w celu uzyskania maksymalnej mocy elektrycznej ogniwa. Zakładana wartość napięcia jest utrzymywana przez regulator typu PI, którego sygnał wyjściowy dostarcza układowi sterowania przekształtnikiem informację o zadanej wartości średniej prądu wejściowego przekształtnika. W zaprezentowanym układzie sterowania (rys.4a), sygnałem wejściowym zawierającym w sobie informację o dostępnej w systemie DC mocy, jest sygnał $I_{dc,ref}$. Zadany zewnątrz poziomu wartości średniej prądu wejściowego ($I_{dc,ref}$) jest utrzymywany poprzez zamknięty układ regulacji wykorzystujący regulator typu PI. Chwilowa wartość prądu źródła DC zawiera w sobie informację o mocy chwilowej dostępnej w systemie DC. Po przeskalowaniu i wprowadzeniu korekty związanej z utrzymywaniem zadanego poziomu składowej U_0 w napięciu kondensatora C_1 , wytwarzany jest sygnał referencyjny $i_{L2,ref}$ (rys. 4b). Jest on wartością chwilową prądu dławika L_2 przy jakiej, łącznik S_2 ma zostać rozarty co umożliwia komutację prądu dławika L_2 i poprzezysterowane odpowiednie pary tyrystorów (T_1, T_4 i T_2, T_3) przepływ energii do linii AC.

Analogicznie jak w przypadku konfiguracji AC-DC zaprezentowanej w [4], ze względu na duży udział wartości



Rys. 4. Schemat blokowy układu sterownia badanego przekształtnika (a), przebiegi sygnałów sterujących łącznika S_2 (b), zależności czasowe podczas pomiaru składowej U_0 (c)

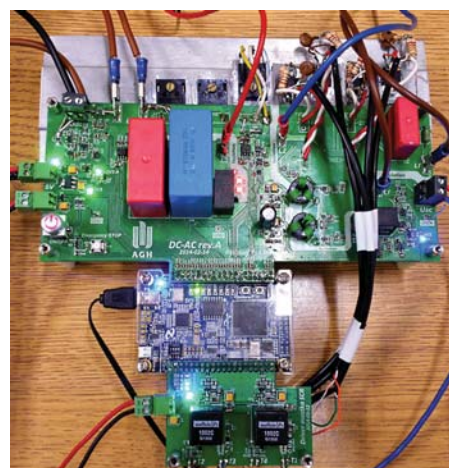
składowej podwójnej częstotliwości występującej w napięciu $u_1(t)$, układ regulacji nie jest w stanie regulować jego chwilowej wartości. Nie ma możliwości wytworzenia wzorca napięcia $u_1(t)$. Jedynym rozwiązaniem jest kontrola (dyskretna, co 1/4 okresu - rys.2 oraz rys.4c) poziomu składowej U_0 występującej w napięciu $u_1(t)$ i na jej podstawie wnioskowanie o poziomie energii dostępnej w kondensatorze bilansującym C_1 . Tak zmierzona wartość składowej U_0 pozwala na wprowadzenie poprawki do wyznaczonego wzorca prądu dławika L_2 co umożliwia zapewnienia poprawnej pracy układu w szerokim zakresie zmian mocy wejściowej. Pierwszy pomiar wartości składowej U_0 można wykonać w chwili zmiany polaryzacji napięcia AC, a następny 5 ms później. Tak zmierzona wartość składowej U_0 jest wykorzystywana przez układ regulacji do czasu następnego pomiaru, czyli w systemach 50 Hz przez 5 ms. Wynika z tego, że dynamika części układu regulacji związanego z utrzymaniem zadanej wartości napięcia U_0 jest bardzo niska. W związku z tym, wymagane jest przewymiarowanie pojemności kondensatora bilansującego w celu zapewnienia rezerwy energetycznej w stanach przejściowych.

Wybór odpowiednich par tyrystorów (T_1, T_4 lub T_2, T_3) jest dokonywany na podstawie zmiany polaryzacji napięcia u_{ac} . W związku z niewielkim przesunięciem fazowym pomiędzy sygnałami u_{ac} (na podstawie którego kształtowany jest prąd systemu AC) i u_{out} oraz czasowym blokowaniem impulsów sterujących tyrystorami w momencie zmiany polaryzacji napięcia linii AC, takie rozwiązanie jest bardzo niezawodne (w stanach awaryjnych) i łatwe do realizacji praktycznej. Czasowe blokowanie impulsów sterujących powoduje pewne odkształcenia w przebiegu prądu i_{ac} , ale jest wymagane w celu odzyskania własności blokujących przez wyłączaną parę tyrystorów (T_1, T_4 oraz T_2, T_3).

