

doi:10.15199/48.2024.12.43

Układ prostownikowy średnich i dużych mocy o podwyższonej efektywności

Streszczenie. W artykule zaprezentowano diodowy układ prostownikowy dedykowany przede wszystkim dla średnich oraz dużych mocy. Bazuje on na koncepcji wykorzystania modulacji prądów wyjściowych w obwodzie stałoprądowym. W celu dalszej poprawy efektywności całego systemu zaproponowano zastosowanie dodatkowego prostownika tranzystorowego małej mocy. W konsekwencji zastosowania opracowanego algorytmu sterowania tym dodatkowym przekształtnikiem poprawiono nie tylko sprawność całego systemu, ale też polepszone jakość prądów sieciowych.

Abstract. The article presents a diode rectifier system dedicated primarily to medium and high power applications. It is based on the concept of using modulation of output currents in a DC circuit. In order to further improve the efficiency of the entire system, it was proposed to use an additional low-power transistor rectifier. As a result of using the developed control algorithm for this additional converter, not only the efficiency of the entire system was improved, but also the quality of grid currents was improved. (Medium and high power rectifier system with increased efficiency)

Słowa kluczowe: prostownik, modulator prądu, współczynnik THD, współczynnik sprawności.

Keywords: rectifier, current modulator, THD factor, efficiency factor.

Wstęp

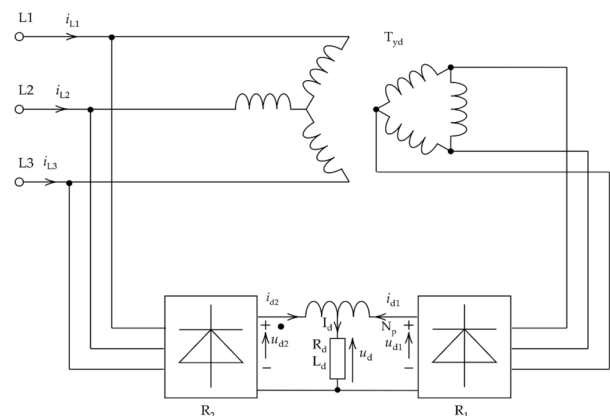
Układy prostownikowe średnich oraz dużych mocy są powszechnie wykorzystywane w przemyśle, trakcji czy też systemach przesyłu energii elektrycznej. Klasyczne układy diodowe, jak i tyrystorowe charakteryzują się stosunkowo niskimi kosztami inwestycyjnymi oraz prostą konstrukcją, co przekłada się też na ich duży stopień niezawodności. Należy mieć jednak na uwadze, że ich wadą jest m.in. znaczące odkształcenie prądów sieciowych, a tym samym niekorzystny wpływ na cały system energetyczny. W konsekwencji poszukuje się innych rozwiązań. Jednym z nich jest stosowanie złożonych układów prostownikowych o połączeniu szeregowym, bądź równoległym składowych prostowników (najczęściej w postaci 6-pulsowych mostków diodowych lub tyrystorowych) [1, 2, 3, 4, 5]. Innym rozwiązaniem, wymagającym jednak stosowania bardziej skomplikowanych struktur zarówno części silnoprądowej, jak i sterującej, jest wykorzystywanie w pełni sterowanych przekształtników tranzystorowych [6, 7, 8]. W tym przypadku należy jednak mieć na uwadze, że przy dużych mocach przesyłowych, w związku ze sterowaniem impulsowym kluczy półprzewodnikowych, straty przełączeń są dość istotną wadą, a w pewnych warunkach mogą one wręcz uniemożliwić stosowanie takiego rozwiązania [9].

W niniejszym artykule zaprezentowano układ prostownikowy będący połączeniem równoległym dwóch składowych 6-pulsowych prostowników diodowych z dodatkowym modulatorem prądu w obwodzie wyjściowym. Takie rozwiązanie umożliwia uzyskanie teoretycznej wartości współczynnika *THD* na poziomie 1% [10, 11]. Możliwa jest jednak jeszcze dalsza poprawa jakości prądów sieciowych w wyniku zastosowania dodatkowego sterowanego źródła prądowego połączonego równolegle z odbiornikiem. Koncepcja ta została opisana w ramach wcześniejszych publikacji [12]. W konsekwencji dalszych prac badawczych wyeliminowano jednak to dodatkowe źródło. Zastosowano natomiast pomocniczy prostownik tranzystorowy małej mocy sprzężony poprzez szynę stałoprądową DC z modulatorem prądu. Dzięki opracowanym algorytmom sterowania tym przekształtnikiem polepszone sprawność całego systemu, przy jednocześniej dalszej poprawie jakości wypadkowych prądów sieciowych. Istotną zaletą prezentowanego rozwiązania jest możliwość jego zastosowania poprzez

modyfikację już pracujących prostowników o połączeniu równoległym, co znacząco ogranicza koszty inwestycyjne.

Prostownik diodowy mocy z energoelektronicznym modulatorem prądu

Powszechnie znany jest układ prostownika 12-pulsowego, powstałego w konsekwencji połączenia równoległego składowych diodowych mostków prostowniczych zasilanych z transformatora energetycznego o grupie połączeń gwiazda - gwiazda oraz gwiazda - trójkąt w celu zapewnienia przesunięcia fazowego napięć zasilających o 30 stopni elektrycznych [1, 4]. Możliwe jest również zasilanie jednego ze składowych prostowników bezpośrednio z sieci podczas, kiedy drugi mostek diodowy zasilany jest za pomocą transformatora o grupie połączeń gwiazda - trójkąt (rysunek 1). Oczywiście w obu przypadkach wymagana jest równość wartości skutecznych napięć zasilających składowe przekształtniki.

