

# Autoreferat

(autoreferat dotyczy okresu po uzyskaniu stopnia doktora)

## Spis treści

<b>1</b>	<b>Imię i nazwisko.</b>	<b>1</b>
<b>2</b>	<b>Posiadane stopnie naukowe z podaniem nazwy, miejsca i roku ich uzyskania oraz tytuł rozprawy doktorskiej.</b>	<b>1</b>
<b>3</b>	<b>Informacje o dotychczasowym zatrudnieniu w jednostkach naukowych.</b>	<b>1</b>
<b>4</b>	<b>Wskazanie osiągnięcia wynikającego z art. 16 ust. 2 ustawy z dnia 14 marca 2003 r. o stopniach naukowych i tytule naukowym. Tytuł osiągnięcia naukowego. Publikacje lub inne prace wchodzące w skład osiągnięcia naukowego.</b>	<b>1</b>
4.1	Sumaryczne podsumowanie współczynników bibliograficznych habilitanta po otrzymaniu tytułu doktora nauk ścisłych. . . . .	6
4.2	Podsumowanie wybranych współczynników bibliograficznych dokumentujących osiągnięcie. . . . .	7
4.3	Omówienie celu naukowego prac i osiągniętych wyników wraz z omówieniem ich ewentualnego wykorzystania. . . . .	8
4.3.1	Wprowadzenie. . . . .	8
4.3.2	Omówienie tematyki badań związanych z najważniejszym celem naukowym. . . . .	10
4.4	Wkład do nauki w obszarze dyscypliny elektrotechnika. . . . .	24
4.5	Charakterystyka prac badawczo-naukowych po uzyskaniu stopnia doktora.	26
4.6	Charakterystyka prac badawczo-naukowych przed uzyskaniem stopnia doktora. . . . .	27

## 1 Imię i nazwisko.

Paweł Szczepankowski

## 2 Posiadane stopnie naukowe z podaniem nazwy, miejsca i roku ich uzyskania oraz tytuł rozprawy doktorskiej.

Tytuł **doktora nauk technicznych** w dyscyplinie elektrotechnika nadany uchwałą Rady Wydziału Elektrotechniki i Automatyki Politechniki Gdańskiej z dnia 15 grudnia 2009, na podstawie rozprawy pt. **Sterowanie falownikami trójpoziomowymi z bezczujnikową stabilizacją rozkładu napięć w obwodzie pośredniczącym**.

Promotor: prof. dr hab. inż. Janusz Nieznański

Recenzenci: prof. dr hab. inż. Marian P. Kaźmierkowski

dr hab. inż. Krzysztof Karwowski, prof. nadzw. PG

## 3 Informacje o dotychczasowym zatrudnieniu w jednostkach naukowych.

- 2007-2008 zatrudniony jako samodzielny referent techniczny, 2008-2010 jako asystent na Wydziale Elektrotechniki i Automatyki Politechniki Gdańskiej
- od 2010 zatrudniony na stanowisku adiunkta w Katedrze Energoelektroniki i Maszyn Elektrycznych na Wydziale Elektrotechniki i Automatyki Politechniki Gdańskiej
- 2014-2015 zatrudniony jako samodzielny specjalista w ramach realizacji projektu LINTE<sup>2</sup> na Wydziale Elektrotechniki i Automatyki Politechniki Gdańskiej

## 4 Wskazanie osiągnięcia wynikającego z art. 16 ust. 2 ustawy z dnia 14 marca 2003 r. o stopniach naukowych i tytule naukowym. Tytuł osiągnięcia naukowego. Publikacje lub inne prace wchodzące w skład osiągnięcia naukowego.

### A. Tytuł osiągnięcia naukowego.

„Algorytmy modulacji szerokości impulsów dla przekształtników wielopoziomowych i matrycowych” – cykl 14 publikacji powiązanych tematycznie wraz z realizacją oryginalnych osiągnięć projektowych, konstrukcyjnych i technologicznych.

## B. Publikacje lub inne prace wchodzące w skład osiągnięcia naukowego.

Na osiągnięcie naukowe habilitanta składa się monotematyczny zbiór publikacji poświęconych algorytmom modulacji szerokości impulsów. W celu klarownej prezentacji osiągnięć kandydata zbiór ten podzielono na sekcje dla czterech różnych typów przekształtnika:

- **B.1.** przekształtnik 3-gałęziowy, 3-poziomowy z diodami poziomującymi,
- **B.2.** przekształtnik 3-gałęziowy, 4-poziomowy z diodami poziomującymi,
- **B.3.** przekształtnik 4-gałęziowy, 3-poziomowy z diodami poziomującymi,
- **B.4.** przekształtniki o budowie matrycowej.

**B.1.** Algorytmy modulacji dla przekształtnika trójpoziomowego z diodami poziomującymi, które znalazły zastosowanie w urządzeniach produkowanych przez firmę C&T El-mech z Pruszcza Gdańskiego w latach 2010–2012 oraz 2014–2019.

[0] P. Szczepankowski i J. Nieznański, "Application of Barycentric Coordinates in Space Vector PWM Computations", *IEEE Access*, 2019.

Manuskrypt o numerze ID Access-2019-10203 został przyjęty do druku z drobnymi poprawkami (minor edits). Artykuł ukaże się w maju bieżącego roku. Imact Factor 3,557. Mój udział szacuję na 80%. Zakres prac zrealizowanych przeze mnie obejmował badania symulacyjne oraz laboratoryjne.

- [1] P. Szczepankowski i J. Szwarec, "Realizacja modulacji bazującej na koncepcji wektorów wirtualnych z wykorzystaniem funkcji kształtu dla przekształtników trójpoziomowych NPC", *Przegląd Elektrotechniczny*, t. 4B, s. 230–235, 2012, *Publikacja JCR*, 15 punktów. *Impact factor* 0,244. *Liczba cytowań* 0. *Mój udział w powstaniu artykułu szacuję na 90%. Pozostały udział związany jest z zadaniami edytorskimi, które wykonał drugi autor, wobec którego pełniłem funkcję promotora pomocniczego, a który obecnie nie jest pracownikiem nauki.*
- [2] P. Szczepankowski, J. Nieznański i W. Śleszyński, "Zastosowanie funkcji kształtu elementu skończonego w modulacji szerokości impulsów na przykładzie modulacji dwufazowej z kompensacją napięcia niezerównoważenia w trójpoziomym falowniku napięcia 3L-NPC", *Przegląd Elektrotechniczny*, t. 5, s. 208–213, 2011, *Publikacja JCR*, 15 punktów. *Impact Factor* 0.244. *Liczba cytowań* 1. *Mój udział w powstaniu artykułu szacuję na 60%. Mój wkład w powstanie artykułu polegał na realizacji badań analitycznych, symulacyjnych i eksperymentalnych oraz na opracowaniu wyników.*
- [3] P. Szczepankowski i J. Nieznański, "Virtual Space Vector Pulse Width Modulation Algorithm for Three-Level NPC Converters Based on the Final Element Shape Functions", *39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, 2013, *Materiał konferencyjny indeksowany w Web of Science*, 15 punktów. *Liczba cytowań* 3. *Mój udział w powstaniu artykułu szacuję na 60%. Mój wkład w powstanie artykułu polegał na realizacji badań analitycznych, symulacyjnych i eksperymentalnych oraz na opracowaniu wyników.*

W latach 2010–2012 prowadziłem intensywne badania naukowe w tematyce algorytmów modulacji szerokości impulsów oraz równoważenia napięć w obwodzie pośredniczącym dla trójpoziomowego przekształtnika z diodami poziomującymi. Rezultaty moich badań zostały wykorzystane w układzie przekształtnikowym firmy C&T Elmech, który został zastosowany w systemie równoległej kompensacji aktywnej XINUS D3 2000 o mocy 2 MVA w kopalni KWK "Ziemowit". Dodatkowo zakres mojego udziału w projekcie obejmował: projekt mikroprocesorowego układu sterowania z procesorem zmiennoprzecinkowym TMS320C6726 oraz programowalnym układem logicznym FPGA EP2C25, przygotowanie oprogramowania do komunikacji, programowania pamięci flash-spi, wizualizacji zmiennych systemowych oraz opracowanie struktur cyfrowych do obsługi pozostałych elementów systemu, takich jak przetworniki, kanały transmisji światłowodowej. Dodatkowo zadaniem, które zrealizowałem było zaprojektowanie i wdrożenie cyfrowych struktur generacji sygnałów bramkowych PWM. Inwestycja, w szczególności energetyczny filtr aktywny (EFA) uzyskał pozytywną rekomendację Kompanii Węglowej. Uczestnicząc w pracach wdrożeniowych rozwiązywałem problemy naukowe, szczegółowo opisane i oznaczone w załączniku Zał.5, jako punkty B.1.1–B.1.4.

**Zaświadczenia osób reprezentujących przedsiębiorstwa (znajdujące się w załączniku Zał.7), w których realizowałem prace wdrożeniowe były wystawiane po szczegółowej weryfikacji sporządzonego przeze mnie wykazu będącego załącznikiem Zał.5.<sup>1</sup>**

W latach 2014–2019 jako jeden z dwóch pracowników naukowych działu R&D firmy C&T Elmech, byłem odpowiedzialny za wsparcie, szkolenia, wdrożenia oraz ekspertyzy wewnętrzne urządzeń posiadających przekształtniki AC–DC lub/i DC–AC, do których zaliczyć można układy EFA, kompensatory mocy biernej oraz przetwornice napięcia zmiennego. Domeną moich działań były algorytmy modulacji szerokości impulsów oraz mikroprocesorowe układy sterowania, obejmujące wszystkie elementy elektroniczne systemu, nie tylko jednostkę obliczeniową ale również przetwarzanie sygnałów, komunikację i oraz oprogramowanie wspierające serwisowanie tych urządzeń. Zakres mocy urządzeń wynosił od 50kVA/400V<sub>AC</sub> do 1MVA/1100V<sub>AC</sub>. Poza pracą nad rozwojem algorytmów modulacji dwufazowej oraz trójfazowej dla przekształtnika NPC, brałem udział w tworzeniu rozwiązań dla zagadnień naukowych opisanych w załączniku Zał.5, w punktach jako B.1.5–B.1.8.

Dodatkowe dokumenty (oświadczenia, referencje, noty katalogowe, dyplomy, wyróżnienia) potwierdzające osiągnięcia opisane w punkcie **B.1.1–B.1.8** znajdują się w załączniku Zał.7.

**B.2.** Algorytmy modulacji dla przekształtnika czteropoziomowego z diodami poziomującymi 4L–DCC (ang. *Four Level Diode Clamped Converter*), które znalazły zastosowanie w prototypach układów przemysłowych opracowanych w Instytucie Elektrotechniki w Warszawie w latach 2011–2013.

<sup>1</sup>Wykaz prac, czyli załącznik Zał.5, został opracowany wcześniej na potrzeby uzyskania wymaganych zaświadczeń i referencji od przedsiębiorców oraz przedstawicieli innych jednostek, w których realizowałem badania stosowane.

- [4] R. Strzelecki, K. Zymmer i P. Szczepankowski, “Charakterystyka wybranych właściwości modulacji 2P-SVPWM, 3P-SVPWM oraz VSVPWM dla falownika 4L-DCC”, *Przegląd Elektrotechniczny*, t. 10A, s. 26–31, 2012, *Publikacja JCR, 15 punktów. Impact Factor 0.244. Liczba cytowań 0. Mój udział w powstaniu artykułu szacuję na 80%. Mój wkład w powstanie artykułu polegał na zrozumieniu działania oraz algorytmizacji trzech typów modulacji PWM i przeprowadzeniu badań porównawczych.*
- [5] —, “Budowa i sterowanie układu równoważenia napięć w obwodzie pośredniczącym czteropoziomowego przekształtnika 4L-DCC”, *Przegląd Elektrotechniczny*, t. 10A, s. 32–36, 2012, *Publikacja JCR, 15 punktów. Impact Factor 0.244. Liczba cytowań 0. Mój udział w powstaniu artykułu szacuję na 80%. Nowatorska topologia układu równoważenia napięć została zaproponowana przez prof. Ryszarda Strzeleckiego. Mój wkład w powstanie artykułu polegał na opracowaniu strategii sterowania tym układem oraz na porównaniu właściwości kilku opcji modulacji szerokości impulsów.*
- [6] R. Strzelecki, P. Szczepankowski, M. Parchomiuk i M. Grabarek, “Dwukierunkowy przekształtnik 4L-DC z aktywną regulacją napięć w obwodzie pośredniczącym”, *Przegląd Elektrotechniczny*, t. 12A, s. 12–17, 2012, *Publikacja JCR, 15 punktów. Impact Factor 0.244. Liczba cytowań 2. Mój udział w powstaniu artykułu szacuję na 70%. Mój wkład w powstanie artykułu polegał na realizacji wszystkich badań symulacyjnych, przetworzeniu materiału z badań modelu i opracowaniu wyników.*
- [7] P. Szczepankowski, R. Strzelecki i N. Strzelecka, “Four Level Diode-Clamped Back-To-Back Converter with Active DC Link Voltage Control”, *8th International Conference on Compatibility and Power Electronics (CPE)*, 2013, *Materiał konferencyjny indeksowany w Web of Science, 15 punktów. Liczba cytowań 1. Mój udział w powstaniu artykułu szacuję na 80%. Mój wkład w powstanie artykułu polegał na realizacji wszystkich badań symulacyjnych, przetworzeniu materiału z badań prototypu i opracowaniu wyników.*

W latach 2011–2013 brałem czynny udział w pracach badawczych i uruchomieniowych czterokwadrantowego, czteropoziomowego przekształtnika z diodami poziomującymi o mocy 1MVA oraz sprzętowym układem równoważenia napięć w obwodzie pośredniczącym, do beztransformatorowych zastosowań napędowych w obszarze średnich napięć 6kV<sub>AC</sub>. Mój udział w pracach zespołu polegał na rozwiązaniu następujących problemów naukowych opisanych w załączniku Zał.5, w punktach jako B.2.1–B.2.6. Efekty moich działań spotkały się z szerokim uznaniem i zostały nagrodzone między innymi dwoma wyróżnieniami Instytutu Elektrotechniki.

