

## Prostownik matrycowy sterowany według nowej metody modulacji szerokości impulsów

**Streszczenie.** Artykuł prezentuje nową metodę modulacji szerokości impulsów w sterowaniu prostownikiem matrycowym. Metoda pozwala na czterokwadrantową pracę układu oraz regulację przesunięcia fazowego prądu i napięcia na wejściu. Dla porównania artykuł zawiera także omówienie modulacji z trapezowym sygnałem modulującym i prezentację dwóch wariantów modulacji wektorowej.

**Abstract.** The article presents the new PWM method used in control of matrix rectifier. The method allows to four-quadrant work of converter and control of input displacement angle. For comparison, the modulation with trapezoidal modulation function and two versions of space vector modulation method are presented. (**Matrix Rectifier Controlled with Use of the New PWM Method**).

**Słowa kluczowe:** prostownik matrycowy, modulacja wektorowa, metoda Venturini

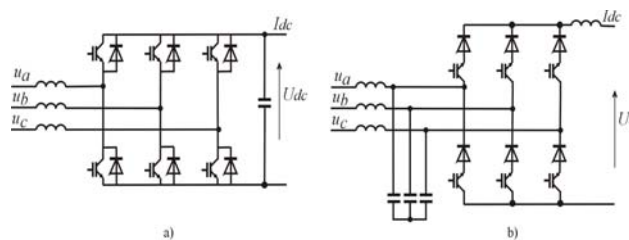
**Keywords:** matrix rectifier, space vector modulation, Venturini control method

### Wstęp

Prostownik, jako przekształtnik napięcia zmiennego na stałe, w swym najprostszym wykonaniu może być niesterowanym prostownikiem diodowym. Układem, który realizuje sterowanie wartości średniej napięcia wyprostowanego jest prostownik tyrystorowy. Prostowniki diodowe i tyrystorowe, jako przekształtniki fazowo sterowane są dla sieci zasilającej odbiornikami nieliniowymi, pobierającymi moc bierną i obciążającymi fazy zasilające składowymi harmonicznymi o niskiej częstotliwości. W przypadku gdy prostownik fazowo sterowany jest zasilany napięciem jednofazowym, generuje on dodatkowo tzw. trzecie harmoniczne, które w systemie czteroprzewodowym, zamykają się przez przewód neutralny. Harmoniczne prądu odkształconego są źródłem strat mocy w urządzeniach sieci zasilającej i liniach przesyłowych, powodem odkształcenia napięcia w punkcie zasilania innych odbiorników oraz powodem powstawania rezonansu prądowego w obwodach z indukcyjnościami i pojemnościami. Z kolei, napięcie wyprostowane w prostownikach fazowo sterowanych zawiera składowe zmienne o niskiej częstotliwości. Obecność harmonicznymi w prądzie zasilającym i napięciu wyprostowanym narzuca konieczność stosowania pasywnych lub aktywnych filtrów wejściowych i dużych gabarytowo filtrów po stronie prądu stałego.

Istnieje duże zapotrzebowanie na trójfazowe przekształcanie energii prądu zmiennego na stały w takich zastosowaniach jak: napęd, układy bezprzerwowego zasilania UPS, systemy HVDC, niekonwencjonalne źródła energii, w tym systemy fotowoltaiczne czy ładowanie baterii jako zasobników energii oraz zastosowania w procesach technologicznych jak galwanizowanie czy spawanie. Z uwagi na rosnący udział przekształtników w przetwarzaniu energii elektrycznej jest konieczne stosowanie układów budowanych w oparciu o pełno sterowane tranzystory mocy MOSFET czy IGBT. Są to prostowniki, w sterowaniu których stosowana jest modulacja szerokości impulsów (PWM) [1], [2]. PWM pozwala na eliminację w przebiegach wyjściowych i wejściowych składowych harmonicznymi o niskich częstotliwościach, czyli na zmniejszenie gabarytów odpowiednich filtrów. W przekształtnikach PWM tłumienia wymagają tylko kładowe odkształcenia o częstotliwościach zależnych od częstotliwości przełączania tranzystorów. Ważnym krokiem w zakresie zwiększania częstotliwości generowanych harmonicznymi w procesie modulacji szerokości impulsów są prace dotyczące zastosowania tranzystorów nowej generacji opartych na wykorzystaniu węgla krzem (SiC) [3]- [5].

Układy prostownikowe PWM, w zależności od charakteru obciążenia, są analizowane jako prostowniki z wyjściem napięciowym lub prostowniki z wyjściem prądowym [6] – [10]. Jak pokazano na rysunku 1 układy te różnią się zasadniczo co do topologii obwodów mocy. Układy te muszą spełniać podstawowe wymaganie wynikające z bezpośredniego przekształcania energii elektrycznej. Musi być, mianowicie, spełniony warunek wykluczający możliwość połączenia w jednym obwodzie dwóch źródeł o charakterze prądowym lub dwóch źródeł o charakterze napięciowym. W związku z tym charakter źródła zasilania w prostownikach PWM ma charakter źródła prądowego, w przypadku gdy w odbiorniku są zastosowane elementy pojemnościowe (Rys.1a) (prostownik z wyjściem napięciowym) i jest źródłem napięciowym, gdy odbiornikiem jest obciążenie rezystancyjno-indukcyjne (Rys.1b) (prostownik z wyjściem prądowym). Prostowniki przedstawione na rysunku 1 są prostownikami o dwukierunkowym przepływie energii i pracują dwukwadrantowo. Zwrot energii do sieci AC w prostowniku z wyjściem napięciowym odbywa się przez zmianę kierunku prądu, w prostowniku z wyjściem prądowym – poprzez zmianę zwrotu napięcia wyprostowanego.

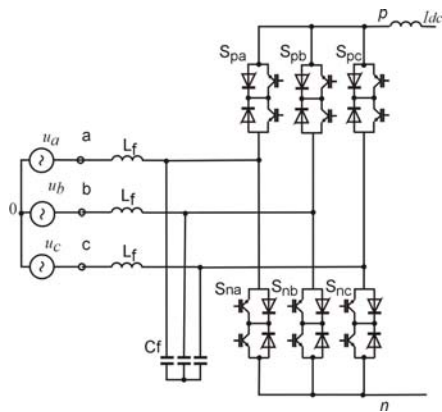


Rys. 1. Dwie podstawowe topologie prostowników PWM: a) prostownik z wyjściem napięciowym; b) prostownik z wyjściem prądowym

Ze względu na charakter źródła zasilającego AC i charakter odbiornika po stronie DC, w sposób zasadniczy różnią się również metody modulacji stosowane w sterowaniu poszczególnych typów prostowników PWM. W układzie prostownika z wyjściem napięciowym w każdej chwili sąysterowane trzy tranzystory, w tym mogą to być również trzy tranzystory dołączone do punktu  $p$  lub  $n$  prostownika. Jednocześnie, wykluczone są stany, w których w tym samym czasie przewodzą prąd tranzystory tworzące jedną gałąź prostownika. Z kolei, w przypadku prostownika z wyjściem prądowym, niedopuszczalne jest

jednoczesne przewodzenie trzech tranzystorów, czyli do punkt  $p$  i  $n$  na wyjściu może być połączona tylko jedna z faz zasilających. Są natomiast wykorzystywane stany, w których w tym samym czasie są wysterowane tranzystory tworzące jedną gałąź przekształtnika.

