

## Autoreferat

(autoreferat dotyczy okresu po uzyskaniu stopnia doktora)

### 1. Imię i nazwisko

Janina Rząsa

### 2. Posiadane dyplomy, stopnie naukowe – z podaniem nazwy, miejsca i roku uzyskania, tytuł rozprawy doktorskiej i nazwisk osób, które pełniły funkcje promotora i recenzentów

Doktor nauk technicznych w zakresie elektrotechniki, nadany przez Radę Wydziału Elektrycznego Politechniki Warszawskiej w roku 2001 na podstawie rozprawy pt. „Wybrane sposoby kształtowania przebiegów czasowych prądów wejściowych i napięć wyjściowych przekształtników matrycowych”

Promotor: Prof. dr hab. inż. Henryk Supronowicz

Recenzenci:

Prof. dr hab. inż. Tadeusz Citko

Prof. dr hab. inż. Marian Piotr Kaźmierkowski

Prof. dr hab. inż. Stanisław Piróg

### 3. Informacje o dotychczasowym zatrudnieniu w jednostkach naukowych

Od czerwca 1975 roku jestem zatrudniona w Politechnice Rzeszowskiej na stanowiskach kolejno: asystenta, starszego asystenta i od listopada 2001 na stanowisku adiunkta. W latach 1980 – 1982 oraz 1987 – 1993 korzystałam z bezpłatnego urlopu z tytułu opieki nad dziećmi.

### 4. Wskazanie osiągnięcia naukowego, wynikającego z art. 16 ust.2 ustawy z dnia 14 marca 2003 roku o stopniach naukowych i tytule naukowym

#### a) tytuł osiągnięcia naukowego:

Bezpośrednie napięciowe przekształtniki matrycowe

#### b) (autor/autorzy, tytuł/tytuły publikacji, rok wydania, nazwa wydawnictwa, recenzenci wydawniczy)

Monografia: Rząsa J.: Bezpośrednie napięciowe przekształtniki matrycowe. Oficyna Wydawnicza Politechniki Rzeszowskiej, Rzeszów 2016.

Recenzenci wydawniczy: Prof. dr inż. Henryk Tunia

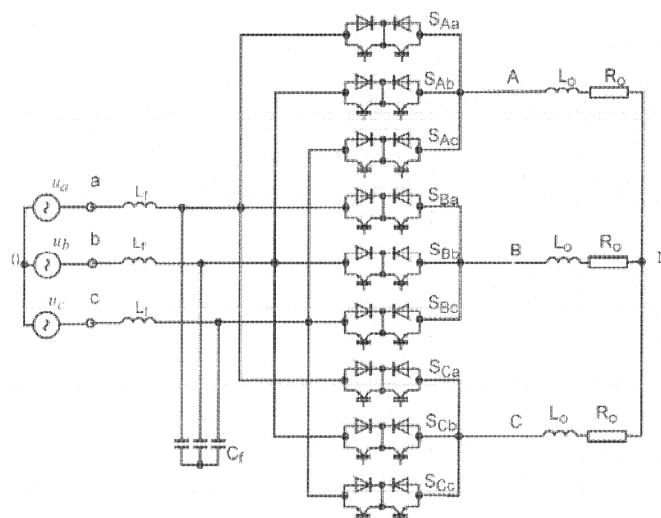
Prof. dr hab. inż. Marek Hartman

#### c) omówienie celu naukowego prac i osiągniętych wyników wraz z omówieniem ich ewentualnego wykorzystania

(Uwaga: Odwołania literaturowe bez symboli literowych odnoszą się do wykazu publikacji autorki Wniosku)

Przekształtnik matrycowy jest bezpośrednim przemiennikiem częstotliwości sterowanym z zastosowaniem modulacji szerokości impulsów (rys. 1). Pierwsze prace dotyczące zastosowania modulacji szerokości impulsów w bezpośrednim przemienniku częstotliwości autorstwa M. Venturini i A. Alesiny [Vent80] ukazały się w latach osiemdziesiątych ubiegłego wieku. Autorzy skupili się na opracowaniu metody modulacji przedziałów przewodzenia dziewięciu dwukierunkowych w pełni sterowanych łączników matrycy, za pomocą których jest realizowane połączenie trzech faz wyjściowych obciążonych odbiornikiem o charakterze rezystancyjno-indukcyjnym z trzema fazami źródła zasilania. W opisie matematycznym proponowanego przekształtnika autorzy wynalazku zastosowali aktualnie nową, bo zaproponowaną w 1979 roku w pracy [Wo79] teorię, w której jest stosowna macierz funkcji stanu łączników. M. Venturini i A. Alesina w pracach [Vent80, Ale81] udowodnili twierdzenia odnoszące się do wysokoczęstotliwościowej syntezy przebiegów wyjściowych i wejściowych w przekształtniku matrycowym i zaproponowali zapis matematyczny ciągłej funkcji stanu łączników odpowiadającej funkcji modulującej szerokość przedziałów przewodzenia w procesie modulacji szerokości impulsów.

W zaproponowanej przez M. Venturini i A. Alesinę metodzie sterowania, nazwanej później metodą Venturini są stosowane dwa typy funkcji modulacji, które z założenia kształtują zadany przebieg napięć wyjściowych przekształtnika i zapewniają w procesie sterowania definiowanie przesunięcia fazowego składowej podstawowej prądu i napięcia na wejściu. W zależności od stopnia komplikacji zapisu matematycznego tych funkcji, sterowanie metodą Venturini pozwala na uzyskanie maksymalnej wartości współczynnika napięciowego równego 0,5 lub 0,866. Współczynnik napięciowy w przekształtniku matrycowym jest zdefiniowany jako iloraz amplitudy składowej podstawowej napięcia wyjściowego do amplitudy napięcia wejściowego. Wartość współczynnika napięciowego 0,5 odnosi się do przypadku, gdy wartości chwilowe syntezowanego napięcia wyjściowego mieszczą się w przedziale wartości wyznaczonych przez supremum i infimum funkcji określających przebiegi napięć wejściowych układu. Zwiększenie współczynnika napięciowego do wartości 0,866 autorzy uzyskali zakładając, że przebieg napięć na zaciskach wyjściowych zawiera składowe symetryczne kolejności zerowej a wartości chwilowe tych napięć mieszczą się w przedziale wartości wyznaczonych przez obwiednie określone przez napięcia wejściowe.



Rys. 1. Schemat bezpośredniego przekształtnika matrycowego

Badania związane z przekształtnikiem matrycowym rozpoczęłam od przygotowania rozprawy doktorskiej na temat: Wybrane sposoby kształtowania przebiegów czasowych prądów wejściowych i napięć wyjściowych przekształtników matrycowych. Po uzyskaniu w Politechnice Warszawskiej w 2001 roku stopnia doktora nauk technicznych w dziedzinie elektrotechnika kontynuuję badania zgodnie z obraną tematyką.

Przekształtnik matrycowy posiada wiele zalet, które kwalifikują go do tego, by w dobie unifikacji mógł zastąpić przynajmniej kilka układów energoelektronicznych, czyli pełnić rolę przekształtnika uogólnionego. Wśród zalet przekształtnika matrycowego należy wymienić między innymi następujące jego cechy:

- przekształtnik matrycowy jako bezpośredni przemiennik częstotliwości sterowany z zastosowaniem modulacji szerokości impulsów zapewnia syntezowanie sinusoidalnych napięć wyjściowych z możliwością regulacji ich amplitudy i fazy i syntezowanie sinusoidalnych prądów wejściowych z regulowanym wejściowym przesunięciem fazowym;
- dzięki bezpośredniemu łączeniu faz zasilających z fazami odbiornika w przekształtniku matrycowym jest realizowany dwukierunkowy przepływ energii;
- jako matryca dwukierunkowych łączników, przekształtnik matrycowy w zależności od sposobu sterowania i liczby wybranych do wykorzystania łączników może pełnić rolę zarówno przekształtnika AC/AC, jak i AC/DC lub DC/AC;
- przekształtnik matrycowy w swej topologii nie zawiera elementów biernych, gdyż stanowi matrycę półprzewodnikowych pełnosterowanych łączników dwukierunkowych, która w związku z tym może być wykonana jako zintegrowany moduł półprzewodnikowy.

Ograniczeniem w klasycznym układzie przekształtnika matrycowego jest :

- istnienie w prądach wejściowych i napięciach wyjściowych wysokoczęstotliwościowych składowych odkształceń, charakterystycznych dla przekształtników sterowanych z zastosowaniem modulacji szerokości impulsów;
- generowanie na zaciskach wyjściowych składowej zerowej napięcia, tak zwanego napięcia wspólnego (ang. *common mode voltage*);
- niska wartość współczynnika napięciowego, wyrażającego iloraz amplitudy składowej podstawowej napięcia wyjściowego do amplitudy napięcia wejściowego.

**Celem badań prezentowanych w monografii jest znalezienie sposobów na pokonanie ograniczeń, jakie wykazuje klasyczny bezpośredni przekształtnik matrycowy.**

Cele szczegółowe to:

- opracowanie sterowania pozwalającego na eliminację napięcia wspólnego;
- przeprowadzenie analizy możliwości zmniejszenia odkształceń przebiegów wejściowych i wyjściowych;
- opracowanie sposobów na zwiększenie współczynnika napięciowego przy zachowaniu możliwie szerokiego zakresu regulacji wejściowego przesunięcia fazowego prądu i napięcia.

**Celem mojej aktywności naukowej, którego realizacja nie została zaprezentowana w monografii** jest ustalenie możliwych obszarów zastosowań przekształtnika matrycowego. Dla osiągnięcia tego celu wykonałam badania symulacyjne pracy przekształtnika matrycowego w układzie ze zdwajaniem mocy biernej [20, 21] oraz przeanalizowałam zasady kompensacji równoległej i szeregowej w systemie elektroenergetycznym z wykorzystaniem układów energoelektronicznych innych niż przekształtnik matrycowy [9 - 11, 13, 14, 17].

W czasie moich badań po doktoracie skupiłam się na opracowaniu nowych strategii sterowania w zastosowaniu do przekształtnika matrycowego. Zaproponowane przeze mnie strategie sterowania eliminują w odbiorniku, zasilanym z przekształtnika matrycowego, napięcie wspólne, charakterystyczne dla napędów z przekształtnikami sterowanymi z zastosowaniem modulacji szerokości impulsów.

Przez strategię sterowania rozumiem ustalenie kolejności włączania łączników matrycy w okresie powtarzania sekwencji sterowania. Dowolne ustalenie kolejności sterowania łączników matrycy jest możliwe przy zastosowaniu sterowania metodą Venturiniego dzięki temu, że funkcje modulacji Venturiniego są zdefiniowane dla każdego łącznika osobno.

W rozdziale 2. monografii prezentuję analizę matematyczną pracy przekształtnika matrycowego sterowanego według opracowanych przeze mnie strategii. W opisie matematycznym stosuję przekształcenie napięć i prądów układu trójfazowego do postaci wektorów przestrzennych w prostokątnym układzie współrzędnych. W opracowanych strategiach sterowania, wybrana kolejność przełączania faz wyjściowych między fazami wejściowymi odpowiada jednoczesnemu wykorzystaniu do syntezy trójfazowego napięcia wyjściowego napięć wszystkich trzech faz wejściowych. Chwilowe napięcia wyjściowe są reprezentowane przestrzennym wektorem wirującym, który skokowo zmienia swe położenie na płaszczyźnie zespolonej przy zmianach konfiguracji w obwodzie mocy przekształtnika.