Dodatkowe dokumenty (oświadczenia, dyplomy, wyróżnienia) potwierdzające osiągnięcia opisane w punkcie <b>B.2.1–B.2.6</b> znajdują się w załączniku Zał.7.
---

**B.3.** Algorytm modulacji PWM dla czterogałęziowego przekształtnika trójpoziomowego z diodami poziomującymi został opracowany na potrzeby projektu badawczego nr N510 326237 pt. "Czterogałęziowy energetyczny filtr aktywny z przekształtnikiem 3-poziomowym i obwodem sprzęgającym LCL, zapewniający graniczną skuteczność kompensacji". Algorytm został uruchomiony i zweryfikowany na stanowisku z modelem przekształtnika czterogałęziowego trójpoziomowego NPC. Nie został jednak do tej pory wdrożony w przemyśle ani uruchomiony w prototypie układu tak jak osiągnięcia **B.1** oraz **B.2**.

- [8] P. Szczepankowski, J. Nieznański i W. Śleszyński, "A New Three-Dimensional Space Vector Modulation for Multilevel Four-Leg Converters Based on the Shape Functions of Tetrahedral Element", *39th Annual Conference of the IEEE Industrial-Electronics-Society (IECON)*, 2013, *Materiał konferencyjny indeksowany w Web of Science, 15 punktów. Liczba cytowań 3. Mój udział w powstaniu artykułu szacuję na 50%. Mój wkład w powstanie artykułu polegał na realizacji wszystkich badań symulacyjnych, przetworzeniu materiału z badań z wykorzystaniem modelu i opracowaniu wyników.* DOI: 10.1109/IECON.2013.6699651.
- [9] P. Szczepankowski, J. Szwarz i D. Wojciechowski, "Modulacja 3D-SVPWM dla przekształtników wielopoziomowych czterogałęziowych na bazie funkcji kształtu", *Przegląd Elektrotechniczny*, t. 6, s. 125–131, 2011, *Publikacja JCR, 15 punktów, Impact Factor 0.244. Liczba cytowań 0. Mój udział w powstaniu artykułu szacuję na 80%. W ramach prac nad artykułem przeprowadziłem badania symulacyjne oraz uruchomiłem model.*
- [10] P. Szczepankowski i J. Szwarz, "Modulacja 3D-SVPWM z kompensacją napięcia niezrównoważenia i balansowaniem napięć DC dla czterogałęziowego falownika 3L-NPC", *Przegląd Elektrotechniczny*, t. 7, s. 83–89, 2011, *Publikacja JCR, 15 punktów, Impact Factor 0.244. Liczba cytowań 0. Mój udział w powstaniu artykułu szacuję na 90%. Pozostały udział związany jest z zadaniami edytorskimi, które wykonał drugi autor, wobec którego pełniłem funkcję promotora pomocniczego, a który obecnie nie jest pracownikiem nauki.*

**B.4.** Algorytm modulacji PWM dla układów matrycowych. W artykułach przedstawiono koncepcję realizacji obliczeń współczynników wypełnień z wykorzystaniem tzw. funkcji kształtu - czyli metod gładkiej interpolacji funkcji w układach barycentrycznych. Przedstawione rezultaty badań zawierały rozważania analityczne oraz symulacyjne.

- [11] P. Szczepankowski, "Nowa metoda bezpośredniej syntezy napięć w przekształtnikach matrycowych z zastosowaniem funkcji kształtu", *Przegląd Elektrotechniczny*, t. 11, s. 136–140, 2013, *Publikacja JCR, 10 punktów. Impact Factor – nie dotyczy. Liczba cytowań 0.*
- [12] —, "A new duty cycles calculation method in pulse width modulation for direct matrix converters based on the shape function concept", *8th International Conference on Compatibility and Power Electronics (CPE)*, 2013, *Materiał konferencyjny indeksowany w Web of Science, 15 punktów. Impact Factor – nie dotyczy. Liczba cytowań 0.*

- [13] —, “Zastosowanie funkcji kształtu w sterowaniu przekształtnikami matrycowymi w warunkach asymetrii napięć zasilających”, *Przegląd Elektrotechniczny*, t. 6, s. 160–165, 2014,  
*Publikacja w czasopiśmie recenzowanym, 10 punktów. Impact Factor – nie dotyczy. Liczba cytowań 0. DOI: 10.12915/pe.2014.06.30.*

#### 4.1 Sumaryczne podsumowanie współczynników bibliograficznych habilitanta po otrzymaniu tytułu doktora nauk ścisłych.

Tablica 1: Zestawienie współczynników bibliograficznych.

<b>Źródło danych</b>	<b>h-indeks</b>	<b>cytowania (bez autocytowań)</b>
Scopus	4	46 (28)
Web of Science	3	15 (13)
Google Scholar	4	65 (-)

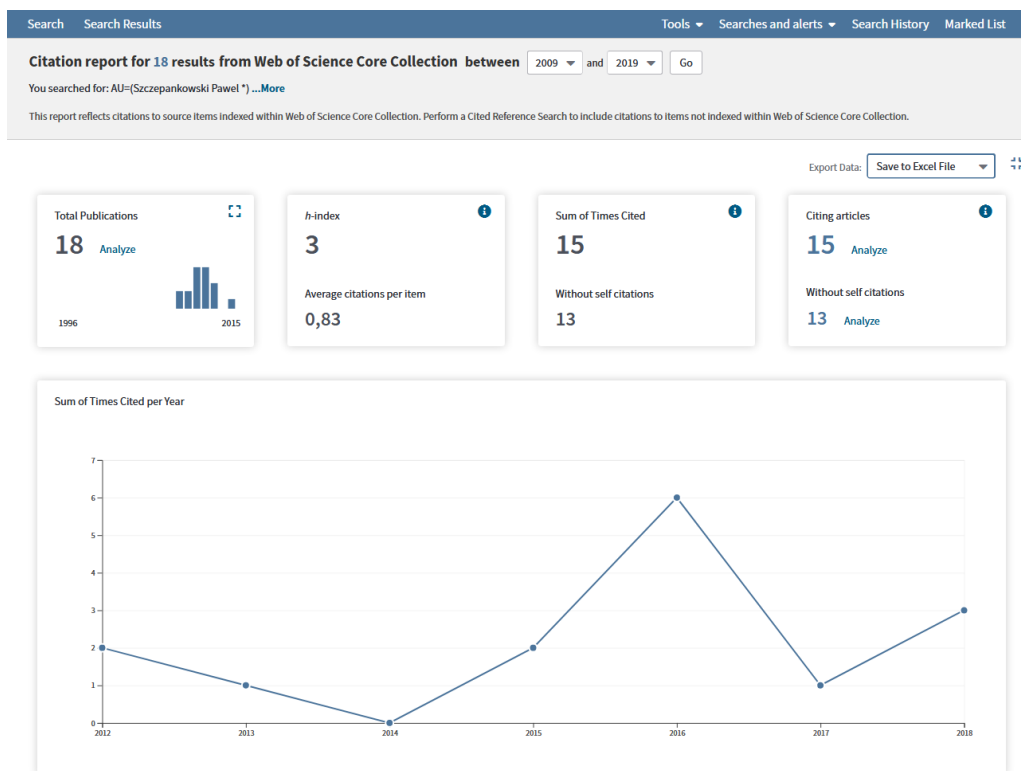
Tablica 2: Wybrane inne wskaźniki bibliograficzne (w tym publikacja [0]).

<b>LP</b>	<b>opis wskaźnika</b>	<b>wartość</b>
1	uśredniony udział w publikacjach	60%
2	suma punktów za publikacje	284
3	suma punktów z uwzględnieniem udziału	190
4	sumaryczny impact factor	6,0
5	sumaryczny impact factor z uwzględnieniem udziału	4,48

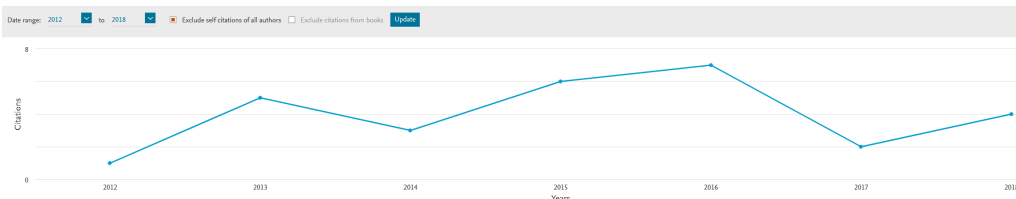
## 4.2 Podsumowanie wybranych współczynników bibliograficznych dokumentujących osiągnięcie.

Tablica 3: Wybrane inne wskaźniki bibliograficzne dla publikacji wliczanych jako osiągnięcie (w tym publikacja [0]).

LP	opis wskaźnika	wartość
1	uśredniony udział w publikacjach	80%
2	suma punktów za publikacje	185
3	suma punktów z uwzględnieniem udziału	146
4	sumaryczny impact factor	5,27
5	sumaryczny impact factor z uwzględnieniem udziału	4,19



Rysunek 1: Raport cytowań za lata 2009-2019 ze strony Web of Science.



Rysunek 2: Raport cytowań za lata 2012-2018 ze strony Scopus.



## 4.3 Omówienie celu naukowego prac i osiągniętych wyników wraz z omówieniem ich ewentualnego wykorzystania.

### 4.3.1 Wprowadzenie.

*Wspólnym celem naukowym* prac wskazanych jako osiągnięcie jest poszerzenie istniejącej wiedzy w zakresie modulacji szerokości impulsów w układach energoelektronicznych przez realizację badań stosowanych zmierzających do wykorzystania wyników w praktyce. Zaś *najważniejszym celem naukowym* moich prac jest wykazanie funkcjonowania wspólnych zależności i formuł dla obliczeń wartości współczynników wypełnień w modulacji PWM (ang. Pulse Width Modulation) implementowanej w przemiennikach częstotliwości takich jak, wielopoziomowe falowniki z diodami poziomującymi oraz przekształtniki matrycowe.

Rozwój i dostępność półprzewodnikowych przyrządów mocy istotnie wpływa na opracowania i wdrożenia nowych koncepcji topologicznych, takich jak wielopoziomowe, wielogłęziowe przekształtniki z diodami poziomującymi<sup>2,3,4</sup> czy wieloterminalowe przekształtniki matrycowe do zastosowań z wielofazowymi silnikami elektrycznymi<sup>5,6,7,8</sup>. Algorytm modulacji szerokości impulsów PWM jest nieodzownym i bardzo istotnym elementem architektury układów sterowania tych urządzeń. Głównym zadaniem algorytmu PWM jest realizacja obliczeń pozwalających na syntezę napięcia wyjściowego, którego wartość średnia liczona za okres modulacji powinna być teoretycznie równa wartości zadanej przez sterowanie nadrzędne. Niestety, wraz ze wzrostem złożoności układu, w szczególności liczby faz wyjściowych oraz liczby poziomów napięć wyjściowych, implementacja algorytmów modulacji staje się trudna i często kłopotliwa w realizacji. Stwierdzenie to staje się tym bardziej zasadne, gdy celem opracowania jest algorytm modulacji PWM dla Energetycznych Filtrów Aktywnych (EFA), w którym należy uwzględnić szereg wymagań dla tego typu aplikacji pracujących w warunkach przemysłowych. Choć przedstawione osiągnięcia projektowe, konstrukcyjne oraz technologiczne prezentują szerokie spektrum zagadnień, to wspólną osią badań naukowych prowadzonych przeze mnie pozostaje nadal algorytm modulacji.

---

<sup>2</sup>S. Kouro, M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Pou, L. Franquelo, B. Wu, J. Rodriguez, M. Perez, and J. Leon, "Recent advances and industrial applications of multilevel converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, DOI 10.1109/TIE.2010.2049719, no. 8, pp. 2553–2580, Aug. 2010.

<sup>3</sup>J. Carrasco, L. Franquelo, J. Bialasiewicz, E. Galvan, R. PortilloGuisado, M. Pratsa, and J. Leon, "Power-electronic systems for the grid integration of renewable energy sources: A survey," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, DOI 10.1109/TIE.2006.878356, no. 4, pp. 1002–1016, Jun. 2006.

<sup>4</sup>K. Bose, "Power electronics and motor drives recent progress and perspective," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, DOI 10.1109/TIE.2008.2002726, no. 2, pp. 581–588, Feb. 2009.