Nowym typem prostownika sterowanego z zastosowaniem modulacji szerokości impulsów jest prostownik matrycowy (Rys.2).



Rys.2. Schemat prostownika matrycowego

Po raz pierwszy układ prostownika matrycowego został zaproponowany przez autora [11] w 1992 roku. W następnych latach [12] – [15], jest analizowany jako stopień prostownikowy w układzie napędowym AC z falownikiem napięcia, który to układ jest obecnie określany jako pośredni przekształtnik matrycowy [16] - [19]. Wraz z udoskonalaniem topologii przekształtnika matrycowego, zmierzającym do zwiększenia współczynnika wzmocnienia napięciowego, są również proponowane modyfikacje

układowe prostownika, w postaci układu wielopoziomowego [20].

Prostownik matrycowy może więc być rozważany jako stopień prostownikowy przekształtnika matrycowego albo jako niezależnie działający układ prostownikowy, który stanowi dla odbiornika źródło napięcia lub prądu stałego. W prostowniku matrycowym (Rys.2), jako elementy przełączające, są stosowane dwukierunkowe, w pełni sterowane łączniki, za pomocą których dokonywane jest połączenie pomiędzy zaciskami wyjściowymi  $p, n$  a fazami źródła zasilającego. Dwukierunkowe łączniki w prostowniku matrycowym pozwalają na dwukierunkowy przepływ energii.

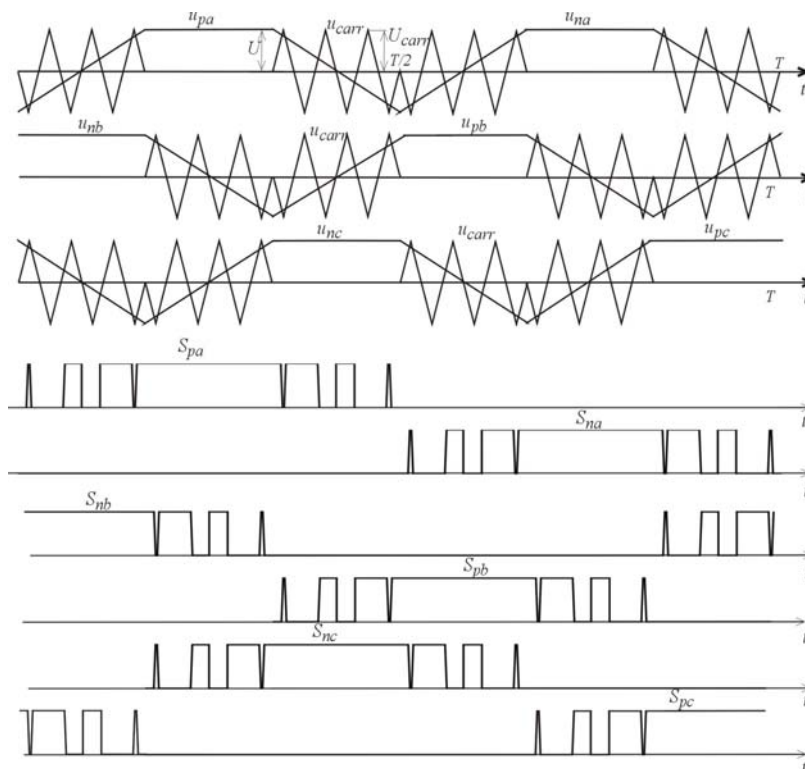
Biorąc pod uwagę możliwe obszary zastosowań układów prostownikowych rozważane będą następujące cele, jakim powinno odpowiadać sterowanie łącznikami prostownika matrycowego:

- kształtowanie napięcia lub prądu wyprostowanego o regulowanej wartości średniej z możliwie małą zawartością składowych zmiennych;
- kształtowanie sinusoidalnego przebiegu fazowych prądów zasilających z zawartością co najwyżej składowych harmonicznych wysokiej częstotliwości,
- regulacja wejściowego przesunięcia fazowego pomiędzy składową podstawową prądu i napięciem zasilającym.

Kolejno zostaną przeanalizowane metody modulacji szerokości impulsów stosowane w prostowniku matrycowym, zasilanym tak jak klasyczny przekształtnik matrycowy, ze źródła o charakterze napięciowym (Rys.2). W analizie pracy tego układu przyjmuje się, że w stanie quasi ustalonym, czyli poza przedziałami komutacji łączników, obydwa tranzystory w danym łączniku są wysterowane jednocześnie.

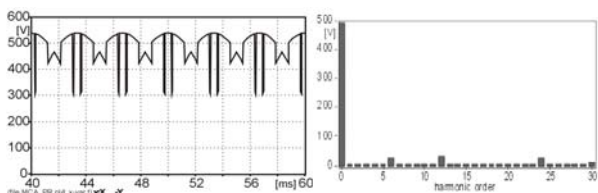
### Modulacja trapezowa

Klasycznym sposobem sterowania prostownika z wyjściem prądowym jest modulacja trapezowa.

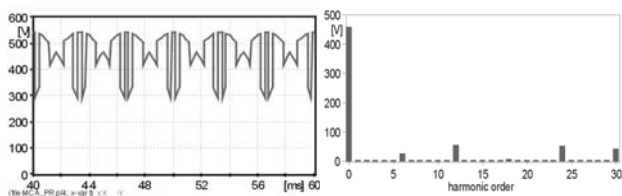


Rys.3. Sygnały sterujące w modulacji trapezowej

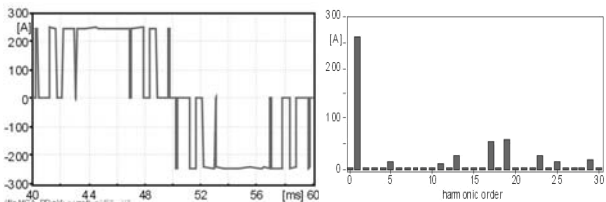
Modulacja trapezowa opiera się na porównaniu sygnałów analogowych: piłokształtnego  $u_{carr}$  jako sygnału nośnego z modulującym o przebiegu trapezowym (Rys.3). Sygnały  $u_{pa}$ ,  $u_{na}$ ,  $u_{pb}$ ,  $u_{nb}$  oraz  $u_{pc}$  i  $u_{nc}$  modują przedziały przewodzenia  $S_{pa}$ ,  $S_{na}$ ,  $S_{pb}$ ,  $S_{nb}$  oraz  $S_{pc}$  i  $S_{nc}$ , odpowiednio, łączników:  $S_{pa}$ ,  $S_{na}$ ,  $S_{pb}$ ,  $S_{nb}$  oraz  $S_{pc}$ , i  $S_{nc}$ . Przebieg funkcji modulujących jest dobrany tak, aby w każdej chwili gdy do zacisku wyjściowego  $p$  lub  $n$  jest połączona jedna z faz zasilających, drugi zacisk był polaryzowany na przemian jednym z napięć fazowych pozostałych faz zasilających. Oznacza to, że napięcie wyjściowe jest formowane z odpowiednio wybranych fragmentów międzyfazowych napięć zasilających (Rys.4).



