

AKADEMIA GÓRNICZO-HUTNICZA IM. STANISŁAWA STASZICA W KRAKOWIE

WYDZIAŁ ELEKTROTECHNIKI, AUTOMATYKI, INFORMATYKI I INŻYNIERII BIOMEDYCZNEJ

KATEDRA ENERGOELEKTRONIKI I AUTOMATYKI SYSTEMÓW PRZETWARZANIA ENERGII



ROZPRAWA DOKTORSKA

WIELOPOZIOMOWY FALOWNIK NAPIĘCIA
Z POZIOMOWANIEM DIODOWYM (NPC)
ZASILANY Z WYODRĘBNIONYCH
ALTERNATYWNYCH ŹRÓDEŁ ENERGII,
PRACUJĄCYCH PRZY RÓŻNYCH WARTOŚCIACH
MOCY MAKSYMALNEJ (MPP)

mgr inż. Miłosz Szarek

PROMOTOR

Prof. dr hab. inż. Stanisław Piróg

Kraków 2016

Serdecznie dziękuję profesorowi Stanisławowi Pirogowi za pomoc merytoryczną, okazane wsparcie oraz wyjątkowe poczucie humoru...

Projekt został sfinansowany ze środków Narodowego Centrum Nauki przyznanych na podstawie decyzji numer DEC-2011/01/N/ST7/02424.

Abstract

Nowadays, prices of the energy received from the fossil fuels are constantly growing and the pollution of natural environment is still progressing. That is why, there is real need for the new generation methods of electrical energy and its efficient conversion. For many years there has been seen the significant growth of interest in alternative energy sources and especially in the renewable ones – sun, wind, water, geothermal heat. Technological progress, which was achieved in production of semiconductor devices, caused the rapid development of power electronic energy conversion systems. Research works related to multilevel voltage source inverters' topologies and their applications, make the conversion of high power generated by the mass renewable energy sources possible and efficient. Therefore, the expansion of solar power plants or wind farms over the world is visible.

This thesis concerns the application of three-level neutral point clamped (NPC) voltage source inverter to electrical energy conversion of the photovoltaic (PV) power plant. The NPC inverter is supplied via the split DC-link composed of the capacitive divider. It enables the use of two DC-buses independently which can be supplied by the separated DC-DC converters. This effectively increases the total DC-link voltage of the energy conversion system. This feature is very important during interfacing the low-voltage and dynamic renewable energy sources, such as strings of PV modules. On the other hand, the DC-DC converters can operate with the lower voltage gain factor which increases their efficiency, as well as they can effectively track the maximum power point of shorter PV modules' string. Unstable operation conditions (e.g. unequal solar irradiation, temperature change or partial shading – in case of multi-string solar power plants) and the technological parameters mismatch between individual PV sources cause that they mostly operate in various maximum power points (MPP). This phenomena leads to the voltage unbalance across the capacitors of split DC-link which feed the NPC inverter. It has extremely negative impact on the quality of generated electrical energy to the three-phase grid or can even cause the breakdown of power conversion system. Therefore, the main objective of this thesis is the input voltage balancing method development dedicated to the three-level voltage source NPC inverter topology.

In this dissertation the three level NPC inverter operation had been analysed and the impact of all types of generated voltage vectors on the input capacitors' voltage unbalance was described. As a result the space vector modulation method (SVM) of inverter's output three-phase voltage was proposed, implemented and tested in Matlab\Simulink software. The existence of short type redundant discrete vectors was utilized for development of DC-link neutral-point voltage balancing method. Its operation

and effectiveness was verified analytically and via simulation research. The numerical analysis of the SVM allows to formulate the dependencies and equations describing the maximum value of input sources power imbalance which can be compensated by the proposed control algorithm.

To perform the simulation research of photovoltaic system the PV cell (module) physical model was proposed and implemented as Matlab\Simulink function. It was used for testing the performance and efficiency of incremental inductance maximum power point tracking method (IC-MPPT) in case of solar irradiation rapid changes. In the scope of this research the variable control structure algorithm of dual symmetrical DC-DC boost converter was proposed. It enables DC-link voltage control during NPC inverter grid connection process and afterwards the realisation of implemented MPPT function of PV modules string. To provide the proper and robust NPC inverter synchronisation with three-phase grid voltage waveforms, the phase-locked loop algorithm based on orthogonal dq sequences of synchronous reference frame (SRF-PLL) was developed and implemented.

The final goal of this thesis was the design and construction of power electronic prototype converter dedicated for photovoltaic applications. The power conversion system consisted of grid-tied three-phase three-level NPC inverter connected via DC-link to the symmetrical topology of two DC-DC boost converters. The developed control algorithms were implemented in FPGA device. All of theoretical and simulation investigations regarding the SVM-based DC-link voltage balancing method under the input sources power unbalance operation were successfully verified.