<sup>5</sup>J. Kolar, T. Friedli, J. Rodriguez, and P. Wheeler, "Review of three-phase pwm ac-ac converter topologies," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 5, DOI 10.1109/TIE.2011.2159353, no. 11, pp. 4988–5006, Jun. 2011.

<sup>6</sup>L. Empringham, J. Kolar, J. Rodriguez, P. Wheeler, and J. C. Clare, "Technological issues and industrial application of matrix converters: A review," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, DOI 10.1109/TIE.2012.2216231, no. 10, pp. 4260–4271, Oct. 2013.

<sup>7</sup>S. M. Ahmed, A. Iqbal, H. Abu-Rub, J. Rodriguez, C. Rojas, and M. Saleh, "Simple carrier-based pwm technique for a three-to-nine phase direct ac-ac converter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, DOI 10.1109/TIE.2011.2134062, no. 11, pp. 5014–5023, Nov. 2011.

<sup>8</sup>E. Levi, "Multi-phase machines for variable speed applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, DOI 10.1109/TIE.2008.918488, no. 5, pp. 1893–1909, May. 2008.

W ciągu ostatnich dziesięciu lat, jako osoba zajmująca się opracowaniem i wdrożeniem algorytmów modulacji PWM, aktywnie uczestniczyłem również w pracy zespołów naukowych spoza swojej macierzystej uczelni. Wraz z naukowcami z Akademii Morskiej (prof. dr hab. inż. Ryszard Strzelecki, dr hab. inż. Daniel Wojciechowski, dr hab. inż. Piotr Mysiak), Instytutu Elektrotechniki w Warszawie (dr hab. inż. Krzysztof Zymmer, dr inż. Marcin Parchomiuk) oraz Instytutu Energetyki w Gdańsku (dr inż. Tomasz Bajdecki) pracowałem nad rozwiązaniem problemów naukowych skojarzonych z czterema rodzajami przekształtników:

- 3-gałęziowy, 3-poziomowy z diodami poziomującymi [0]–[3],
- 3-gałęziowy, 4-poziomowy z diodami poziomującymi [4]–[7],
- 4-gałęziowy, 3-poziomowy z diodami poziomującymi [8]–[10],
- o budowie matrycowej [11]–[13].

Zakres mojej współpracy świadczy o aktualności podjętych przeze mnie badań stosowanych do których mogę zaliczyć pracę nad rozwiązaniem następujących zagadnień (oznaczenia zgodne z wykazem Zał.5):

**B.1.1, B.2.1** – precyzyjne formowanie napięć wyjściowych w trójfazowych, wielopoziomowych przekształtnikach napięcia DC–AC z diodami poziomującymi,

**B.3** – dokładna synteza napięć w wielopoziomowym przekształtniku czterogałęziowym DC–AC z diodami poziomującymi,

**B.4** – dokładna synteza napięć w przekształtnikach AC–AC o budowie matrycowej,

**B.1.2, B.2.2, B.2.3, B.3** – równoważenie i stabilizacja napięć na kontestatorach zainstalowanych w obwodzie pośredniczącym odpowiednio dla przekształtnika 3L–NPC (ang. Three Level Neutral Point Clamped Converter), 4L–DCC (ang. Four Level Diode Clamped Converter) oraz 3L–4W–NPC (ang. Three Level Four Leg Neutral Point Clamped Converter),

**B.1.3, B.1.8, B.2.3, B.3, B.4** – formowanie optymalnej sekwencji stanów łączników dla układów DC–AC oraz matrycowych,

**B.1.4** – alternatywne metody modulacji szerokości impulsów w przekształtnikach 3L–NPC oraz 4L–DCC,

**B.1.5, B.1.6, B.1.7** – poprawa jakości kompensacji wyższych harmoniczných prądu sieci zasilającej w aplikacji EFA z wykorzystaniem przekształtnika 3L–NPC,

**B.2.4, B.2.5, B.2.6** – opracowanie rozwiązań prototypowych nakierowanych na wdrożenie do aplikacji napędowych średniego napięcia 6kV ze zwrotem energii do sieci zasilającej.

### 4.3.2 Omówienie tematyki badań związanych z najważniejszym celem naukowym.

Najważniejszym celem naukowym było dla mnie wykazanie funkcjonowania wspólnych zależności i formuł dla obliczeń wartości współczynników wypełnień w modulacji PWM. Rezultaty badań analitycznych oraz symulacyjnych, które przeprowadziłem zostały wykorzystane w cyklu publikacyjnym wskazanym jako element osiągnięcia naukowego oraz część z nich została wdrożona w przemyśle. Niniejsza sekcja autoreferatu ma prezentować szczegółowo koncepcję obliczeń współczynników wypełnień PWM w ujęciu bardziej sformalizowanym, bliższym prezentacji zagadnień matematycznych, ponieważ pozwoli to na klarowną prezentację najważniejszego osiągnięcia – **wyznacznikowej metody obliczeń współczynników wypełnień, bez funkcji trygonometrycznych i kątów, dla zagadnień modulacji PWM, w których wektory napięć<sup>9</sup> tworzą układy niesymetryczne<sup>10</sup>, zdeformowane<sup>11</sup> lub wirujące<sup>12</sup>**. Prezentację mojego najważniejszego osiągnięcia naukowego podzieliłem na trzy sekcje. W sekcji pierwszej przedstawiono rozważania prowadzące do uzyskania nowej formuły na obliczenie współczynników wypełnień PWM w przypadku, gdy napięcia wyjściowe przekształtnika prezentowane są w dwuwymiarowym kartezjańskim układzie odniesienia  $xy$ . Druga sekcja zawiera opis rozwiązania dla przestrzennego układu wektorów bazowych w trójwymiarowym kartezjańskim układzie odniesienia  $xyz$  stosowanym w algorytmach modulacji dla układów czteroprzewodowych. Sekcja trzecia prezentuje najbardziej śmiałą próbę unifikacji algorytmów modulacji PWM w przekształtnikach matrycowych realizujących bezpośrednie przetwarzanie napięcia typu AC–AC.

#### Przypadek dwuwymiarowego, płaskiego układu odniesienia - trójfazowe przekształtniki DC–AC.

Założmy, że w dwuwymiarowym, płaskim układzie odniesienia  $xy$  określono trójelementowy zbiór wektorów  $[\vec{w}_1, \vec{w}_2, \vec{w}_3]$  pokazanych na rysunku 3, których współrzędne spełniają następujące równanie

$$\alpha_1 \cdot \vec{w}_1 + \alpha_2 \cdot \vec{w}_2 + \alpha_3 \cdot \vec{w}_3 = \vec{e} \quad (1)$$

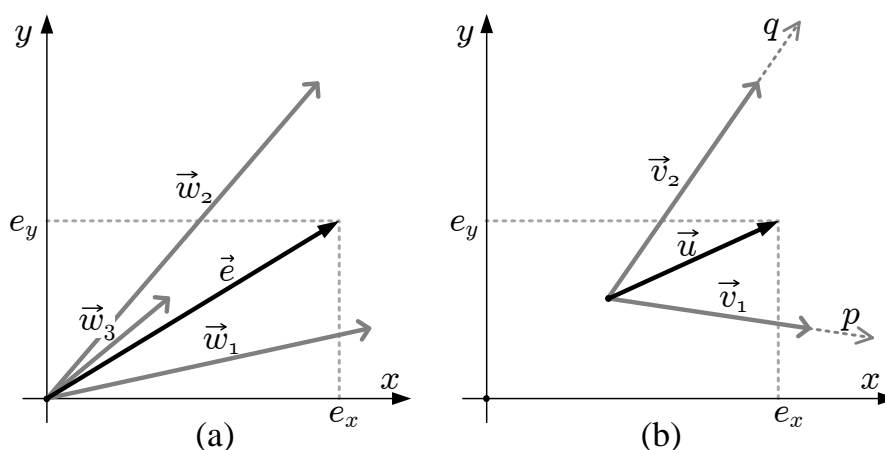
gdzie  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$  i  $\alpha_3$  są nieujemnymi współczynnikami rzeczywistymi skalującymi długość danego wektora. Wartość współczynników skalujących w (1) może być wyznaczona za pomocą rozwiązania graficznego, ale nie jest ono odpowiednie w przypadku poszukiwania rozwiązania o charakterze algebraicznym. W celu sformułowania bardziej praktycznego rozwiązania, weźmy pod uwagę układ wektorów pokazany na rysunku 3(b), w którym wprowadzono lokalny ukośnokątny układ odniesienia  $pq$  zbudowany na wektorach  $\vec{v}_1$  i  $\vec{v}_2$

<sup>9</sup>w przypadku przekształtników DC–AC chodzi o wektory tworzące diagram wektorów bazowych – tzw. płaszczyznę wektora przestrzennego, zaś w przypadku syntezy napięcia w przekształtnikach AC–AC chodzi o wektory reprezentujące napięcia wejściowe, jak i wyjściowe

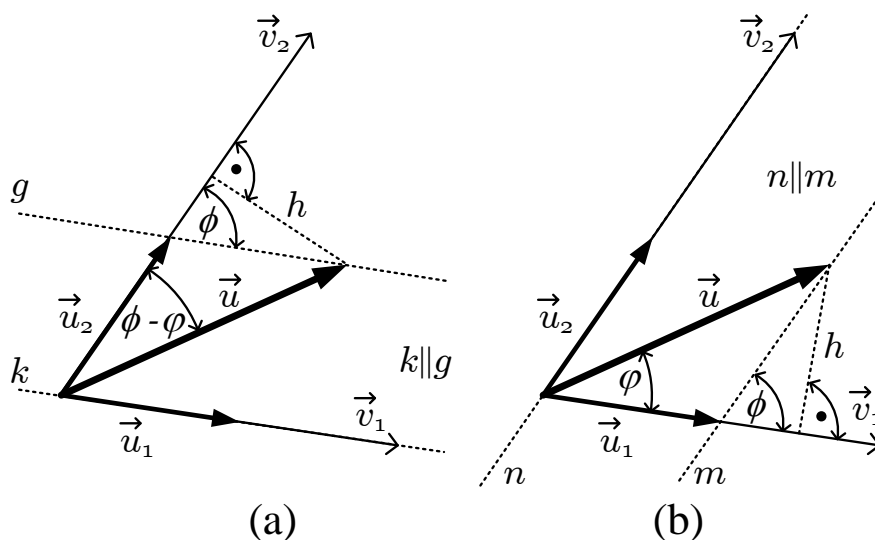
<sup>10</sup>sformułowanie "układy niesymetryczne" odwołuje się do płaszczyzny wektora przestrzennego, w którym sektory oraz regiony nie są trójkątem równobocznym, w szczególności układ nie spełnia warunków układu ukośnokątnego (por. *algebra liniowa*)

<sup>11</sup>uwzględnienie chwilowych, bieżących wartości napięć w obwodzie pośredniczącym wielopoziomowego przekształtnika napięcia prowadzi do uzyskania zdeformowanego diagramu wektorów reprezentujących napięcia wyjściowe, deformacja jest tym większa im większe są tętnienia napięć kondensatorów DC

<sup>12</sup>przebiegi zmienne w czasie mogą być reprezentowane w postaci sygnałów analitycznych jako wirujący wektor (por. transformacja Hilberta, drganie uogólnione)



Rysunek 3: Układ wektorów w płaskim kartezjańskim układzie współrzędnych (a), lokalny ukośnokątny układ współrzędnych  $pq$  (b).



Rysunek 4: Projektcja wektora zadanego  $\vec{u}$ : (a) na wektor  $\vec{v}_2$  (b) na wektor  $\vec{v}_1$ .

z wektorem  $\vec{u}$ , reprezentującym napięcie zadane na podstawie poniższych liniowych zależności

$$\begin{aligned}\vec{w}_2 - \vec{w}_3 &= \vec{v}_2 \\ \vec{w}_1 - \vec{w}_3 &= \vec{v}_1 \\ \vec{e} - \vec{w}_3 &= \vec{u}\end{aligned}\quad (2)$$

Zauważmy, że wszystkie nowe wektory w równaniu (2) powstały przez odjęcie wektora  $\vec{w}_3$  od pozostałych. Postępując analogicznie jak w równaniu (1), wektor zadany  $\vec{u}$  może być wyrażony jako kombinacja liniowa jedynie dwóch tzw. wektorów bazowych

$$\vec{u} = d_1 \cdot \vec{v}_1 + d_2 \cdot \vec{v}_2 \quad (3)$$

gdzie  $d_1 = |\vec{u}_1|/|\vec{v}_1|$  i  $d_2 = |\vec{u}_2|/|\vec{v}_2|$  są nieujemnymi współczynnikami skalującymi, które w dalszej części tekstu przyjmą nazwę współczynników wypełnień PWM. Współczynniki wypełnień  $d_1$  i  $d_2$  mogą być obliczone z wykorzystaniem zasad metody projekcji, co zostało

zilustrowane na rysunku 4. Stosując wyrażenia na sinusy kątów  $\phi$  i  $\varphi$

$$\frac{h}{|\vec{u}_1|} = \sin(\phi), \frac{h}{|\vec{u}|} = \sin(\phi - \varphi) \quad (4)$$

oraz bazując na prostopadłym do odpowiednich wektorów bazowych odcinku pomocniczym  $h$ , ostatecznie otrzymuje się następujące stosunki długości

$$|\vec{u}_1| = |\vec{u}| \cdot \frac{\sin(\phi - \varphi)}{\sin(\phi)}, |\vec{u}_2| = |\vec{u}| \cdot \frac{\sin(\varphi)}{\sin(\phi)} \quad (5)$$