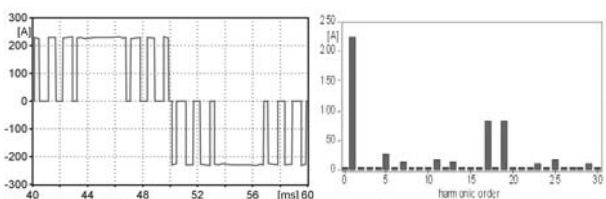
Rys. 4. Przebieg i analiza Fouriera napięcia wyjściowego gdy  $U/U_{carr} = 1$



Rys. 5. Przebieg i analiza Fouriera napięcia wyjściowego gdy  $U/U_{carr} = 0,5$



Rys.6. Przebieg i analiza Fouriera prądu fazy zasilającej gdy  $U/U_{carr} = 1$



Rys.7. Przebieg i analiza Fouriera prądu fazy zasilającej gdy  $U/U_{carr} = 0,5$

Sterowanie wartości średniej napięcia wyjściowego, a więc i wartości średniej prądu wyprostowanego może być w niewielkim zakresie realizowane poprzez zmianę wzajemnego stosunku wartości maksymalnej sygnału modulującego do wartości maksymalnej sygnału nośnego  $U/U_{carr}$ . Sterowanie to wiąże się jednak ze zwiększeniem się amplitud harmonicznych odkształcających przebieg zarówno napięcia wyprostowanego (Rys.5) jak i prądu pobieranego z sieci zasilającej (Rys.6 i Rys.7). Funkcje modulujące w tym sterowaniu są zsynchronizowane z

napięciami zasilającymi, tak aby uzyskać zerowe przesunięcie fazowe pomiędzy składową podstawową prądu i napięcia.

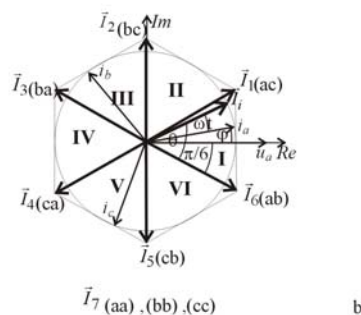
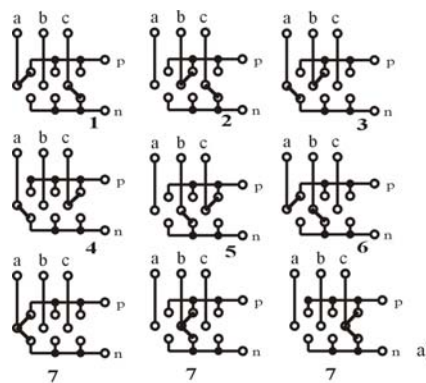
### Modulacja wektorowa z regulacją modułu wektora prądów wejściowych

W wektorowej modulacji szerokości impulsów zakłada się kształtowanie zadanych przebiegów prądów bądź napięć w układzie trójfazowym, przekształconym do prostokątnego układu współrzędnych. W sterowaniu prostownikiem matrycowym z wyjściem prądowym jest rozważane kształtowanie zadanych przebiegów prądów trójfazowego źródła zasilania, przy założeniu stałej wartości średniej prądu w obwodzie wyjściowym DC. Zakładając, że celem sterowania jest kształtowanie sinusoidalnych przebiegów prądowych w fazach zasilających, przebiegi napięć i prądów wejściowych prostownika mogą być zapisane w postaci zależności (1) i (2).

$$(1) \quad \begin{aligned} u_a &= U_{im} \cos \omega t \\ u_b &= U_{im} \cos(\omega t - 120^\circ) \\ u_c &= U_{im} \cos(\omega t + 120^\circ) \end{aligned}$$

$$(2) \quad \begin{aligned} i_a &= I_{im} \cos(\omega t \pm \varphi) \\ i_b &= I_{im} \cos(\omega t \pm \varphi - 120^\circ) \\ i_c &= I_{im} \cos(\omega t \pm \varphi + 120^\circ) \end{aligned}$$

We wzorze (2), opisującym zadane prądy wejściowe, dla przeanalizowania możliwości pracy prostownika matrycowego nie tylko z zerowym przesunięciem fazowym na wejściu, ale także z możliwością pobierania lub generowania składowej biernej prądu, został uwzględniony kąt przesunięcia fazowego prądu i napięcia  $\varphi$ . Wektor przestrzenny, reprezentujący zadane sinusoidalne prądy wejściowe ma postać:  $\vec{I}_i = I_{im} e^{j(\omega t \pm \varphi)}$  (Rys. 8b) i jest wektorem wirującym z predkością kątową odpowiadającą pulsacji napięcia zasilającego.



Rys.8. Wektory przestrzenne prądów wejściowych prostownika odpowiadające dopuszczalnym stanom łączników matrycy

Wektory aktywne  $\vec{I}_{1(ac)}$ ,  $\vec{I}_{2(bc)}$ ,  $\vec{I}_{3(ba)}$ ,  $\vec{I}_{4(ca)}$ ,  $\vec{I}_{5(cb)}$ ,  $\vec{I}_{6(ab)}$  oraz wektory zerowe  $\vec{I}_{7(aa),(bb),(cc)}$  reprezentują prądy jakie płyną w trzech fazach zasilających prostownik w dopuszczalnych sposobach połączenia tych faz do zacisków wyjściowych  $p$  i  $n$  [21], [22]. Można wyróżnić dziewięć możliwych konfiguracji obwodu mocy prostownika matrycowego (Rys. 8a). W sześciu z tych konfiguracji płynie prąd przez dwie fazy zasilające, a napięcie wyjściowe DC jest kształtowane jako różnica napięć dwóch napięć fazowych. W trzech pozostałych konfiguracjach, gdy wysterowane są dwa łączniki w tej samej gałęzi, prąd obwodu DC zamyka się przez jedną gałąź prostownika, a chwilowe napięcie wyjściowe jest równe zero. Taki sposób modulacji jest dalej nazywany modulacją z wykorzystaniem wektorów zerowych.

Gdy prąd wyjściowy prostownika ma wartość średnią równą  $I_{dc}$ , to wektory aktywne  $\vec{I}_k$ , mają moduł równy  $|\vec{I}_k| = 2/\sqrt{3} I_{dc}$ . Wektory te zajmują na płaszczyźnie zespolonej sześć skokowo zmieniających się położeń (Rys. 8b), co dzieli płaszczyznę zespoloną na sześć sektorów prądowych. Trzy konfiguracje układu, w których są wysterowane dwa łączniki w tej samej gałęzi prostownika, odpowiadają zerowym wektorom przestrzennym.