Zastosowanie analizy matematycznej, bazującej na przestrzennych wektorach wirujących, umożliwiło analityczne wykazanie zależności pomiędzy strategią sterowania a wartością wejściowego kąta przesunięcia fazowego składowej podstawowej prądu i napięcia, co pozwoliło na sformułowanie następujących wniosków:

- strategia sterowania, w której w każdej chwili do kolejnych faz wyjściowych dołączone są fazy wejściowe z napięciami tworzącymi układ kolejności zgodnej, chwilowe napięcia wyjściowe odpowiadają przestrzennym wektorom wirującym w kierunku matematycznie dodatnim (ang. *Counter Clockwise CCW*)
- zastosowanie sterowania, w którym wybierane do kształtowania napięć wyjściowych napięcia wejściowe tworzą wektory CCW powoduje, że składowa podstawowa prądu wejściowego w przekształtniku matrycowym opóźnia się za napięciem zasilającym układ o kąt  $\varphi_i$  równy kątowi fazowemu odbiornika  $\varphi_o$ ;
- strategia sterowania, w której w każdej chwili do kolejnych faz wyjściowych dołączone są fazy wejściowe z napięciami tworzącymi układ kolejności przeciwnej, chwilowe napięcia wyjściowe odpowiadają przestrzennym wektorom wirującym w kierunku matematycznie ujemnym (ang. *Clockwise CW*);

- przy wyborze napięć tworzących wektory CW składowa podstawowa prądu wejściowego wyprzedza napięcie wejściowe o kąt odpowiadający, co do wartości liczbowej, kątowi fazowemu odbiornika ( $\varphi_i = -\varphi_o$ );
- możliwość regulacji wejściowego przesunięcia fazowego między prądem i napięciem jest uzyskiwana przy zastosowaniu, w oddzielnych przedziałach okresu powtarzania sekwencji sterowania, obydwu klas wirujących przestrzennych wektorów napięć, czyli CCW i CW.

Zastosowanie ustalonych przeze mnie strategii sterowania pozwala na całkowitą eliminację napięcia wspólnego w klasycznym układzie bezpośredniego przekształtnika matrycowego, a także w jego zmodyfikowanych topologiach jak wielopoziomowy przekształtnik matrycowy z kondensatorami poziomującymi [15, 19] czy przekształtnik matrycowy podwójny [3 - 6]. Pierwsze moje badania dotyczące eliminacji w przekształtniku matrycowym napięcia wspólnego zostały opublikowane w 2005 roku w artykułach [26] i [23]. Artykuł [26] przedstawiłam na konferencji Compatibility in Power Electronics CPE2005 w Gdańsku. Został on zauważony i zacytowany w kilku artykułach profesora N. Mohana z University of Minnesota, między innymi w opisie patentowym [Moh12]. Napięcie wspólne jest charakterystyczne dla wszystkich przekształtników sterowanych z zastosowaniem modulacji szerokości impulsów i pojawia się wtedy, gdy suma chwilowych napięć kształtowanych w procesie modulacji szerokości impulsów w trzech fazach wyjściowych przekształtnika nie jest równa zero. Napięcie wspólne jest różnicą potencjałów pomiędzy punktem gwiazdowym uzwojeń silnika, zasilanego przez przekształtnik, a ziemią, co powoduje przepływ składowej zerowej prądu przez pojemności pasożytnicze. Opracowane przeze mnie strategie sterowania polegają na ustaleniu takiej kolejności przełączania łączników przekształtnika, przy której w każdym przedziale okresu próbkowania każda z faz wyjściowych jest połączona z inną fazą zasilającą. Przy założeniu symetrii napięć zasilających skutkuje to zerową wartością napięcia wspólnego.

Należy zauważyć, że wcześniejsze badania nad eliminacją napięcia wspólnego prezentowane przez innych autorów [Ort10] dotyczyły modyfikacji metody wektorowej, opartej na wykorzystaniu takich konfiguracji przekształtnika, które odpowiadają przestrzennym wektorom aktywnym i wektorom zerowym chwilowych napięć zasilających, czyli połączeniu trzech faz wyjściowych z dwiema lub tylko z jedną z faz źródła zasilającego układ. Prezentowane przez tych autorów modyfikacje metody wektorowej pozwalają na ograniczenie wartości maksymalnych w chwilowym przebiegu napięcia wspólnego ale nie prowadzą do całkowitej eliminacji tego napięcia.

Stosowanie modulacji szerokości impulsów w przekształtniku matrycowym skutkuje tym, że zarówno prąd zasilający jak i napięcie wyjściowe oraz napięcie wspólne oprócz składowych podstawowych zawiera składowe wysokiej częstotliwości. Dla realizacji celu, jakim jest przeprowadzenie analizy możliwości zmniejszenia udziału składowych wysokoczęstotliwościowych w przebiegach napięć i prądów w przekształtniku matrycowym, uważałam za konieczne określenie widma tych składowych. Z uwagi na to, że przebiegi napięć i prądów w przekształtniku matrycowym są funkcją trzech częstotliwości: częstotliwości napięć wejściowych, częstotliwości zadanych napięć wyjściowych oraz częstotliwości powtarzania sekwencji sterowania w procesie modulacji, należy tu mówić o spektrum składowych analizowanych przebiegów a nie o harmonicznych w rozumieniu ich podstawowej definicji.

Biorąc pod uwagę, że w przekształtniku matrycowym mamy do czynienia z przebiegami zależnymi od trzech częstotliwości, analizę zawartości składowych odkształcających te przebiegi przeprowadziłam z zastosowaniem podwójnego szeregu Fouriera. Obliczenie współczynników podwójnego szeregu Fouriera zostało wykonane dla funkcji stanu łączników, które to funkcje zależą od dwóch częstotliwości: częstotliwości funkcji modulujących i częstotliwości powtarzania sekwencji sterowania łączników. Przemnożenie otrzymanych zależności przez funkcje określające przebiegi napięć wejściowych wybieranych do kształtowania napięć wyjściowych pozwoliło na wyznaczenie spektrum składowych napięć wyjściowych. Odpowiednio, spektrum składowych prądów wejściowych i spektrum składowych prądów łączników zostało wyznaczone przez zastosowanie funkcji określających przebiegi prądów faz wyjściowych. W porównaniu z wcześniej opublikowaną literaturą, na przykład [Bov75], w której można znaleźć analizę przebiegów będących funkcją dwóch częstotliwości, jest to znaczne rozszerzenie zastosowania analizy Fouriera do opisu przebiegów odkształconych.

Analiza Fouriera została przeprowadzona dla sterowania z zastosowaniem funkcji modulujących Venturiniego i strategii sterowania zdefiniowanych w rozdziale 2. monografii, czyli dla trzech przypadków:

- dla sterowania z zastosowaniem wektorów wirujących CCW, w którym funkcje modulujące  $m_{ij}^-$  zależą od różnicy częstotliwości napięć syntezy na wyjściu i częstotliwości napięć wejściowych i tworzą macierz  $M_A^-$ ;
- dla wektorów wirujących CW, dla których macierz funkcji modulujących  $m_{ij}^+$  zapisana jako  $M_A^+$  zawiera funkcje zależne od sumy częstotliwości napięć syntezy na wyjściu i częstotliwości napięć wejściowych;
- dla sterowania z zastosowaniem sumy funkcji modulujących  $\alpha_1 M_A^+ + \alpha_2 M_A^-$ , w której wartości współczynników  $\alpha_1$  i  $\alpha_2$  decydują o przesunięciu fazowym prądu i napięcia na wejściu przekształtnika.

Przeprowadzona analiza Fouriera jest ważna z dwóch powodów. Pozwala na określenie zawartości składowych odkształcenia prądu generowanego w procesie modulacji szerokości impulsów w fazach wejściowych przekształtnika matrycowego oraz pozwala na określenie składowych prądu płynącego przez dwukierunkowe łączniki.

Wyznaczone w rozdziale 3. monografii oraz w pracy [38] zależności (1) i (2), przedstawiające spektrum składowych prądu zasilającego przekształtnik matrycowy, upoważniają do stwierdzenia, że prąd wejściowy przekształtnika zawiera składową podstawową o amplitudzie proporcjonalnej do współczynnika napięciowego  $k_U$  oraz składowe interharmoniczne wysokiej częstotliwości. Częstotliwości składowych interharmonicznych odkształcających przebieg prądu wejściowego zależą od częstotliwości przełączania  $f_s$ , częstotliwości wyjściowej  $f_o$  i częstotliwości wejściowej  $f_i$ . Składowe te tworzą pasma boczne wokół wielokrotności częstotliwości przełączania  $f_s$ .

$$\begin{aligned}
i_{a(M_A^-)} &= I_{om} k_U \cos(\omega_i t - \varphi_o) + \\
&+ I_{om} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{\sqrt{3}}{m\pi} \sin m\omega_s t \sin\left(\omega_i t - \varphi_o + \frac{\pi}{3}\right) + \\
&+ I_{om} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{\sqrt{3}}{m\pi} J_0(mQ) \left[ \sin\left(m\omega_s t - m\frac{2\pi}{3}\right) \sin\left(\omega_o t - \varphi_o - \frac{\pi}{3}\right) - \sin\left(m\omega_s t - m\frac{4\pi}{3}\right) \cos(\omega_o t - \varphi_o) \right] + \\
&+ I_{om} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=\pm 1}^{\infty} \frac{\sqrt{3}}{m\pi} J_n(mQ) \left\{ \begin{aligned} &\sin\left(m\omega_s t + n(\omega_o - \omega_i)t - m\frac{2\pi}{3} - n\frac{\pi}{2}\right) \sin\left(\omega_o t - \varphi_o - \frac{\pi}{3}\right) - \\ &-\sin\left(m\omega_s t + n(\omega_o - \omega_i)t - m\frac{4\pi}{3} - n\frac{\pi}{3} - n\frac{\pi}{2}\right) \sin(\omega_o t - \varphi_o) \end{aligned} \right\}
\end{aligned} \tag{1}$$

$$\begin{aligned}
i_{a(M_A^+)} &= I_{om} k_U \cos(\omega_i t + \varphi_o) + \\
&+ I_{om} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{\sqrt{3}}{m\pi} \sin m\omega_s t \sin\left(\omega_i t - \varphi_o + \frac{\pi}{3}\right) + \\
&+ I_{om} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{\sqrt{3}}{m\pi} J_0(mQ) \left[ \sin\left(m\omega_s t - m\frac{2\pi}{3}\right) \sin\left(\omega_o t - \varphi_o - \frac{\pi}{3}\right) - \sin\left(m\omega_s t - m\frac{4\pi}{3}\right) \cos(\omega_o t - \varphi_o) \right] + \\
&+ I_{om} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=\pm 1}^{\infty} \frac{\sqrt{3}}{m\pi} J_n(mQ) \left\{ \begin{aligned} &\sin\left(m\omega_s t + n(\omega_o + \omega_i)t - m\frac{2\pi}{3} - n\frac{\pi}{2}\right) \sin\left(\omega_o t - \varphi_o - \frac{\pi}{3}\right) - \\ &-\sin\left(m\omega_s t + n(\omega_o + \omega_i)t - m\frac{4\pi}{3} - n\frac{\pi}{3} - n\frac{\pi}{2}\right) \sin(\omega_o t - \varphi_o) \end{aligned} \right\}
\end{aligned} \tag{2}$$

gdzie:  $Q = \frac{4\pi}{3} k_U$ ;  $\omega_m = (\omega_o \pm \omega_i)$   $\omega_s = 2\pi f_s$   $\omega_o = 2\pi f_o$   $\omega_i = 2\pi f_i$

Składowa podstawowa prądu wejściowego dla sterowania z zastosowaniem funkcji modulujących  $M_A^-$  (1), czyli dla sterowania z zastosowaniem wektorów wirujących CCW, jest opóźniona za napięciem wejściowym o kąt  $\varphi_i$ , odpowiadający kątowi fazowemu odbiornika  $\varphi_o$ . Gdy do kształtowania napięć wyjściowych wybierane są wektory wirujące CW, a funkcje modulacji są zapisane w postaci macierzy  $M_A^+$  (2), składowa podstawowa prądu wejściowego wyprzedza napięcie wejściowe o kąt  $\varphi_i$ , odpowiadający co do wartości kątowi fazowemu odbiornika  $\varphi_o$ . Wnioski odnoszące się do składowych podstawowych prądów faz wejściowych pokrywają się z wynikami uzyskanymi z analizy przeprowadzonej w rozdziale 2. monografii.