Spis treści

1	Tematyka oraz cel pracy	11
2	Energia słoneczna	19
2.1	Promieniowanie słoneczne	19
2.2	Moduły fotowoltaiczne	21
2.2.1	Podział i charakterystyka	21
2.2.2	Model matematyczny	25
2.3	Algorytm poszukiwania punktu mocy maksymalnej (MPPT)	29
2.4	Zastosowana topologia przekształtnika prądu stałego podwyższającego napięcie	31
3	Wielopoziomowy, trójfazowy falownik napięcia z poziomowaniem diodowym	35
3.1	Topologia i zasada działania	35
3.2	Konfiguracje stanów łączników pojedynczej gałęzi fazowej	38
3.3	Wpływ opóźnień załączania łączników półprzewodnikowych na napięcie wyjściowe falownika	41
3.4	Generacja napięcia trójfazowego	44
4	Metody modulacji stosowane w wielopoziomowych, trójfazowych falownikach napięcia typu NPC	51
4.1	Ogólna klasyfikacja metod modulacji	51
4.1.1	Wstęp	51
4.1.2	Metody niskoczęstotliwościowe	54
	SHE – eliminacja harmonicznych niskiego rzędu	54
	NVC – selekcja najbliższego wektora napięcia	54
	NLC – selekcja najbliższego poziomu napięcia	55
4.1.3	Metody wysokoczęstotliwościowe	55
	PS-PWM – sygnały nośne o różnym kącie fazowym	55
	LS-PWM – sygnały nośne o różnym poziomie	56
	SVM – dwuwymiarowa wektorowa metoda modulacji	56
	3D-SVM – trójwymiarowa wektorowa metoda modulacji	57
4.1.4	Metody hybrydowe	57
4.2	Wektorowe metody modulacji	58
4.2.1	Wstęp	58
4.2.2	Odwzorowanie referencyjnego wektora napięcia $\mathbf{u}_{\alpha\beta}^*$	59
4.2.3	Wpływ realizowanych wektorów napięcia trójfazowego na poziom napięć wejściowego dzielnika pojemnościowego	65

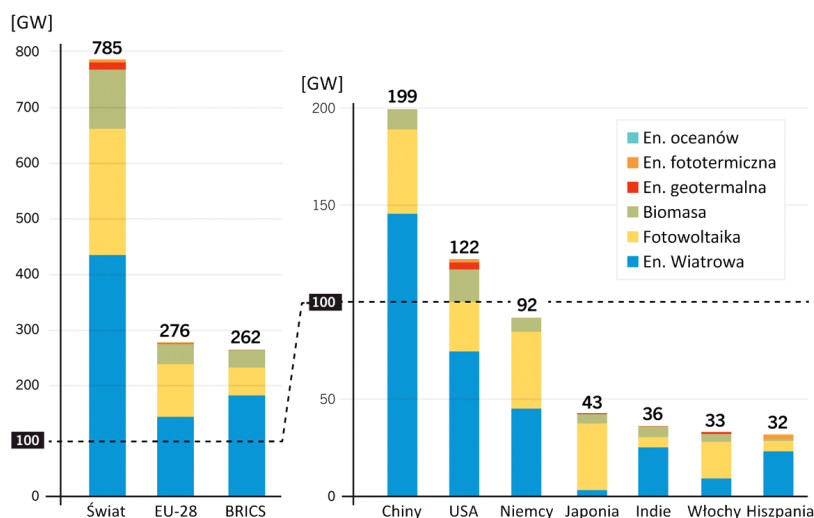
4.2.4	Założenia dotyczące projektowania efektywnej sekwencji przełączeń wektorów napięcia	68
4.2.5	Sekwencja przełączeń wektorów napięcia trójfazowego	69
	Sekwencja 3-segmentowa	69
	Sekwencja 5-segmentowa	69
	Sekwencja 7-segmentowa	70
	Podsumowanie	76
4.3	Implementacja wektorowej metody modulacji szerokości impulsów	79
4.3.1	Algorytm realizacji 7-segmentowej modulacji wektorowej	79
4.3.2	Analiza symulacyjna działania modulatora wektorowego	83
5	Nieźródnoważenie napięć dzielnika pojemnościowego oraz jego wpływ na działanie trójfazowego falownika napięcia typu NPC	91
5.1	Potencjalne przyczyny stanu nieźródnoważenia napięć zasilających	91
5.2	Skutki niezbalansowania napięć stałych zasilających trójfazowy falownik typu NPC	93
5.3	Równoważenie napięć dzielnika kondensatorowego za pomocą zmodyfikowanego algorytmu SVM	102
5.3.1	Metoda modulacji redundantnych wektorów krótkich	102
5.3.2	Analiza efektywności algorytmu modulacji wektorowej SVM z dodatkową modyfikacją czasów załączeń wektorów alternatywnych	110
5.3.3	Badania symulacyjne działania algorytmu modulacji wektorowej SVM z dodatkową modyfikacją czasów załączeń wektorów redundantnych	120
6	Współpraca wielopoziomowego falownika napięcia typu NPC z trójfazową linią zasilającą	125
6.1	Algorytm sterowania trójpoziomowym falownikiem napięcia	125
6.2	Trójfazowa pętla synchronizacji fazowej PLL	131
6.3	Algorytm sterowania przekształtnikami DC-DC podwyższającymi napięcie	134
6.4	Badania symulacyjne	135
7	Projekt i realizacja laboratoryjnego przekształtnika energoelektronicznego oraz weryfikacja przeprowadzonych badań	145
7.1	Opis ogólny stanowiska laboratoryjnego	145
7.2	Zastosowane tranzystory IGBT	151
7.3	Układ sterowania przekształtnikami energoelektronicznymi	152
7.3.1	Zestaw uruchomieniowy wyposażony w układ logiki programowalnej FPGA - ALTERA DE0	152
7.3.2	Karta rozszerzeń umożliwiająca generację oraz odczyt sygnałów logicznych	156
7.3.3	Układ sterujący pracą tranzystorów IGBT	157
7.4	System pomiarowy prądów i napięć	159
7.4.1	Karta pomiaru oraz generacji sygnałów analogowych	159