W procesie modulacji szerokości impulsów w okresie próbkowania  $T_s$  wirujący wektor przestrzenny  $\vec{I}_i$  jest syntezowany jako suma (3) wektora zerowego oraz uśrednionych wartości wektorów aktywnych sąsiadujących z sektorem prądowym, w którym w danej chwili znajduje się wektor  $\vec{I}_i$ .

$$(3) \quad \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \vec{I}_i dt = \frac{1}{T_s} \int \sum \vec{I}_k dt$$

Biorąc pod uwagę, że wektory aktywne tworzą sześć jednakowych sektorów prądowych, równanie (3) może być zapisane dla jednego z tych sektorów w postaci (4), gdzie wektory sąsiadujące z danym sektorem prądowym są oznaczone jako:  $\vec{I}_r$  – wektor sąsiadujący z prawej strony,  $\vec{I}_l$  – wektor sąsiadujący ze strony lewej oraz  $\vec{I}_0$  – wektor zerowy. Udział wektora zerowego w równaniu (4) pozwala na regulację amplitudy kształtowanych prądów wejściowych.

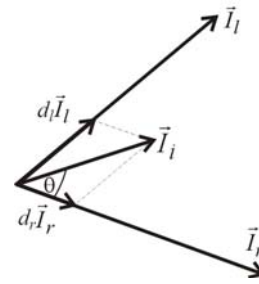
$$(4) \quad \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \vec{I}_i(\omega t) dt = \frac{1}{T_s} \left[ \int_0^{t_r} \vec{I}_r dt + \int_{t_r}^{t_r+t_l} \vec{I}_l dt + \int_{t_r+t_l}^{T_s} \vec{I}_0 dt \right]$$

Ponieważ w okresie próbkowania  $T_s$  zmiana modułu referencyjnego wektora prądów wejściowych  $\vec{I}_i$  jest pomijalnie mała oraz wektor zerowy prądu wejściowego  $\vec{I}_0$  ma moduł zerowy a moduły wektorów aktywnych  $\vec{I}_r$  i  $\vec{I}_l$  są stałe, równanie (4) przyjmuje postać (5), gdzie:  $d_r = t_r/T_s$ ,  $d_l = t_l/T_s$ , oraz  $d_0 = t_0/T_s$  to względne wartości przedziałów czasowych, odpowiadających konfiguracjom układu realizującym, odpowiednio, wektory  $\vec{I}_r$ ,  $\vec{I}_l$  oraz  $\vec{I}_0$ .

$$(5) \quad \vec{I}_i = d_r \vec{I}_r + d_l \vec{I}_l + d_0 \vec{I}_0$$

Równanie wektorowe (5), i (Rys.9) pozwala, na podstawie twierdzenia sinusów (6), na wyznaczenie przedziałów  $d_r$ ,  $d_l$  oraz  $d_0$  (7).

$$(6) \quad \frac{d_r I_r}{\sin(60^\circ - \theta)} = \frac{d_l I_l}{\sin(\theta)} = \frac{I_i}{\sin 120^\circ}$$



Rys.9. Syntezowanie wektora prądów wejściowych  $\vec{I}_i$

$$(7) \quad \begin{aligned} d_r &= \frac{t_r}{T_s} = m_c \sin(60^\circ - \theta) \\ d_l &= \frac{t_l}{T_s} = m_c \sin \theta \\ d_0 &= \frac{t_0}{T_s} = 1 - (d_r + d_l) \end{aligned}$$

$$\text{gdzie:} \quad m_c = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{I_i}{I_r} = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{I_i}{I_l} = \frac{I_i}{I_{dc}}$$

oraz:  $-30^\circ \leq \theta \leq 30^\circ$  oraz  $\theta = \omega t \pm \varphi + 30^\circ - (N-1) 60^\circ$

Z definicji wartości współczynnika modulacji amplitudy prądu wejściowego  $m_c$  w równaniu (7) wynika, że wartość modułu wektora prądów wejściowych  $I_i = m_c I_{dc}$ . Wartość maksymalna amplitudy prądu wejściowego wynosi:  $I_i = I_{dc}$  i jest równa promieniowi okręgu wpisanego w sześciokąt utworzony przez połączenie końców wektorów aktywnych. Jest to wartość modułu, którą wektor osiąga przy kącie  $\theta = 30^\circ + \varphi$ , dla zadanego pojemnościowego przesunięcia fazowego lub  $\theta = 30^\circ - \varphi$ , gdy przesunięcie fazowe na wejściu zadane jest w sterowaniu jako indukcyjne. Jest to sytuacja, w której tylko wektory aktywne biorą udział w syntezowaniu wektora prądów zadanym.

Napięcie wyjściowe  $U_{dc}$ , któremu odpowiada omawiana wartość prądu  $I_{dc}$  może być wyliczone według (8).

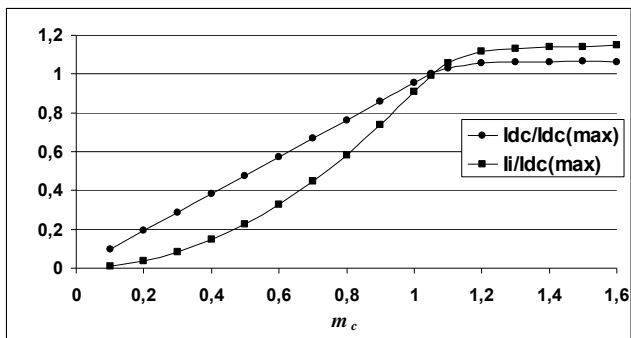
$$(8) \quad U_{dc} = d_l u_{ac}(t) + d_r u_{ab}(t) = \frac{3}{2} m_c U_{im} \cos \varphi$$

Dla określonej wartości rezystancji po stronie DC prostownika, prąd  $I_{dc}$  jest wyrażony zależnością (9). W związku z tym, amplituda kształtowanego prądu zasilania zmienia się w funkcji współczynnika  $m_c$  według funkcji kwadratowej (10). Zostało to potwierdzone wynikami otrzymanymi z badań symulacyjnych (Rys.10) wykonanych dla modelu prostownika matrycowego sterowanego metodą wektorową. Maksymalny prąd wyprostowany  $I_{dc(max)}$  na rysunku 10 jest wartością wyznaczoną według równania (8) i (9), przy założeniu, że  $m_c = 1$  oraz przy zerowym kącie przesunięcia fazowego prądu i napięcia na wejściu AC prostownika.

$$(9) \quad I_{dc} = \frac{U_{dc}}{R}$$

$$(10) \quad I_i = m_c I_{dc} = \frac{3}{2} m_c^2 \frac{U_{im}}{R} \cos \varphi$$

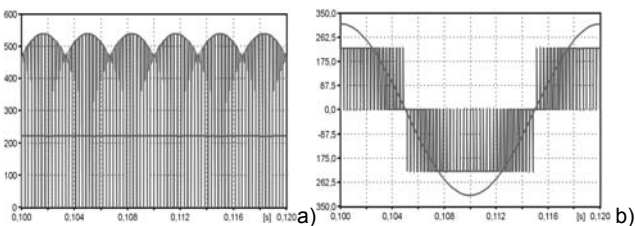




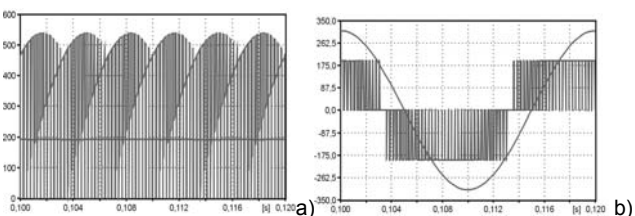
Rys.10. Zależność względnych wartości prądu zasilania i prądu wyprostowanego w funkcji współczynnika modulacji amplitudy prądu wejściowego

Wyznaczone symulacyjnie charakterystyki  $I_{dc} = f(m_c)$  oraz  $I_l = f(m_c)$  (Rys.10), zostały sporządzone dla zakresu liniowego oraz dla zakresu pracy w nadmodulacji ( $m_c > 1$ ). Praca prostownika matrycowego w trybie nadmodulacji wiąże się z pojawieniem się składowych harmonicznych o niskich częstotliwościach, odkształcających zarówno przebieg prądu zasilania jak i tworzących składową zmienną w napięciu i prądzie po stronie DC prostownika.