W prezentowanej strukturze regulacji zastosowano rozwiązanie polegające na pozyskaniu sygnału niezbędnego do poprawnego kształtowania przebiegu chwilowych wartości prądu linii poprzez pomiar napięcia u_{ac} i jego przeskalowanie. W takim podejściu układ przekształtnikowy w przypadku odkształconego napięcia linii wymusza analogicznie odkształcony przebieg prądu.

Badania eksperymentalne

W celu praktycznej weryfikacji wniosków z przeprowadzonych analiz, zaprojektowany i wykonany został układ przekształtnikowy zaprezentowany na rysunku 5.



Rys. 5. Stanowisko badawcze

Parametry zaprojektowanego przekształtnika zostały przyjęte jako:

$$\begin{aligned}
 U_m &= \sqrt{2} \cdot 230 \text{ V} \cong 325 \text{ V} \\
 U_{dc} &= 40 \text{ V} \\
 U_{0,ref} &= 285 \text{ V} \\
 P_{dc} &= 320 \text{ W} \\
 f_i &= 30 \text{ kHz} \\
 \Delta i_{L1} &= 400 \text{ mA} \text{ (5\% } i_{dc,av}) \\
 \Delta i_{ac} &= 393,8 \text{ mA} \text{ (20\% } i_{out,av})
 \end{aligned}$$

gdzie:

I_{sac} - amplituda składowej zmiennej (o częstotliwości f_i) występującej w prądzie I_{dc} ,
 Δi_{ac} - dopuszczalny poziom składowej zmiennej w prądzie i_{ac} .

Przekształtnik zasilony był z zasilacza prądu stałego, a obciążenie stanowiła linia prądu przemiennego (230 VAC).

W związku z niewielką wartością składowej zmiennej wysokiej częstotliwości występującej w prądach dławików L_1 oraz L_f , zastosowano dławiki toroidalne na rdzeniu RTP - (rdzeń proszkowy [24]). Wartość indukcyjności wynosiła odpowiednio 3 mH (dławik L_1 , dla prądu 8 A) oraz 880 μ H (dławik L_f , dla prądu 3 A). Dławik L_2 wykonany został na rdzeniu RTMSS (materiał SuperMSS [24]), jego indukcyjność wynosiła 243 μ H (dla prądu 15 A). Taki dobór parametrów dławików umożliwia utrzymanie nieciągnącego trybu pracy dławika L_2 w pełnym zakresie zmian obciążenia.

Dla założonych parametrów układu, na podstawie zależności (11), pojemności C_1 powinna wynosić 12,8 μ F. W praktycznej realizacji, biorąc pod uwagę konieczność zapewnienia poprawnej pracy układu w stanach przejściowych oraz tolerancję użytych elementów, wartość ta musi być zwiększona. W związku z tym zastosowano równoległe połączenie dwóch kondensatorów polipropylenowych: EPCOS B32776G8156K (15 μ F, 800 V) oraz WIMA MKP4J042207E00KYSD (2,2 μ F, 630 V).

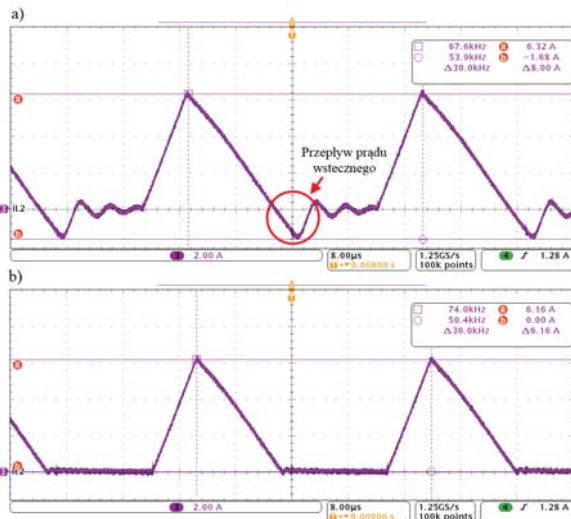
Filtr sieciowy stanowił opisywany już dławik L_f oraz kondensator C_f . Podobnie jak w przypadku doboru pozostałych kondensatorów, również wartość kondensatora C_f musiała zostać zwiększona. Zastosowany został kondensator polipropylenowy produkcji WIMA: MKP4J034705G00KYSD (470 nF, 630 V).