Aby wyeliminować funkcje trygonometryczne zawierające  $\phi$  i  $\varphi$  można zastosować formuły na kosinus kąta między wektorami, który wyraża się jako stosunek iloczynu skalarnego (znak "o") wektorów do iloczynu ich długości, co w efekcie prowadzi do następującego wyniku

$$\begin{aligned} \cos(\phi) &= \frac{\vec{v}_1 \circ \vec{v}_2}{|\vec{v}_1| \cdot |\vec{v}_2|} \\ \cos(\varphi) &= \frac{\vec{v}_1 \circ \vec{u}}{|\vec{v}_1| \cdot |\vec{u}|} \\ \cos(\phi - \varphi) &= \frac{\vec{v}_2 \circ \vec{u}}{|\vec{v}_2| \cdot |\vec{u}|} \end{aligned} \quad (6)$$

Zastosowanie trygonometrycznej postaci twierdzenia Pitagorasa prowadzi ostatecznie do wzorów,

$$d_1 = \frac{|\vec{u}|}{|\vec{v}_1|} \sqrt{\frac{1 - \cos^2(\phi - \varphi)}{1 - \cos^2(\phi)}} = \frac{|\vec{u}|}{|\vec{v}_1|} \sqrt{\frac{1 - \left(\frac{\vec{v}_2 \circ \vec{u}}{|\vec{v}_2| \cdot |\vec{u}|}\right)^2}{1 - \left(\frac{\vec{v}_1 \circ \vec{v}_2}{|\vec{v}_1| \cdot |\vec{v}_2|}\right)^2}} \quad (7)$$

$$d_2 = \frac{|\vec{u}|}{|\vec{v}_2|} \sqrt{\frac{1 - \cos^2(\varphi)}{1 - \cos^2(\phi)}} = \frac{|\vec{u}|}{|\vec{v}_2|} \sqrt{\frac{1 - \left(\frac{\vec{v}_1 \circ \vec{u}}{|\vec{v}_1| \cdot |\vec{u}|}\right)^2}{1 - \left(\frac{\vec{v}_1 \circ \vec{v}_2}{|\vec{v}_1| \cdot |\vec{v}_2|}\right)^2}} \quad (8)$$

Otrzymane wzory (7) i (8) nie zawierają, co prawda, funkcji trygonometrycznych ale są nazbyt złożone i występuje w nich pierwiastkowanie. W celu otrzymania prostszej formuły na obliczenie współczynników wypełnień  $d_1$  i  $d_2$ , zbiór wektorów z rysunku 4 można przedstawić jako zbiór punktów  $A$ ,  $B$ ,  $C$ , and  $D$  określających wierzchołki odpowiednich trójkątów pokazanych na rysunku 5.

Na mocy twierdzenia sinusów, współczynnik wypełnienia  $d_1$  można wyrazić jako stosunek długości odcinka  $a$  do sumy długości odcinka  $a$  oraz  $b$  pokazanego na rysunku 5(a).

$$d_1 = \frac{|\vec{u}_1|}{|\vec{v}_1|} = \frac{a}{a + b} = \frac{h}{h + y} \quad (9)$$

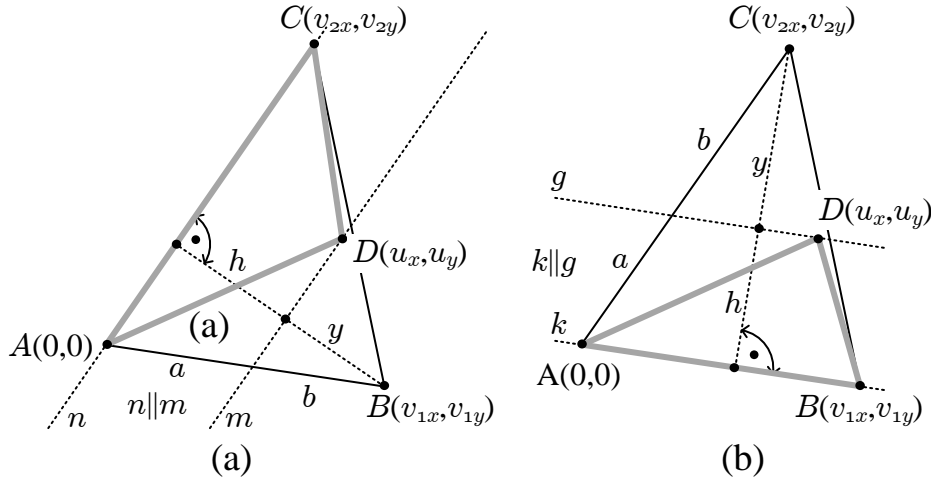
Taki sam wzór otrzymujemy dla przypadku z rysunku 5(b).

$$d_2 = \frac{|\vec{u}_2|}{|\vec{v}_2|} = \frac{a}{a + b} = \frac{h}{h + y} \quad (10)$$

Zauważmy, że zgodnie z rysunkiem 5(a) trójkąty  $\Delta(A, D, C)$  i  $\Delta(A, B, C)$  mają tę samą podstawę. Stwierdzenie to dotyczy również trójkątów z rysunku 5(b). Stąd też, współczynniki wypełnień PWM –  $d_1$  i  $d_2$  – mogą być wyrażone jako stosunki pól trójkątów jak poniżej

$$d_1 = \frac{\Delta_{ADC}}{\Delta_{ABC}}, d_2 = \frac{\Delta_{ADB}}{\Delta_{ABC}} \quad (11)$$

Jeśli wierzchołek  $A$  leży w środku układu współrzędnych w punkcie  $(0,0)$  oraz współrzędne pozostałych punktów wynoszą odpowiednio  $B = (v_{1x}, v_{1y})$ ,  $C = (v_{2x}, v_{2y})$  i  $D = (v_x, v_y) =$



Rysunek 5: Zbiór punktów w dwuwymiarowym kartezjańskim układzie odniesienia  $xy$  określający: (a) trójkąt  $\Delta(A, D, C)$ , (b) trójkąt  $\Delta(A, D, B)$ .

$(u_x, u_y)$ , to wymagane pola trójkątów można obliczyć metodą wyznacznikową. Formuła na obliczenie udziału wektora  $\vec{v}_1$  w syntezie napięcia zadanego uzyska wtedy następującą postać

$$d_1 = \frac{\left| \det \begin{bmatrix} D_x & D_y \\ C_x & C_y \end{bmatrix} \right|}{\left| \det \begin{bmatrix} B_x & B_y \\ C_x & C_y \end{bmatrix} \right|} = \frac{\left| \det \begin{bmatrix} v_x & v_y \\ v_{2x} & v_{2y} \end{bmatrix} \right|}{\left| \det \begin{bmatrix} v_{1x} & v_{1y} \\ v_{2x} & v_{2y} \end{bmatrix} \right|} \quad (12)$$

Współczynnik wypełnienia dla wektora bazowego  $\vec{v}_2$  może być wyznaczony w analogiczny sposób

$$d_2 = \frac{\left| \det \begin{bmatrix} D_x & D_y \\ B_x & B_y \end{bmatrix} \right|}{\left| \det \begin{bmatrix} B_x & B_y \\ C_x & C_y \end{bmatrix} \right|} = \frac{\left| \det \begin{bmatrix} v_x & v_y \\ v_{1x} & v_{1y} \end{bmatrix} \right|}{\left| \det \begin{bmatrix} v_{1x} & v_{1y} \\ v_{2x} & v_{2y} \end{bmatrix} \right|} \quad (13)$$

Na podstawie wcześniejszych rozważań współczynnik wypełnienia  $d_0$  dla tzw. wektora pasywnego, reprezentowanego w proponowanej metodzie przez punkt  $A(0,0)$  pokazany na rysunku 5 jest równy

$$d_0 = \frac{\Delta_{BCD}}{\Delta_{ABC}} \quad (14)$$

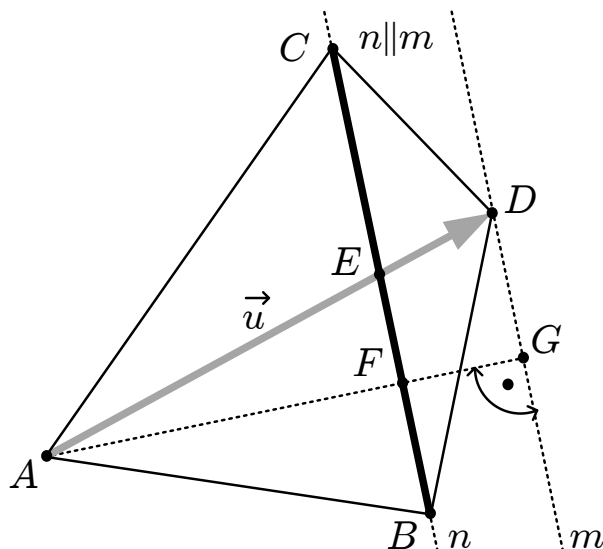
Zauważmy, że suma wszystkich współczynników wypełnień jest równa jedności

$$d_1 + d_2 + d_0 = 1 \quad (15)$$

Jeśli suma (15) jest większa od jedności, co jest pokazane na rysunku 6, oznacza to, że punkt  $D$  – reprezentujący koniec wektora zadanego  $\vec{u}$  – znajduje się poza trójkątem  $\Delta(A, B, C)$  i nie są spełnione warunki syntezy. W takim przypadku można skrócić długość wektora zadanego mnożąc jego współrzędne przez współczynnik skalujący  $\zeta$  wyrażony następująco

$$\zeta = \frac{|AE|}{|AD|} = \frac{|AE|}{|AE| + |ED|} \quad (16)$$

Zauważmy, że proste  $m$  i  $n$  pokazane na rysunku 6 są względem siebie równoległe. Wy-

Rysunek 6: Rescaling the length of vector  $\vec{u}$ .

korzystając zależności oparte na twierdzeniu Talesa, wartość współczynnika skalującego  $\zeta$  może być obliczona z wykorzystaniem formuły zawierającej pola odpowiednich trójkątów

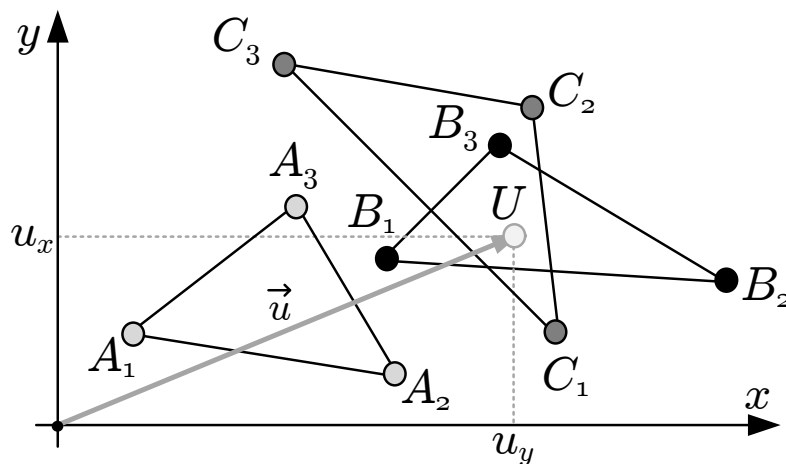
$$\zeta = \frac{|AF|}{|AF| + |FG|} = \frac{\Delta_{ABC}}{\Delta_{ABC} + \Delta_{BCD}} \quad (17)$$

Zaproponowane postępowanie może być zastosowane w algorytmach modulacji obejmujących zagadnienia nadmodulacji. Proponowane podejście posiada pewną istotną właściwość; suma funkcji kształtu jest równa jedności dla punktów wewnątrz trójkąta (jak pokazano na rysunku 5), zaś dla punktów leżących poza nim wartość tej sumy jest większa od jedności (jak zilustrowano na rysunku 6). Właściwość ta, może być wykorzystana do identyfikacji i selekcji tzw. trójkątnych pól syntezy. W praktyce, ze względu na ograniczenie dokładności formatów liczb zmiennoprzecinkowych, spośród zbioru owych sum (15) wybiera się tę sumę, której wartość jest najmniejsza w zbiorze. Zadanie selekcji może być zrealizowane przez standardową funkcję *min* z optymalizowanej biblioteki dedykowanej dla procesorów sygnałowych<sup>13</sup>. Nierzadko jednak, gdy uwzględni się redundancję<sup>14</sup> stanów przekształtnika, otrzymuje się pewną liczbę potencjalnych rozwiązań. Na rysunku 7 pokazano dwa przykładowe trójkąty  $\Delta(B_1, B_2, B_3)$  i  $\Delta(C_1, C_2, C_3)$ , które spełniają warunki syntezy. W takich przypadkach w wyborze sekwencji stanów stosuje się inne kryteria wyboru, takie jak na przykład oddziaływanie na rozkład napięć w obwodzie pośredniczącym lub ze względu na warunki komutacji<sup>15</sup>.