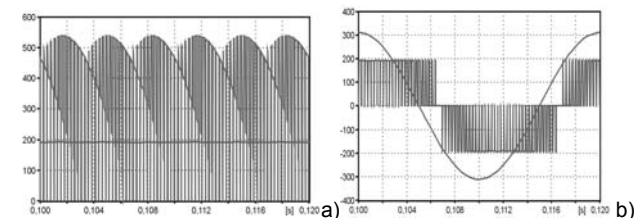
Przebiegi prądów i napięć, ilustrujące sterowanie wektorowe prostownika matrycowego dla trzech wartości kąta przesunięcia fazowego na wejściu są pokazane na rysunkach (11) – (13).



Rys.11. Przebiegi: a) napięcia i prądu wyjściowego; b) napięcia i prądu zasilającego przy  $\varphi = 0^\circ$  i  $m_c = 1$



Rys.12. Przebiegi: a) napięcia i prądu wyjściowego; b) napięcia i prądu zasilającego przy  $\varphi = -30^\circ$  (pojemnościowym) i  $m_c = 1$



Rys.13. Przebiegi: a) napięcia i prądu wyjściowego; b) napięcia i prądu zasilającego przy  $\varphi = 30^\circ$  (indukcyjnym) i  $m_c = 1$

### Modulacja wektorowa bez regulacji modułu wektora prądów wejściowych

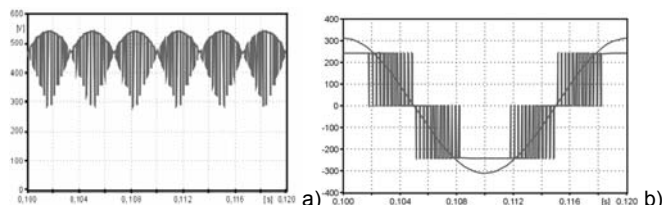
W przypadku gdy prostownik matrycowy stanowi stopień prostownikowy w pośrednim przekształtniku matrycowym, sterowanie przekształcaną mocą jest

realizowane w stopniu falownikowym. W związku z tym, w sterowaniu prostownikiem moduł kształtowanego wektora prądów wejściowych stopnia prostownikowego nie jest regulowany, czyli wektory zerowe nie są brane pod uwagę w syntezy wektora prądów zasilających prostownik. Względne wartości przedziałów czasowych, odpowiadających konfiguracjom układu realizującym wektory aktywne, spełniają wówczas zależność (11) [23] i zajmują cały czas odpowiadający okresowi próbkowania  $T_s$ . Napięcie w obwodzie DC jest wówczas określone zależnością (12).

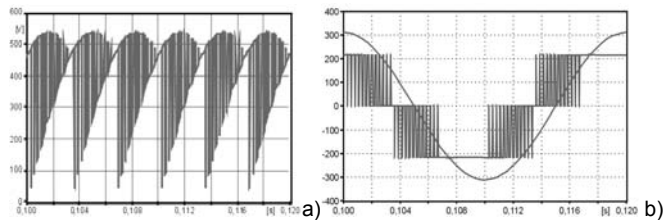
$$(11) \quad d_r^R = \frac{d_r}{d_r + d_l} \quad d_l^R = \frac{d_l}{d_r + d_l}$$

$$(12) \quad U_{dc} = d_l^R u_{ac}(t) + d_r^R u_{ab}(t) = \frac{3}{2} U_{im} \cos \varphi$$

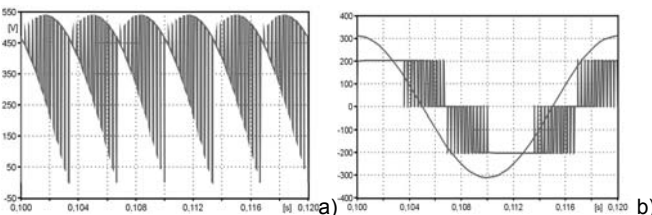
Przebiegi prądów i napięć ilustrujące sposób sterowania, w którym cały okres próbkowania wypełniają wektory aktywne, przedstawione są na rysunkach 14, oraz rysunku 15 i rysunku 16.



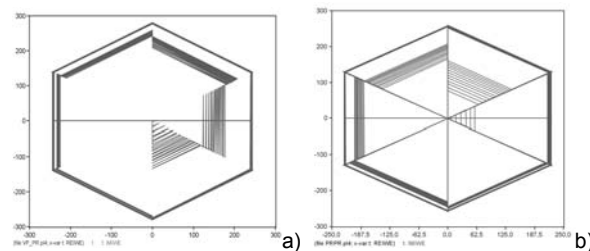
Rys.14. Przebiegi: a) napięcia wyjściowego; b) napięcia i prądu zasilającego przy  $\varphi = 0^\circ$



Rys.15. Przebiegi: a) napięcia wyjściowego; b) napięcia i prądu zasilającego przy  $\varphi = -30^\circ$  (pojemnościowym)

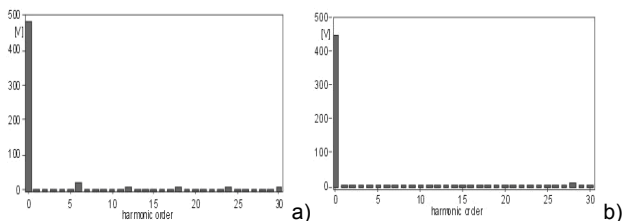


Rys.16. Przebiegi: a) napięcia wyjściowego; b) napięcia i prądu zasilającego przy  $\varphi = 30^\circ$  (indukcyjnym)



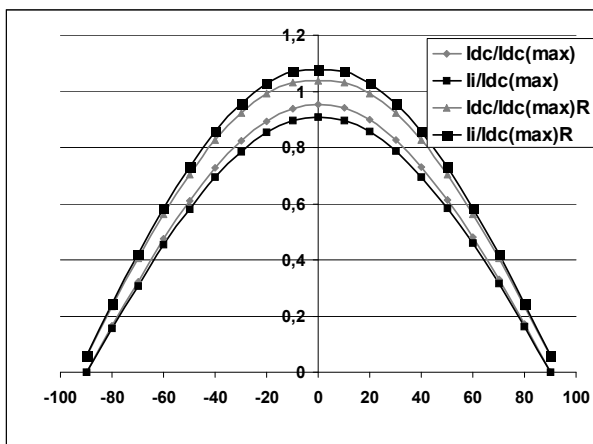
Rys.17. Trajektorie wektora przestrzennego prądu zasilania prostownika matrycowego dla: a) sterowania bez wektorów zerowych; b) z zastosowaniem wektorów zerowych dla  $m_c = 1$

Dla porównania dwóch sposobów sterowania wektorowego: z uwzględnieniem wektorów zerowych i sterowania bez wektorów zerowych, na rysunku 17 pokazane zostały trajektorie wektora przestrzennego prądów wejściowych prostownika matrycowego. Rysunek 18, natomiast przedstawia analizę Fouriera napięcia wyprostowanego. Z analizy wynika, że sterowanie bez udziału wektorów zerowych skutkuje pojawieniem się w napięciu wyprostowanym szóstej harmonicznej (Rys. 18a).