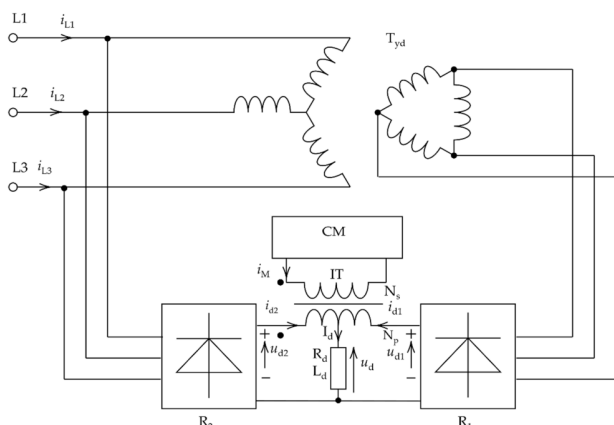


Rys. 1. Schemat klasycznego prostownika diodowego 12-pulsowego [12]

Ze względu na różną wartość chwilową napięć wyjściowych u_{d2} oraz u_{d1} składowych prostowników (mimo równości ich wartości średnich) konieczne jest w tym przypadku zastosowanie dodatkowych dławików wyrównawczych w obwodzie wyjściowym w celu ich odprężenia, co zapewnia ich niezależną pracę. W ten sposób uzyskujemy w efekcie końcowym 12-pulsowy

prostownik o współczynniku THD prądów sieciowych wynoszącym teoretycznie około 15%.

Jakość prądów sieciowych w prezentowanym układzie może ulec znaczącej poprawie (redukcja współczynnika THD do wartości na poziomie 1%) w wyniku zastosowania w obwodzie stałoprądowym modulatora prądu (CM) sprzężonego z układem za pomocą szerokopasmowego transformatora impulsowego (IT). Schemat ideowy opisywanego rozwiązania zaprezentowano na rysunku 2 [10, 11].



Rys. 2. Schemat ideowy prostownika z modulatorem prądu CM w obwodzie stałoprądowym [12]

Modulator CM stanowi w tym przypadku sterowane źródło prądowe. Za pośrednictwem transformatora impulsowego przemienny prąd modulatora jest odpowiednio dodawany, bądź odejmowany do prądów wyjściowych każdego z prostowników składowych. W konsekwencji możliwe staje się kształtowanie prądów wejściowych mostków, a zatem i wypadkowych prądów sieci. Jeżeli transformator impulsowy jest nienasycony, to równanie przepływów ma następującą postać [12, 13]:

$$(1) \quad N_p(i_{d2}(t) - i_{d1}(t)) = N_s i_M(t),$$

gdzie: $i_{d2}(t)$, $i_{d1}(t)$ – prądy wyjściowe składowych prostowników diodowych, N_s , N_p – liczba zwojów transformatora impulsowego odpowiednio po stronie pierwotnej i wtórnej, $i_M(t)$ – prąd wyjściowy modulatora CM .

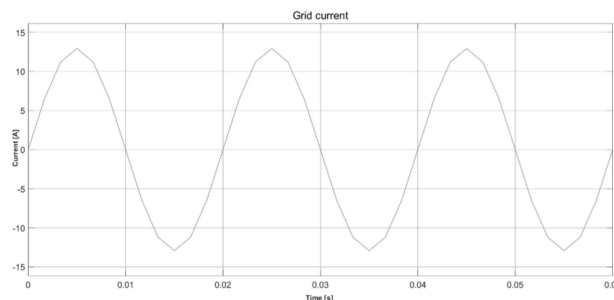
Zakładając równość wartości średnich prądów wyjściowych prostowników składowych oraz wiedząc, że prąd odbiornika jest ich sumą, można wyprowadzić zależności opisane równaniami (2) oraz (3).

$$(2) \quad i_{d1}(t) = \frac{1}{2} \left(I_d - \frac{N_s}{N_p} i_M(t) \right)$$

$$(3) \quad i_{d2}(t) = \frac{1}{2} \left(I_d + \frac{N_s}{N_p} i_M(t) \right)$$

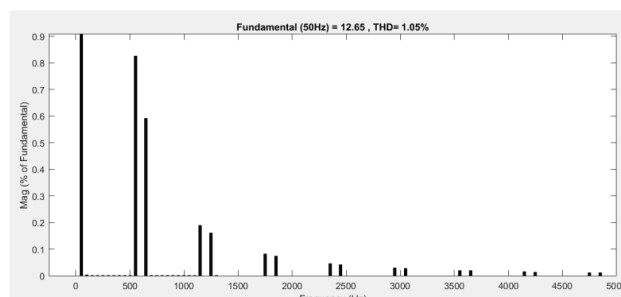
W celu uzyskania prądów sieciowych o przebiegach dość dobrze zbliżonych do sygnałów sinusoidalnych modulator powinien generować prąd trójkątny o częstotliwości sześciokrotnie większej od częstotliwości podstawowej harmonicznej napięcia sieciowego i amplitudzie zależnej od przekładni transformatora impulsowego oraz wartości średniej prądu odbiornika I_d . Sygnał ten powinien być również zsynchronizowany z napięciem zasilającym jednej z faz. Wypadkowy prąd jednej z faz zasilających prostownik dla modulatora prądu

bazującego na idealnym źródle prądowym zaprezentowano na rysunku 3. Wartość współczynnika THD wynosi w tym przypadku, jak już wspomniano wcześniej, około 1%.