<sup>13</sup>procesory sygnałowe TMS320C6713, TMS320C66XX firmy Texas Instruments posiadają wsparcie w postaci specjalistycznych bibliotek DSP, podobnie rodzina mikrokontrolerów TMS320F2837XD (X dla podkreślenia istnienia różnych wariantów układu scalonego)

<sup>14</sup>redundancja stanów oznacza, że co najmniej dwie kombinacje stanów łączników w przekształtniku posiadają tę samą, identyczną, reprezentację wektorową w przyjętym układzie odniesienia – innymi słowy napięcie na zaciskach obciążenia dla obu przypadków jest takie samo

<sup>15</sup>w znaczeniu działań prowadzących do uniknięcia tzw. krótkich impulsów sterujących lub też celowego wyboru określonej sekwencji w celu minimalizacji wysokoczęstotliwościowych tętnień prądu



Rysunek 7: Przykład ilustrujący spełnienie warunku syntezy wektora  $\vec{u}$  przez dwa trójkąty.

Na podstawie analizy relacji geometrycznych otrzymałem równania (12) i (13), których istotą jest zastosowanie prostych operacji na wyznacznikach zawierających współrzędne punktów określających wierzchołki trójkątnych pól syntezy. Nie występują w nich funkcje trygonometryczne ani nie zachodzi potrzeba podania kąta.

Prawidłowość formuł<sup>16</sup> (12) i (13) można potwierdzić wykorzystując interpretację wartości bezwzględnej iloczynu wektorowego

$$d_1 = \frac{|\vec{u}| |\vec{v}_2| \cdot \sin(\phi - \varphi)}{|\vec{v}_1| |\vec{v}_2| \cdot \sin(\phi)} = \frac{|\vec{u} \times \vec{v}_2|}{|\vec{v}_1 \times \vec{v}_2|} = \frac{\Delta_{ADC}}{\Delta_{ABC}} \quad (18)$$

$$d_2 = \frac{|\vec{u}| |\vec{v}_1| \cdot \sin(\varphi)}{|\vec{v}_1| |\vec{v}_2| \cdot \sin(\phi)} = \frac{|\vec{u} \times \vec{v}_1|}{|\vec{v}_1 \times \vec{v}_2|} = \frac{\Delta_{ADB}}{\Delta_{ABC}} \quad (19)$$

Dodatkowym uzasadnieniem dla zastosowania nowej koncepcji obliczania współczynników wypełnień jest możliwość prostego (w znaczeniu prostej postaci wyznacznika macierzy) przeprowadzenia "w przód" analizy efektów związanych z wyborem danego zestawu sekwencji stanów. Takim efektem może być ładowanie i rozładowanie pojemności w obwodzie pośredniczącym<sup>17,18,19</sup>. W wielopoziomowych przekształtnikach DC-AC zachodzi potrzeba stabilizacji napięć na kondensatorach w obwodzie pośredniczącym. Nie jest konieczne przeprowadzanie analizy dla wszystkich możliwych przypadków. Należy rozważyć jedynie otoczenie punktu  $U$  z rysunku 7. Budowanie "otoczenia", tj. podzbioru sekwencji

<sup>16</sup>otrzymano proste zależności, które budziły wątpliwości podczas prezentacji wyników, dlatego też podjąłem działania zmierzające do potwierdzenia otrzymanych wyników za pomocą innego ujęcia

<sup>17</sup>chodzi o badanie wskaźnika energetycznego wyrażającego oddziaływanie danej sekwencji stanów łączników na potencjał danego węzła w obwodzie DC

<sup>18</sup>N. Celanovic and D. Boroyevich, "A comprehensive study of neutral point voltage balancing problem in three-level neutral-point-clamped voltage source pwm inverters," IEEE Trans. Power Electron., vol. 15, DOI 10.1109/63.838096, no. 2, pp. 242-249, Mar. 2000

<sup>19</sup>S. Busquets-Monge, J. Bordonau, D. Boroyevich, and S. Somavilla, "The nearest three virtual space vector pwm - a modulation for the comprehensive neutral-point balancing in the three-level npc inverter," IEEE Power Electron. Lett., vol. 2, DOI 10.1109/LPEL.2004.828445, no. 1, pp. 11-15, Mar. 2004



stanów najczęściej polega na tabelarycznym przyporządkowaniu danej grupy rozwiązań do sektorów. Algorytmy wykorzystujące nową koncepcję obliczeń współczynników wypełnień PWM zostały przedstawione w publikacjach [0]–[7] wskazanych jako istotna część osiągnięcia naukowego. Jednakże, w publikacjach tych nie zamieszczono tak szczegółowego wyprowadzenia metody, co stanowi znaczący ubytek – dlatego też zdecydowałem się zamieszczenie tego materiału w autoreferacie.

### Przypadek trójwymiarowego układu odniesienia - trójfazowe wielopoziomowe przekształtniki czterogłęziowe DC–AC.

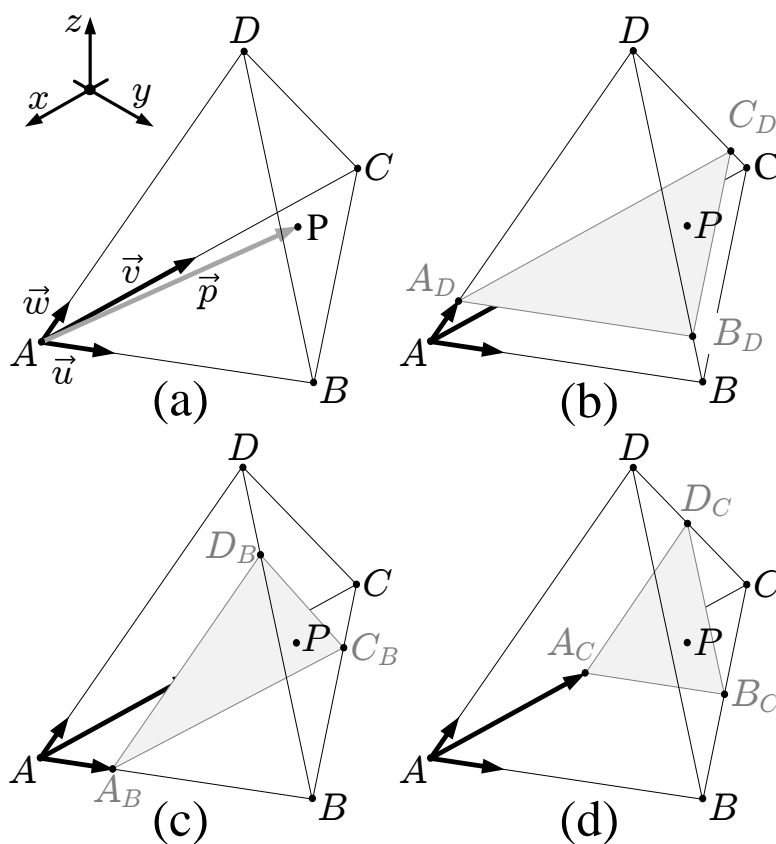
Załóżmy, że wektor  $\vec{p}$ , pokazany na rysunku 8, znajduje się w całości wewnątrz czworoscianu  $V$  z wierzchołkami  $A$ ,  $B$ ,  $C$  i  $D$ . Mając na uwadze poprzednie rozważania, wektor referencyjny  $\vec{p}$  może być wyrażony jako następująca liniowa kombinacja

$$\vec{p} = \vec{u} + \vec{v} + \vec{w} \quad (20)$$

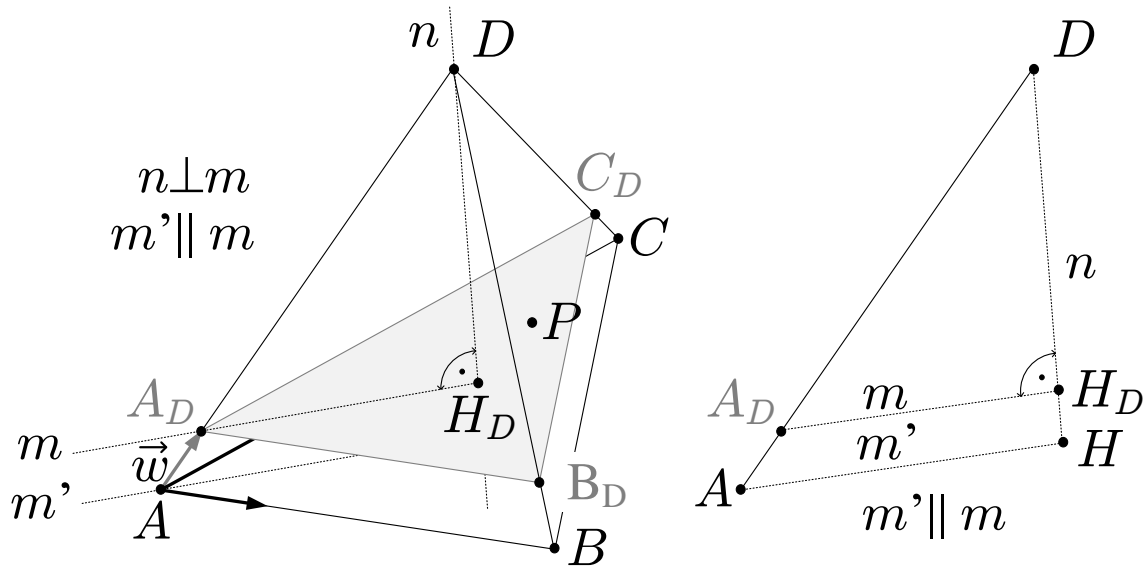
gdzie wektory  $\vec{u}$ ,  $\vec{v}$  i  $\vec{w}$  są wynikiem projekcji wektora  $\vec{p}$  na wektory bazowe  $\overrightarrow{AB}$ ,  $\overrightarrow{AC}$  i odpowiednio  $\overrightarrow{AD}$ .

$$\vec{p} = d_B \cdot \overrightarrow{AB} + d_C \cdot \overrightarrow{AC} + d_D \cdot \overrightarrow{AD} \quad (21)$$

Współczynniki wypełnień PWM –  $d_B$ ,  $d_C$  oraz  $d_D$  – występujące równaniu (21) można wyrazić jako następujące stosunki długości wektorów po projekcji do długości wektorów



Rysunek 8: Projekcja wektora napięcia zadanego w trójwymiarowym kartezjańskim układzie odniesienia: (a) wektor zadany  $\vec{p}$  oraz wektory bazowe  $\vec{u}$ ,  $\vec{v}$ ,  $\vec{w}$ , (b)–(d) trójkątne płaszczyzny zawierające punkt  $P$ , równoległe do boków czworoscianu  $V(A, B, C, D)$ .



Rysunek 9: Układ geometryczny, w którym znajduje zastosowanie twierdzenie Talesa, odnoszący się do rysunku 8(b).

bazowych

$$d_B = \frac{|\vec{u}|}{|\vec{AB}|}, d_C = \frac{|\vec{v}|}{|\vec{AC}|}, d_D = \frac{|\vec{w}|}{|\vec{AD}|}. \quad (22)$$

Aby znaleźć bardziej praktyczne wyrażenie (22) posłużymy się rysunkiem 9 zawierającym więcej detali. Zauważmy, że trójkąt  $\Delta(A_D, B_D, C_D)$ , w który znajduje się punkt  $P$  (koniec wektora zadanego  $\vec{p}$ ) jest równoległy do podstawy czworościanu  $V(A, B, C, D)$ , którą jest trójkąt  $\Delta(A, B, C)$ . Ponadto prosta  $n$  przechodzi przez wierzchołek  $D$  i jest normalna do trójkątnych płaszczyzn  $\Delta(A, B, C)$  oraz  $\Delta(A_D, B_D, C_D)$ . Na podstawie analizy układu geometrycznego z rysunku 9, wyrażenie na współczynnik wypełnienia dla wektora  $\vec{w}$  może być podane w postaci następującej formuły

$$d_D = \frac{|\vec{w}|}{|\vec{AD}|} = \frac{|AA_D|}{|AD|} = \frac{|HH_D|}{|HD|} \quad (23)$$

Mając na uwadze, że oba czworościany  $V(A, B, C, D)$  i  $V(A, B, C, P)$  posiadają wspólną podstawę, którą jest trójkąt  $\Delta(A, B, C)$  wyrażenie na  $d_D$  przyjmie postać

$$d_D = \frac{V_{ABCP}}{V_{ABCD}} \quad (24)$$

Postępując w analogiczny sposób otrzymuje się wzory odnoszące się do pozostałych wierzchołków

$$d_A = \frac{V_{DBCP}}{V_{ABCD}}, d_B = \frac{V_{ADCP}}{V_{ABCD}}, d_C = \frac{V_{ABDP}}{V_{ABCD}} \quad (25)$$

Objętość czworościanu można obliczyć z wykorzystaniem wyznaczników, co prowadzi do uzyskania następujących formuł na obliczenie wszystkich wymaganych współczynników wypełnień PWM

$$d_A = \left| \det \begin{bmatrix} P_x - B_x & P_y - B_y & P_z - B_z \\ P_x - C_x & P_y - C_y & P_z - C_z \\ P_x - D_x & P_y - D_y & P_z - D_z \end{bmatrix} \cdot g \right| \quad (26)$$

$$d_B = \left| \det \begin{bmatrix} P_x - C_x & P_y - C_y & P_z - C_z \\ P_x - D_x & P_y - D_y & P_z - D_z \\ P_x - A_x & P_y - A_y & P_z - A_z \end{bmatrix} \cdot g \right| \quad (27)$$

$$d_C = \left| \det \begin{bmatrix} P_x - D_x & P_y - D_y & P_z - D_z \\ P_x - A_x & P_y - A_y & P_z - A_z \\ P_x - B_x & P_y - B_y & P_z - B_z \end{bmatrix} \cdot g \right| \quad (28)$$

$$d_D = \left| \det \begin{bmatrix} P_x - A_x & P_y - A_y & P_z - A_z \\ P_x - B_x & P_y - B_y & P_z - B_z \\ P_x - C_x & P_y - C_y & P_z - C_z \end{bmatrix} \cdot g \right| \quad (29)$$

gdzie

$$g = \left( \det \begin{bmatrix} D_x - A_x & D_y - A_y & D_z - A_z \\ D_x - B_x & D_y - B_y & D_z - B_z \\ D_x - C_x & D_y - C_y & D_z - C_z \end{bmatrix} \right)^{-1} \quad (30)$$