Rys.18. Analiza Fouriera napięć wyprostowanych dla dwóch sposobów sterowania wektorowego: a) bez wektorów zerowych; b) z udziałem wektorów zerowych

Porównanie charakterystyk  $I_{dc} = f(\varphi)$  oraz  $I_1 = f(\varphi)$  dla obydwu sposobów sterowania wektorowego (Rys.19), pokazuje różnice w maksymalnej wartości prądu wyprostowanego. W przypadku sterowania bez udziału wektorów zerowych (na Rys. 19 wykresy z oznaczeniem literowym „R”) osiągniata jest większa wartość prądu wyprostowanego niż w sterowaniu z udziałem wektorów zerowych. Podobnie mają się do siebie wartości skuteczne składowej podstawowej prądu sieci zasilającej. Należy zaznaczyć, że w sterowaniu z udziałem wektorów zerowych przyjęta została wartość współczynnika modulacji amplitudy prądu wejściowego  $m_c$  na poziomie jedności.



Rys.19 Zależność względnych wartości prądu wyprostowanego i prądu zasilania od zadanego kąta przesunięcia fazowego na wejściu

### Nowa metoda modulacja według funkcji Venturiniiego

Dla osiągnięcia czterokwadratowego charakteru pracy badanego prostownika w tej części pracy jest przedstawiona metoda modulacji z wykorzystaniem funkcji modulujących zaproponowanych, przez autorów [24] - [26]. Posługując się metodami heurystycznymi, autorzy wymienionych prac, dotyczących bezpośredniego przemiennika częstotliwości, jakim jest przekształtnik matrycowy, sformułowali dwa zestawy funkcji modulujących. Pierwszy z nich charakteryzuje się tym, że w przekształtniku matrycowym AC-AC są kształtowane sinusoidalne napięcia wyjściowe o regulowanej amplitudzie i częstotliwości, przy jednocześnie kształtowanych

sinusoidalnych prądach wejściowych o zadanym przesunięciu fazowym względem napięć zasilających. Metoda ta charakteryzuje się współczynnikiem napięciowym równym 0,5. Drugi z zestawów funkcji modulujących pozwala na zwiększenie maksymalnej amplitudy kształtowanego napięcia wyjściowego do wartości równej 0,865 napięcia zasilającego. Jest to jednak osiągnięte kosztem tego, że w kształtowanym napięciu wyjściowym, oprócz składowej podstawowej występują składowe o potrójnej częstotliwości w relacji do częstotliwości wejściowej i wyjściowej.

Do sterowania prostownikiem matrycowym w niniejszym artykule, są wykorzystane funkcje modulujące (13) z pierwszego z wymienionych zestawów. Funkcje modulujące (13), są przekształceniem funkcji modulujących używanych do sterowania przekształtnikiem matrycowym w pracach [27] i [28] autorki niniejszego artykułu. Dla potrzeb sterowania prostownikiem matrycowym zostało przyjęte, że odbiornik DC włączony jest pomiędzy zaciski wyjściowe dwóch faz przekształtnika matrycowego. Uwzględniając, że częstotliwość wyjściowa w prostowniku matrycowym wynosi zero, poszczególne wyrazy macierzy (13) zapisane są w postaci (14).

$$(13) \quad \begin{bmatrix} m_{pa}(t) & m_{pb}(t) & m_{pc}(t) \\ m_{na}(t) & m_{nb}(t) & m_{nc}(t) \end{bmatrix} = \mathbf{M}^+ + \mathbf{M}^-$$

$$(14) \quad \mathbf{M}^+ = \frac{\alpha_1}{3} \begin{bmatrix} 1 + 2k_U m_+(0) & 1 + 2k_U m_+(2) & 1 + 2k_U m_+(4) \\ 1 + 2k_U m_+(2) & 1 + 2k_U m_+(4) & 1 + 2k_U m_+(0) \end{bmatrix}$$

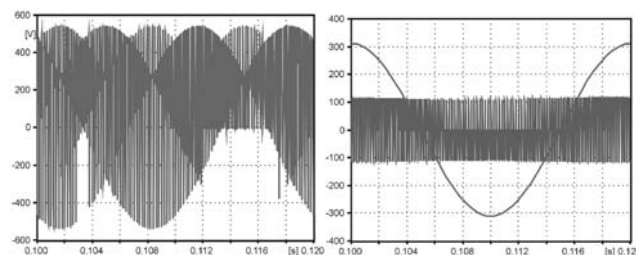
$$\mathbf{M}^- = \frac{\alpha_2}{3} \begin{bmatrix} 1 + 2k_U m_-(0) & 1 + 2k_U m_-(4) & 1 + 2k_U m_-(2) \\ 1 + 2k_U m_-(2) & 1 + 2k_U m_-(0) & 1 + 2k_U m_-(4) \end{bmatrix}$$

gdzie:

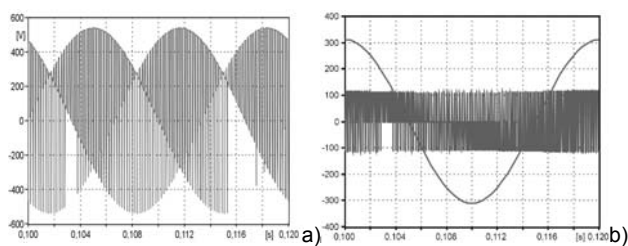
$$\alpha_1 = \frac{1}{2}(1 - \theta) \quad \alpha_2 = \frac{1}{2}(1 + \theta) \quad \theta \in (-1; 1)$$

$$m_+(x_1) = \cos\left(\omega t - x_1 \frac{\pi}{3}\right) \quad m_-(x_1) = \cos\left(-\omega t - x_1 \frac{\pi}{3}\right)$$

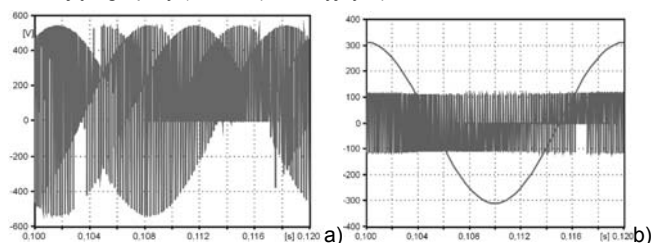
Zmiana parametru  $\theta$  w równaniach (13) i (14) pozwala na zdefiniowanie w sterowaniu wartości kąta przesunięcia fazowego prądu i napięcia na wejściu prostownika. Kąt przesunięcia fazowego na wejściu tak sterowanego prostownika może zmieniać swój charakter od pojemnościowego do indukcyjnego w zakresie  $(-30^\circ; 30^\circ)$ . Przebiegi prądów i napięć (Rys.20; Rys.21 i Rys.22) pokazują napięcia wyjściowe i prądy zasilające dla różnych wartości kąta przesunięcia fazowego na wejściu.