Spektrum składowych prądu jednego łącznika (rozdział 3. monografii) wyraża się zależnością (3) lub (4), w zależności od charakteru zadanego przesunięcia fazowego prądu i napięcia na wejściu przekształtnika, czyli zawiera składowe niskoczęstotliwościowe oraz składowe nieodłącznie związane z modulacją szerokości impulsów, czyli takie, których częstotliwości tworzą pasma boczne wokół wielokrotności częstotliwości nośnej  $f_s$ .

$$\begin{aligned}
i_{S_{\text{dot}(M_A^-)}} &= \frac{1}{3} I_{om} \cos(\omega_o t - \varphi_o) + \\
&+ \frac{1}{3} k_U I_{om} [\cos(\omega_i t - \varphi_o) + \cos((2\omega_o - \omega_i)t - \varphi_o)] + \\
&+ I_{om} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m\pi} \left[ -J_0(mQ) \sin\left(m\omega_s t - m\frac{2\pi}{3}\right) + \sin m\omega_s t \right] \cos(\omega_o t - \varphi_o) + \\
&- I_{om} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=\pm 1}^{\infty} \frac{1}{m\pi} J_n(mQ) \sin\left[m\omega_s t + n(\omega_o - \omega_i)t - m\frac{2\pi}{3} - n\frac{\pi}{2}\right] \cos(\omega_o t - \varphi_o)
\end{aligned} \tag{3}$$

$$\begin{aligned}
i_{S_{\text{dot}(M_A^+)}} &= \frac{1}{3} I_{om} \cos(\omega_o t - \varphi_o) + \\
&+ \frac{1}{3} k_U I_{om} [\cos(\omega_i t + \varphi_o) + \cos((2\omega_o + \omega_i)t - \varphi_o)] + \\
&+ I_{om} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{m\pi} \left[ -J_0(mQ) \sin\left(m\omega_s t - m\frac{2\pi}{3}\right) + \sin m\omega_s t \right] \cos(\omega_o t - \varphi_o) + \\
&- I_{om} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=\pm 1}^{\infty} \frac{1}{m\pi} J_n(mQ) \sin\left[m\omega_s t + n(\omega_o + \omega_i)t - m\frac{2\pi}{3} - n\frac{\pi}{2}\right] \cos(\omega_o t - \varphi_o)
\end{aligned} \tag{4}$$

$$\text{gdzie } Q = \frac{4\pi}{3} k_U, \quad k_U = \frac{U_i}{U_o}$$

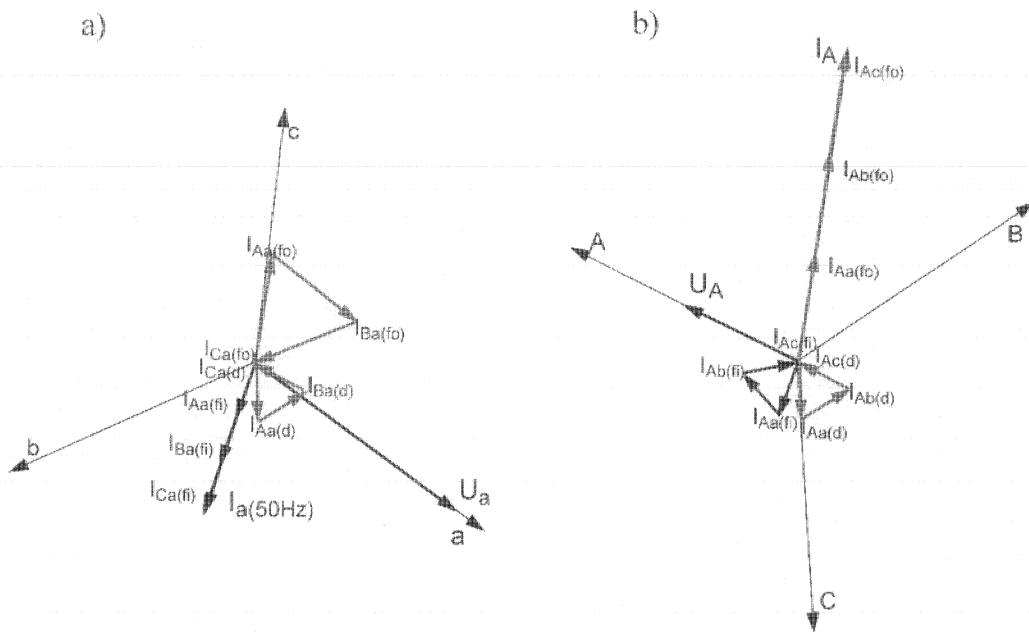
Składowe niskoczęstotliwościowe to składowe o częstotliwości wyjściowej  $f_o$ , częstotliwości wejściowej  $f_i$  oraz o częstotliwości zależnej od sumy lub różnicy częstotliwości wejściowej i podwójnej częstotliwości wyjściowej. Przy sterowaniu z zastosowaniem funkcji modulujących  $M_A^-$  (3), czyli z zadaniem prądu wejściowym opóźniającym się za napięciem, występuje składowa o częstotliwości równej różnicy podwójnej częstotliwości wyjściowej i częstotliwości wejściowej. Gdy sterowanie realizuje formowanie na wejściu przebiegu prądu wyprzedzającego napięcie wejściowe (4), w prądzie łączników występuje składowa o częstotliwości równej sumie podwójnej częstotliwości wyjściowej i częstotliwości wejściowej. Obliczone składowe niskoczęstotliwościowe w prądzie łączników są składowymi koniecznymi. Ich istnienie wynika z konieczności zrównoważenia mocy chwilowej wyznaczanej na zacisku każdej z faz wyjściowych z osobna z mocą chwilową obliczoną dla trzech gałęzi z łącznikami, przez które płynie prąd z faz wejściowych. Zostało to szerzej przedyskutowane w monografii.

Wyznaczenie składowych prądu łączników posłużyło w moich analizach do zidentyfikowania źródła powstawania składowych odkształcenia prądu wejściowego i wyjściowego w przypadku zaistnienia niesymetrii w przekształtniku matrycowym. Wyniki analizy przeprowadzonej dla trzech faz wyjściowych i trzech faz wejściowych nasuwają następujące wnioski odnoszące się do zawartości składowych niskoczęstotliwościowych w prądach poszczególnych gałęzi przekształtnika matrycowego:

- w warunkach symetrii zasilania i sterowania, prąd jednej fazy zasilającej przekształtnik matrycowy jest sumą składowych prądu o częstotliwości  $f_i$  trzech łączników zasilanych z tej fazy (rys. 2a), a składowe niskoczęstotliwościowe prądu tych łączników o częstotliwości  $f_o$  i częstotliwości  $f_i \pm 2f_o$  tworzą symetryczny układ kolejności zgodnej lub przeciwnej i ich suma wynosi zero;



- w przypadku symetrii zasilania i sterowania, dla trzech łączników dołączonych do jednej z faz wyjściowych, składowe niskoczęstotliwościowe o częstotliwościach  $f_i$  i  $f_i \pm 2f_o$  tworzą symetryczny trójfazowy układ kolejności zgodnej lub przeciwnej, nie powodując odkształcenia prądu wyjściowego, który jest sumą składowych harmonicznych prądu o częstotliwości  $f_o$  trzech łączników zasilających tę fazę (rys. 2b);
- składowe prądu o częstotliwości  $f_i \pm 2f_o$  pojawiają się natomiast w przebiegach prądów wyjściowych i wejściowych w przypadku wystąpienia niesymetrii zasilania lub niesymetrii w odbiorniku przekształtnika matrycowego.



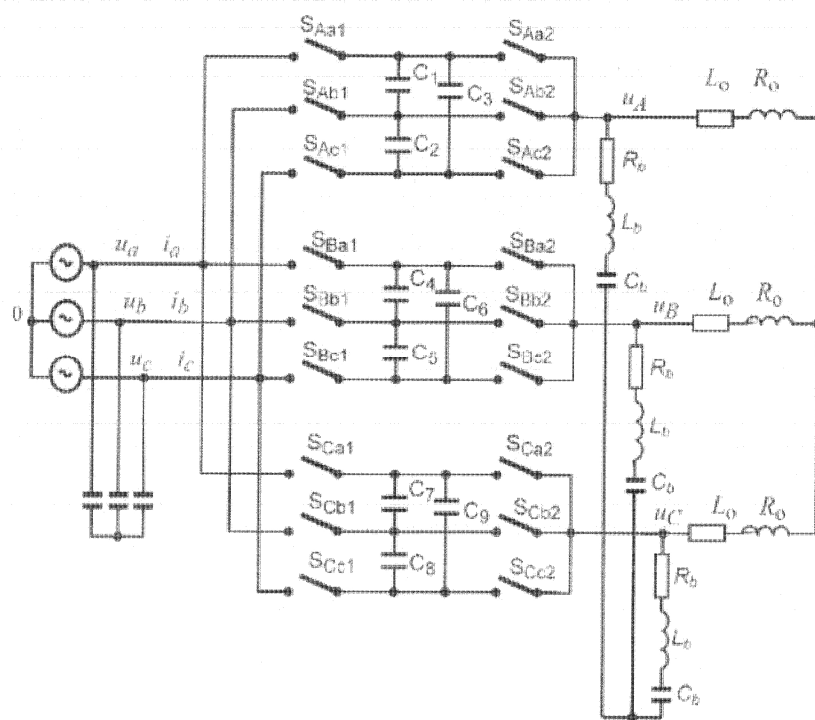
Rys.2. Sumowanie składowych prądu łączników: a) w fazie zasilającej a; b) w fazie wyjściowej A [29]

Ważnym wnioskiem, jaki formułuję na podstawie analizy zawartości składowych niskoczęstotliwościowych w prądach łączników, jest potwierdzenie tezy, że bezpośredni przekształtnik matrycowy ustanawia rozdzielne obwody dla składowych biernych prądu faz wejściowych i dla składowych biernych prądów faz wyjściowych. Składowe bierne prądów faz wejściowych nie występują w prądach faz wyjściowych, ale zamykają się przez odpowiednie łączniki matrycy półprzewodnikowej. Podobnie składowe bierne prądów faz wyjściowych zamykają się w obwodach utworzonych przez łączniki i fazy wyjściowe. Tłumaczy to możliwość uzyskiwania na wejściu przekształtnika matrycowego przesunięcia fazowego, w którym prąd wyprzedza lub opóźnia się za napięciem, niezależnie od tego, że odbiornik na wyjściu przekształtnika ma charakter indukcyjny.