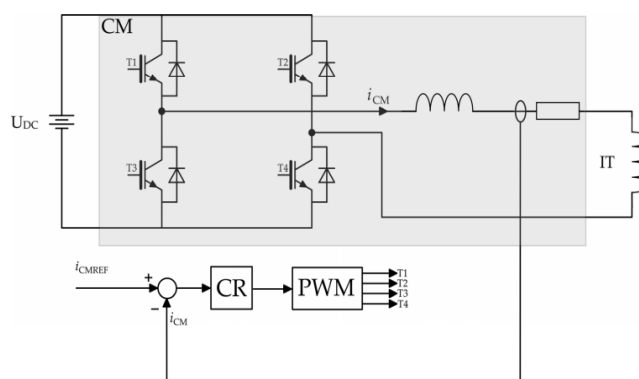
Rys. 3. Przebieg wypadkowego prądu sieci prostownika dla modulatora prądu bazującego na idealnym źródle prądowym [12]

Analizę widmową tego sygnału przedstawiono natomiast na rysunku 4.



Rys. 4. Analiza widmowa wypadkowego prądu sieci prostownika dla modulatora prądu bazującego na idealnym źródle prądowym (wyższe harmoniczne odniesiono do udziału procentowego harmonicznej podstawowej) [12]

Zaprezentowane wyniki dotyczyły idealnego źródła prądowego pełniącego funkcję modulatora prądu. W ramach dalszych prac zaproponowano sposób realizacji tego źródła w postaci sterowanego energoelektronicznego przekształtnika pracującego w układzie regulacji zamkniętej. Schemat ideowy części silnoprądowej, jak i sterującej przedstawiono na rysunku 5 [11, 12].

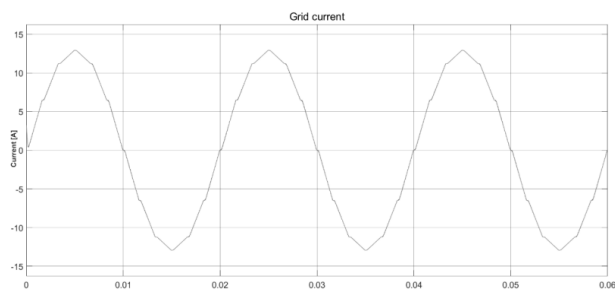


Rys. 5. Schemat ideowy energoelektronicznego modulatora prądu CM [13]

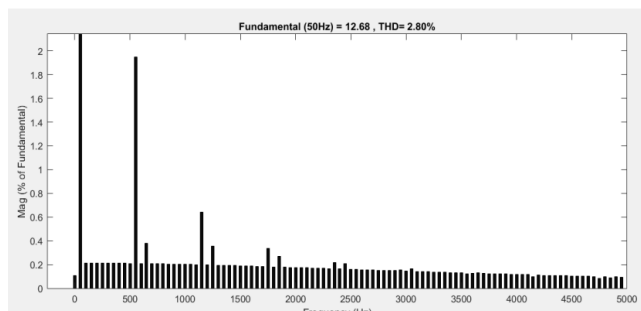
Obwód energetyczny bazuje na tranzystorowym mostku H z indukcyjnym filtrem wyjściowym. Filtr ten nie tylko pozwala kształtować prąd wyjściowy, ale minimalizuje również w widmie częstotliwościowym generowanego sygnału obecność harmonicznych wynikających z częstotliwości pracy kluczy. Układ pracuje w regulacji nadążnej prądu. Bloki zastosowane w układzie sterowania (CR) oraz (PWM) oznaczają odpowiednio: regulator prądu oraz modulator

szerokości impulsów (założono zastosowanie algorytmu modulacji jednobiegunowej ze względu na korzystniejszy rozkład widmowy w porównaniu do modulacji dwubiegunowej). Oczywiście należy zaznaczyć, że jakość odwzorowania w sygnale wyjściowym sygnału referencyjnego, a tym samym jakość wypadkowych prądów sieciowych systemu uzależniona jest m.in. od struktury oraz parametrów zastosowanego regulatora prądu. Nie jest to jednak temat niniejszego artykułu – zagadnienia te zaprezentowano we wcześniej opublikowanych pracach [13].

Na rysunkach 6 oraz 7 przedstawiono przebieg wypadkowego prądu sieci dla jednej z faz zasilających rozpatrywany prostownik oraz jego analizę widmową dla modulatora prądu zbudowanego na bazie mostka H z wyjściowym filtrem indukcyjnym. Założono w tym przypadku częstotliwość sygnału nośnego modulatora PWM na poziomie 10 kHz.



Rys. 6. Przebieg wypadkowego prądu sieci prostownika dla modulatora prądu bazującego na falowniku pracującym w regulacji nadążnej prądu [12]



Rys. 7. Analiza widmowa wypadkowego prądu sieci prostownika dla modulatora prądu bazującego na falowniku pracującym w regulacji nadążnej prądu (THD=2,80%)

Niewątpliwą zaletą prezentowanego rozwiązania jest fakt, że moc modulatora prądu wynosi zaledwie około 2,35% mocy obciążenia układu [10, 13, 14].

Prostownik diodowy z modulatorem prądu i dodatkowym pomocniczym źródłem prądowym

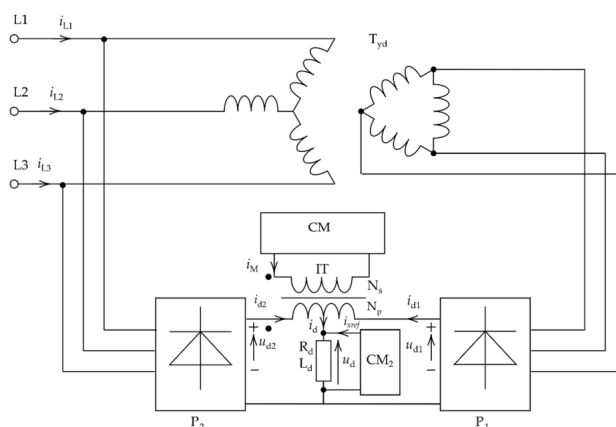
Możliwa jest dalsza poprawa jakości wypadkowych prądów sieciowych w opisanej koncepcji wykorzystującej modulację prądów w obwodzie DC. W tym celu należy zastosować dodatkowe, pomocnicze sterowane źródło prądowe (CM_2) połączone równolegle z odbiornikiem [12]. Schemat ideowy tego rozwiązania przedstawiono na rysunku 8.