7.4.2	Zastosowane czujniki pomiarowe wartości prądów stałych oraz przemiennych	161
7.4.3	Zastosowane czujniki pomiarowe wartości napięć stałych oraz przemiennych	161
7.5	Praktyczna weryfikacja badań teoretycznych oraz symulacyjnych	162
8	Podsumowanie opracowanych celów badawczych	171
A	Układy trójfazowe i ich transformacje	175
A.1	Klasyfikacja układów trójfazowych	175
A.2	Transformacja układu trójfazowego (abc) do ortogonalnego przestrzennego układu stacjonarnego ($\alpha\beta 0$)	178
A.3	Transformacja dwufazowego układu stacjonarnego ($\alpha\beta$) do ortogonalnego układu wirującego (dq)	180
B	Schematy elektroniczne obwodów drukowanych	185
B.1	Karta rozszerzeń umożliwiająca generację oraz odczyt sygnałów logicznych	185
B.2	Karta pomiaru oraz generacji sygnałów analogowych	189
B.3	Obwody drukowane czujników pomiaru wartości prądów oraz napięć	192
B.4	Obwód drukowany adaptera modułu tranzystorów IGBT pojedynczej gałęzi fazowej falownika NPC	193
	Spis rysunków	195
	Spis tabel	205
	Bibliografia	207

Rozdział 1

Tematyka oraz cel pracy

Światowy przyrost liczby ludności, ciągły rozwój cywilizacyjny oraz postępująca rewolucja technologiczna wiążą się ze wzrostem zużycia i zapotrzebowania na energię elektryczną, mechaniczną oraz ciepłą. Energetyka konwencjonalna bazuje w większości przypadków na paliwach kopalnych (węgiel, ropa naftowa, gaz ziemny) oraz nuklearnych (uran). Do niewątpliwych zalet ich wykorzystania należy duża gęstość energii, dostępność, relatywnie niski koszt oraz sprawdzona technologia przetwarzania. Udział paliw kopalnych w światowym bilansie energetycznym przekracza obecnie 74[%] [55]. Ich wydobycie i wykorzystanie do produkcji energii elektrycznej wiąże się jednak z ogromną degradacją i zanieczyszczeniami środowiska naturalnego. Ponadto, intensywna eksploatacja złóż naturalnych, powoduje postępujące trudności w pozyskiwaniu paliw kopalnych i prowadzi do systematycznego wzrostu ich cen na rynkach światowych. Z danych Instytutu Badań Systemowych Polskiej Akademii Nauk wynika, że globalne zasoby węgla zostaną wyczerpane około 2200 roku, natomiast ropy naftowej oraz gazu ziemnego do końca roku 2060 [23]. Z tego względu w ostatnich latach podejmowane są bardzo intensywne działania polegające na wyeliminowaniu marnotrawstwa i nieefektywnego gospodarowania zasobami energetycznymi.

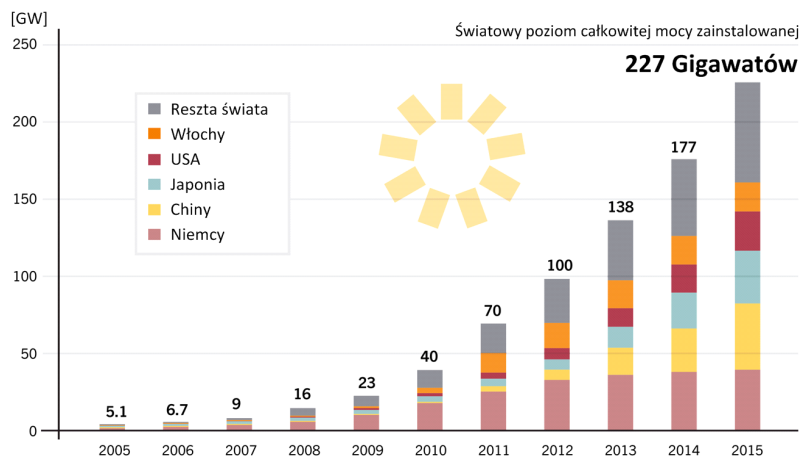


Rys. 1.1: Światowy poziom zainstalowanej mocy odnawialnych źródeł energii (OZE) na rok 2015 z uwzględnieniem wybranych regionów (bez udziału elektrowni wodnych) [104]

Poszukiwane i wdrażane są nowe strategie rozwoju technologii źródeł alternatywnych, poprawy sprawności systemów wytwarzania oraz przesyłu energii elektrycznej, jak również racjonalnego jej wykorzystania.

Obecnie obserwowany jest postępujący rozwój wykorzystania odnawialnych źródeł energii (OZE) takich jak: energia promieniowania słonecznego, wiatru, wody, geotermalna, biomasy, itp. W laboratoriach oraz jednostkach badawczych prowadzone są szeroko zakrojone prace nad nowymi koncepcjami oraz wdrożeniami nowych rozwiązań technicznych oraz technologicznych, pozwalających na uzyskanie użytkowej energii elektrycznej. Rok 2015 był przełomowy pod tym względem. Odnotowano w nim największy w historii przyrost zainstalowanej mocy szczytowej na poziomie 147[GW] [104]. Na rysunku 1.1 przedstawiono stan światowego poziomu mocy OZE na rok 2015 (bez uwzględnienia hydroelektrowni). Wzrost ten jest efektem m.in. nowej polityki energetycznej wielu państw (Chiny, USA, Niemcy, Japonia), pojawiania się nowych instrumentów ekonomiczno-prawnych oraz narodowych programów innowacyjnych w sektorze energetyki odnawialnej. Bardzo istotny w tym procesie jest rozwój zaawansowanych technologii integracji źródeł generacji rozproszonej (*Smart-Grid*), poprawy sprawności oraz jakości energoelektronicznych systemów przekształcania energii elektrycznej oraz jej magazynowania, jak również daleko idące wsparcie w postaci narzędzi programistycznych wykorzystywanych do monitoringu oraz zarządzania przepływem mocy.