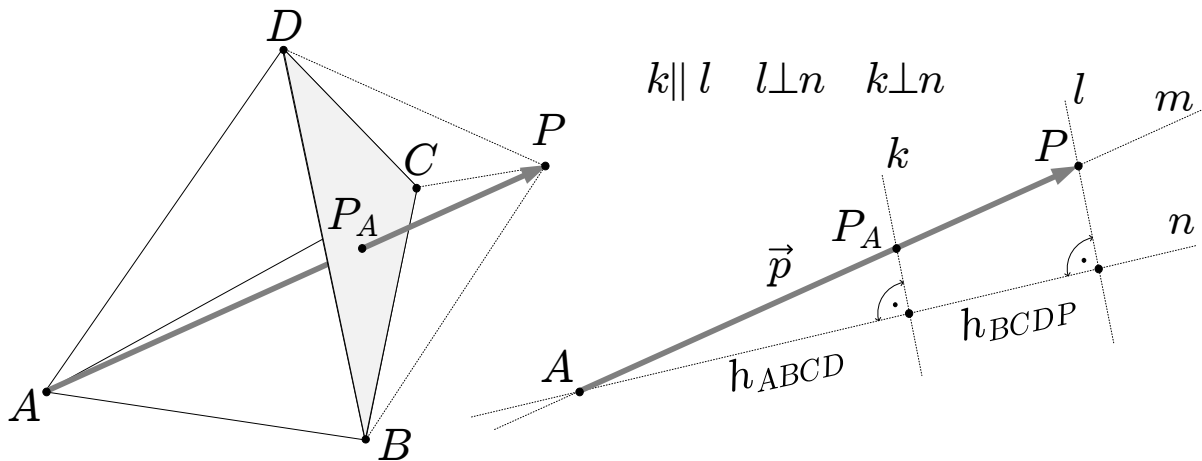
Jeśli wektor zadany  $\vec{p}$  znajduje się wewnątrz czworościanu  $V(A, B, C, D)$ , suma wszystkich współczynników wypełnień jest równa jedności

$$d_A + d_B + d_C + d_D = 1 \quad (31)$$

zaś gdy punkt  $P$  znajduje się na zewnątrz czworościanu (tak jak jest to pokazane na rysunku10), długość wektora  $\vec{p}$  może być odpowiednio skrócona przez zastosowanie współczynnika skalującego  $\zeta$

$$\zeta = \frac{|AP_A|}{|\vec{p}|} = \frac{|AP_A|}{|AP_A| + |P_A P|} \quad (32)$$

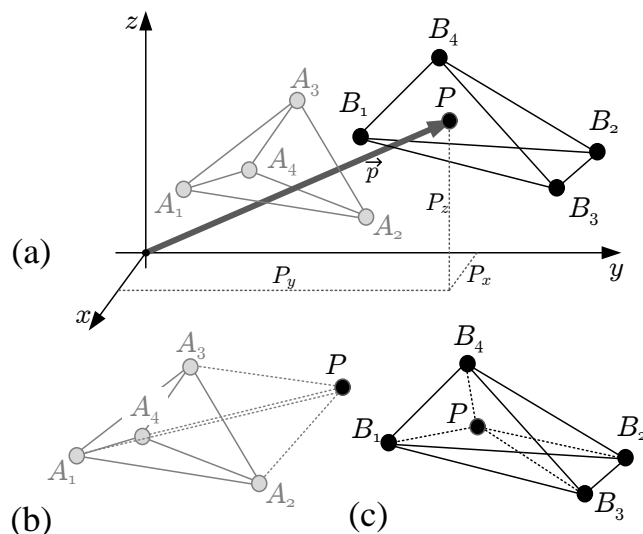
Czworościany  $V(A, B, C, D)$  oraz  $V(B, C, D, P)$  mają wspólną podstawę, którą jest trój-



Rysunek 10: Ilustracja przypadku, w którym punkt  $P$  znajduje się poza czworościanem  $V(A, B, C, D)$ .

kąt  $\Delta(B, C, D)$ . Dodatkowo, zauważmy, że prosta  $n$  jest prostopadła do płaszczyzny  $\Delta(B, C, D)$ . Stąd współczynnik skalujący  $\zeta$  może być ponownie obliczony z wykorzystaniem twierdzenia Talesa

$$\zeta = \frac{h_{ABCD}}{h_{ABCD} + h_{BCDP}} \cdot \frac{\frac{\Delta_{BCD}}{3}}{\frac{\Delta_{BCD}}{3}} = \frac{V_{ABCD}}{V_{ABCD} + V_{BCDP}} \quad (33)$$



Rysunek 11: Przykładowe czworościany w trójwymiarowym układzie odniesienia: (a) koniec wektora  $\vec{p}$  znajduje się wewnątrz czworościanu  $V(B_1, B_2, B_3, B_4)$ , (b) suma (30) jest większa od jedności, (c) suma reprezentowana przez (30) jest równa jedności.

Wybór właściwego czworościanu z rysunku 11 polega na wskazaniu figury, dla której suma obliczana według (30) jest równa jedności. zdecydowałem się zamieszczenie tego materiału w autoreferacie. W publikacjach [8], [9] oraz [10] – wskazanych jako część osiągnięcia naukowego – przedstawiono wyniki z zastosowaniem otrzymanych formuł ale nie zamieszczono rozważań dowodzących ich prawidłowości.

### Podstawy bezpośredniej syntezy napięć w przekształtnikach AC–AC.

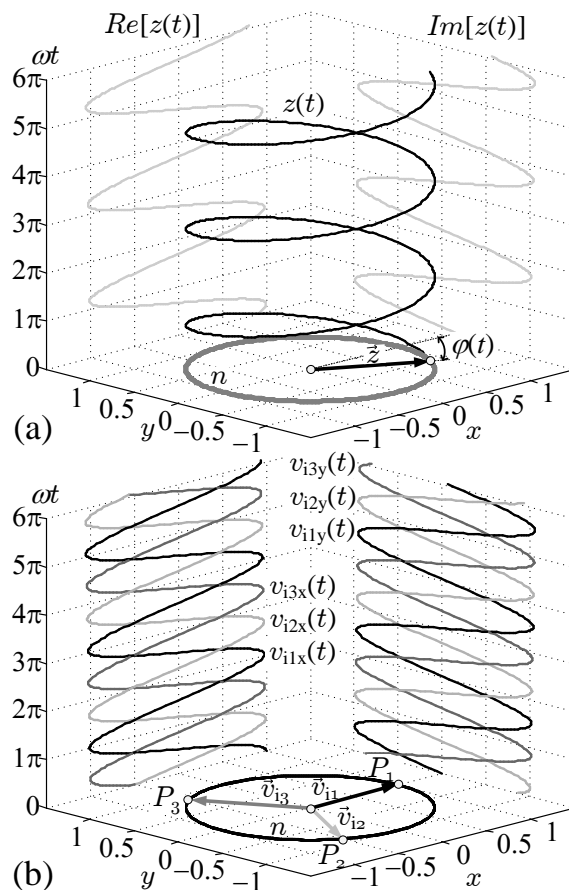
Przekształtniki matrycowe stanowią odrębną grupę przekształtników bez pojemnościowego zasobnika energii. Od niemal 40 lat są obiektem badań zmierzających do uzyskania nowego rozwiązania topologicznego, algorytmu modulacji czy też wykazania nowego potencjału aplikacyjnego<sup>20,21,22</sup>. Kierując się moim najważniejszym celem naukowym oraz obiecującymi wynikami badań dla układów DC–AC, rozpocząłem badania analityczne i symulacyjne prowadzące do sformułowania zasad nowego podejścia do modulacji PWM w przekształtnikach matrycowych. Cechą charakterystyczną proponowanej idei jest prezentacja napięć wejściowych oraz wyjściowych w postaci sygnałów analitycznych<sup>23</sup>, czyli sygnałów zespolonych, które posiadają swoją część rzeczywistą oraz urojoną. Publikacje [11], [12] oraz [13] demonstrują zastosowanie funkcji kształtu oraz reprezentację napięć jako wektory wirujące. W celu bardziej szczegółowego przybliżenia tematyki badawczej

<sup>20</sup>T. Friedli and J. Kolar, “Milestones in matrix converter research,” *IEEEJ Journal of Industry Application*, vol. 1, DOI 10.1541/ieejia.1.2, no. 1, pp. 2–14, Jul. 2012

<sup>21</sup>L. Empringham, J. Kolar, J. Rodriguez, P. Wheeler, and J. C. Clare, “Technological issues and industrial application of matrix converters: A review,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, DOI 10.1109/TIE.2012.2216231, no. 10, pp. 4260–4271, Oct. 2013

<sup>22</sup>J. Rodriguez, M. Rivera, J. Kolar, and P. Wheeler, “A review of control and modulation methods for matrix converters,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, DOI 10.1109/TIE.2011.2165310, no. 1, pp. 58–70, Jan. 2012

<sup>23</sup>por. przekształcenie Hilberta, sygnały kwadraturowe, filtry Hilberta, drganie uogólnione



Rysunek 12: Geometryczna interpretacja sygnału analitycznego: (a) teoretyczna trajektoria sygnału analitycznego  $z(t)$ , (b) trzy sygnały analityczne dla systemu trójfazowego w dwuwymiarowym układzie odniesienia  $xy$ .

w zakresie przekształtników matrycowych opracowano krótki opis obejmujący prezentację najważniejszych zależności i formuły, lecz (z uwagi na ograniczony zakres autoreferatu) z pominięciem definicji sygnału analitycznego<sup>24,25,26</sup>. Trzy kosinusoidalne przebiegi napięć wejściowych

$$\begin{aligned} v_{i1x} &= V \cos(\omega_i t) \\ v_{i2x} &= V \cos(\omega_i t + 2\pi/3) \\ v_{i3x} &= V \cos(\omega_i t - 2\pi/3) \end{aligned} \quad (34)$$

wraz z ich kwadraturowymi odpowiednikami

$$\begin{aligned} v_{i1y} &= V \sin(\omega_i t) \\ v_{i2y} &= V \sin(\omega_i t + 2\pi/3) \\ v_{i3y} &= V \sin(\omega_i t - 2\pi/3) \end{aligned} \quad (35)$$

<sup>24</sup>C. Rader, "A simple method for sampling in-phase and quadrature components," IEEE Aerosp. Electron. Syst. Mag., vol. AES-20, DOI 10.1109/TAES.1984.310466, no. 6, pp. 821–824, Nov. 1984

<sup>25</sup>G. Todoran and R. Holonec, "Analysis of the multi-phased system based on the concept of analytic signals," 4th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives, DOI 10.1109/PowerEng. 2013.6635689, May. 2013

<sup>26</sup>A. Reilly, G. Frazer, and B. Boashash, "Analytic signal generation tips and traps," IEEE Trans. Signal Process., vol. 42, DOI 0.1109/78.330385, no. 11, pp. 3241–3245, Nov. 1994

mogą być przekształcone do postaci trzech napięć zespolonych

$$\begin{aligned}\bar{v}_{i1} &= V e^{j\omega_i t} \\ \bar{v}_{i2} &= V e^{j(\omega_i t + 2\pi/3)} \\ \bar{v}_{i3} &= V e^{j(\omega_i t - 2\pi/3)}\end{aligned}\quad (36)$$

dzięki zastosowaniu przesuwników sygnału (linii opóźniających) lub potrójnej transformacji Clarke

$$\begin{bmatrix} v_{i1x} & v_{i1y} \\ v_{i2x} & v_{i2y} \\ v_{i3x} & v_{i3y} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{i1x} & v_{i2x} & v_{i3x} \\ v_{i2x} & v_{i3x} & v_{i1x} \\ v_{i3x} & v_{i1x} & v_{i2x} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1/\sqrt{3} \\ 0 & -1/\sqrt{3} \end{bmatrix}\quad (37)$$

Napięcia w równaniach (36) mogą być interpretowane i przedstawione jako trzy wirujące wektory w dwuwymiarowym kartezjańskim układzie odniesienia  $xy$  pokazanym na rysunku 12(b). Jednakże w praktyce napięcia zasilające układ nie należą do sygnałów o czysto sinusoidalnym charakterze i nierzadko zawierają wyższe harmoniczne. Dokładna prezentacja takich napięć przemiennych przez wektory wirujące może wymagać zastosowania Filtru Hilberta lub rozwiązań bazujących na operacji FFT<sup>27</sup>. Skala obliczeń może być zredukowana do pewnego zakresu obejmującego harmoniczne najczęściej występujące w sieciach zasilających<sup>28</sup>. Wobec tego, algorytm generujący składowe urojone sygnały analitycznego może być zrealizowany za pomocą metod bazujących na DFT (ang. Discrete Fourier Transform). Na rysunku 13(a–b) przedstawiono ilustrację podsumowującą dotychczasowe rozważania. Rzeczywiste napięcia międzyfazowe na wejściu układu, co do modułu równe są odległości między końcami wirujących wektorów na osi  $x$ . Na ilustracja pokazanej na rysunku 13(c) przedstawiono fragment przebiegów napięć wejściowych w przedziale czasu  $T_S$ , w którym następuje generacja zadanej wartości średniej napięcia wyjściowego. Zauważmy, że tę samą wartość średnią można otrzymać na trzy sposoby – kolejno dla punktów  $P_4$ ,  $P_5$  oraz  $P_6$  – i ten właśnie stopień swobody jest istotą operacji w przekształtniku matrycowym, w szczególności odnosi się do zagadnień regulacji kąta mocy na wejściu.