Ze względu na założenia projektowe stopień wejściowy przekształtnika (część podnosząca napięcie) pracuje z wysokim współczynnikiem wypełnienia sygnału steru-

jącego łącznik S_1 , wynikiem czego jest duża wartość skuteczna prądu przepływającego przez ten element. Z analiz działania układu wynika, że zdecydowana większość strat mocy w łączniku S_1 jest pochodzenia statycznego (straty przewodzenia). W celu minimalizacji tych strat zdecydowano się zastosować tranzystor typu MOSFET - Infineon IPW65R045C7 (650 V, 46 A, 45 m Ω). Jako pozostałe, sterowane łączniki półprzewodnikowe zastosowano tranzystor IGBT (łącznik S_2) - International Rectifier IRG4PF50W (900 V, 28 A) oraz tyrystory NXP BT152-800R (800 V, 13 A). Pomiędzy bramkę i katodę każdego z tyrystorów dołączony był rezystor o wartości 100 Ω (R_{GK}). Jako diodę D_1 użyto diodę z węgla krzemu (SiC) - GeneSiC Semiconductor GB07SHT12-247 (1,2 kV, 7 A).

Jako jednostkę obliczeniową wykorzystano zestaw rozwojowy Altera® DE0-Nano Development and Education Board [25] wyposażony w układ FPGA Cyclone® IV EP4CE22F17C6N.

W czasie, gdy prąd dławika L_2 już przepływa przez wybraną parę tyrystorów (czyli już po etapie ich kontrolowanego załączenia), pracują one analogicznie jak klasyczne diody półprzewodnikowe. Jednak w porównaniu do szybkich diod dedykowanych do pracy z wysokimi częstotliwościami, posiadają dużo większy ładunek przejściowy co znacznie wydłuża ich czas wyłączenia. W chwili przeładowywania pojemności wewnętrznej tyrystora, przepływa przez niego prąd wsteczny o dużych wartościach (ponad 1,5 A - rys.6a), który zanika w tłumionym przebiegu oscylacyjnym. W celu zablokowania możliwości przepływu prądu wstecznego przez dławik L_2 dołączono do niego szeregowo diodę DSEP30-12A (D_3 na rys. 3). Dodatkowo, zastosowanie diody pomimo, iż wprowadza ona jako element półprzewodnikowy pewne straty, zwiększa sprawność całkowitą układu o około 0,5% (zmierzone dla układów z diodą szeregowo oraz bez diody, przy zadanym prądzie wejściowym na poziomie 3 A).



Rys. 6. Prąd dławika L_2 : (a) bez diody, (b) z szeregową diodą DSEP30-12A

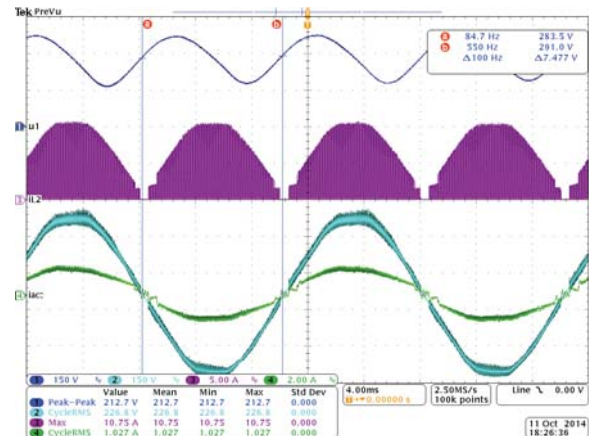
W badanej topologii tyrystory pracują parami. W półokresach kiedy jedna z par przewodzi, tyrystory drugiej pary są zawsze spolaryzowane w kierunku przewodzenia. Ze względu na specyfikę pracy układu tyrystory te są narażone na bardzo wysokie wartości dodatniej pochodnej napięcia du_{AK}/dt w momentach przełączania łącznika S_2 - nawet do ponad 1400 V/ μ s, co może skutkować zwarciami gałęziowymi, a przez to zniszczeniem

urządzenia. W celu ochrony tych elementów zastosowano układy tłumiące RC ($R_S = 50 \Omega$, $C_S = 1$ nF) dołączone pomiędzy anodę, a katodę każdego z tyrystorów. Dzięki temu uzyskano wzrost odporności układu poprzez zmniejszenie maksymalnej pochodnej napięcia du_{AK}/dt , a przez to zabezpieczono układ przed zjawiskiem fałszywych wyzwoleń tyrystorów.