Badania dotyczące składowych harmonicznych prądu zasilającego przekształtnik matrycowy są ważne ze względu na konieczność ograniczania negatywnego wpływu pracy urządzeń energoelektronicznych na źródło zasilające. W przypadku układów energoelektronicznych, sterowanych z zastosowaniem modulacji szerokości impulsów, jednym ze sposobów na zmniejszenie odkształcenia syntezowanych przebiegów składowymi wysokoczęstotliwościowymi jest zwiększanie częstotliwości

przełączania elementów półprzewodnikowych w obwodzie mocy. Zwiększenie częstotliwości przełączania tranzystorów skutkuje zwiększeniem strat łączeniowych. Dla uniknięcia tego problemu są stosowane wielopoziomowe topologie układów przekształtnikowych, których zastosowanie powoduje eliminację określonych grup składowych wysokoczęstotliwościowych.

Zmniejszenie udziału składowych wysokoczęstotliwościowych w przebiegach wejściowych i wyjściowych w przekształtniku matrycowym przebadalam na przykładzie wielopoziomowego przekształtnika matrycowego z kondensatorami poziomującymi, którego koncepcja została opracowana w 2005 roku przez autorów [Shi05]. Aby przyspieszyć proces przeładowywania się kondensatorów i zapewnić w każdym cyklu przełączania łączników samoczynne utrzymywanie wymaganych napięć na kondensatorach, zaprojektowałam w badanym układzie dodatkowe gałęzie rezonansowe (rys. 3.), składające się z szeregowo połączonej rezystancji  $R_b$ , indukcyjności  $L_b$  i pojemności  $C_b$ . Parametry dodatkowych obwodów balansujących zostały dobrane tak, by częstotliwość rezonansowa obwodu była równa częstotliwości przełączania łączników.



Rys. 3. Schemat wielopoziomowego przekształtnika matrycowego

Pierwsze wyniki badań wielopoziomowego przekształtnika matrycowego opublikowałam w Przeglądzie Elektrotechnicznym [19] oraz na międzynarodowych konferencjach: *EPE-PEMC 2008* w Poznaniu [15] i *The 35th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society IECON'09* w Porto [12]. W sterowaniu łącznikami wielopoziomowego przekształtnika matrycowego zastosowałam trzy opracowane przeze mnie metody sterowania, które eliminują napięcie wspólne. Są to metody z wykorzystaniem przestrzennych wektorów wirujących CCW lub CW oraz metoda pozwalająca na regulację wejściowego przesunięcia fazowego, czyli z wykorzystaniem obydwu wymienionych grup wirujących wektorów przestrzennych napięć.

Wykonane dla potrzeb monografii badania symulacyjne (rozdział 5. monografii) pozwoliły mi na stwierdzenie, że w wielopoziomowym przekształtniku matrycowym sterowanym z zastosowaniem opracowanych metod sterowania zostały w dużym stopniu spełnione wymagania stawiane przed strukturą wielopoziomową przekształtnika, a mianowicie:

- napięcia wyjściowe są generowane z udziałem większej liczby poziomów napięcia niż to ma miejsce w przekształtniku klasycznym;
- odkształcenie napięć wyjściowych składowymi o wysokiej częstotliwości jest mniejsze niż w układzie klasycznym przekształtnika matrycowego, dzięki znacznemu zmniejszeniu amplitud składowych wysokoczęstotliwościowych związanych z nieparzystymi wielokrotnościami częstotliwości powtarzania sekwencji przełączania;
- napięcie wspólne zostało całkowicie wyeliminowane przez zastosowanie sterowania z wykorzystaniem funkcji modulujących  $m_{ij}^+$  czyli wektorów napięć CW lub  $m_{ij}^-$  (wektory CCW);
- wartość szczytowa napięć na łącznikach układu wielopoziomowego zmniejszyła się w porównaniu z napięciem na łącznikach w przekształtniku klasycznym.

Realizacja wymagania, jakim jest zmniejszenie o połowę maksymalnego napięcia na łącznikach przekształtnika, jest w badanym układzie uzależniona od możliwości takiego przeładowywania kondensatorów poziomujących, aby w każdym cyklu przełączania było na nich utrzymywane napięcie równe połowie odpowiedniego przewodowego napięcia zasilającego układ. Na podstawie wyników wykonanych symulacji stwierdziłam, że przebiegi napięć na kondensatorach, przy ustalonych parametrach  $R_b$   $L_b$   $C_b$ , są funkcją nie tylko częstotliwości zasilania, ale także funkcją zadanej częstotliwości wyjściowej oraz zależą od założonego w sterowaniu przesunięcia fazowego prądu i napięcia na wejściu przekształtnika. Najlepsze efekty uzyskałam przy częstotliwości wyjściowej równej częstotliwości zasilania i prądzie wejściowym którego składowa podstawowa opóźnia się za napięciem zasilania, chociaż i dla tego przypadku w napięciach na kondensatorach poziomujących oprócz składowych wysokoczęstotliwościowych występują niewielkie składowe o częstotliwości napięć zasilających układ.

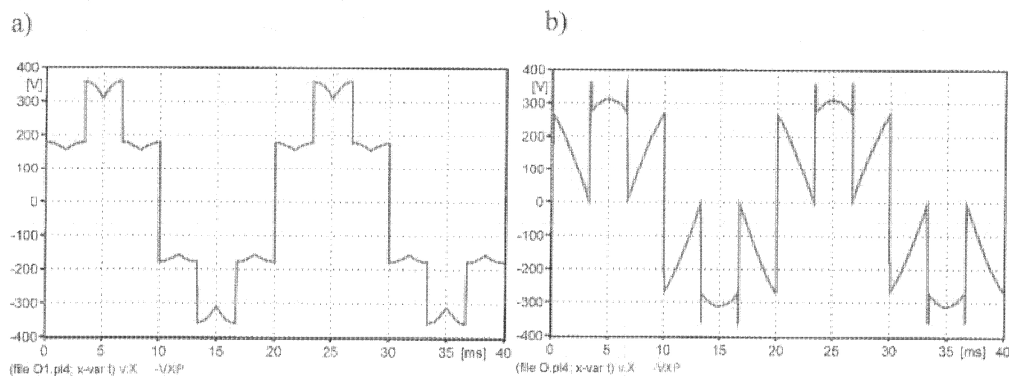
Ważnym spostrzeżeniem jest także to, że gdy badany wielopoziomowy przekształtnik matrycowy pracuje przy częstotliwości wyjściowej różnej od częstotliwości zasilania, to napięcia na kondensatorach poziomujących oprócz składowych wysokoczęstotliwościowych zawierają składowe o następujących częstotliwościach:  $f_i$ ,  $f_o$ , oraz  $f_i + 2f_o$  gdy  $\varphi_i = -\varphi_o$  i  $f_i - 2f_o$  gdy  $\varphi_i = \varphi_o$  oraz  $f_i \pm 2f_o$  gdy  $\varphi_i = 0$ . Są to składowe o częstotliwościach odpowiadających częstotliwościom składowych, które występują w prądach łączników. Te z kolei, zgodnie z analizą przeprowadzoną w rozdziale trzecim monografii i artykule [12], wynikają z konieczności zrównoważenia mocy chwilowej każdej z faz odbiornika mocą przekazywaną z trzech faz zasilających. Odkształcenie napięć kondensatorów poziomujących składowymi niskich częstotliwości powoduje, że wartości szczytowe napięć na dwóch łącznikach pomiędzy jedną z faz wejściowych a jedną z faz wyjściowych nie są sobie równe i w niektórych przypadkach znacznie odbiegają od wartości równej połowie amplitudy międzyfazowego napięcia zasilającego przekształtnik. Oznacza to, że zmniejszenie o połowę klasy napięciowej tranzystorów mocy, tworzących dwukierunkowe łączniki, jest możliwe tylko w szczególnych przypadkach, mianowicie wtedy gdy

częstotliwość wyjściowa jest równa częstotliwości zasilania i przekształtnik syntezuje na wejściu przebieg prądu, którego składowa podstawowa jest opóźniona za napięciem.

Na podstawie analizy sformułowałam wniosek, że układ wielopoziomowego przekształtnika matrycowego z kondensatorami poziomującymi może znaleźć zastosowanie w układach realizujących kompensację równoległą bądź szeregową w systemie elektroenergetycznym, gdzie częstotliwość wejściowa i wyjściowa są sobie równe.

Kolejna grupa zagadnień, którym poświęciłam swoją uwagę planując badania naukowe wiąże się z dążeniem do znalezienia możliwości zwiększenia współczynnika napięciowego w przekształtniku matrycowym. Jako oczywisty sposób na zwiększenie amplitudy kształtowanego napięcia wyjściowego wzięłam pod uwagę pracę przekształtnika matrycowego w trybie nadmodulacji. Artykuł [27], przedstawiony na międzynarodowej konferencji *PELINCEC* w 2005 roku w Warszawie, prezentuje wyniki badań symulacyjnych i pomiarowych pracy przekształtnika matrycowego w trybie nadmodulacji. Jednym z wniosków z przeprowadzonych wstępnych badań symulacyjnych jest ustalenie zależności maksymalnej wartości amplitudy napięcia wyjściowego przekształtnika matrycowego od zastosowanej metody modulacji szerokości impulsów, a mianowicie:

- w metodach sterowania, w których do kształtowania napięć wyjściowych są wykorzystywane napięcia wejściowe wybierane w taki sposób, że odpowiadają wirującym wektorom przestrzennym, przebieg napięcia wyjściowego w trybie pracy w nadmodulacji jest analogiczny, jak przebieg napięcia wyjściowego w bezpośrednim przemienniku częstotliwości (ang. *direct frequency changer type*) (rys. 4b);
- nadmodulacja z napięciami wyjściowymi „*direct frequency changer type*” pozwala na uzyskanie wartości współczynnika napięciowego na poziomie 0,827;
- gdy do syntezy napięć wyjściowych w poszczególnych przedziałach okresu powtarzania sekwencji sterowania są wybierane napięcia wejściowe odpowiadające przestrzennym wektorom aktywnym i zerowym, to przebiegi napięć wyjściowych odpowiadających nadmodulacji są określone w mojej pracy jako typ falownikowy napięcia (ang. *inverter type*) (rys. 4a);
- nadmodulacja z napięciami wyjściowymi „*inverter type*” pozwala na osiągnięcie współczynnika napięciowego na poziomie 1,05.



Rys. 4. Przebiegi wyjściowych napięć fazowych przy sterowaniu w trybie nadmodulacji: a) „*inverter type*”; b) „*direct frequency changer type*”

Kierując się wnioskami uzyskanymi we wstępnej analizie symulacyjnej, do dalszych badań nad zagadnieniem nadmodulacji, prezentowanych w rozdziale 4. monografii, wybrałam dwie metody sterowania, których zastosowanie zapewnia syntezywanie napięcia „*inverter type*”. Są to: metoda pośrednia i metoda skalarna. W metodzie pośredniej zastosowałam sterowanie w trybie nadmodulacji, w wirtualnie wydzielonej części VSI (ang. *Voltage Sourced Inverter*) przekształtnika matrycowego, podczas gdy wirtualnie wydzielona część prostownikowa jest sterowana bez zastosowania modulacji szerokości impulsów.