W konsekwencji konieczne jest opracowanie metody wyznaczenia sygnału referencyjnego dla dodatkowego źródła CM_2 . Jej koncepcję zaprezentowano na rysunku 9. Założono, że prądy sieciowe opisywanego prostownika powinny być możliwie dobrze zbliżone do przebiegów sinusoidalnych. W związku z tym, w pierwszej kolejności wyznaczono różnicę między sygnałami sinusoidalnymi będącymi referencyjnymi sygnałami prądów sieciowych dla

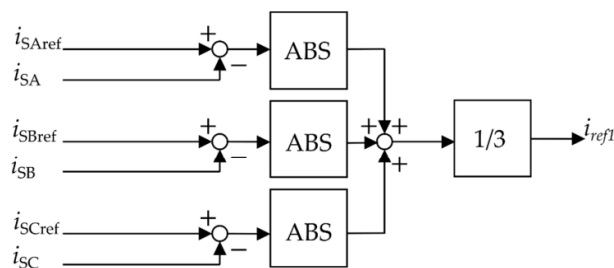
poszczególnych faz (ich amplitudy wynikają z zapotrzebowania na moc przez odbiornik oraz straty mocy w układzie prostownikowym) a prądami sieciowymi pobieranymi przez prostownik z aktywnym modułem modulatora prądu CM (układ pomocniczy CM_2 został w tym czasie dezaktywowany). W konsekwencji uzyskano uchyby regulacji dla poszczególnych faz. Ponieważ jednak działanie dodatkowego modułu ma miejsce po stronie stałoprądowej oraz za jego pomocą oddziałujemy na wszystkie fazy zasilające, to wyznaczono wartości bezwzględne sumy poszczególnych uchybów prądowych i następnie obliczono średnią arytmetyczną uwzględniając ilość faz. Sytuację tą można opisać za pomocą poniższego równania [12].

$$4) i_{ref1} = \frac{|i_{SAref} - i_{SA}| + |i_{SBref} - i_{SB}| + |i_{SCref} - i_{SC}|}{3}$$

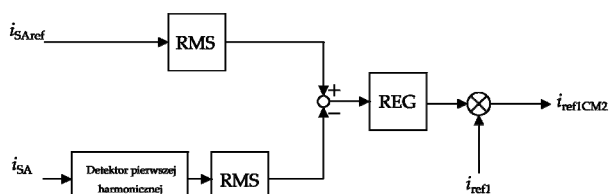
Opisany algorytm nie umożliwia jednak wyznaczenia amplitudy sygnału referencyjnego dla dodatkowego modułu pomocniczego CM_2 . W konsekwencji konieczne jest zastosowanie rozwiązania zaprezentowanego na rysunku 10.



Rys. 8. Układ prostownikowy z modulatorem prądu CM oraz dodatkowym pomocniczym źródłem prądowym CM_2 [12]



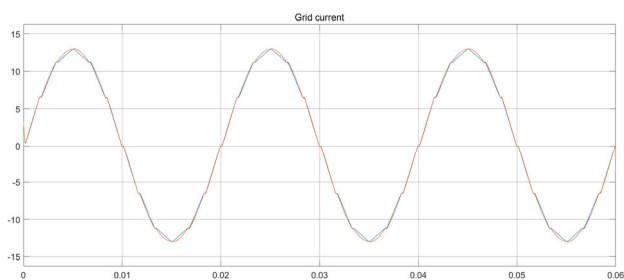
Rys. 9. Schemat blokowy układu wyznaczenia sygnału referencyjnego dla dodatkowego źródła pomocniczego [12]



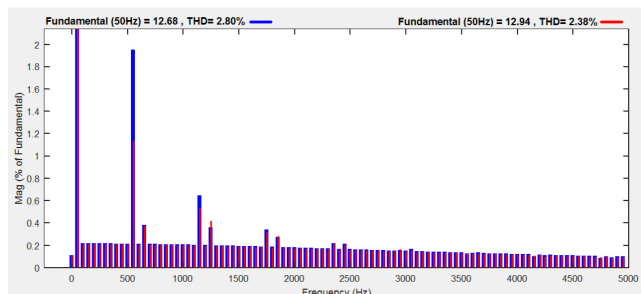
Rys. 10. Schemat blokowy wyznaczenia amplitudy prądu referencyjnego dla dodatkowego pomocniczego źródła prądowego [12]

W tym przypadku następuje wyznaczenie wartości skutecznych (bloki *RMS*) sygnału referencyjnego sinusoidalnego prądu sieci oraz pierwszej harmonicznej prądu pobieranego z sieci dla układu prostownikowego z aktywnymi modułami modulatora prądu *CM* oraz układu pomocniczego *CM₂*. Następnie na podstawie otrzymanego uchybu regulator (*REG*) wyznacza amplitudę sygnału referencyjnego dla dodatkowego źródła prądowego. W rezultacie końcowym, po dokonaniu operacji mnożenia sygnału i_{ref1} oraz sygnału wyjściowego regulatora *REG*, otrzymujemy sygnał referencyjny dla układu *CM₂*. Przy opracowywaniu opisanej metody wyznaczania sygnału referencyjnego dla modułu pomocniczego założono symetrię sieci energetycznej, co stanowi pewne ograniczenie.

Na rysunkach 11 oraz 12 zamieszczono odpowiednio przebiegi prądów sieciowych i ich analizę widmową dla przypadku prostownika diodowego z aktywnym modulatorem prądu *CM* bazującym na mostku tranzystorowym oraz włączonym i wyłączonym dodatkowym układem pomocniczym *CM₂*.