Rozważmy układ geometryczny przedstawiony na rysunku 14, gdzie punkty  $P_1$ ,  $P_2$  i  $P_3$  odnoszą się do końców wektorów  $\bar{v}_{i1}$ ,  $\bar{v}_{i2}$  i  $\bar{v}_{i3}$ , podczas gdy punkty  $P_4$ ,  $P_5$ ,  $P_6$  posiadające tę samą współrzędną  $x$  reprezentują trzy potencjalne położenia napięcia zadanego  $\bar{v}_{o1}$  w trójkątnym polu syntezy. Dla odcinka rozciągniętego między punktami  $\{P_1, P_3\}$  formuła pozwalająca na obliczenie współczynnika wypełnienia może być sprowadzona do następującego stosunku odcinków  $\{k_I, g_I\}$

$$\begin{aligned}d_{P1} &= \frac{k_I}{k_I + g_I} = \frac{\Delta[P_2, P_3, P_5]}{\Delta[P_2, P_3, P_5] + \Delta[P_2, P_1, P_5]} = \frac{\Delta_{[2,3,5]}}{\Delta_{[1,2,3]}} \\ d_{P3} &= 1 - d_{P1}\end{aligned}\quad (38)$$

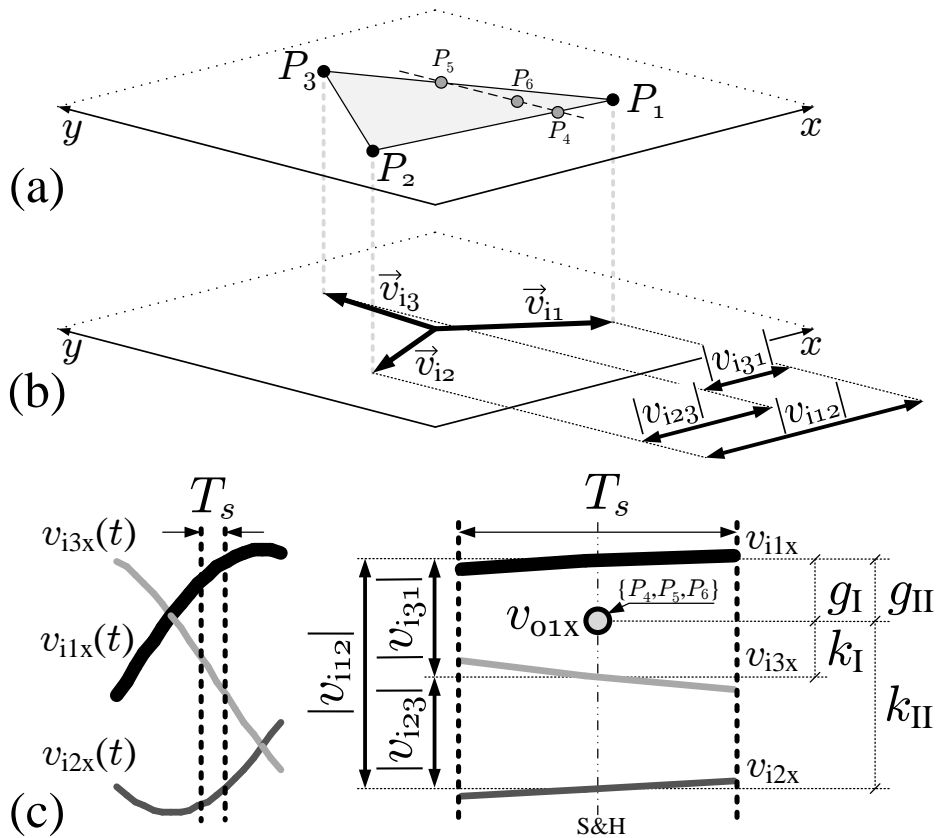
natomiast dla pary  $\{P_1, P_2\}$  i odcinków  $\{k_{II}, g_{II}\}$  otrzymamy analogicznie

$$\begin{aligned}d_{P1} &= \frac{k_{II}}{k_{II} + g_{II}} = \frac{\Delta[P_2, P_3, P_4]}{\Delta[P_2, P_3, P_4] + \Delta[P_1, P_3, P_4]} = \frac{\Delta_{[2,3,4]}}{\Delta_{[1,2,3]}} \\ d_{P2} &= 1 - d_{P1}\end{aligned}\quad (39)$$

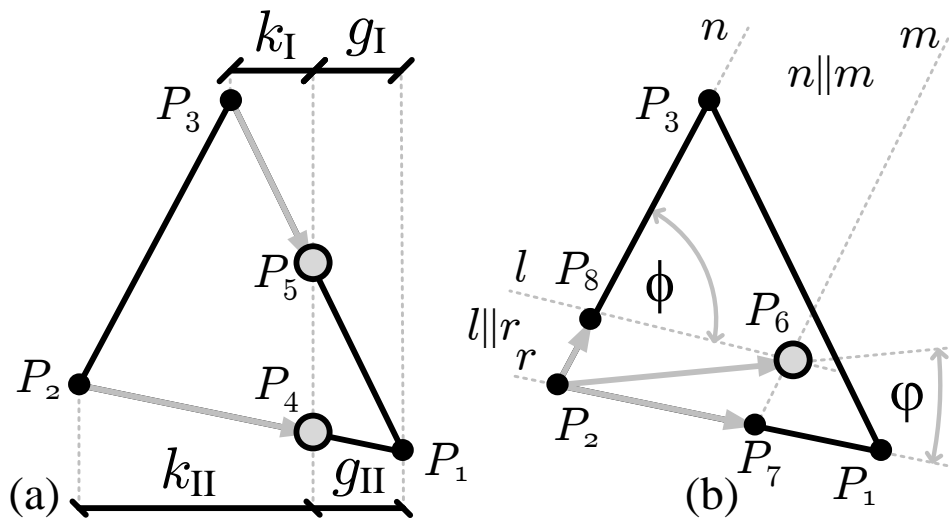
Równania (38) oraz (39) reprezentują rozwiązanie skalarne, natomiast poszukiwanie rozwiązania dla przypadku ogólnego można rozpocząć od sformułowania twierdzenia sinusów

<sup>27</sup>L. Marple, "Computing the discrete-time "analytic" signal via fft," IEEE Trans. Signal Process., vol. 47, DOI 10.1109/78.782222, no. 9, pp. 2600–2603, Sep. 1999

<sup>28</sup>są to harmoniczne rzędów  $6n \pm 1$



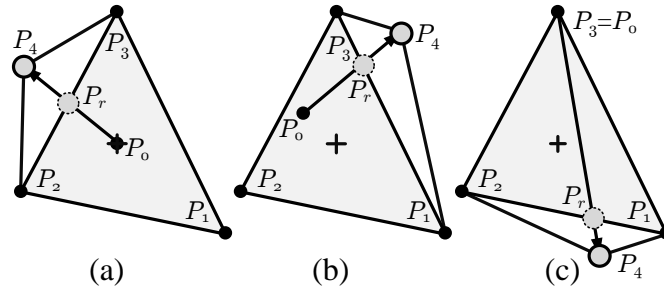
Rysunek 13: Reprezentacja napięć wejściowych  $v_i$  w postaci trzech wektorów wirujących: (a) trójkątne pole syntezy z wierzchołkami  $P_1, P_2, P_3$ , (b) trzy wirujące wektory (c) punkt reprezentujący napięcie zadane  $v_{01x}$  na tle przebiegów napięcia wejściowego.



Rysunek 14: Pomocniczy układ geometryczny dla: (a) dwóch przypadków trywialnych (b) dla przypadku ogólnego.

dla układu geometrycznego z rysunku 14(b), co prowadzi do następującej zależności

$$\frac{|P_2P_6|}{\sin(\pi - \phi)} = \frac{|P_2P_8|}{\sin(\varphi)} = \frac{|P_2P_7|}{\sin(\phi - \varphi)} \tag{40}$$



Rysunek 15: Trzy przykładowe położenia punktu  $P_4$  na zewnątrz trójkątnego pola syntezy.

Na podstawie rozważań dla przypadku dwuwymiarowego układu odniesienia, współczynniki wypełnień PWM, odpowiednio  $d_1$  oraz  $d_3$  można ostatecznie wyrazić w postaci stosunku wartości bezwzględnych iloczynów wektorowych

$$d_1 = \frac{|P_2P_7|}{|P_2P_1|} = \frac{|P_2P_6| \sin(\phi - \varphi)}{|P_2P_1| \sin(\phi)} \cdot \frac{|P_2P_3|}{|P_2P_3|} = \frac{|\overrightarrow{P_2P_6} \times \overrightarrow{P_2P_3}|}{|\overrightarrow{P_2P_1} \times \overrightarrow{P_2P_3}|} \quad (41)$$

$$d_3 = \frac{|P_2P_8|}{|P_2P_3|} = \frac{|P_2P_6| \sin(\varphi)}{|P_2P_3| \sin(\phi)} \cdot \frac{|P_2P_1|}{|P_2P_1|} = \frac{|\overrightarrow{P_2P_6} \times \overrightarrow{P_2P_1}|}{|\overrightarrow{P_2P_3} \times \overrightarrow{P_2P_1}|} \quad (42)$$

Równania (41) i (42) mogą być sprowadzone do obliczeń pól odpowiednich trójkątów. Następnie pola te można obliczyć za pomocą wyznaczników macierzy, do finalnie można zaprezentować w postaci formuł:

$$d_1 = \xi \cdot \left| \det \begin{bmatrix} v_{i2x} - v_{o1x} & v_{i2y} - v_{o1y} \\ v_{i3x} - v_{o1x} & v_{i3y} - v_{o1y} \end{bmatrix} \right| \quad (43)$$

$$d_3 = \xi \cdot \left| \det \begin{bmatrix} v_{i1x} - v_{o1x} & v_{i1y} - v_{o1y} \\ v_{i2x} - v_{o1x} & v_{i2y} - v_{o1y} \end{bmatrix} \right| \quad (44)$$

gdzie

$$\xi = \left| \det \begin{bmatrix} v_{i2x} - v_{i1x} & v_{i2y} - v_{i1y} \\ v_{i3x} - v_{i1x} & v_{i3y} - v_{i1y} \end{bmatrix} \right|^{-1} \quad (45)$$

Rozwiązanie podane w postaci równań (43–45) nie wymaga znajomości kątów ani nie zawiera funkcji trygonometrycznych, co istotnie upraszcza algorytmy modulacji PWM w układach typu AC-AC.