Na szczególną uwagę zasługuje sektor bezpośredniego pozyskiwania energii elektrycznej z promieniowania słonecznego, czyli fotowoltaika (PV). W roku 2015 odnotowano 25[%] wzrost zainstalowanej mocy szczytowej w odniesieniu do roku poprzedniego, co stanowi historyczny rekord. Zatem, w tym okresie przybyło 50[GW] mocy, co jest odpowiednikiem 185 milionów modułów PV. Szacuje się, że światowy poziom zainstalowanej mocy szczytowej elektrowni fotowoltaicznych wynosi obecnie 227[GW]. Jak można zauważyć na rysunku 1.2, od 2005 roku mamy do czynienia z wykładniczym przyrostem jej wartości [99,104]. Pomimo popularyzacji i gwałtownego wzrostu małych (do 10[kW]), prywatnych elektrowni fotowoltaicznych, to największy udział w globalnym bilansie energetycznym (86[%]) stanowią przemysłowe

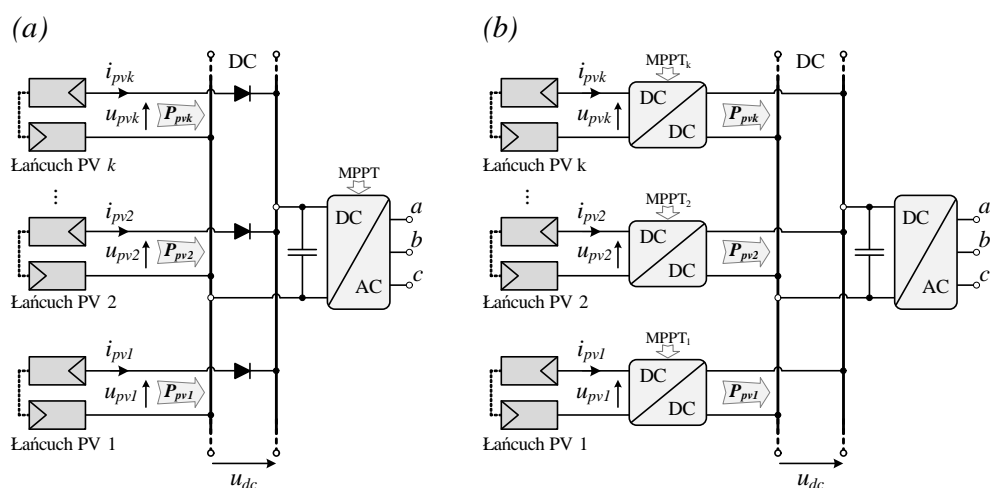


Rys. 1.2: Światowy poziom zainstalowanej mocy szczytowej elektrowni fotowoltaicznych w latach 2005-2015 z uwzględnieniem wybranych regionów [99,104]

elektrownie wielkoskalowe o mocy nominalnej często przekraczającej 50[MW]. Przeważnie, w tego typu instalacjach stosowane są główne jednostki falowników napięcia, podłączone równolegle do trójfazowej linii zasilającej. Można wyróżnić dwa główne rodzaje konfiguracji elektrowni solarnych [18, 60, 137]:

- (a) jednostka falownika centralnego zasilana jest bezpośrednio z równolegle połączonych łańcuchów modułów fotowoltaicznych (rysunek 1.3a). Liczba oraz rodzaj modułów PV w każdej kaskadzie jest dokładnie określona, gdyż bezpośrednio wpływa na zakres zmienności wspólnego napięcia szyny DC pod wpływem aktualnych warunków pracy, takich jak natężenie promieniowania słonecznego (G) oraz temperatura struktury półprzewodnikowej (T). Układ sterowania falownikiem w tym przypadku realizuje algorytm poszukiwania globalnego punktu mocy maksymalnej (MPPT) całego zestawu modułów, co w przypadku rozrzutu parametrów paneli fotowoltaicznych, efektu częściowego zacieniania, lub awarii, powoduje jej zdecydowane ograniczenie [18, 60].
- (b) jednostka falownika zasilana jest z linii napięcia stałego, do której równolegle dołączane są kolejne łańcuchy szeregowo łączonych modułów fotowoltaicznych za pośrednictwem przekształtników prądu stałego (DC-DC), podwyższających napięcie (rysunek 1.3b). Takie podejście charakteryzuje się wysoką modułowością i umożliwia sprzęganie ze sobą kaskad modułów o różnej długości i parametrach. Jest to niezwykle istotna cecha w kontekście rozbudowy instalacji, czy modernizacji istniejącej części przy użyciu paneli różniących się mocą szczytową (P_{MPP}) lub napięciem pracy (U_{MPP}). Ponadto, każdy przekształtnik DC-DC realizuje indywidualną funkcję poszukiwania punktu mocy maksymalnej (MPPT) pojedynczego łańcucha PV, co skutkuje maksymalizacją uzysku energetycznego [63].