Wykorzystanie metody skalarnej do sterowania bezpośredniego przekształtnika matrycowego pracującego w trybie nadmodulacji wymagało opracowania zmian w algorytmie wyznaczania przedziałów przewodzenia łączników, co jest moim wkładem w badanie tego zagadnienia. Dla metody skalarnej analizowanej dla dwóch strategii sterowania wykonałam zarówno badania symulacyjne jak i pomiarowe.

Wyniki badań potwierdziły możliwość zwiększenia współczynnika napięciowego do wartości 1,05, zarówno w metodzie pośredniej jak i w metodzie skalarnej. Należy jednak zaznaczyć, co zostało sprawdzone symulacyjnie i pomiarowo, że zastosowanie nadmodulacji w sterowaniu przekształtnikiem matrycowym jest powodem występowania, zarówno w prądzie wejściowym jak i w napięciu wyjściowym, składowych interharmonicznych, których częstotliwości zależą od częstotliwości napięć zasilających i częstotliwości wyjściowej.

Następne badania mające na celu zwiększenie amplitudy składowej podstawowej kształtowanego napięcia na odbiorniku przekształtnika matrycowego są przedstawione w rozdziale 6. monografii, w którym jest zawarta analiza sterowania podwójnego przekształtnika matrycowego. Podwójny przekształtnik matrycowy, nazwany mylnie w mojej publikacji [6] jako dwumodułowy, stanowią dwa klasyczne przekształtniki matrycowe zasilające dwustronnie trójfazowy odbiornik z otwartymi zaciskami. Zasilanie dwustronne odbiornika za pomocą dwóch analogicznych przekształtników pozwala na zwiększenie amplitudy składowej podstawowej kształtowanego napięcia na odbiorniku do wartości równej napięciu zasilania, co odpowiada współczynnikowi napięciowemu równemu jedności, lub na syntezywanie na odbiorniku napięcia o amplitudzie składowej podstawowej 1,5 razy większej niż amplituda napięcia zasilającego.

W artykułach [3, 5, 6] i w podrozdziale 6.2 monografii prezentuję autorską metodę sterowania, która pozwala na zwiększenie amplitudy napięcia wyjściowego do wartości równej amplitudzie napięcia zasilającego przekształtnik matrycowy. W tej metodzie przyjąłam założenie, że uśrednione za okres próbkowania napięcie na odbiorniku z otwartymi zaciskami powstaje jako różnica uśrednionych napięć wyjściowych poszczególnych przekształtników matrycowych. Sygnały sterujące łącznikami poszczególnych przekształtników matrycowych wyznaczone są przy założeniu, że przebiegiem zadany jest napięcie na zaciskach wyjściowych każdego z przekształtników. Wartość współczynnika napięciowego każdego z przekształtników z osobna może być zmieniana w zakresie od -0,5 do 0,5, co powoduje, że amplituda napięcia na odbiorniku jest równa amplitudzie napięcia zasilającego układ. Jest jednocześnie możliwa regulacja tej amplitudy od zera do wartości maksymalnej.

W proponowanym przeze mnie sposobie sterowania, w każdym z przekształtników składowych, są wykorzystane tylko takie konfiguracje przełączeń, które odpowiadają wirującym wektorom

przestrzennym chwilowych napięć zasilających. W obydwu przekształtnikach matrycowych uśredniony wektor przestrzenny napięć wyjściowych jest kształtowany z wykorzystaniem wirujących w kierunku dodatnim przestrzennych wektorów napięć zasilających (sterowanie CCW\_CCW) albo w obydwu układach użyte są wektory wirujące w kierunku ujemnym (sterowanie CW\_CW). Oznacza to, że na wejściu prąd opóźnia się za napięciem w sterowaniu CCW\_CCW i wyprzedza napięcie w sterowaniu CW\_CW. W obydwu przypadkach jest jednocześnie realizowana całkowita eliminacja napięcia wspólnego.

Dalsze zwiększenie amplitudy składowej podstawowej napięcia na odbiorniku do wartości półtora razy większej od amplitudy napięcia zasilającego, zostało przeze mnie przeanalizowane na przykładzie metody sterowania opracowanej przez autorów reprezentujących szkołę profesora N. Mohana z University of Minnesota [Gup09]. Przy wyznaczaniu przedziałów przewodzenia łączników w poszczególnych przekształtnikach, jako przebieg zadany brane jest pod uwagę napięcie na odbiorniku a nie napięcie na zaciskach wyjściowych poszczególnych przekształtników, jak w metodzie sterowania zaproponowanej przeze mnie. Syntezowany uśredniony wektor napięć powstaje jako kombinacja wirujących wektorów przestrzennych reprezentujących chwilowe napięcia na odbiorniku. W moich badaniach dotyczących metody sterowania Mohana, opublikowanych w pracach [6, 4] i w podrozdziale 6.3 monografii, są rozpatrywane dwa przypadki sterowania: z wektorami wirującymi w kierunku dodatnim (sterowanie CCW) i ujemnym (sterowanie CW).

Moje badania dotyczące omawianej metody sterowania polegały na:

- wykonaniu analizy matematycznej i wyprowadzeniu zależności matematycznych, określających sposób wyznaczania przedziałów przewodzenia łączników dla obydwu przypadków sterowania;
- przygotowaniu modelu i wykonaniu badań symulacyjnych;
- przygotowaniu algorytmu sterowania, na podstawie którego został napisany program zastosowany na laboratoryjnym stanowisku badawczym;
- nadzorze merytorycznym nad wdrożeniem sterowania na stanowisku laboratoryjnym;
- opracowaniu metodyki pomiarów i opracowaniu wniosków.

Implementacja, we współpracy z inżynierami z Instytutu Elektrotechniki w Gdańsku, metod sterowania CW i CCW w postaci programu komputerowego sterującego podwójnym przekształtnikiem matrycowym oraz pomiary laboratoryjne wykonał dyplomant przygotowujący pod moją opieką pracę magisterską [Gar13].

Podobnie, jak w zaproponowanych przeze mnie metodach sterowania CCW\_CCW oraz CW\_CW, w metodach CCW i CW jest kształtowany sinusoidalny prąd wejściowy opóźniony za napięciem (sterowanie CCW) bądź wyprzedzający napięcie wejściowe (sterowanie CW). Wejściowe przesunięcie fazowe jest zależne od kierunku wirowania wybranych wektorów przestrzennych chwilowych napięć na odbiorniku. Zarówno w sterowaniu CW jak i CCW jest kształtowane sinusoidalne napięcie na odbiorniku o amplitudzie 1,5 razy większej od amplitudy napięcia zasilającego. Sterowanie to eliminuje napięcie wspólne na wyjściach obydwu przekształtników matrycowych, wchodzących w skład układu podwójnego.

Dla sprawdzenia tezy mówiącej, że bezpośredni przekształtnik matrycowy może pełnić rolę przekształtnika uogólnionego, wykonałam badania prostownika matrycowego [1]. Wykorzystanie tylko

sześciu z dziewięciu łączników matrycy realizuje układ prostownika, który ze względu na to, że zawiera łączniki w pełni sterowane ma właściwości bezdyskusyjnie lepsze od klasycznego prostownika diodowego i może konkurować z klasycznym prostownikiem tranzystorowym.

W rozdziale 7. monografii prezentuję badania dla trzech metod sterowania prostownika matrycowego: metody wektorowej z zastosowaniem wektorów aktywnych, metody Venturinięgo i metody wykorzystującej modulację trapezową. Metoda sterowania z modulacją trapezową i metoda Venturinięgo w zastosowaniu do prostownika matrycowego nie była rozważana w dostępnej literaturze światowej.

Moje badania symulacyjne prostownika matrycowego sterowanego z zastosowaniem trapezowej modulacji siedmioimpulsowej nie dały zadowalających rezultatów. Natomiast autorska metoda z zastosowaniem funkcji Venturinięgo daje rezultaty najlepsze spośród prezentowanych metod. Prostownik matrycowy sterowany metodą wykorzystującą zmodyfikowane przeze mnie funkcje Venturinięgo pracuje jako układ dwukierunkowy z możliwością zmiany zarówno polaryzacji napięcia wyjściowego jak i kierunku prądu wyprostowanego. Jednocześnie prostownik matrycowy sterowany z wykorzystaniem zaproponowanej metody może być dla źródła zasilającego odbiornikiem o charakterze zarówno indukcyjnym jak i pojemnościowym z możliwością regulacji przesunięcia fazowego między prądem i napięciem zasilającym.

Opracowana przeze mnie baza naukowa w postaci modeli symulacyjnych oraz w postaci uniwersalnego stanowiska laboratoryjnego umożliwia realizację bogatego programu eksperymentalnych badań podstawowych i aplikacyjnych bezpośredniego przekształtnika matrycowego w różnych topologiach obwodu mocy i z zastosowaniem wielu metod sterowania wykorzystujących znane lub nowo opracowywane metody modulacji szerokości impulsów. Zainteresowanie moimi badaniami innych ośrodków, w tym zagranicznych, pozwala sądzić, że baza naukowa będzie intensywnie wykorzystywana. Niewielka dotychczas liczba cytowań publikacji jest związana z tym, że jestem jedną z niewielu osób w Kraju, która zajmuje się tematyką dotyczącą przekształtnika matrycowego.

**Za swój wkład do nauki w obszarze dyscypliny *elektrotechnika*, specjalności *energoelektronika* uważam:**

- zaproponowanie metody modulacji szerokości impulsów z zastosowaniem strategii sterowania, która całkowicie eliminuje napięcie wspólne;
- zastosowanie nowej strategii sterowania, eliminującej napięcie wspólne, zarówno w sterowaniu klasycznym przekształtnikiem matrycowym jak i wielopoziomowym przekształtnikiem matrycowym oraz układem podwójnym przekształtnika matrycowego,
- zastosowanie opisu matematycznego z wykorzystaniem przekształcenia napięć i prądów w układzie trójfazowo-trójfazowym do postaci wektora przestrzennego dla napięć i prądów w przekształtniku matrycowym sterowanym z zastosowaniem opracowanej strategii sterowania;
- analityczne wyznaczenie zależności określających udział składowych wysokoczęstotliwościowych w prądzie zasilającym przekształtnik matrycowy;

- wykonanie analizy zawartości składowych odkształcenia niskiej częstotliwości w prądach łączników przekształtnika matrycowego i ustalenie zależności między zadaniem w sterowaniu przesunięciem fazowym prądu i napięcia na wejściu a udziałem poszczególnych składowych w prądzie łączników;
- analityczne udowodnienie tezy, że bezpośredni przemiennik częstotliwości, jakim jest bezpośredni przekształtnik matrycowy, jest układem, który ustanawia oddzielne obwody dla składowych biernych prądu faz wejściowych i osobne obwody dla składowych biernych prądu faz wyjściowych, co tłumaczy możliwość sterowania przekształtnikiem z zadaniem wejściowym prądem opóźnionym bądź z prądem wyprzedzającym napięcie wejściowe, niezależnie od tego, że odbiornik przekształtnika ma charakter rezystancyjno-indukcyjny;
- opracowanie dla metody skalarnej algorytmu sterowania przekształtnikiem matrycowym pracującym w trybie nadmodulacji;
- usprawnienie procesu przeładowywania się kondensatorów w układzie wielopoziomowego przekształtnika matrycowego przez zastosowanie dodatkowych gałęzi balansujących;
- opracowanie trzech strategii sterowania wielopoziomowego przekształtnika matrycowego z kondensatorami poziomującymi, z których dwie pozwalają na zmniejszenie udziału składowych wysokoczęstotliwościowych w przebiegach napięć wyjściowych;
- opracowanie nowej metody sterowania podwójnym przekształtnikiem matrycowym, która pozwala na zwiększenie współczynnika napięciowego do jedności, przy jednoczesnej całkowitej eliminacji napięcia wspólnego;
- przebadanie metody sterowania podwójnym przekształtnikiem matrycowym ze współczynnikiem napięciowym równym 1,5;
- wykonanie projektu i nadzór naukowy nad realizacją uniwersalnego stanowiska laboratoryjnego do badania kilku układów przekształtnika matrycowego;
- opracowanie nowej metody sterowania prostownikiem matrycowym.