Rys.11. Przebieg wypadkowego prądu sieci dla dla przypadku prostownika diodowego z modulatorem prądu *CM* bazującym na mostku tranzystorowym oraz włączonym (czerwony) i wyłączonym (niebieski) układem pomocniczym *CM₂*



Rys. 12. Analiza widmowa wypadkowego prądu sieci prostownika z modulatorem prądu ($THD=2,80\%$) oraz z aktywnym dodatkowym modułem pomocniczym ($THD=2,38\%$)

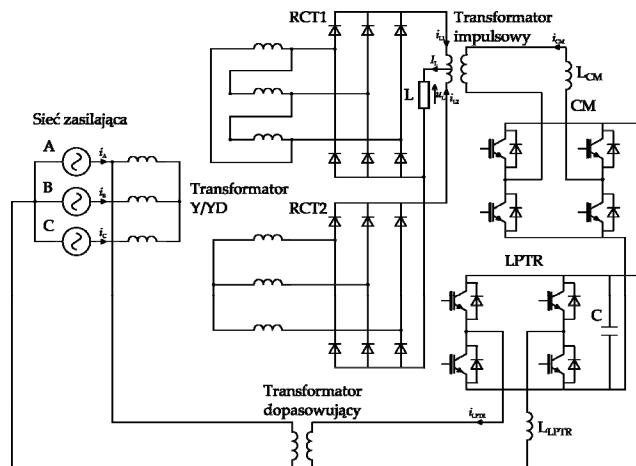
Na podstawie uzyskanych wyników badań można stwierdzić, że zastosowanie dodatkowego modułu wspomagającego *CM₂* przy jednoczesnym wykorzystaniu modulatora prądu *CM* w układach prostownikowych pozwala na dalszą poprawę jakości prądów sieciowych. W analizowanych przypadkach uzyskano redukcję współczynnika *THD* w rozpatrywanym paśmie częstotliwościowym z $THD = 2.80\%$ do $THD = 2.38\%$.

Należy zaznaczyć, że o ile moc modulatora prądu wynosi około 2,35% mocy obciążenia, to moc dodatkowego modułu pomocniczego jest na poziomie 1,7% mocy odbiornika.

Dodatkowy prostownik tranzystorowy małej mocy zwiększający sprawność systemu

Celem dalszych prac było poprawienie współczynnika sprawności energetycznej całego systemu. W konsekwencji zaproponowano zastosowanie dodatkowego prostownika

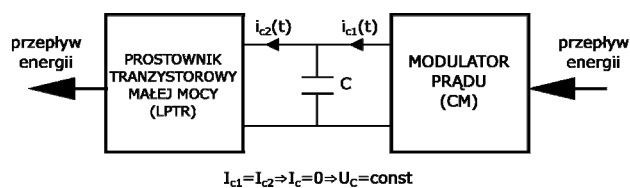
tranzystorowego małej mocy (*LPTR*) sprzężonego z modulatorem prądu *CM* poprzez szynę stałoprądową DC [13]. Zrezygnowano w tym przypadku z dodatkowego źródła prądowego *CM₂* opisywanego w poprzednim rozdziale. Schemat części silnoprądowej systemu zaprezentowano na rysunku 13.



Rys. 13. Układ prostownikowy z modulatorem prądu *LPTR* oraz dodatkowym prostownikiem tranzystorowym małej mocy *LPTR* (w wersji jednofazowej) [13]

Na rysunku zastosowano dodatkowy prostownik w wersji jednofazowej (ten przypadek będzie analizowany w dalszej części niniejszego artykułu). Należy jednak zaznaczyć, że możliwe jest również zastosowanie tego przekształtnika w opisywanej aplikacji w wersji trójfazowej, co jest zasadne ze względu na symetryczne obciążenie sieci zasilającej. Układ ten jest połączony z siecią zasilającą za pomocą dodatkowego transformatora. Takie rozwiązanie zapewnia nie tylko separację galwaniczną, ale i również dopasowanie poziomów napięć systemu. Oczywiście wiąże się to z dodatkowymi nakładami inwestycyjnymi oraz stratami – możliwa jest jednak jego eliminacja i bezpośredni sprzęg prostownika tranzystorowego z siecią napięcia przemiennego.

Zadaniem niniejszego prostownika jest stabilizacja napięcia na wspólnej szynie stałoprądowej z modulatorem prądu, przy jednoczesnej poprawie współczynnika sprawności. Schemat blokowy przedstawiający przepływ energii we wspólnym obwodzie pośredniczącym modulatora *CM* i prostownika *LPTR* zamieszczono na rysunku 14.



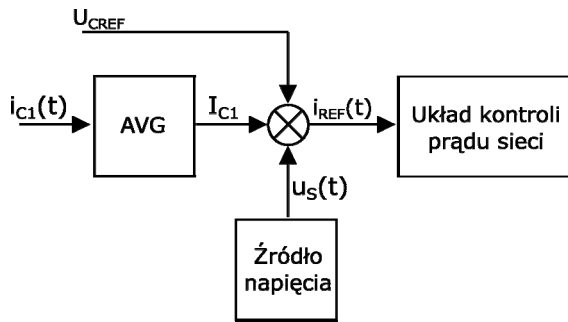
Rys. 14. Przepływ energii elektrycznej między modulatorem prądu a pomocniczym prostownikiem tranzystorowym [13]

Sygnał referencyjny prądu sieciowego prostownika tranzystorowego można wyznaczyć z zależności (5), bazując na teorii mocy Fryzego [15].

$$(5) \quad i_{REF}(t) = -\frac{P_{DC}}{U_L} u_L(t),$$

gdzie: P_{DC} – moc dostarczona przez modulator prądu do szyny DC, $u_L(t)$ – napięcie sieciowe (napięcie strony wtórnej transformatora sprzęgającego prostownik tranzystorowy z siecią), U_L – wartość skuteczna napięcia sieciowego.