Pomimo wyższych kosztów instalacji oraz konieczności dodatkowego systemu

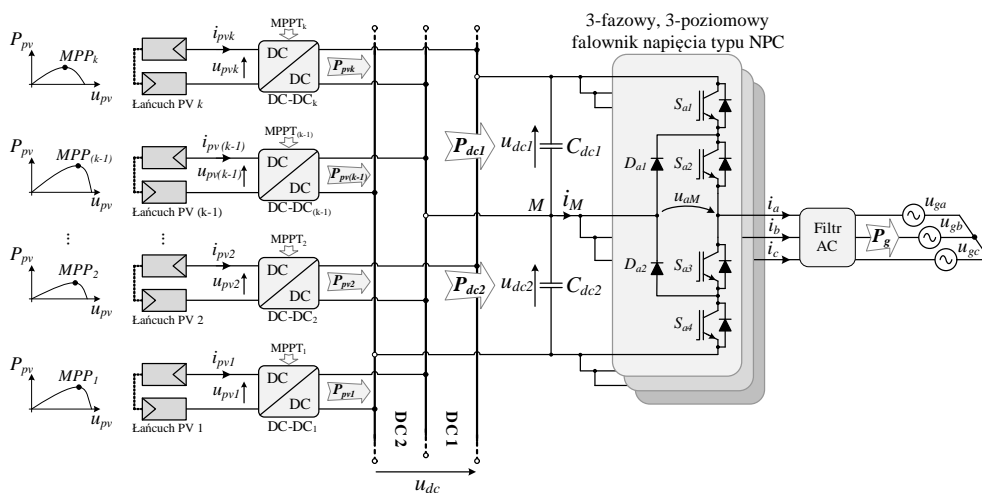


Rys. 1.3: Poglądowy schemat blokowy systemu elektrowni fotowoltaicznej: (a) konfiguracja z centralnym falownikiem trójfazowym, realizującym funkcję MPPT; (b) układ z wieloma łańcuchami modułów PV podłączonych do wspólnej linii DC za pomocą przekształtników prądu stałego, szukających indywidualnych wartości punktów mocy maksymalnej (MPPT)

sterowania i monitoringu pracy przekształtników DC-DC, konfiguracja (b) stanowi lepsze rozwiązanie i jest na tą chwilę najczęściej stosowanym standardem w elektrowniach fotowoltaicznych.

Spadek cen modułów PV oraz ciągły wzrost ich sprawności powoduje, że uruchamiane elektrownie solarne posiadają coraz większą moc zainstalowaną, np. 1[GW] Yanchi Solar PV Station w prowincji Qinghai, Chiny. Do przekształcania tak dużej mocy stosowane są przeważnie wielopoziomowe falowniki napięcia [108, 149], wśród których dużą popularność w aplikacjach przemysłowych zyskał trójpoziomowy falownik z poziomowaniem diodowym (NPC, ang. *Neutral Point Clamped*). Jego poglądowy schemat został zamieszczony na rysunku 1.4. Jest on zasilany z dzielnika kondensatorowego, o napięciu każdej z części równym połowie wartości całkowitej szyny DC. Daje to możliwość zastosowania w takiej topologii łączników półprzewodnikowych o połowę niższym napięciu pracy, lub uzyskać dwa razy większe napięcie wyjściowe przy użyciu łączników o takim samym napięciu jak w falowniku dwupoziomowym. Ma to szczególne znaczenie w przypadku podłączenia takiego przekształtnika do trójfazowej linii napięcia średniego [63, 107]. Rozdzielona na dwie części wspólna linia DC umożliwia zasilanie każdej z nich przez inny przekształtnik DC-DC, przy zachowaniu ich symetrycznego rozkładu. Przykład takiej konfiguracji zilustrowano na rysunku 1.4. Wówczas przekształtniki prądu stałego mogą pracować z mniejszym współczynnikiem wzmocnienia napięciowego oraz używać łączników o dwa razy niższym napięciu pracy, co przyczynia się do wzrostu ich sprawności oraz spadku ceny.

Oprócz wspomnianych zalet takiego rozwiązania, w sytuacji istniejącego rozrzutu ($\pm 5[\%]$) mocy maksymalnej modułów PV, zmiennych warunków natężenia promieniowania słonecznego (G), częściowego zacięcia (częste zjawisko w elektrowniach wielkopowierzchniowych) oraz ewentualnej awarii danych łańcuchów paneli fotowoltaicznych lub przekształtników DC-DC, istnieje duże prawdopodobieństwo powstania ciągłego lub przejściowego niezrównoważenia mocy całkowitych ($P_{dc1} \neq P_{dc2}$), zasilających każdą sekcję rozdzielonej magistrali napięcia stałego (C_{dc1}, C_{dc2}). Taka sytuacja prowadzi



Rys. 1.4: Schemat blokowy systemu fotowoltaicznego składającego się z rozproszonych źródeł mocy podłączonych do wspólnej, rozdzielonej linii napięć stałych (DC) zasilającej centralny 3-fazowy falownik napięcia typu NPC

do niezbalansowania napięć ($u_{dc1} \neq u_{dc2}$) dzielnika kondensatorowego, zasilającego falownik trójpoziomowy typu NPC, skutkując (w najlepszym przypadku) odkształceniem przebiegów generowanych prądów linii trójfazowej lub doprowadzając do przekroczenia dopuszczalnego napięcia maksymalnego łączników półprzewodnikowych. W efekcie może dojść do zatrzymania pracy systemu fotowoltaicznego lub jego awarii. Zjawisko to niesie więc ze sobą bardzo niekorzystne skutki.

W aplikacjach falowników trójpoziomowych można spotkać się z szeregowymi dwójnikami reaktancyjnymi ($R_b L_b C_b$), dołączanymi do każdego z wyjść fazowych (ang. *Passive Balance Booster*) w celu zapewnienia samoczynnego równoważenia napięć dzielnika pojemnościowego [80–82, 95, 96, 98, 123–125]. Podejście takie wymaga jednak zastosowania dodatkowych układów pasywnych zwiększających koszt, gabaryty oraz powodujących dodatkowe straty mocy w układzie przekształtnika energoelektronicznego. Zagadnienie to zostało szerzej opisane w rozdziale 5.2.

W literaturze naukowej występuje wiele rozwiązań falowników jednofazowych lub trójfazowych typu NPC, dedykowanych do instalacji fotowoltaicznych małych mocy (2 – 5[kW]), realizujących algorytmy MPPT niezależnych kaskad modułów podpiętych do ich wejść. Wykorzystują one skalarną modulację PWM, a oddziaływanie na nierównomierny rozkład napięć dzielnika pojemnościowego uzyskiwane jest poprzez wprowadzanie odpowiedniego poziomu składowej stałej do sygnału napięcia referencyjnego lub nośnego modulatora [17, 58, 122].