Stan ustalony

Na rysunku 7 przedstawiono przebiegi prądu dławika L_2 (i_{L2}), napięcia kondensatora C_1 (u_1) oraz prądu (i_{ac}) i napięcia (u_{ac}) linii AC. Wartość międzyszczytowa składowej zmiennej występującej w napięciu kondensatora C_1 wynosi ponad 212 V. Jej wartość jest zależna od poziomu mocy niezbalansowania. Kursorami zostały zaznaczone momenty, w których układ regulacji dokonuje pomiaru wartości składowej U_0 . Jej wartość jest utrzymywana stabilnie na zadanym poziomie 285 V. Przebiegi prądu oraz napięcia linii są zgodne z założeniami współfazowe.

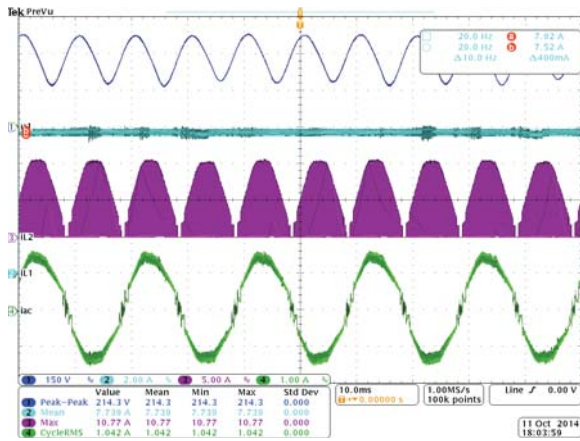
W momentach zmiany polaryzacji prądu i_{ac} w jego przebiegu widoczne są niewielkie oscylacje. Są one wynikiem przepływu przez filtr sieciowy prądu biernego w czasie przełączania par tyrystorów, gdy układ przekształtnikowy nie kształtuje prądu obciążenia.



Rys. 7. Stan ustalony: u_1 (CH1, 150 V/div), u_{ac} (CH2, 150 V/div), i_{L2} (CH3, 5 A/div), i_{ac} (CH4, 2 A/div)

Na rysunku 8 przedstawiono przebiegi prądu dławika L_1 (i_{L1}), dławika L_2 (i_{L2}), napięcia kondensatora C_1 (u_1) oraz prądu (i_{ac}) linii AC. Można zaobserwować praktycznie brak występowania składowej podwójnej częstotliwości (składowa 100 Hz) w prądzie wejściowym. Obserwowalna jest jedynie składowa wysokiej częstotliwości (30 kHz) związana z pracą łącznika S_1 . Oznacza to, że zgodnie z założeniami projektowymi przekształtnik nie obciąża źródła zasilania składową 100 Hz. Jedynie kondensator C_1 uczestniczy w bilansowaniu mocy chwilowych systemów DC oraz AC. Składowa zmienna występująca w prądzie źródła jest zgodnie z założeniami na poziomie poniżej 5% I_{dcav} , czyli $\max[\Delta i_{L1}] < 400$ mA (zaznaczona kursorami).

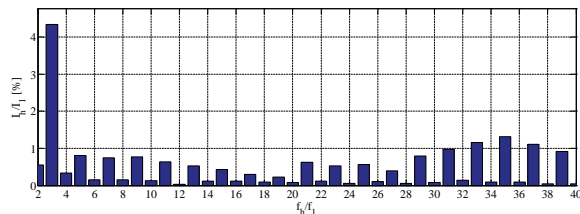
Dla układu pracującego w stanie ustalonym wyznaczone zostały parametry jakościowe takie jak sprawność (η), czy też współczynnik zawartości harmonicznych prądu i_{ac} (THD_I oraz $TTHD_I$) (na podstawie [3, 26]). Pomiar odpowiednich prądów i napięć został zrealizowany z wykorzystaniem oscyloskopu Tektronix DPO 4054, sond napięciowych (Testec TT-SI9110, Tektronix P5100) oraz prądowych (Tektronix TCP0030, TCP01500). Częstotliwość próbkowania oscyloskopu wynosiła 5 MHz, a analizowano przedział czasu o długości 10 okresów napięcia AC (200 ms). Wymienione parametry jakościowe wyznaczone zostały z wykorzystaniem



Rys. 8. Stan ustalony: u_1 (CH1, 150 V/div), i_{L1} (CH2, 2 A/div), i_{L2} (CH3, 5 A/div), i_{ac} (CH4, 1 A/div)

oprogramowania Matlab na podstawie zarejestrowanych danych pomiarowych (format CSV).