Rys.20. Przebiegi: a) napięcia wyjściowego; b) napięcia i prądu zasilającego przy  $\varphi = 0^\circ$  i  $k_U = 0,5$

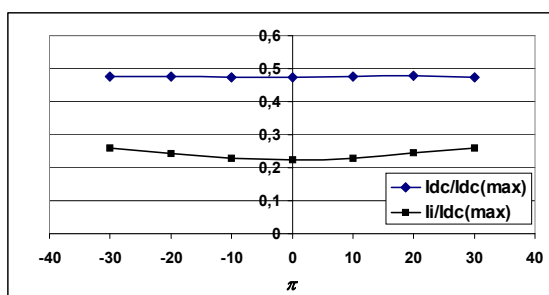


Rys.21. Przebiegi: a) napięcia wyjściowego; b) napięcia i prądu zasilającego przy  $\varphi = 30^\circ$  (indukcyjnym) i  $k_U = 0,5$



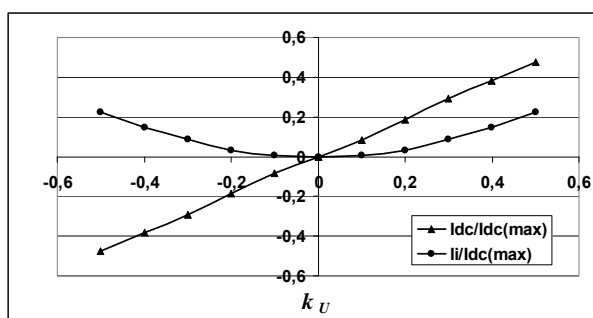
Rys.22. Przebiegi: a) napięcia wyjściowego; b) napięcia i prądu zasilającego przy  $\varphi = 30^\circ$  (pojemnościowym) i  $k_U = 0,5$

Zmiany kąta przesunięcia fazowego na wejściu nie mają wpływu na wartość średnią prądu wyprostowanego, natomiast wartość skuteczna prądu w fazach zasilających jest przy kącie  $\varphi \neq 0^\circ$  powiększona w stosunku do skutecznej wartości prądu zasilania przy  $\varphi = 0^\circ$  o składową bierną tego prądu (Rys.23).

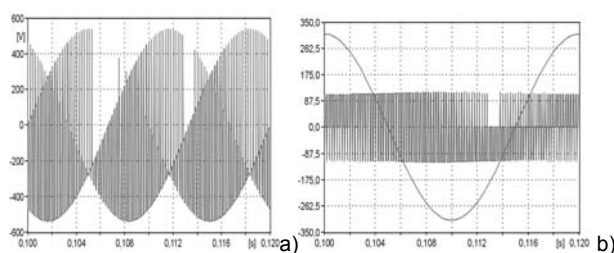


Rys.23. Zależność względnych wartości prądu wyprostowanego i prądu zasilania od zadanego kąta przesunięcia fazowego na wejściu

Regulacja prądu i napięcia wyprostowanego w metodzie Venturiniego odbywa się poprzez zmianę wartości współczynnika napięciowego  $k_U$ , przy czym możliwe jest zadawanie zarówno wartości dodatnich jak i ujemnych tego współczynnika w zakresie (-0,5; 0,5). Prąd wyprostowany zależy liniowo od wartości  $k_U$ , natomiast prąd zasilający zmienia się parabolicznie (Rys.24).



Rys.24. Zależność względnych wartości prądu wyprostowanego i prądu zasilania od współczynnika napięciowego  $k_U$



Rys.25. Przebiegi: a) napięcia wyjściowego; b) napięcia i prądu zasilającego przy  $\varphi = 30^\circ$  (indukcyjnym) i  $k_U = -0,5$

Rysunek 25 przedstawia przebiegi napięć i prądów ilustrujących sterowanie przy ujemnej wartości współczynnika  $k_U$ .

### Podsumowanie

Klasykcznym sposobem modulacji szerokości impulsów, stosowanym w sterowaniu prostownika z wyjściem prądowym jest modulacja trapezowa, taka jaka jest stosowana w falownikach prądowych. Nie pozwala ona jednak w sposób zadowalający regulować wartości prądu wyprostowanego, gdyż zmiana wartości maksymalnej funkcji modulującej powoduje występowanie składowych harmonicznych odkształcających prąd zasilający jak i prąd wyprostowany.

Kolejnym omówionym w artykule sposobem modulacji szerokości impulsów w prostowniku matrycowym jest sterowanie wektorowe. Sterowanie wektorowe bez udziału wektorów zerowych daje największe ze wszystkich sposobów sterowania napięcie wyprostowane, ale nie pozwala na regulację wartości tego napięcia.

W sterowaniu z udziałem wektorów zerowych jest możliwa regulacja napięcia wyjściowego przez zmianę współczynnika modulacji  $m_c$  w zakresie: (0; 1.0) Gdy współczynnik modulacji amplitudy prądu wejściowego  $m_c$  jest zmieniany w zakresie od 0 do 1,0 to napięcie wyprostowane i prąd wyprostowany rosną liniowo. Maksymalne napięcie wyprostowane jest osiągnięte przy  $m_c = 1$  i kącie  $\varphi = 0^\circ$ . Dla współczynnika modulacji  $m_c > 1$  realizowany jest w sterowaniu stan nadmodulacji. Napięcie i prąd wyprostowany nie są wówczas proporcjonalne do współczynnika modulacji amplitudy  $m_c$ . W zakresie nadmodulacji w prądzie zasilającym prostownik pojawiają się 5. i 7. harmoniczne, podczas gdy w zakresie pracy liniowej oprócz składowej podstawowej przebieg prądu zasilania jest odkształcony tylko składowymi o wysokiej częstotliwości, odpowiadającej częstotliwości przełączania. Stosowanie sterowania wektorowego nie pozwala na osiągnięcie ujemnego napięcia wyprostowanego, ponieważ z założenia sterowanie to zostało zaadaptowane z teorii sterowania falownikiem prądu.

Obydwa omówione sposoby sterowania wektorowego pozwalają na regulowanie wejściowego przesunięcia fazowego w zakresie  $\pm 90^\circ$ , co wiąże się ze zmniejszaniem się wartości napięcia i prądu wyprostowanego przy wzroście kąta przesunięcia fazowego na wejściu.