Tematyka równoważenia napięć dzielnika pojemnościowego falowników wielopoziomowych, zasilanych bezpośrednio z prostowników diodowych, jest szeroko rozwijana w odniesieniu do sterowania napędami średnich oraz dużych mocy. Wykorzystywana jest w nich najczęściej modulacja wektorowa szerokości impulsów (SVM, ang. *Space Vector Modulation*), a zmiany napięć zasilania mają charakter dynamiczny [22, 42, 89, 157].

Odrębną grupę rozwiązań stanowią algorytmy modulacji wektorowej, adaptujące się do niezrównoważenia napięć dzielnika zasilającego falownik wielopoziomowy. Poprzez modyfikację sekwencji przełączeń, zapewniają generację prądów sinusoidalnych, ale nie wpływają na rozkład napięć dzielnika kondensatorowego. Dedykowane są zatem do źródeł zasilania o przewidywalnym zakresie zmienności, takich jak baterie, czy superkondensatory [56].

Z tych względów, w niniejszej pracy doktorskiej podjęty został temat zastosowania wielopoziomowego falownika napięcia typu NPC, zasilanego z wyodrębnionych alternatywnych źródeł energii, pracujących w różnych punktach mocy maksymalnej (MPP). Głównym celem badawczym jest analiza potencjalnych przyczyn oraz skutków niezbalansowania napięć dzielnika kondensatorowego (u_{dc1}, u_{dc2}) oraz opracowanie algorytmu ich równoważenia, bazującego na 7-segmentowej wektorowej metodzie modulacji szerokości impulsów. Zadaniem opracowanej metody ma być zapewnienie poprawnego działania trójfazowego falownika napięcia (doprowadzenie do równowagi napięciowej oraz generacja prądu sinusoidalnego), w sytuacji permanentnie występującej nierównowagi mocy źródeł ($\Delta P_{dc} = P_{dc1} - P_{dc2}$), zasilających każdą z sekcji obwodu stałonapięciowego (C_{dc1}, C_{dc2}). Równie ważnym celem, jest wyznaczenie maksymalnego oraz dopuszczalnego poziomu $\Delta P_{dc max}$, który może zostać skompensowany przez odpowiednie sterowanie pracą falownika typu NPC. Zatem, istotnym

zadaniem jest określenie możliwości oraz efektywności zaproponowanej metody równoważenia napięć DC, w zależności od aktualnego punktu pracy przekształtnika energoelektronicznego. Przedstawiona problematyka pracy doktorskiej, została opracowana teoretycznie oraz zweryfikowana na podstawie badań symulacyjnych przeprowadzonych w środowisku (Matlab\Simulink). Dodatkowym celem realizowanym w ramach pracy doktorskiej, jest projekt oraz konstrukcja energoelektronicznego systemu przekształcania energii elektrycznej, umożliwiającego przeprowadzenie badań laboratoryjnych, w celu praktycznej weryfikacji opracowanych zagadnień.

Treść rozprawy doktorskiej została podzielona na osiem głównych rozdziałów oraz dwa dodatki (A – B). Nadrzędne zagadnienia poruszane w każdym z nich to:

- (1) Omówienie tematyki pracy doktorskiej i przedstawienie celów badawczych.
- (2) Charakterystyka stosowanych modułów fotowoltaicznych oraz opracowanie ich modelu matematycznego dla celów przeprowadzonych badań symulacyjnych. Przedstawienie idei algorytmu poszukiwania punktu mocy maksymalnej bazującego na znaku konduktancji inkrementalnej (IC-MPPT) i zastosowanie go w sterowaniu omówionej topologii przekształtników prądu stałego (DC-DC), podwyższających napięcie.
- (3) Przedstawienie teoretyczne topologii trójpoziomowego, trójfazowego falownika napięcia typu NPC oraz wyznaczenie wszystkich możliwych do wygenerowania dyskretnych wektorów napięciowych.
- (4) Charakterystyka metod modulacji szerokości impulsów stosowanych w falownikach wielopoziomowych. Omówienie algorytmu modulacji wektorowej oraz wpływu realizowanych wektorów napięcia trójfazowego na poziom napięć wejściowego dzielnika kondensatorowego. Szczegółowy opis implementacji algorytmu SVM oraz analiza symulacyjna sposobu jego działania.
- (5) Przedstawienie głównych przyczyn oraz skutków niezrównoważenia napięć dzielnika pojemnościowego oraz opracowanie metody ich balansowania za pomocą redundantnych wektorów napięcia. Implementacja algorytmu SVM z dodatkową modulacją wektorów alternatywnych, jak również analiza efektywności jego działania przeprowadzona analitycznie oraz za pomocą badań symulacyjnych.
- (6) Omówienie współpracy wielopoziomowego falownika napięcia typu NPC z trójfazową linią zasilającą oraz przedstawienie zastosowanego algorytmu pętli synchronizacji fazowej (SRF-PLL). Aplikacja zmiennej struktury układu sterowania przekształtnikami DC-DC podwyższającymi napięcie oraz przeprowadzenie badań symulacyjnych całego systemu fotowoltaicznego.
- (7) Prezentacja projektu oraz poszczególnych komponentów zrealizowanego systemu energoelektronicznego przekształcania energii elektrycznej, pozyskiwanej z modułów fotowoltaicznych. Omówienie oraz analiza przeprowadzonych badań laboratoryjnych.

- (8) Podsumowanie przeprowadzonych badań.
- (A) Prezentacja aparatu matematycznego, dotyczącego stosowanych wielokrotnie w rozprawie doktorskiej transformacji układów trójfazowych.
- (B) Przedstawienie schematów elektronicznych oraz obwodów drukowanych, zaprojektowanych podczas realizacji laboratoryjnego układu przekształtnikowego.