Na rysunku 15 zaprezentowano schemat blokowy opracowanego sposobu sterowania dodatkowym prostownikiem pomocniczym.



Rys. 15. Schemat blokowy sterowania prostownikiem tranzystorowym

Przedstawiona koncepcja pozwala na uzyskanie prądu sieciowego prostownika *LPTR* dobrze zbliżonego do sinusoidalnego w szerokim zakresie zmian zarówno napięcia odniesienia U_{CREF} na szynie DC, jak i prądu generowanego przez modulator *CM*. Osiągnięto to poprzez bezpośrednie określenie mocy P_{DC} przekazywanej do obwodu prądu stałego przez modulator. Moc ta jest równa iloczynowi napięcia odniesienia na kondensatorach w obwodzie DC modulatora i dodatkowego prostownika oraz średniej wartości prądu $i_{c1}(t)$ (rysunek 14) [13]:

$$(6) \quad P_{DC} = U_{CREF} I_{C1}$$

Sygnał $u_s(t)$ (rysunek 15) opisany jest w tym przypadku zależnością :

$$(7) \quad u_s(t) = -\frac{1}{U_{L2}^2} u_{L2}(t),$$

Gdzie: $u_{L2}(t)$ – napięcie strony wtórnej transformatora zasilającego prostownik *LPTR*, U_{L2} – wartość skuteczna tego napięcia.

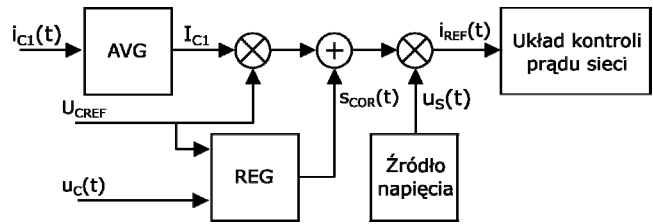
Na wyjściu członu mnożącego uzyskiwany jest referencyjny prąd czynny, który musi zostać wygenerowany przez prostownik tranzystorowy, aby na jego szynie stałoprądowej DC uzyskać napięcie równe napięciu referencyjnemu U_{CREF} . Ostatnim elementem toru sterowania jest blok układu nadążnej regulacji prądu, składający się z regulatora prądu i bloku modulatora PWM (podobnie, jak w przypadku opisanego wcześniej modulatora prądu – rysunek 5).

W zaprezentowanym algorytmie sterowania pominięto straty mocy w obwodach. Stąd konieczna jest dalsza modyfikacja sposobu sterowania, umożliwiająca dokładne wyznaczenie sygnału referencyjnego prądu sieci dla prostownika *LPTR*. W tym celu zastosowano dodatkowy regulator napięcia (*REG*) w torze sterowania pokazany na rysunku 16. Blok ten porównuje napięcie odniesienia U_{CREF} z rzeczywistym napięciem $u_c(t)$ na kondensatorach szyny DC wprowadzając sygnał korekcyjny $s_{COR}(t)$. Sygnał referencyjny prądu dla prostownika *LPTR* można w tym przypadku opisać za pomocą równania 8 [13].

$$(8) \quad i_{REF}(t) = -\left(\frac{1}{T} \int_0^T i_{c1}(t) dt U_{CREF} + s_{COR}(t) \right) \frac{1}{U_{L2}^2} u_L(t)$$

Na podstawie przeprowadzonych badań symulacyjnych oraz obliczeń analitycznych szacuje się, że zastosowanie

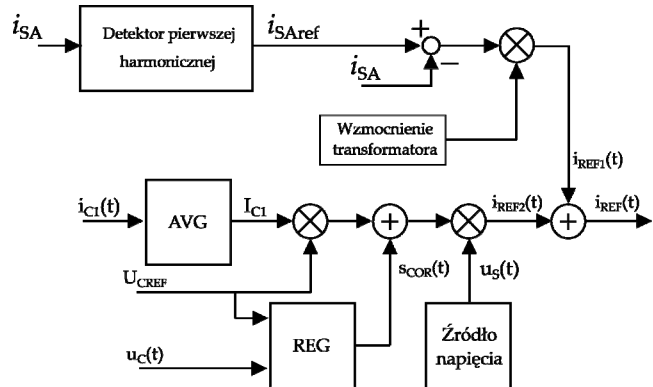
opisywanego rozwiązania pozwoli na poprawienie współczynnika sprawności o około 2%, co nie jest bez znaczenia biorąc pod uwagę, że opisywany prostownik diodowy dedykowany jest przede wszystkim dla średnich i dużych mocy.



Rys. 16. Zmodyfikowany układ sterowania o dodatkowy regulator napięcia kompensujący straty mocy w obwodzie [13]

Minimalizacja odkształcenia prądów sieciowych systemu za pomocą pomocniczego prostownik tranzystorowego małej mocy

W trakcie dalszych badań nad układem prostownikowym mocy z modulacją prądów wykorzystano dodatkowy prostownik małej mocy *LPTR* nie tylko w celu poprawienia współczynnika sprawności i stabilizacji napięcia na szynie stałoprądowej modulatora prądu, ale również do dalszego polepszenia jakości sygnałów wypadkowych prądów sieciowych – pełni on w tym przypadku funkcję kompensatora mocy odkształcenia. Opracowany system sterowania został zaprezentowany na rysunku 17. Dla zwiększenia przejrzystości schematów oraz pogładowego pokazania efektywności proponowanego rozwiązania w niniejszym artykule ograniczono się do opisu systemu dla jednofazowej wersji prostownika pomocniczego. Docelowo jednak zasadne jest zastosowanie wersji trójfazowej umożliwiającej symetryczne oddziaływanie dodatkowego przekształtnika na prostownik mocy.