Zastosowanie metody Venturiniego do sterowania prostownikiem matrycowym pozwala na kształtowanie sinusoidalnego prądu wejściowego przy stałoprądowym wyjściu. Zakres sterowania wejściowego przesunięcia fazowego jest mniejszy niż w sterowaniu z modulacją wektorową i wynosi  $\pm 30^\circ$ . Przewaga metody Venturiniego nad obydwoma metodami wektorowymi polega na tym, że podczas regulacji kąta przesunięcia fazowego na wejściu nie ulega zmianie wartość prądu po stronie DC.

Zaproponowana metoda sterowania, w odróżnieniu od sterowania z trapezowym sygnałem nośnym i w

odróżnieniu od sterowania wektorowego, pozwala nie tylko na kształtowanie zarówno dodatniego jak i ujemnego napięcia wyprostowanego ale i na zmianę kierunku prądu po stronie DC prostownika. Jest to metoda sterowania w której prostownik matrycowy pracuje czterokwadrantowo.

#### LITERATURA

- [1] Bhat A. H., Agarwal P.: Review Three-phase, power quality improvement ac/dc converters. *ELSEVIER Electric Power System Research* 78 (2008) pp.276-289.
- [2] A Review of Three-phase Improved Power Quality AC-DC Converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 51, NO. 3. June 2004
- [3] Rąbkowski J., Zdanowski M.: Trójfazowy falownik prądu PWM z tranzystorami SiC JFET. *Elektronika*, Vol. 51, nr 2, 2010.
- [4] Cass C. J., Burgos R., Wang F., Boroyewich D.: Three-Phase Ac Buck Rectifier using Normally-On SiC JFETs at 150 kHz Switching Frequency. *IEEE 1-4244-0655-2/07/\$20.00©2007*
- [5] Xu F., Tolbert L.M., Wang F., Blalock B.J.: Evaluation of SiC MOSFETs for a High Efficiency Three-Phase Buck Rectifier. *IEEE 978-1-4577-1216-6/\$26.00©2012*
- [6] Malinowski M., Kaźmierkowski M.P., Trzynadłowski A.M.: A comparative study of Control Techniques for PWM Rectifiers In AC Adjustable Speed Drives, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.18,NO. 6, November 2003
- [7] Malinowski M., Jasiński M., Kaźmierkowski M.P.: Simple Direct Power Control of Three-Phase PWM Rectifier Using Space-Vector Modulation (DPC-SVM). *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. Vol. 51, NO. 2 April, 2004
- [8] Espinoza J. R., Joós G.: State Variable Decoupling and Power Flow Control in PWM Current-Source Rectifiers. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 45,NO. 1, February 1998
- [9] Salo M., Tuusa H.: A Vector Controlled Current-Source PWM Rectifier with a Novel Current Damping Method. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.15,NO. 3, May 2000
- [10] Wieseman J. C., Wu B., Active Dumping Control of a High-Power PWM Current-Source Rectifier for Line-Current THD Reduction. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 52, NO. 3, June 2005
- [11] Holmes L., Lipo T. A.: Implementation of a controlled rectifier using ac-ac matrix converter theory. *IEEE Transactions Power Electronics*. Vol. 7, No. , January, 1992, pp. 240-250
- [12] Iimori K., Shinohara K., Tarumi O., Fu Z., Muroya M.: New Current-Controlled PWM Rectifier – Voltage Source Inverter without DC Link Components. *Proceedings of the Power Conversion Conference, Japan 3 – 6 August, (1997) Vol.2 783-786*
- [13] Muroya M., Shinohara K., Iimori K., and Sako H.: Four-Step Commutation Strategy of PWM Rectifier of Converter without DC Link Components for Induction Motor Drive. 0-7803-7091-0/01/\$10©(2001) IEEE
- [14] Iimori K., Shinohara K., Muroya M., Mathushita Y.: Zero-Switching-Loss PWM Rectifier of Converter without DC Link Components for Induction Motor Drive. 0-7803-7156-9/02/\$10.00© (2002) IEEE
- [15] Iimori K., Shinohara K., Yamamoto K.: Study of Dead Time of PWM Rectifier of Voltage-Source Inverter Without DC-link Components and Its Operating Characteristics of Induction Motor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 42, No.2, March/April (2006)
- [16] Rodriguez J.R., Dixon J.W., Espinoza J.R., Pontt J.P., Lezana P.: PWM Regenerative Rectifiers: State of the Art. *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, Vol.52, No.1, February (2005)
- [17] Wei L., Lipo T. A., Chan H.: Matrix converter topologies with reduced number of switches. *PESC 02. (2002) IEEE*
- [18] Kolar J.W., Schafmeister F., Round S.D., Ertl H.: Novel Three-Phase AC-AC Sparse Matrix Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.22, No.5, September (2007)
- [19] Kolar J.W., Friedli T., Krismer F., Round S.D.: The Essence of Three-Phase AC/AC Converter Systems. 978-1-4244-1742-1/08/\$25.00©(2008)IEEE
- [20] Raju S., Mohan Ned: Indirect Three Level Matrix Converter. *Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2014), 7th IET International Conference on*, 8-10 April (2014)
- [21] Rząsa J., Supronowicz H.: Porównanie metod modulacji szerokości impulsów stosowanych w sterowaniu przekształtnikiem matrycowym. *Przegląd Elektrotechniczny*, Nr 6, (2003)
- [22] Liu X., Shang Q., Hou d.: An Improved Space Vector Modulation Strategy for Common-Mode Voltage Reduction in Matrix Rectifier. *Archives of Electrical Engineering*, Vol. 63(1), (2014), 93-106
- [23] Lee M.Y., Wheeler P., Klumpner Ch.: Space-Vector Modulated Multilevel Matrix Converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. Vol. 57, No. 10, October, (2010), 3385-3394
- [24] Venturini M., Alesina A.: The Generalized Transformer: A New Bidirectional Sinusoidal Waveform Frequency Converter With Continuously Adjustable Input Power Factor. *IEEE Power Electron. Specialists Conf. (PESC) (1980)*, 242-252
- [25] Alesina A., Venturini M.: Solid-State power conversion: a Fourier analysis approach to generalized transformer synthesis. *IEEE Trans. Circuits Syst.*, Vol. CAS-28,pp. 319-330, Apr. (1981)
- [26] Alesina A., Venturini M.: Analysis and Design of Optimum-Amplitude Nine-Switch Direct AC-AC Converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol.4, No.1, January (1989)
- [27] Rząsa J., Supronowicz H.: Porównanie metod modulacji szerokości impulsów stosowanych w sterowaniu przekształtnikiem matrycowym. *Przegląd Elektrotechniczny*, Nr 6, (2003)
- [28] Rząsa J.: Influence of control strategy in classic Venturini modulation method on synthesized output voltages and input currents of matrix converter. *Archives of Electrical Engineering*, No.2, Vol. LIV, (2005), 225-247

---

**Autor:** dr inż. Janina Rząsa, Politechnika Rzeszowska, Wydział Elektrotechniki i Informatyki, al. Powstańców Warszawy 12, 35-959 Rzeszów, E-mail: [jrzasa@prz.edu.pl](mailto:jrzasa@prz.edu.pl)