**Przeprowadzone badania analityczne symulacyjne i pomiarowe wymagały:**

- wykonania obliczeń analitycznych;
- przeanalizowania i dokonania wyboru właściwych metod modulacji szerokości impulsów;
- opracowania wielu strategii przełączania w okresie powtarzania sekwencji sterowania dwukierunkowych łączników matrycy;
- przygotowania modeli symulacyjnych obwodów mocy i układów sterowania;
- znalezienia algorytmu przełączania poszczególnych tranzystorów mocy w łącznikach dla zapewnienia poprawnej ich komutacji w układzie rzeczywistym przekształtnika matrycowego;
- kierowania projektem dotyczącym wykonania uniwersalnego stanowiska laboratoryjnego do badania przekształtnika matrycowego;
- wykonania badań pomiarowych.

Literatura dodatkowa:

- [Vent80] Venturini M., Alesina A.: *The Generalised Transformer: A New Bidirectional Sinusoidal Waveform Frequency Converter With Continuously Adjustable Input Power Factor*. IEEE Power Electronics Specialists Conf. (PESC) 1980, 242–252.
- [Ale81] Alesina A., Venturini M.: *Solid-State power conversion: a Fourier analysis approach to generalized transformer synthesis*. IEEE Trans. Circuits Syst., Vol. CAS-28, 319–330, Apr. 1981



- [Wo79] Wood P.: General Theory of Switching Power Converters. Power Electronics Specialists Conference, 1979 IEEE. IEEE, 1979. p. 3-10.
- [Moh12] Mohan N., and all: Open-ended control circuit for electrical apparatus. United States Patent 8169179, May 2012
- [Ort10] Ortega, C., et al. Reduction of the common mode voltage of a matrix converter fed direct torque control. IEICE Electronics Express, 2010, 7.14: 1044-1050.
- [Bov75] Boves S.R., Bird B.M.: Novel Approach to the Analysis of Modulation Processes in Power Converters. Proc. IEE, 1975, Vol.122, No.5
- [Shi05] Shi Y., Yang X., He Q., Wang Z.: Research on Novel Capacitor Clamped Multilevel Matrix Converter. IEEE Trans. On Power Electronics, Vol. 20, No. 5, September (2005)
- [Gar13] Garus G.: Analiza pracy dwumodułowego przekształtnika matrycowego ze sterowaniem wektorami wirującymi napięć. Praca magisterska. Politechnika Rzeszowska 2013.

## 5. Omówienie pozostałych osiągnięć naukowo-badawczych

### 5.1. Autorstwo lub współautorstwo monografii, publikacji w czasopismach międzynarodowych lub krajowych innych niż przedstawione w punkcie 4

#### Wykaz publikacji (po doktoracie)

1. **Rząsa J.:** Prostownik matrycowy sterowany według nowej metody modulacji szerokości impulsów. *Przegląd Elektrotechniczny* (2015), No. 04, 115–122. (IF 2015: 0,) (WoS - 0; Scopus - 0; GSch - 0; Punktacja MNiSW - 14)
2. Hniłka M., **Rząsa J.:** Analiza możliwości budowy instalacji przemysłowej do produkcji energii elektrycznej i ciepłej w oparciu o zgazowanie odpadów drzewnych. *Zeszyty Naukowe Politechniki Rzeszowskiej. Elektrotechnika* (2015): 99-112. (WoS - 0; Scopus - 0; GSch - 0; Punktacja MNiSW - 3)
3. **Rząsa J.:** Research on Dual Matrix Converter Feeding an Open-End-Winding Load Controlled with the Use of Rotating Space Vectors Part I. *The 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society IECON'13*, 10-13 November 2013, Vienna **DOI:** 10.1109/IECON.2013.6699931, **ISBN:** 978-147990224-8 (WoS - 6; Scopus - 7 ; GSch - 8; Punktacja MNiSW - 0)
4. **Rząsa J.,** Garus G.: Research on Dual Matrix Converter Feeding an Open-End-Winding Load Controlled with the Use of Rotating Space Vectors Part II. *The 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society IECON'13*, 10-13 November 2013, Vienna **DOI:** 10.1109/IECON.2013.6699932, **ISBN:** 978-147990224-8 (udział: 70%) (WoS - 5; Scopus - 5 ; GSch - 8; Punktacja MNiSW - 0)
5. **Rząsa J.,** Radwański Ł., Stawiarz K., Świąder A., Tomoń M.: Przekształtnik matrycowy z jednostkowym współczynnikiem napięciowym i zerowym napięciem *common mode*. *Przegląd Elektrotechniczny*, Rok 2013, Nr 06, 210 – 216 (IF 2013: 0,) **ISSN:** 00332097 (udział: 60%) (WoS - 0; Scopus - 0; GSch - 0; Punktacja MNiSW - 10)
6. **Rząsa J.:** Wektorowe sterowanie dwumodułowego przekształtnika matrycowego z zastosowaniem przestrzennych wektorów wirujących. *Przegląd Elektrotechniczny*, Rok 2013, Nr 07, 124 – 131 (IF 2013: 0,) **ISSN:** 00332097 (WoS - 0; Scopus - 0; GSch - 0; Punktacja MNiSW - 10)
7. **Rząsa J.,** Łowiec E., Dębowski L., Krahel A., Milak A., Rutkowski M.: Stanowisko laboratoryjne do badania przekształtnika matrycowego, *Przegląd Elektrotechniczny*, Rok 2012, Nr 12a, 88 – 94 (IF 2012: 0,)(udział: 50%) (WoS - 0; Scopus - 0; GSch - 0; Punktacja MNiSW - 15)
8. **Rząsa J.:** Low-frequency Components in the Switch Currents of Matrix Converter. 20st IEEE International Symposium on Industrial Electronics ISIE' 2011, 27 – 30 June 2011 Gdańsk. (WoS – 0; Scopus – 0; GSch – 8; Punktacja MNiSW – 0)
9. **Rząsa J.,** Wdowiarz M.: Tyristorowy regulator napięcia w systemie elektroenergetycznym – badania symulacyjne w programie PSIM, *Przegląd Elektrotechniczny*, Rok 2011, Nr 8, 102 – 107. (IF 2011: 0,242), (udział: 50%) (WoS -0; Scopus - 2; GSch - 1; Punktacja MNiSW - 13)

10. Plewako J., **Rzasa J.**: Modeling Power Electronics Subsystem of FACTS Devices in PSIM Software Environment. *Poznan University of Technology Academic Journals Electrical Engineering*, Rok 2010, Nr 61, pp 63-74. (udział: 50%) (WoS - 0; Scopus - 0; GSch - 0; Punktacja MNiSW - 6)
11. **Rzasa J.**, Rzepka Ł.: Badania symulacyjne szeregowego kompensatora statycznego SSSC w programie PSIM, *Przegląd Elektrotechniczny*, Rok 2010, Nr 1, 217 - 224. (IF 2010: 0,242), (udział: 50%) (WoS -1; Scopus - 1; GSch - 1; Punktacja MNiSW - 13)
12. **Rzasa J.**: Harmonic Distortion in the Switches Currents for the Classical and Capacitor-Clamped Multilevel Matrix Converters. *The 35th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society IECON'09*, 3-5 November 2009, Porto, DOI: 10.1109/IECON.2009.5414875 (WoS - 0; Scopus - 1; GSch - 3; Punktacja MNiSW - 0)
13. **Rzasa J.**: Badania symulacyjne zmiennie-impedancyjnych kompensatorów szeregowych, *Przegląd Elektrotechniczny*, Rok 2009, Nr 12, 216 - 223. (udział: 100%) (IF 2009: 0,196), (WoS - 2; Scopus - 1; GSch - 3; Punktacja MNiSW - 6)
14. Plewako J., **Rzasa J.**: Modelowanie energoelektronicznych podzespołów urządzeń FACTS w programie PSIM. *ZKWE2009*, 20-22 kwietnia 2009, Poznań.
15. **Rzasa J.**: Capacitor Clamped Multilevel Matrix Converter Controlled with Venturini Method, *EPE-PEMC 2008*, September 1 -3, Poznań. DOI: 10.1109/EPEPEMC.2008.4635291, ISBN: 978-142441742-1 (WoS - 2; Scopus - 5; GSch - 8; Punktacja MNiSW - 0)
16. **Rzasa J.**, Wyderka St.: Modelowanie elektroenergetycznych linii napowietrznych w ATP-EMTP. *Energetyka, Zeszyt tematyczny nr XII*, s. 121 -123.
17. Knott M., **Rzasa J.**: Przekształtniki energoelektroniczne w sterowaniu rozplywem energii elektrycznej. *Konferencja „Czysta Energia – Czyste Środowisko”*, Kraków, 22 października 2008.
18. **Rzasa J.**, Wyderka St.: Modelowanie przekształtnika matrycowego w programie ATP-EMTP. *Przegląd Elektrotechniczny*, Rok 2007, Nr 2, 57-64. (IF 2007: 0,) (udział: 90%)(WoS - 0; Scopus - 0; GSch - 0; Punktacja MNiSW - 6)
19. **Rzasa J.**: Wielopoziomowy przekształtnik matrycowy sterowany metodą Venturiniiego. *Przegląd Elektrotechniczny*, Rok 2007, Nr 2, 57–64. (IF 2007: 0,) (WoS - 0; Scopus - 2 ; GSch - 1; Punktacja MNiSW - 6)
20. **Rzasa J.**: Badania symulacyjne przekształtnika matrycowego pracującego w układzie ze zdwajaniem mocy biernej. *Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym SENE 2007*, 21-23 listopada 2007 Łódź.
21. **Rzasa J.**: Przekształtnik matrycowy jako generator mocy biernej w sieci elektroenergetycznej. *Zeszyty naukowe Politechniki Rzeszowskiej. Elektrotechnika*, z. 30, Nr 247, 2007, ss. 59-69. (udział: 100%) (WoS - 0; Scopus - 0; GSch - 0; Punktacja MNiSW - 2)
22. **Rzasa J.**, Wyderka St.: Matrix converter investigations with ATP-EMTP. European EMTP – ATP Meeting 2006 Dresden, 25. –27. September 2006. (WoS - 0; Scopus - 0; GSch - 0; Punktacja MNiSW - 3)
23. **Rzasa J.**: Wpływ strategii sterowania w klasycznej metodzie modulacji Venturiniiego na przebieg czasowy składowej wspólnej napięcia (*common mode voltage*) w przekształtniku matrycowym. *Przegląd Elektrotechniczny*, Rok 2006, Nr 1, 12-20 (IF 2006: 0,) (WoS - 0; Scopus - 0 ; GSch - 3; Punktacja MNiSW - 6)
24. **Rzasa J.**, Wyderka St.: Modelowanie elektroenergetycznych linii napowietrznych w ATP-EMTP. *Energetyka, Zeszyt tematyczny nr XII*, s. 121 -123.(udział: 10%) (WoS - 0; Scopus - 0; GSch - 0; Punktacja MNiSW - 6)
25. **Rzasa J.**: Analityczne określenie widmowa przebiegu napięć wyjściowych i prądów wejściowych w przekształtniku matrycowym sterowanym według klasycznej metody modulacji Venturiniiego. *Przegląd Elektrotechniczny*, Rok 2006, Nr 4, 25–28. (IF 2006: 0,) (udział: 100%)(WoS - 0; Scopus - 0; GSch - 0; Punktacja MNiSW - 6)
26. **Rzasa J.**: Control of a matrix converter with reduction of a common mode voltage. *4th International Scientific Workshop Compatibility in Power Electronics “CPE 2005”* Gdańsk –