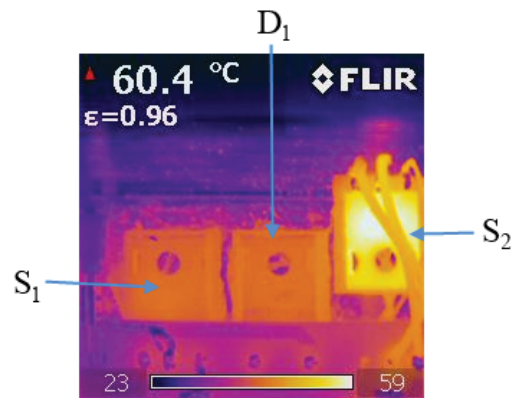
Współczynnik zawartości harmonicznych prądu i_{ac} (THD_I) wyniósł 7,8%, a rzeczywisty współczynnik zawartości harmonicznych prądu i_{ac} ($TTHD_I$) 12,42%. Tak wysokie wartości THD_I oraz $TTHD_I$ mają dwie główne przyczyny. Pierwszą są opisane już oscylacje występujące w prądzie i_{ac} w czasie przełączania par tyrystorów. Drugą przyczyną jest odkształcony kształt napięcia sieciowego ($THD_{u_{ac}} = 1,8\%$), na podstawie którego układ sterowania kształtuje prąd i_{ac} . Na rysunku 9 przedstawiono wartość skuteczną harmonicznych prądu obciążenia w odniesieniu do wartości podstawowej harmonicznej. Dominującą jest 3-cia harmoniczna, a ponieważ przebieg prądu obciążenia wykazuje praktycznie taki sam kształt dla obydwu polaryzacji, nie występują w nim harmoniczne parzyste.



Rys. 9. Stan ustalony: Względny poziom harmonicznych prądu obciążenia

Zmierzony współczynnik mocy (PF) wyniósł 0,991, czyli był bliski jedności, co oznacza praktycznie brak mocy biernej generowanej do linii. Średnia moc systemu DC (moc wejściowa) wynosiła 315,4 W, moc systemu AC (moc wyjściowa) 232,4 W, a całkowita sprawność (η) przetwarzania energii 73,7%. Sprawność badanego układu na poziomie 70% jest głównie związana z wysokimi stratami łączeniowymi tranzystora S_2 oraz mostka tyrystorowego (wraz z układami snubberów). Potwierdza to zdjęcie termowizyjne pracującego przekształtnika zaprezentowane na rysunku 10. Zaznaczone elementy półprzewodnikowe (tranzystory S_1 i S_2 oraz dioda D_1) chłodzono w taki sam sposób, z wykorzystaniem wspólnego radiatora. Tranzystor S_2 wytwarza dużo więcej ciepła niż elementy S_1 oraz D_1 , co oznacza że jest on źródłem większych strat energii niż pozostałe komponenty.

Jednym ze sposobów na podniesienie sprawności działania przekształtnika jest zastosowanie jako łącznika S_2 tranzystora typu MOSFET o dobrych parametrach dynamicznych oraz specjalistycznych tyrystorów umożliwiających przyspieszenie procesu przełączania. Skrócenie czasu wyłączenia tranzystora S_2 zmniejsza straty łączeniowe w tym



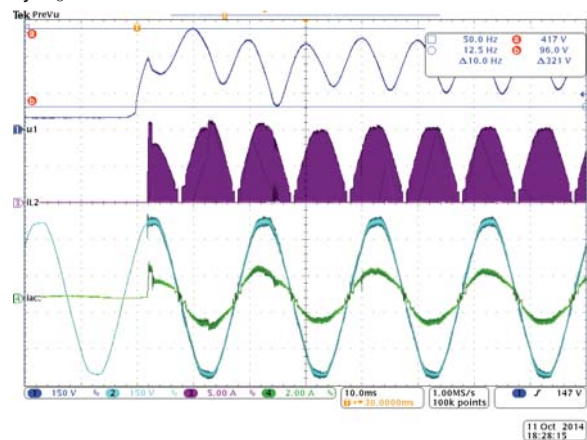
Rys. 10. Zdjęcia termowizyjne zarejestrowane kamerą termowizyjną FLIR i60

elemente, ale wymaga zastosowania współpracujących z nim tyrystorów o dużo większej odporności na dodatnie pochodne napięcia (w celu uniknięcia zjawiska fałszywych wyzwoleń tyrystorów). Wymiana jedynie tranzystora (na inny, o lepszych parametrach dynamicznych), bez zmiany typu zastosowanych tyrystorów będzie skutkowałą koniecznością zwiększenia pojemności kondensatorów w układach ochronnych (snubbery). Nie przełoży się to na wzrost sprawności działania przekształtnika, a jedynie zmieni źródło strat z tranzystora S_2 na rezystory w obwodach RC.