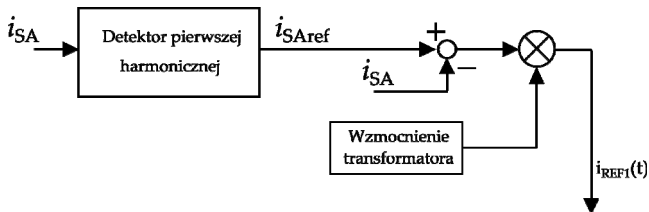


Rys. 17. Schemat blokowy sterowania pomocniczym prostownikiem tranzystorowym umożliwiającym polepszenie jakości prądów sieciowych oraz współczynnika sprawności

W układzie sterowania wyróżnić w tym przypadku możemy dwa tory odpowiedzialne odpowiednio za:

- kompensację niepożądanych harmonicznych wypadkowego prądu sieci (rysunek 18),
- stabilizację napięcia na wspólnej szynie DC modulatora *CM* oraz prostownika tranzystorowego *LPTR* (rysunek 16).

Część odpowiedzialna za stabilizację napięcia na szynie DC poprzez generowanie prądu sinusoidalnego sieci przesuniętego o 180 stopni elektrycznych względem podstawowej harmonicznej napięcia sieci została opisana w poprzednim rozdziale – na skutek jej działania zostaje wyznaczona składowa prądu $i_{REF2}(t)$.

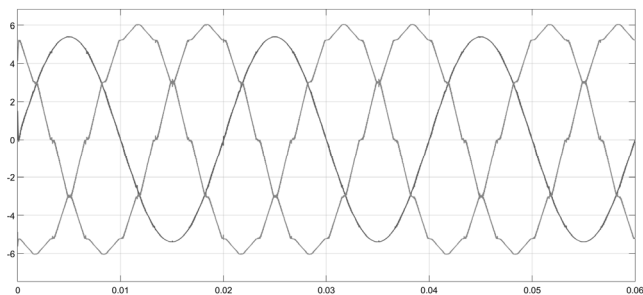


Rys. 18. Fragment układu sterowania odpowiedzialnego za kompensację niepożądanych harmonicznym wypadkowego prądu sieci

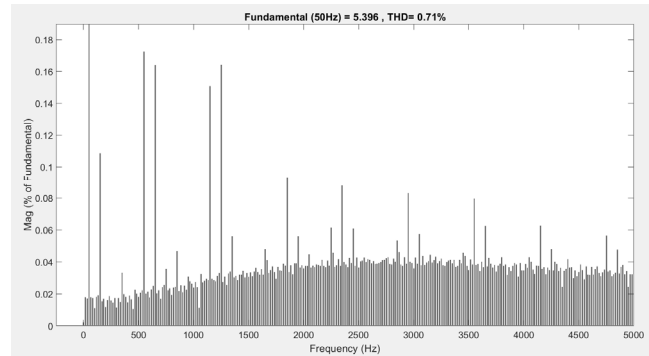
Składowa prądu $i_{REF1}(t)$ odpowiedzialna za minimalizację odkształceń wypadkowego prądu sieci obliczana jest w wyniku wyznaczenia różnicy między zadaną podstawową harmoniczną prądu sieci $i_{SAref}(t)$ (wyznaczaną przez detektor podstawowej harmonicznej prądu), a prądem pobieranym $i_{SA}(t)$ zawierającym niepożądane harmoniczne. W następnej kolejności sygnał ten jest skalowany w zależności od przekładni transformatora sprzęgającego prostownik $LPTR$ z siecią napięcia przemiennego (o ile go zastosowano). W konsekwencji zastosowania torów odpowiedzialnych za wyznaczenie składowych referencyjnych prądu sieci odpowiednio: $i_{REF1}(t)$ oraz $i_{REF2}(t)$ otrzymujemy wypadkowy prąd referencyjny dla prostownika tranzystorowego:

$$(8) \quad i_{REF}(t) = i_{REF1}(t) + i_{REF2}(t)$$

W wyniku zastosowania zaprezentowanego algorytmu możliwa jest dalsza poprawa efektywności prostownika diodowego – polepszenie współczynników sprawności energetycznej oraz uzyskanie prądu sieciowego bardzo dobrze zbliżonego do sygnału sinusoidalnego. Wybrane wyniki badań symulacyjnych zaprezentowano na kolejnych rysunkach. Rysunek 19 przedstawia przebiegi wypadkowych prądów sieciowych dla prostownika diodowego z aktywnym modulatorem prądu CM oraz prostownikiem pomocniczym $LPTR$ sterowanym wg algorytmu zaprezentowanego na rysunku 17. Zauważalna jest w tym przypadku poprawa jakości sygnału prądowego jednej z faz oraz obniżenie jego amplitudy w stosunku do sygnałów dwóch pozostałych faz. Jest to konsekwencją zastosowania prostownika pomocniczego w wersji jednofazowej. Rysunek 20 przedstawia natomiast widmo wypadkowego prądu sieci opisywanego systemu przekształtnikowego dla fazy, na którą oddziałuje prostownik pomocniczy $LPTR$. Zauważalna jest redukcja współczynnika THD do wartości na poziomie 0,71%, co należy uznać za bardzo dobry wynik zważywszy, że modulator prądu zamodelowano nie jako idealne źródło prądowe, ale falownik pracujący w regulacji nadążnej prądu wyjściowego.