Jeśli wektor zadany  $\overrightarrow{P_0P_4}$  nie mieści się w trójkącie zbudowanym na wektorach wirujących reprezentujących napięcia zadane, jak pokazano na rysunku 15, to aby spełnić warunki syntezy napięć, wektor ten należy przemnożyć przez współczynnik skalujący  $\gamma^{(a)}$  wyznaczony w odniesieniu do punktu  $P_0$  pokazanego na rysunku 15(a),

$$\gamma^{(a)} = \frac{|P_0P_r|}{|P_0P_r| + |P_rP|} = \frac{\Delta_{[0,2,3]}}{\Delta_{[0,2,3]} + \Delta_{[2,3,4]}} \quad (46)$$

oraz dla pozostałych przykładowych przypadków oznaczonych na rysunku jako (b) i (c).

$$\gamma^{(b)} = \frac{\Delta_{[0,1,3]}}{\Delta_{[0,1,3]} + \Delta_{[1,3,4]}} \quad (47)$$

$$\gamma^{(c)} = \frac{\Delta_{[0,1,2]}}{\Delta_{[0,1,2]} + \Delta_{[1,2,4]}} \quad (48)$$



#### 4.4 Wkład do nauki w obszarze dyscypliny elektrotechnika.

Za swój wkład do nauki w obszarze dyscypliny elektrotechnika, po otrzymaniu tytułu doktora, uważam:

- Realizację badań analitycznych, symulacyjnych oraz eksperymentalnych poszerzających wiedzę z zakresu modulacji szerokości impulsów dla trójpoziomowego, trójfazowego przekształtnika napięcia z punktem neutralnym (3L–NPC), zmierzających do zastosowania praktycznego otrzymanych wyników i wdrożenia przemysłowego. Wkład ten został szczegółowo opisany w załączniku Zał.5, w części I, w punkcie B.1 oraz w części II, punkcie B, podpunkcie B.1<sup>29</sup>. Dodatkowo, w załączniku Zał.7 znajduje się stosowne potwierdzenie osiągnięć w omawianym obszarze przez osobę reprezentującą podmiot wdrażający wyniki moich badań. Jako istotny element wkładu w dyscyplinę uważam projekt i budowę stanowiska z modelem 8-gałęziowego, trójpoziomowego przekształtnika z diodami poziomującymi, obejmujący również opracowanie mikroprocesorowego systemu sterowania. Poza moją osobą, stanowisko było wykorzystywane przez doktorantów (mgra inż. Jakuba Szwarca, mgra inż. Piotra Banacha) oraz innych pracowników Katedry Energoelektroniki i Maszyn Elektrycznych. Dopelnieniem mojego wkładu w rozwój dyscypliny są opracowane przeze mnie narzędzia programistyczne w postaci aplikacji do wizualizacji, rejestracji i prototypowania algorytmów sterowania cyfrowego układami energoelektronicznymi, które to narzędzia, są cały czas wykorzystywane przez inżynierów z działu BiR firmy El-mech oraz pracowników Wydziału Elektrotechniki i Automatyki.
- Realizację badań analitycznych, symulacyjnych oraz eksperymentalnych poszerzających wiedzę z zakresu modulacji szerokości impulsów dla czteropoziomowego, trójfazowego przekształtnika napięcia z diodami poziomującymi, zmierzających do zastosowania praktycznego otrzymanych wyników<sup>30</sup>. Wkład ten został opisany w załączniku Zał.5, w części I, w punkcie B.2. Dodatkowo, w załączniku Zał.7 znajduje się stosowne potwierdzenie osiągnięć w omawianym obszarze przez osobę reprezentującą podmiot wdrażający wyniki moich badań. Jako istotny element wkładu w dyscyplinę uważam również zaprojektowanie, budowę i uruchomienie modelu dwukierunkowego, czteropoziomowego przekształtnika z diodami poziomującymi wraz układem aktywnego równoważenia napięć w obwodzie pośredniczącym, obejmujący również zaprojektowanie i uruchomienie dwóch mikroprocesorowych układów sterowania z procesorami sygnałowymi TMS320C6713, ADSP21363 oraz programowalnymi układami logicznymi FPGA. Oprócz mojej osoby, model układu był używany w badaniach prowadzonych przez doktoranta mgra inż. Macieja Grabarkę z Akademii Morskiej w Gdyni.
- Opracowanie, zaimplementowanie i badania laboratoryjne algorytmu modulacji PWM dla czterogałęziowego, trójpoziomowego przekształtnika napięcia z punktem neutralnym. Wkład ten został scharakteryzowany w Zał.5, części I, w punkcie B.3. Algorytm ten został wykorzystany przez dra hab. inż. Daniela Wojciechowskiego w pracach nad układami EFA dla sieci czteroprzewodowych.

<sup>29</sup>w szczególności opracowano algorytmy PWM dla modulacji dwufazowej SVPWM, trójfazowej SVPWM oraz z wektorami wirtualnymi VV-SVPWM, algorytmy te wykorzystywały nową koncepcję obliczeń współczynników wypełnień opartą na układzie barycentrycznym

<sup>30</sup> należało zmodyfikować rozwiązania otrzymane dla układu trójpoziomowego oraz opracować strategię modulacji dla układu trójpoziomowego czopera stabilizującego napięcia w obwodzie pośredniczącym

- Wykazanie funkcjonowania wspólnych zależności i nowych formuł dla obliczenia wartości współczynników wypełnień w modulacji szerokości impulsów, implementowanej w przemiennikach częstotliwości takich jak, wielopoziomowe falowniki z diodami poziomującymi oraz przekształtniki matrycowe. Dotychczasowy dorobek został scharakteryzowany Zał.5, części I, w punkcie B.4.<sup>31</sup>. Za najistotniejszy wkład w tej tematyce badań uważam opracowanie metody obliczeń współczynników wypełnień dla układów z bezpośrednim przetwarzaniem AC–AC.
- Do ważnych osiągnięć o charakterze naukowo–technicznym zaliczam mój udział w zespole skojarzonym z powstaniem i funkcjonowaniem Laboratorium LINTE<sup>2</sup>. Charakterystykę mojego wkładu w to przedsięwzięcie zamieszczono w załączniku Zał.5, części II, w punkcie B.2, zaś możliwości laboratorium zostały opisane w publikacji [24].
- Za wkład w rozwój dziedziny elektrotechniki uważam również moje działania o charakterze projektowym i konstruktorskim obejmującym budowę wielu modeli przekształtników oraz prototypów układów elektronicznych stanowiących bardzo ważny element urządzeń energoelektronicznych i nie tylko. Jestem autorem kilkunastu sterowników mikroprocesorowych, które zostały wykorzystane zarówno przez środowisko naukowe (w stanowiskach budowanych na potrzeby realizacji badań naukowych doktorantów, studentów oraz w ramach różnych badań finansowanych przez ministerstwo) jak i firmy działające w obszarach związanych z energetyką. W załączniku Zał.5, w części II, w punkcie D, zostały opisane przykładowe wynalazki, w których znalazły się moje opracowania, sterowniki i algorytmy przetwarzania sygnałów. W załączniku Zał.7 znajdują się dokumenty świadczące o tym rodzaju aktywności.
- Jestem autorem rozwiązań, metod i programów, które powstały w wyniku mojej współpracy – jako pracownik Wydziału Elektrotechniki i Automatyki – z przemysłem w ramach realizacji zadań badawczych o charakterze statutowym. W ramach dokumentowania prac badawczych powstał zbiór kart aplikacji, który znajduje się w archiwum w Biurze Dziekana. Informacje uzupełniające umieściłem w załączniku Zał.5, w części II, w punkcie F.

---

<sup>31</sup>w szczególności opracowanie algorytmów obliczających współczynniki wypełnień bez użycia funkcji trygonometrycznych z wykorzystaniem funkcji kształtu elementu skończonego oraz metod gładkiej interpolacji w barycentrycznych układach geometrycznych utworzonych przez wektory bazowe napięć charakterystycznych dla danej topologii przekształtnika

## 4.5 Charakterystyka prac badawczo-naukowych po uzyskaniu stopnia doktora.

Prace naukowo-badawcze po uzyskaniu tytułu doktora dotyczyły przekształtników energoelektronicznych w zakresie algorytmów modulacji szerokości impulsu dla trójpoziomowego falownika napięcia z punktem neutralnym<sup>32</sup>, czteropoziomowego falownika napięcia z diodami poziomującymi<sup>33</sup>, wielopoziomowych falowników czterogałęziowych oraz przekształtników matrycowych. Szczegółowy opis zagadnień naukowych rozważanych przez habilitanta dotyczących wymienionej grupy przekształtników znajduje się w załączniku Zał.5 będącym wykazem prac wskazanych jako osiągnięcie. Wykaz obejmuje również listę publikacji pogrupowanych wg topologii przekształtnika.

W obszarze moich zainteresowań naukowo-badawczych znalazły się również topologie prototypowe, takie jak wielopoziomowe falowniki mostkowe z wysokoczęstotliwościowymi przetwornicami DC-DC<sup>34</sup>; wielopulsowe, wielopoziomowe falowniki DC-AC z dławikami sprzężonymi<sup>35</sup>; wielopulsowe przekształtniki matrycowe z dławikami sprzężonymi<sup>36</sup> oraz układy stabilizacji rozkładu napięć w obwodach pośredniczących falowników wielopoziomowych z diodami poziomującymi<sup>37</sup> [5].

Z uwagi na tematykę moich badań naukowych w zakresie przekształtników mogę stwierdzić, że bardzo istotnym składnikiem moich osiągnięć dodatkowych o charakterze naukowym była praca nad koncepcją i realizacją projektu nowego laboratorium badawczego o nazwie *laboratorium innowacyjnych technologii elektroenergetycznych i integracji odnawialnych źródeł energii* (LINTE<sup>2</sup>) w zespole kierowanym przez prof. dr hab. inż. Janusza Nieznańskiego. Składnik ten został szczegółowo opisany w Zał.5, w części II, w punkcie B.2.

Posiadane kompetencje w zakresie przetwarzania sygnałów z wykorzystaniem procesorów DSP oraz układów FPGA pozwoliły mi na nawiązanie skutecznej współpracy z podmiotami świadczącymi usługi w obszarze elektroenergetyki, czyli firmami KARED oraz EMS. Opracowania polegały głównie na zaprojektowaniu specjalistycznych platform sprzętowych służących do implementacji różnych algorytmów przetwarzania sygnałów. W załączniku Zał.5, w części II, w punktach D.1 oraz D.2 zamieszczono krótki opis. Uzupełnieniem niniejszego fragmentu tekstu mogą być dokumenty w Zał.7 poświadczające ten rodzaj aktywności naukowej.

---

<sup>32</sup>habilitant jest członkiem zespołu naukowego w dziale badań i rozwoju firmy C&T Elmech z Pruszcza Gdańskiego, w której urządzenia zawierające falownik trójpoziomowy NPC stanowią istotny element oferty handlowej. Potwierdzenie przykładowych wdrożeń znajduje się Zał.7

<sup>33</sup>układ pracował z napięciem sięgającym 12kV w obwodzie DC

<sup>34</sup>udział w projekcie INNOTECH-K!/IN1/7/158747/NCBR/12 pt. "Opracowanie algorytmów sterowania sprzężonych wieloterminalowych przetwornic DC/DC w.cz. modułów ISES" polegający na opracowaniu i implementacji algorytmów sterowania ISES w sterownikach DSP. Lider zespołu naukowego – prof. dr hab. Ryszard Strzelecki

<sup>35</sup>prace w tym zakresie nie zostały opublikowane lecz wyniki moich prac nad algorytmami modulacji PWM dla tych układów zostały docenione przez prof. Ryszarda Strzeleckiego, co było ważnym przyczynkiem do wskazania mojej osoby jako promotora pomocniczego w doktoracie mgr inż. Tomasza Saka z IEL w Warszawie. Obecnie prowadzone są działania zmierzające do osiągnięcia efektów publikacyjnych

<sup>36</sup>we współpracy z prof. Ryszardem Strzeleckim rozwiązania to zostało już w znacznej mierze zbadane za pomocą narzędzi modelujących i symulatorów, trwają prace nad budową stanowiska laboratoryjnego, badania mają charakter pionierski, innowacyjny i posiadają ochronę patentową

<sup>37</sup>element prototypu dwukierunkowego przekształtnika 4L-DCC, 6kV<sub>AC</sub>, 10kV<sub>DC</sub>. Zespół kierowany przez prof. dr hab. inż. Ryszarda Strzeleckiego oraz dr hab. Krzysztofa Zymmera

W łańcuchu działań związanych z realizacją prac badawczo–naukowych nakierowanych na poszerzenie istniejącego stanu wiedzy w zakresie sterowania przekształtnikami mogą wymienić:

- analityczne rozwiązywanie problemów z wykorzystaniem języków skryptowych i zmiennych symbolicznych realizowane w środowisku MATLAB,
- modelowanie obwodowe w programach TCAD, PSIM oraz Simulink,
- emulację złożonych funkcji sterujących w bloku użytkownika, w postaci pliku DLL, będącym elementem schematu modelu obwodowego. Bloki te wymagały znajomości języków programowania ANSI C, C++ oraz C#,
- budowę modeli przekształtników wykazanych w Zał.5, w części II, w punkcie B.1,
- opracowanie mikroprocesorowego układu sterowania. Zadanie to wymagało znajomości projektowania obwodów drukowanych w programie Altium Designer, posiadania kompetencji w zakresie tworzenia aplikacji komputerowych w środowisku Visual Studio, projektowania struktur cyfrowych dla układów FPGA w środowisku QUARTUS oraz pracy w środowiskach projektowych dla procesorów sygnałowych firmy Texas Instruments – Code Composer Studio oraz firmy Analog Devices – Visual DSP.

#### **4.6 Charakterystyka prac badawczo-naukowych przed uzyskaniem stopnia doktora.**

Moje prace badawczo–naukowe przed uzyskaniem tytułu stopnia doktora skoncentrowały się wyłącznie na jednym typie układu, którym był trójpoziomowy, trójfazowy przekształtnik napięcia z punktem neutralnym. Zaś główną tematyką badawczą były algorytmy modulacji szerokości impulsów bez czujnika napięcia w punkcie środkowych obwodu pośredniczącego, w których największą trudność stanowiło opracowanie funkcji do bezczujnikowej estymacji napięcia niezrównoważenia. Badania analityczne oraz symulacyjne uzupełniłem badaniami laboratoryjnymi z wykorzystaniem modelu przekształtnika 3L–NPC oraz układu sterowania zbudowanego wg własnego projektu. Proponowane koncepcje zostały z niewielkim uzupełnieniem przedstawione w monografii podoktorskiej [17].

W pracach [14] oraz [20] przedstawiono rozwiązanie estymacji napięcia niezrównoważenia oparte na rozszerzonym Filtrze Kalmana, co stanowiło wkład w diagnostyce tych urządzeń i było rezultatem krótkiej kontynuacji zagadnienia podjętego podczas studiów doktorskich. Po otrzymaniu stopnia doktora tematyka estymacji napięcia niezrównoważenia ustąpiła miejsca szerszemu spojrzeniu na zagadnienia modulacji PWM w energoelektronice.