Rozdział 2

Energia słoneczna

2.1 Promieniowanie słoneczne

Słońce jest centralną gwiazdą naszego Układu Słonecznego, wokół której porusza się Ziemia, pozostałe planety oraz inne ciała niebieskie należące do tego układu [59]. Około 99[%] całkowitej energii wytwarzanej przez Słońce pochodzi z jego jądra. Składa się ono z plazmy utrzymywanej przez grawitację i kształtowanej przez pole magnetyczne. Głównym składnikiem budulcowym Słońca jest wodór (72,8[%]), hel (26,1[%]) oraz inne pierwiastki, z których ok. 66[%] występuje na kuli ziemskiej.

Promieniowanie elektromagnetyczne emitowane przez Słońce rozchodzi się radialnie we wszystkich kierunkach przestrzeni kosmicznej. Źródłem jego energii są procesy nuklearne syntezy jąder wodoru. Wartość całkowitej mocy promieniowania słonecznego szacuje się na $3,816 \cdot 10^{26} [\text{W}]$ [55,159]. Ponad 28[%] całkowitej energii docierającej do granic ziemskiej atmosfery zostaje odbite i rozproszone w przestrzeni kosmicznej (albedo), reszta jest zaabsorbowana przez biosferę. Ilość pochłoniętej części energii (około 72[%]) przekracza 10 tysięcy razy obecne zapotrzebowanie ludzkości na energię [112]. Średnią gęstość strumienia promieniowania słonecznego, padającego na jednostkę powierzchni prostopadłej do kierunku jego promieni po zewnętrznej stronie atmosfery, określa się terminem *stałej słonecznej* (G_{sc}). Jej wartość wynosi $1,3661 [\text{kW}/\text{m}^2]$.

Orbita po której porusza się Ziemia wokół Słońca jest krzywą eliptyczną, co skutkuje zmienną odległością w jakiej te dwa ciała niebieskie znajdują się względem siebie w ciągu całego roku. W efekcie wartość bezpośredniego promieniowania słonecznego, które dociera do górnych warstw ziemskiej atmosfery również jest zmienna i może zostać określona zależnością:

$$G_{sn} = G_{sc} \left[1 + 0,033 \cos \left(\frac{n}{365} \cdot 360^\circ \right) \right] [\text{kW}/\text{m}^2] \quad (2.1)$$

gdzie: G_{sc} oznacza stałą słoneczną, a n to kolejny dzień roku.

Na podstawie równania 2.1, wartość natężenia promieniowania słonecznego w ciągu całego roku, na zewnętrznej powierzchni atmosfery zawiera się w przedziale $G_{sn} \in \langle 1321 : 1411 \rangle [\text{W}/\text{m}^2]$.

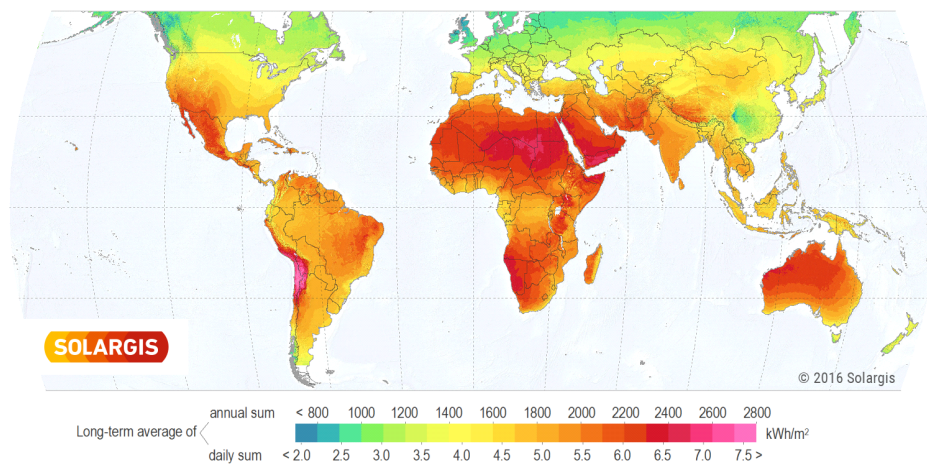
Z punktu widzenia wykorzystania energii słonecznej, istotna jest znajomość natężenia promieniowania słonecznego (G , $[\text{W}/\text{m}^2]$) w danym miejscu i czasie na powierzchni Ziemi. Jest to suma energii promieniowania w pełnym zakresie

długości fal, docierającego do danej jednostki powierzchni. Można wyróżnić jego trzy główne składowe:

- (a) bezpośrednią (G_b) - pochodzącą wprost z widocznej tarczy słonecznej,
- (b) dyfuzyjną (G_d) - ulegającą rozproszeniu przez chmury, zanieczyszczenia oraz inne cząsteczki zawieszone w powietrzu,
- (c) odbitą.

Warto zaznaczyć, że promieniowanie odbite jest promieniowaniem wtórnym i nie jest ono brane pod uwagę podczas wyliczania wartości promieniowania całkowitego. Jest ono zatem sumą składowych bezpośredniej oraz dyfuzyjnej. W literaturze polskiej oraz zagranicznej można znaleźć wiele zależności opisujących sposób estymacji wartości poszczególnych składowych [24, 39, 55, 75, 93, 97, 112, 159], jak również całkowitej gęstości promieniowania słonecznego (G) padającego na powierzchnię odbiornika, znajdującego się w danym miejscu na Ziemi, nachylonego pod danym kątem względem wysokości Słońca oraz jego kąta azymutu [75]. Wspomniane równania oprócz szeregu parametrów i zmiennych o charakterze fizycznym oraz mechanicznym, zawierają również wiele współczynników empirycznych wynikających z długoletnich pomiarów.