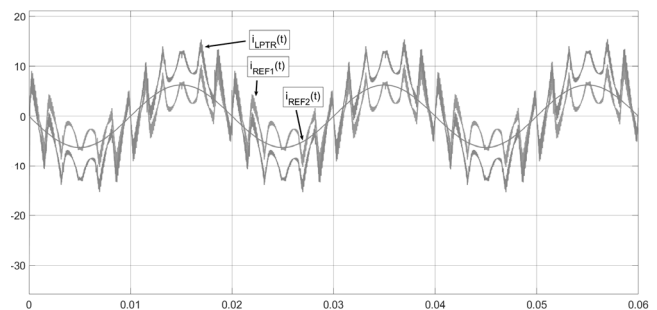


Rys.19. Przebiegi wypadkowych prądów sieci prostownika diodowego z modulatorem prądu CM oraz pomocniczym prostownikiem $LPTR$



Rys. 20. Analiza widmowa wypadkowego prądu sieci prostownika z modulatorem prądu CM dla fazy sprzężonej z prostownikiem $LPTR$

Rysunek 21 natomiast przedstawia sygnały referencyjne prądów tranzystorowego prostownika pomocniczego $i_{REF1}(t)$, $i_{REF2}(t)$ odpowiedzialne odpowiednio za kompensację niepożądanych harmonicznym wypadkowego prądu sieci, stabilizacją napięcia na wspólnej szynie DC układów CM i $LPTR$ oraz wypadkowy prąd sieci generowany przez dodatkowy prostownik tranzystorowy małej mocy.



Rys. 21. Sygnały referencyjne i_{REF1} , i_{REF2} oraz wypadkowy prąd sieci prostownika pomocniczego i_{LPTR}

Podsumowanie

W artykule zaprezentowano rozwiązanie diodowego prostownika mocy z modulacją prądów w obwodach wyjściowych. Koncepcja ta pozwala znacząco zredukować odkształcenia prądów sieciowych przy stosunkowo małych nakładach finansowych ze względu na możliwość modyfikacji systemów już pracujących oraz niewielką moc samego modulatora prądu w porównaniu do mocy obciążenia. W ramach dalszych badań zaproponowano zastosowanie dodatkowego pomocniczego prostownika tranzystorowego małej mocy. Na skutek opracowanych algorytmów sterowania polepszone współczynniki sprawności energetycznej oraz jakość wypadkowego prądu sieciowego. Należy zauważyć, że zarówno modulator prądu CM , jak i dodatkowy prostownik $LPTR$ nie wpływają na prąd odbiornika. Ponadto nawet w przypadku ich awarii możliwe jest dostarczanie energii do obciążenia, co sprawia, że układ charakteryzuje się bardzo dużym stopniem niezawodności. W ramach dalszych prac przewiduje się przeprowadzenie również badań eksperymentalnych zaprezentowanego rozwiązania układu prostownikowego.

LITERATURA

- [1] Tunia H., Barlik R., Teoria przekształtników, Warszawa, WPW, (1992)
- [2] Szymenderski, J.; Machczyński, W.; Budnik, K. Modeling Effects of Stochastic Stray Currents from D.C. Traction on Corrosion Hazard of Buried Pipelines. Energies 2019, 12, 4570
- [3] Machczyński, W., Budnik, K. and Szymenderski, J. (2016), "Assessment of d.c. traction stray currents effects on nearby pipelines", COMPEL - The international journal for computation

- and mathematics in electrical and electronic engineering, Vol. 35 No. 4, pp. 1468-1477
- [4] Lian, Y.; Yang, S.; Ben, H.; Yang, W., A 36-pulse diode rectifier with an unconventional interphase reactor, *Energies*, 12 (2019), No. 12: 820
- [5] Buchert K., Fuchs F. W., Comparison of three phase rectifier topologies in small wind turbines, 2014 16th European Conference on Power Electronics and Applications, pp. 1-10, 2014
- [6] Guo B., Wang F., Aeloiza E., Modulation scheme for delta-type current source rectifier to reduce input current distortion, 2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Pittsburgh, PA, USA, 2014, pp. 4095-4101
- [7] Plakhtii O., Mykhalkiv S., Shefer O., Lievi L., Prokopenko O., Zakharchenko R., Investigation of Analog And Spase-Vector Pulse-Width Modulation In Three-Phase Current-Source Rectifiers, 2023 IEEE 4th KhPI Week on Advanced Technology (KhPIWeek), Kharkiv, Ukraine, 2023, pp. 1-6
- [8] Rozanov Y., Ryvkin S., Chaplygin E., Voronin P., Power Electronics Basics: Operating Principles, Design, Formulas, and Applications, CRC Press (2016)
- [9] Sahin K., Mariéthoz S., Modulation methods for loss and harmonic distortion minimization of a current source rectifier, 2023 25th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'23 ECCE Europe), Aalborg, Denmark, 2023, pp. 1-8
- [10] Supronowicz H., Strzelecki R., Współczynnik mocy w systemach zasilania prądu przemiennego i metody jego poprawy, Warszawa, OWPW 2000
- [11] Krystkowiak M., Gwóźdź M., Simulation and Experimental Models of 3-Phase Diode Rectifier with Current Modulation in DC Circuit, *Przegląd Elektrotechniczny*, nr 1 (2011), 75-79
- [12] Krystkowiak M., Pajchrowski T., Matecki D., Modulation Variants in DC Circuits of Power Rectifier Systems with Improved Quality of Energy Conversion—Part I, *Energies*, 14 (2021), No. 7: 1876
- [13] Krystkowiak M., Modified Efficient Energy Conversion System Based on PMSG with Magnetic Flux Modulation, *Energies*, 16 (2023), No. 21: 7437
- [14] Krystkowiak M., Matecki D., Modulator prądu w tyrystorowych złożonych układach prostownikowych mocy, *Przegląd Elektrotechniczny*, 99 (2023), nr 1, 80-85
- [15] Fryze S., Moc rzeczywista, urojona i pozorna w obwodach elektrycznych o przebiegach odkształconych prądu i napięcia, *Przegląd Elektrotechniczny* Nr 7 i 8, 1931.