- Sobieszewo, 1-3 czerwca 2005. DOI: 10.1109/CPE.2005.1547569, ISBN: 0780393430;978-078039343-1 (WoS - 0; Scopus - 5; GSch - 12; Punktacja MNiSW - 2)
27. **Rząsa J.:** Overmodulation in matrix converter. Power Electronics and Intelligent Control for Energy Conservation „PELINCEC 2005” Warszawa, 16–19 października 2005. (WoS - 0; Scopus - 0; GSch - 0; Punktacja MNiSW - 2)
  28. **Rząsa J.:** Model symulacyjny przekształtnika matrycowego sterowanego ze śledzeniem zadanej wartości prądów odbiornika. Oficyna Wydawnicza Politechniki Rzeszowskiej. *9-th International Modelling School of AMSE-UAPL, Lviv State Technical University, Alushta, 12-17 September, s.205-210, 2004.* (udział: 100%) (WoS - 0; Scopus - 0; GSch - 0; Punktacja MNiSW - 1)
  29. **Rząsa J.:** Relationships between input and output current in the matrix converter (MC). *3rd International Workshop Compatibility in Power Electronics “CPE 2003” Gdańsk – Sobieszewo, 28-30 maja 2003.* (WoS - 0; Scopus - 0; GSch - 0; Punktacja MNiSW - 2)
  30. **Rząsa J.,** Supronowicz H.: Porównanie metod modulacji szerokości impulsów stosowanych w sterowaniu przekształtnikiem matrycowym. *Przegląd Elektrotechniczny, Rok 2003, Nr 6. (IF 2003: 0,)* (udział: 80%) (WoS - 0; Scopus - 0; GSch - 6; Punktacja MNiSW - 3)
  31. **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, 2005, No.2, Vol. LIV, pp. 225-247. (IF 2005: 0,)* (udział: 100%) (WoS - 0; Scopus - 0; GSch - 3; Punktacja MNiSW - 5)
  32. **Rząsa J,** Supronowicz H.: Comparison of pulse width modulation methods used in matrix converter control. *Archives of Electrical Engineering, 2003, Vol. LII, No 4, pp.421-445. (IF 2003: 0,)* (udział: 50%) (WoS - 0; Scopus - 0; GSch - 1; Punktacja MNiSW - 5)
  33. Binkowski T., **Rząsa J.,** Supronowicz H.: Obciążenie prądowe łączników przekształtnika matrycowego. *IV Ogólnopolska Konferencja Naukowo-Techniczna „Postępy w Elektrotechnice Stosowanej” Kościelisko, 23-27 czerwca 2003.* (WoS - 0; Scopus - 0; GSch - 0; Punktacja MNiSW - 1)
  34. **Rząsa J.,** Supronowicz H.: Wpływ strategii sterowania w modulacji skalarnej na przebiegi napięć wyjściowych i prądów wejściowych w przekształtniku matrycowym. *II Ogólnopolska Konferencja Naukowa „Modelowanie i Symulacja ‘2002’ 24-28 czerwca 2002r, Kościelisko. Przegląd Elektrotechniczny Rok 2003, Nr 2 cz.II ss.137-141. (IF 2003: 0,)* (udział: 80%) (WoS - 0; Scopus - 0; GSch - 0; Punktacja MNiSW - 3)
  35. **Rząsa J.:** Metoda modulacji wektora przestrzennego w sterowaniu przekształtnikiem matrycowym. *Zeszyty naukowe Politechniki Rzeszowskiej Nr 198. Elektrotechnika Z.23. 2002.* (udział: 100%) (WoS - 0; Scopus - 0; GSch - 0; Punktacja MNiSW - 1)
  36. **Rząsa J.:** Analiza widmowa przebiegu napięć wyjściowych w przekształtniku matrycowym. *Zeszyty naukowe Politechniki Rzeszowskiej Nr 198. Elektrotechnika Z.23. 2002.* (udział: 100%) (WoS - 0; Scopus - 0; GSch - 0; Punktacja MNiSW - 1)
  37. **Rząsa J.,** Supronowicz H.: Wpływ strategii sterowania w modulacji skalarnej na przebiegi napięć wyjściowych i prądów wejściowych w przekształtniku matrycowym. *II Ogólnopolska Konferencja Naukowa „Modelowanie i Symulacja ‘2002’ 24-28 czerwca 2002r, Kościelisko.* (WoS - 0; Scopus - 0; GSch - 0; Punktacja MNiSW - 1)
  38. **Rząsa J.:** Składowe odkształcenia prądu wejściowego przekształtnika matrycowego. *VI Szkoła – Konferencja Elektrotechnika - Prądy Niesinusoidalne. EPN'2002. 11-13 czerwca 2002, Lubiatów.* (WoS - 0; Scopus - 0; GSch - 0; Punktacja MNiSW - 1)

## Podsumowanie całości dorobku publikacyjnego po doktoracie

Sumaryczny Impact Factor	0,682	
Liczba cytowań Web of Science	16	bez samocytowań
Liczba cytowań Scopus	29	bez samocytowań
Liczba cytowań Google Scholar	52	15 samocytowań
Suma punktów MNiSzW	154	
Indeks Hirscha wg Web of Science	2	
Indeks Hirscha wg Scopus	4	
Indeks Hirscha wg Google Scholar	3	

### 5.2. Badania naukowe przed doktoratem

#### Artykuły opublikowane przed doktoratem

39. **Rząsa J.:** Wybrane sposoby kształtowania przebiegów czasowych prądów wejściowych i napięć wyjściowych przekształtników matrycowych. Praca doktorska. Politechnika Warszawska 2001. (WoS - 0; Scopus - 0; GSch - 2; Punktacja MNiSW -)
40. **Rząsa J.,** Supronowicz H.: Przekształtnik matrycowy AC/AC. III Ogólnopolska Konferencja Naukowo-Techniczna „Postępy w Elektrotechnice Stosowanej” Kościelisko, 18-22 czerwca 2001.
41. **Rząsa J.:** Interpretacja wektorowa sterowania według metody Venturiniego w przekształtniku matrycowym. *Komputerowe Systemy Wspomagania Nauki, Przemysłu i Transportu. „TRANSCOMP” Zakopane 2000.*
42. **Rząsa J.,** Supronowicz H.: Modelowanie i symulacja przekształtnika matrycowego sterowanego według metody Venturiniego. I Ogólnopolska Konferencja Naukowa „Modelowanie i Symulacja 2000”. 19-23 czerwca 2000r, Kościelisko.
43. **Rząsa J.:** Analiza przebiegów wyjściowych w przekształtniku matrycowym sterowanym metodą naturalnej modulacji szerokości impulsów i metodą modulacji wektora przestrzennego. II Konferencja Naukowa „Współczesne Problemy Maszyn Elektrycznych i Energoelektroniki” Rzeszów, maj 25, 1999.
44. **Rząsa J.:** Model bezpośredniego przemiennika częstotliwości jako podzespołu układu kompensatora mocy biernej. „2-nd International Modelling School – Krym'97”
45. **Rząsa J.:** Model bezpośredniego przemiennika częstotliwości w programie symulacyjnym EMTP – ATP. III Sympozjum „Energoelektronika w Nauce i Dydaktyce” ENID'97.
46. **Rząsa J.:** Model cyklokonwertora w programie symulacyjnym EMTP-ATP „1-st International Modelling School – Krym'96”
47. **Rząsa J.:** Zastosowanie programu EMTP-ATP do modelowania układów energoelektronicznych. Konferencja Naukowo – Techniczna „Zastosowania Komputerów w Elektrotechnice” Poznań/Kiekrz 15-17 kwiecień 1996.
48. Lewicki J., **Rząsa J.:** Ocena odkształceń prądów uzwojeń pierwotnych transformatorów zasilających układy przekształtnikowe. *Zeszyty naukowe Politechniki Rzeszowskiej* Nr 141, Elektrotechnika Z. 16. 1996.
49. Lewicki J., **Rząsa J.:** Model matematyczny cyklokonwertora. *Zeszyty naukowe Politechniki Rzeszowskiej. Nr 30.* Elektrotechnika Z.5. 1988.
50. **Rząsa J.:** Wpływ oddziaływania napięcia rotacji silników asynchronicznych na pracę tyrystorów w układzie łącznika odwrotnie równoległego. *Przegląd Elektrotechniczny. Nr 2.* 1977.

Badania naukowe zaczęłam w 1975 r. od analizy cyklokonwertora pracującego w warunkach niesymetrii zasilania. W opracowanym modelu matematycznym cyklokonwertora [49] zastosowałam metodę zmiennej struktury. Był to algorytm automatycznego układania równań stanu opisujących dowolny wielooczkowy obwód elektryczny z uwzględnieniem zmienności jego struktury w zależności od zmian stanu zaworów. Przy założeniu liniowości parametrów biernych obwodu, wyprowadziłam analityczne rozwiązanie równań stanu dla wymuszeń harmoniczných. Rozwiązanie równań wymagało określenia sposobu przeliczania wartości początkowych napięć i prądów dla każdego kolejnego przedziału czasowego symulacji. Zdefiniowany został także sposób wyznaczenia napięć na zablokowanych w danym przedziale zaworach. Opracowana metoda pozwala na analizowanie dowolnego układu elektrycznego o zmiennej strukturze, przy założeniu liniowości parametrów biernych i harmonicznym charakterze wymuszeń.

W oparciu o przygotowany model matematyczny został napisany program symulacyjny pracujący na maszynie obliczeniowej Riad. Program komputerowy umożliwia symulowanie pracy obwodów mocy układów tyrystorowych, przy czym zawory mogą być sterowane ze stałym lub zmiennym w czasie kątem wyzwalania.

Z uwagi na obowiązki rodzinne nastąpiła na kilka lat przerwa w pracy naukowej co spowodowało, że nie została przeze mnie dokończona rozprawa doktorska na temat: *Model matematyczny i analiza cyfrowa wybranego m-fazowego n-pulsowego cyklokonwertora z uwzględnienie niesymetrycznych stanów pracy.*

Wznowienie pracy naukowej nastąpiło w 1993 roku, kiedy były już dostępne komputery osobiste i zaistniała możliwość korzystania z oprogramowania przeznaczonego do modelowania układów elektrycznych w tym energoelektronicznych. Pierwsze opracowania z tego okresu dotyczyły bezpośrednich przemienników częstotliwości [46, 47, 45, 44] oraz wykorzystania programu ATP-EMTP do modelowania przekształtników energoelektronicznych. Wyniki badań zostały opublikowane na konferencjach krajowych i zagranicznych. Doświadczenie w modelowaniu układów energoelektronicznych w programie ATP-EMTP wykorzystałam przygotowując program i modele symulacyjne do laboratorium dydaktycznego.