Innym ze sposobów na zwiększenie sprawności przekształtnika jest zmniejszenie częstotliwości pracy łącznika S_2 . Wiąże się to jednak z koniecznością zastosowania dławika L_2 o większej indukcyjności, co przy tej samej wartości prądu maksymalnego prowadzi do zwiększenia energii maksymalnej do jakiej przechowywania musi być zaprojektowany, czyli zwiększenia jego wymiarów fizycznych i kosztów wytworzenia.

Rozruch

Na rysunku 11 zaprezentowane zostały przebiegi prądów i napięć w czasie rozruchu. Kursorami zaznaczono maksymalną (417 V) oraz minimalną wartość napięcia u_1 (96 V) uzyskiwaną podczas rozruchu. Układ regulacji zapewnia bezpieczny rozruch przekształtnika dołączonego do linii prądu przemiennego, poprawnie stabilizując wartość składowej U_0 .

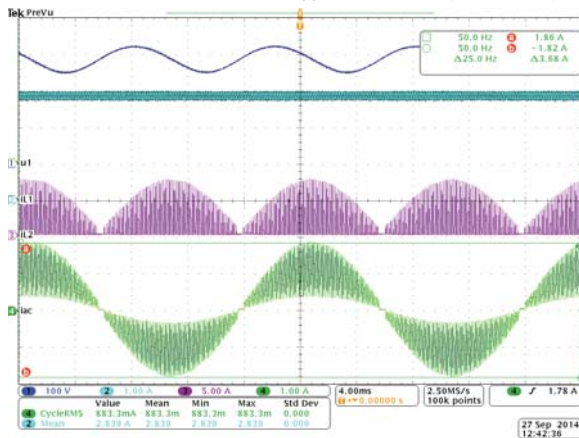


Rys. 11. Rozruch: u_1 (CH1, 150 V/div), u_{ac} (CH2, 150 V/div), i_{L2} (CH3, 5 A/div), i_{ac} (CH4, 2 A/div)

Zwiększenie sprawności przekształtnika

Jak zostało to już wspomniane, jednym ze sposobów na zwiększenie sprawności przekształtnika jest zmniejsze-

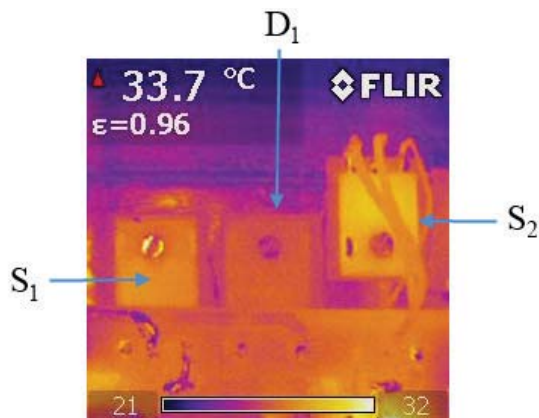
nie częstotliwości pracy łącznika S_2 . Na rysunku 12 zaprezentowano przebiegi prądów i napięć zarejestrowane dla przekształtnika, w którym łącznik S_2 pracował z częstotliwością 7,35 kHz, czyli ponad 4-krotnie niższą niż w czasie poprzednich badań. Zmniejszenie częstotliwości wymusiło zastosowanie dławika o indukcyjności 1 mH (dławik L_2).



Rys. 12. Stan ustalony - $f_{S_2} = 7,35$ kHz: u_1 (CH1, 100 V/div), i_{L1} (CH2, 1 A/div), i_{L2} (CH3, 5 A/div), i_{ac} (CH4, 1 A/div)

Zmniejszenie częstotliwości pracy łącznika S_2 zwiększa składową zmienną wysokiej częstotliwości występującą w prądzie i_{ac} . W celu spełnienia wymagań, co do dopuszczalnego poziomu składowej wysokiej częstotliwości w prądzie i_{ac} , konieczne jest przeprojektowanie filtra sieciowego, co wiąże się z zastosowaniem elementów o wyższych wartościach pojemności i indukcyjności.

Dla tak zmodyfikowanego przekształtnika zmierzona została całkowita sprawność, która wyniosła 83,9% (przy obciążeniu rezystancyjnym 125 Ω , 2,87 A prądu źródła i mocy wejściowej na poziomie 116,1 W). Zatem 4-krotne zmniejszenie częstotliwości pracy łącznika S_2 , bez zmiany innych parametrów (oprócz wartości indukcyjności dławika L_2), prowadzi do wzrostu sprawności o ponad 10% (dla $f_{S_2} = 30$ kHz $\eta = 73,6\%$ przy 2,86 A prądu źródła i mocy wejściowej 116,8 W). Wzrost sprawności potwierdza zdjęcie termowizyjne pracującego przekształtnika zaprezentowane na rysunku 13. Transzystal S_2 wytwarza dużo mniej ciepła niż poprzednio (rys.10). Temperatura jego obudowy jest porównywalna z temperaturą elementów S_1 oraz D_1 , co oznacza że wszystkie 3 komponenty są źródłem podobnych co do wielkości strat energii.