Pierwsze moje prace dotyczące przekształtnika matrycowego były poświęcone badaniom metod sterowania pozwalających na kształtowanie sinusoidalnych przebiegów wyjściowych i wejściowych oraz na badaniu metod sterowania umożliwiających w szerokim zakresie regulację wejściowego przesunięcia fazowego [43, 41, 42, 40]. Przeanalizowałam dwa zasadnicze podejścia do sterowania przekształtnikiem matrycowym: pośrednie i bezpośrednie. W sterowaniu pośrednim przekształtnik matrycowy jest wirtualnie rozdzielony na dwa przekształtniki składowe: prostownik i falownik napięcia. Sygnały sterujące przekształtnikiem matrycowym są wyznaczone jako iloczyn logiczny sygnałów sterujących łącznikami w przekształtnikach składowych. W moich badaniach zostały zamodelowane w programie ATP-EMTP i przebadane wszystkie znane metody modulacji szerokości impulsów, które są stosowane w sterowaniu prostownikami i falownikami napięcia.

W sterowaniu bezpośrednim zostały przeanalizowane założenia, wykonane modele symulacyjne i przeprowadzone badania dla modulacji wektorowej, skalarnej i modulacji z sygnałem nośnym, nazywanej metodą Venturinięgo. Moim dorobkiem w badaniu tych metod jest opracowanie i

przeanalizowanie kilku strategii sterowania łącznikami, co pozwoliło na wybór strategii optymalnej ze względu na dokładność odtworzenia zadanych przebiegów wejściowych i wyjściowych. Przez strategię sterowania jest tu rozumiane ustalenie kolejności włączania poszczególnych łączników w okresie powtarzania sekwencji sterowania. Uzyskane wyniki badań zostały zawarte w pracy doktorskiej pt. *Wybrane sposoby kształtowania przebiegów czasowych prądów wejściowych i napięć wyjściowych w przekształtniku matrycowym* obronionej na Politechnice Warszawskiej w 2001 roku.

Podczas realizacji pracy doktorskiej przygotowałam założenia projektowe do wykonania modelu laboratoryjnego przekształtnika matrycowego, który został zrealizowany w Instytucie Elektrotechniki w Warszawie. Przygotowanie projektu obwodu mocy wymagało znalezienia sposobu na bezpieczną komutację dwukierunkowych łączników, z których każdy zawiera dwa tranzystory mocy. Na podstawie dostępnej literatury światowej wybrałam czterokrokową komutację łączników. Obwód mocy przekształtnika matrycowego został wykonany w ramach grantu promotorskiego. Opracowane przeze mnie metody sterowania, w tym metoda pośrednia w dwóch wersjach, metoda wektorowa bezpośrednia i trzy wersje sterowania skalarnego zostały zaimplementowane do sterowania łącznikami matrycy. Przeprowadzone przeze mnie pomiary laboratoryjne potwierdziły wcześniej wykonane badania symulacyjne.

Następną grupę opracowywanych zagadnień, stanowią układy energoelektroniczne, stosowane w systemie elektroenergetycznym jako podzespoły wykonawcze urządzeń mających na celu zwiększenie przepustowości linii przesyłowych i sterowanie rozplywem energii elektrycznej, w języku angielskim określanych jako *FACTS Devices*. Przewidując możliwość zastosowania przekształtnika matrycowego w systemie elektroenergetycznym wszędzie tam gdzie stosowane są falowniki napięcia, przeanalizowałam zasady kompensacji równoległej, kompensacji szeregowej i szeregowo-równoległej. Wyniki badań są przedstawione w artykułach [13, 10, 14, 11, 9], z których część opracowana została ze studentami wykonującymi pod moim kierunkiem prace dyplomowe. Pierwszą próbą zastosowania przekształtnika matrycowego do kompensacji równoległej jest symulacyjna analiza pracy tego układu w trybie zdwajania mocy biernej [20, 21]. W najbliższym czasie planuję badania nad zastosowaniem przekształtnika matrycowego jako układu UPFC (*Unified Power Flow Controller*) oraz jako układu DVR (*Dynamic Voltage Restorer*).

### 5.3. Recenzje

W moim dorobku naukowym mogę wymienić 32 recenzje artykułów wykonanych dla czasopism i na międzynarodowe konferencje:

dla czasopism:

IEEE Transactions of Power Electronics	8
IEEE Transactions of Industrial Electronics	3
Archives of Electrical Engineering	1
Przegląd Elektrotechniczny	5
Prace Instytutu Elektrotechniki	1

na konferencje:

Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society IECON	6
International Symposium on Industrial Electronics ISIE	5
2016 IEEE International Conference on Industrial Technology, IEEE IES ICIT16	2
WZEE 2016 Rzeszów	1

## 6. Działalność dydaktyczna

W ramach pracy dydaktycznej prowadziłam wszystkie formy zajęć dydaktycznych: wykłady, laboratoria pomiarowe i symulacyjne, projekty i seminaria. Jestem autorem zbioru modeli symulacyjnych do przedmiotu *Układy energoelektroniczne*, opracowanych najpierw w programie ATP-EMTP, a następnie w programie symulacyjnym PSIM. Instrukcje do tych ćwiczeń są corocznie modyfikowane tak, by ćwiczenia były ilustracją i poszerzeniem treści przekazywanych na wykładzie. Instrukcje i pliki zawierające modele symulacyjne są udostępniane studentom w formie elektronicznej. Do przedmiotu *Układy energoelektroniczne* opracowałam materiały pomocnicze do wykładu, wydane w 2011 roku i wznowione w 2015 r przez Oficynę Wydawniczą Politechniki Rzeszowskiej. Poza tym jestem współautorem dwóch skryptów do zajęć laboratoryjnych z tego przedmiotu.

Przez dwa semestry prowadziłam zajęcia w języku angielskim z przedmiotu *Energoelektronika* dla studentów z Hiszpanii i Turcji, którzy studiowali w Politechnice Rzeszowskiej w ramach programu ERASMUS. Dwukrotnie wyjeżdżałam z wykładami w ramach programu ERASMUS; w roku 2003 do Westsächsische Hochschule w Zwickau w Niemczech oraz w 2012 do University of Casilla La Mancha w Ciudad Real w Hiszpanii.

Jestem autorem wykładu i zbioru modeli symulacyjnych do przedmiotu: *Urządzenia energoelektroniczne do sterowania rozplływem mocy biernej i czynnej w systemie elektroenergetycznym*, który był ujęty w planach studiów także pod nazwą: *Urządzenia FACTS*. Przedmiot ten prowadziłam jako przedmiot obieralny dla jednolitych studiów magisterskich. W tej chwili przedmiot ten jest włączony do programu studiów drugiego i trzeciego stopnia.

Do przedmiotu *Metody probabilistyczne w statystyce* przygotowałam zbiór zadań z rozwiązaniami oraz instrukcje do ćwiczeń laboratoryjnych, zawierające niezbędną wiedzę teoretyczną. Materiały te, w formie elektronicznej, udostępniałam studentom w semestrach, w których prowadziłam zajęcia.

Biorę czynny udział w przygotowaniu i prowadzeniu zajęć uzupełniających w ramach grantów europejskich z dziedziny modelowania układów elektrycznych i energoelektronicznych oraz dotyczące urządzeń energoelektronicznych do sterowania przepływem energii elektrycznej w liniach transmisyjnych.

Byłam promotorem **29 prac dyplomowych inżynierskich i magisterskich**.

#### Prowadzone przedmioty:

- Teoria przekształtników
- Energoelektronika
- Układy energoelektroniczne
- Układy energoelektroniczne w napędzie elektrycznym
- Metody probabilistyczne w statystyce
- Rachunek prawdopodobieństwa i statystyka
- Wybrane układy do poprawy jakości energii elektrycznej
- Urządzenia FACTS
- Urządzenia energoelektroniczne do sterowania rozplywem mocy biernej i czynnej w systemie elektroenergetycznym
- Power Electronics – zajęcia w języku angielskim dla studentów z programu ERASMUS
- Seminarium dyplomowe

#### Skrypty

- Buczek K., Knott M., **Rząsa J.**: Energoelektronika – laboratorium. Skrypt uczelniany Politechniki Rzeszowskiej. 1991.
- **Rząsa J.**, Sobczyński D.: Układy energoelektroniczne – laboratorium. Oficyna Wydawnicza Politechniki Rzeszowskiej. Rzeszów 2005
- **Rząsa J.**: Układy energoelektroniczne. Materiały pomocnicze do wykładów. Oficyna Wydawnicza Politechniki Rzeszowskiej. Rzeszów 2011
- **Rząsa J.**: Układy energoelektroniczne. Materiały pomocnicze do wykładów. Wydanie poprawione i uzupełnione. Oficyna Wydawnicza Politechniki Rzeszowskiej. Rzeszów 2015

#### Materiały dydaktyczne niepublikowane

- **Rząsa J.**: Metody probabilistyczne w statystyce – materiały pomocnicze do laboratorium (teoria) 2009.
- **Rząsa J.**: Metody probabilistyczne w statystyce – materiały pomocnicze do laboratorium (zbiór zadań z rozwiązaniami) 2009.

#### 7. Działalność organizacyjna i popularyzatorska

W ramach prac organizacyjnych na Wydziale Elektrotechniki i Informatyki brałam czynny udział w pracy komitetu organizacyjnego III Sympozjum „Energoelektronika w nauce i dydaktyce”, Rzeszów 8-9 maj 1997. Wielokrotnie byłam powoływana na opiekuna roku lub grupy studenckiej.

W latach: 2002 do 2008 pracowałam jako członek Wydziałowej Komisji Rekrutacyjnej. W Katedrze Energoelektroniki i Elektrotechniki jestem odpowiedzialna za planowanie i rozliczanie obsady zajęć dydaktycznych.

Od roku 2000 współpracuję z POWERSYS – dystrybutorem programu symulacyjnego PSIM. Dzięki moim staraniom Politechnika Rzeszowska nawiązała partnerstwo z POWERSYS. Współpraca zaowocowała umieszczeniem przez POWERSYS 11 artykułów autorstwa pracowników Katedry Energoelektroniki i Elektroenergetyki w bazie publikacji udostępnionych innym użytkownikom programu



PSIM jako opis przykładowych zastosowań tego programu. Jednocześnie POWERSYS udostępnia dla potrzeb dydaktycznych Politechniki Rzeszowskiej bezpłatną wersję studencką programu PSIM dla wszystkich studentów, którzy chcą w danym roku akademickim być użytkownikami tego programu.

Biorę czynny udział w obsłudze grup młodzieży maturalnej, odwiedzającej Wydział w ramach Dni Otwartych na Politechnice lub innych tego typu akcjach. Uczestniczyłam też w roku 2007 w akcji promocyjnej Politechniki Rzeszowskiej, wyjeżdżając do szkół średnich na spotkania z maturzystami.

Jestem członkiem Polskiego Towarzystwa Elektrotechniki Teoretycznej i Stosowanej PTETIS i członkiem IEEE w sekcji Industrial Electronics.

*J. Jasse*