Rys. 13. Zdjęcia termowizyjne zarejestrowane kamerą termowizyjną FLIR i60 - po ponad 4-krotnym zmniejszeniu częstotliwości pracy tranzystora S_2 ($f_{S_2} = 7,35$ kHz)

Podsumowanie

W artykule przedstawiono problem niezbalansowania mocy chwilowych występujący w połączeniach jednofazowych systemów DC z systemami AC. Wyprowadzono zależności teoretyczne umożliwiające optymalny dobór parametrów kondensatora bilansującego. Zaprezentowano topologię umożliwiającą efektywne magazynowanie energii bilansującej oraz eliminację składowej podwójnej częstotliwości (100 Hz) w prądzie źródła (i_{L1}). Szczegółowo opisano strukturę sterowania. W celu weryfikacji analiz teoretycznych przeprowadzone zostały badania laboratoryjne zbudowanego przekształtnika.

Zaletami proponowanej topologii jest możliwość uzyskania ciągłego prądu źródła, prostota układu sterowania, eliminacja składowych podwójnej częstotliwości po stronie DC oraz możliwość wyeliminowania z przekształtnika kondensatorów elektrolitycznych.

Sporym zaskoczeniem okazała się niska sprawność elektryczna badanego urządzenia ($\approx 74\%$). W artykule przedstawiono dwa sposoby na podniesienie sprawności działania przekształtnika. Obydwa sposoby mają swoje wady oraz zalety, więc wybór odpowiedniej metody jest zagadnieniem wielowymiarowym, które musi uwzględniać wiele aspektów praktycznych (wymagania elektryczne) oraz ekonomicznych (opłacalność). Problem jest ważny dla aplikacji, w tym celu należy przeprowadzić dalsze badania zmierzające do uzyskania wyższej sprawności.

Projekt został sfinansowany ze środków Narodowego Centrum Nauki przyznanych na podstawie decyzji numer DEC-2011/03/N/ST7/00245.

LITERATURA

- [1] Mohan, Ned and Undeland, Tore M. and Robbins, William P.: Power Electronics. Converters, Applications, and Design. Third Edition, John Wiley & Sons, INC., 2003.
- [2] Piróg S.: Energoelektronika. Negatywne oddziaływania układów energoelektronicznych na źródła energii i wybrane sposoby ich ograniczania, Uczelniane Wydawnictwa Naukowo-Dydaktyczne AGH, Polska Akademia Nauk - Komitet Elektrotechniki, 1998.
- [3] Piróg S.: Energoelektronika. Układy o komutacji sieciowej i o komutacji twardej, Uczelniane Wydawnictwa Naukowo-Dydaktyczne AGH, 2006.
- [4] Stawiarski Ł.: Minimalizacja parametrów kondensatora bilansującego w jednofazowym przekształtniku AC-DC, Przegląd Elektrotechniczny - Electrical Review, Stowarzyszenie Elektryków Polskich, ISSN 0033-2097, 90(10), str. 192–198, Październik 2014.
- [5] Kjaer, S.B. and Pedersen, J.K. and Blaabjerg, F.: A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules, IEEE Transactions on Industry Applications, 41(5), pp. 1292–1306, Sept.–Oct. 2005.
- [6] Testa, A. and De Caro, S. and Consoli, A. and Cacciato, M.: An active current ripple compensation technique in grid connected fuel cell applications, Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE, pp. 2642–2649, Sept. 2009.
- [7] Haibing Hu and Harb, S. and Kutkut, N. and Batarseh, I. and Shen, Z.J.: Power decoupling techniques for micro-inverters in PV systems-a review, Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE, 41(5), pp. 3235–3240, Sept. 2010.
- [8] Changrong Liu and Jih-Sheng Lai: Low Frequency Current Ripple Reduction Technique With Active Control in a Fuel Cell Power System With Inverter Load, IEEE Transactions on Power Electronics, 22(4), pp. 1429–1436, Jul. 2007.
- [9] Kuo-Hen Chao and Po-Tai Cheng and Shimizu, T.: New control methods for single phase PWM regenerative rectifier with power decoupling function, International Conference on Power Electronics and Drive Systems, PEDS 2009., pp. 1091–1096, Nov. 2009.
- [10] Shimizu, T. and Wada, K. and Nakamura, N.: Flyback-Type Single-Phase Utility Interactive Inverter With Power Pulsation

- Decoupling on the DC Input for an AC Photovoltaic Module System, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 21(5), pp. 1264–1272, Sept. 2006.
- [11] Tan, G.H. and Wang, J.Z. and Ji, Y.C.: Soft-switching flyback inverter with enhanced power decoupling for photovoltaic applications, *Electric Power Applications, IET*, 1(2), pp. 264–274, Sept. 2007.
- [12] Kyritsis, A.C. and Papanicolaou, N.P. and Tatakis, E.C.: A novel Parallel Active Filter for Current Pulsation Smoothing on single stage grid-connected AC-PV modules, 2007 European Conference on Power Electronics and Applications, pp. 1–10, Sept. 2007.
- [13] Zhang Chao and He Xiangning and Zhao Dean: Design and control of a novel module integrated converter with power pulsation decoupling for photovoltaic system, *ICEMS 2008 International Conference on Electrical Machines and Systems*, pp. 2637–2639, Oct. 2008.
- [14] Shimizu, T. and Suzuki, S.: A single-phase grid-connected inverter with power decoupling function, 2010 International Power Electronics Conference (IPEC), pp. 2918–2923, Jun. 2010.
- [15] Huai Wang and Liserre, M. and Blaabjerg, F.: Toward Reliable Power Electronics: Challenges, Design Tools, and Opportunities, *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 7(2), pp. 17–26, June 2013.
- [16] Szarek M., Stawiarski Ł., Mondzik A., Stala R., Penczek A.: Jednofazowy system fotowoltaiczny dołączany do linii elektroenergetycznej. Single-Phase Grid-Connected Photovoltaic System, *Przegląd Elektrotechniczny - Electrical Review, Stowarzyszenie Elektryków Polskich*, ISSN 0033-2097, 88(2), str. 218–222, Luty 2012.
- [17] Stawiarski Ł., Szarek M., Penczek A., Mondzik A.: Jednofazowy system fotowoltaiczny o zmiennej strukturze sterowania, dołączany do linii elektroenergetycznej, *Przegląd Elektrotechniczny - Electrical Review, Stowarzyszenie Elektryków Polskich*, ISSN 0033-2097, 89(2b), str. 34–39, Luty 2013.
- [18] Stala R., Kóska K., Stawiarski Ł.: Realization of modified ripple-based MPPT in a single-phase single-stage grid-connected photovoltaic system, 2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics : Gdańsk, 27-30 Czerwiec, 2011.
- [19] de Brito, M.A.G. and Galotto, L. and Sampaio, L.P. and de Azevedo e Melo, G. and Canesin, C.A.: Evaluation of the Main MPPT Techniques for Photovoltaic Applications, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60(3), pp. 1156–1167, Mar. 2013.
- [20] Subudhi, B. and Pradhan, R.: A Comparative Study on Maximum Power Point Tracking Techniques for Photovoltaic Power Systems, *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 4(1), pp. 89–98, Jan. 2013.
- [21] Koutroulis, E. and Blaabjerg, F.: A New Technique for Tracking the Global Maximum Power Point of PV Arrays Operating Under Partial-Shading Conditions, *IEEE Journal of Photovoltaics*, 2(2), pp. 184–190, Apr. 2012.
- [22] Quan Li and Wolfs, P.: A Review of the Single Phase Photovoltaic Module Integrated Converter Topologies With Three Different DC Link Configurations, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 23(3), pp. 1320–1333, May 2008.
- [23] Yan Zhou and Liming Liu and Hui Li: A High-Performance Photovoltaic Module-Integrated Converter (MIC) Based on Cascaded Quasi-Z-Source Inverters (qZSI) Using eGaN FETs, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 28(6), pp. 2727–2738, June 2013.
- [24] Micrometals, [strona internetowa] www.micrometalsarnoldpowdercores.com,
- [25] Altera Corporation, DE0-Nano Development and Education Board, [strona internetowa] www.altera.com/education/univ/materials/boards/de0-nano/unv-de0-nano-board.html,
- [26] IEEE Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions, *IEEE Std 1459-2010 (Revision of IEEE Std 1459-2000)*, pp. 1–4039, 2010.

Autorzy: dr inż. Łukasz Stawiarski, prof. dr hab. inż. Stanisław Pirog, Akademia Górniczo-Hutnicza im. Stanisława Staszica, Katedra Ergo-elektroniki i Automatyki Systemów Przetwarzania Energii, Al. Mickiewicza 30, 30-059 Kraków, email: stawiars@agh.edu.pl email: pirog@agh.edu.pl