O potencjale energetycznym danego miejsca na Ziemi decyduje poziom rzeczywistego nasłonecznienia (E), czyli sumy natężenia promieniowania słonecznego w danym czasie przypadającego na jednostkę powierzchni. Obecnie istnieje szeroko rozwinięta sieć czujników pomiarowych, zamieszczonych przy rozproszonych instalacjach solarnych lub stacjach meteorologicznych, monitorujących w czasie rzeczywistym poziom promieniowania słonecznego oraz wartość generowanej energii elektrycznej. W miejscach słabo zurbanizowanych do pomiaru natężenia promieniowania słonecznego (G), a tym samym jego energii (E) na jednostkę powierzchni stosuje się techniki satelitarne. Na podstawie wieloletnich pomiarów i obserwacji powstają mapy nasłonecznienia większości obszarów Ziemi, publikowane często w ogólnodostępnych bazach danych (np. Solargis). Przykład mapy świata przedstawiającej średni rozkład całko-



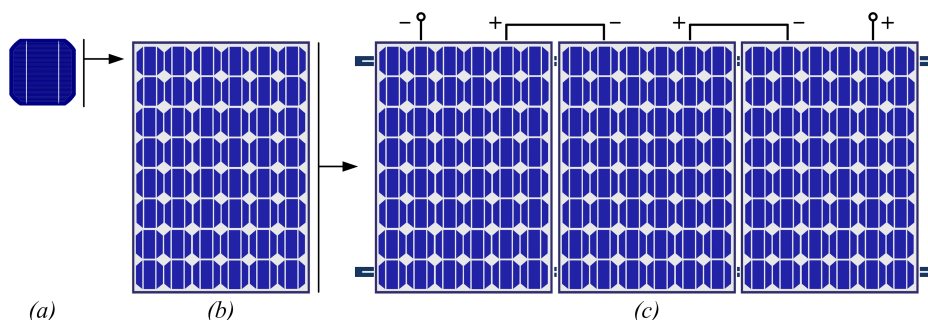
Rys. 2.1: Mapa świata przedstawiająca średnią z długoletnich pomiarów nasłonecznienia powierzchni Ziemi, jako sumę składowej bezpośredniej oraz dyfuzyjnej (GHI) [www.solargis.com]

witego promieniowania słonecznego na jednostkę powierzchni (suma składowej bezpośredniej oraz dyfuzyjnej – GHI, ang. *Global Horizontal Irradiation*), przedstawiony został na rysunku 2.1. Na obszarze Polski potencjał energetyczny promieniowania słonecznego (GHI) w skali roku zawiera się w zakresie $E_{PL} \in \langle 950 : 1200 \rangle [\text{kWh}/\text{m}^2]$, podczas gdy dla całego kontynentu Europejskiego wynosi on $E_{EUR} \in \langle 700 : 2100 \rangle [\text{kWh}/\text{m}^2]$.

2.2 Moduły fotowoltaiczne

2.2.1 Podział i charakterystyka

Podstawowym elementem, w którym dochodzi do bezpośredniej konwersji energii promieniowania słonecznego na energię elektryczną jest fotoogniwo. Proces ten zachodzi w wyniku istnienia zjawiska fotowoltaicznego (PV), polegającego na powstaniu różnicy potencjałów pomiędzy warstwami złącza półprzewodnikowego typu P-N, wystawionego na działanie promieniowania elektromagnetycznego (strumienia fotonów). Szeregowo połączone ogniwa fotowoltaiczne wchodzi w skład pojedynczego modułu, który stanowi autonomiczny element konstrukcyjny większych struktur zwanych panelami (rysunek 2.2). W ramach paneli moduły łączone są najczęściej w szeregowy łańcuch, w celu zwiększenia całkowitego napięcia źródła. Takie kaskady modułów w większych elektrowniach solarnych, często konfigurowane są równolegle, aby zwielokrotnić prąd generacji.



Rys. 2.2: Kolejne elementy składowe źródeł systemu fotowoltaicznego: (a) ogniwo fotowoltaiczne, (b) moduł, (c) panel (w tym przypadku połączenie szeregowo modułów)

Ponad 90[%] produkowanych obecnie ogniw fotowoltaicznych wytwarzanych jest z krzemu w postaci krystalicznej (Si) lub amorficznej (a-Si). Pozostała część światowej produkcji to półprzewodniki bazujące m.in. na telurku kadmu (CdTe), arsenku glinu (GaAs) lub mieszaninie pierwiastków takich jak np. miedź (Cu), ind (In), lub selen (Se) [55, 112]. W zależności od zastosowanego materiału oraz technologii wykonania ogniw fotowoltaicznych wchodzących w skład całych modułów, można rozróżnić ich podstawowe rodzaje:

(a) moduły I generacji (grubowarstwowe)

- monokrystaliczne – ogniwa fotowoltaiczne wytwarzane są z pojedynczego kryształu krzemu o uporządkowanej strukturze wewnętrznej, wytwarzanego najczęściej metodą Czochralskiego. Charakteryzują się najwyższymi sprawnościami (15-22[%]), jednak również

największym współczynnikiem spadku mocy wraz ze wzrostem temperatury wśród powszechnie dostępnych modułów PV. Posiadają długą żywotność – producenci często dają gwarancję na 25 lat. Ze względu na relatywnie długotrwały proces wyciągania cylindrycznego krystalu oraz jego laserowego cięcia na płytki o grubości ok 0.3[mm], ich cena jest wysoka (0.75[\$/W]). Zazwyczaj mają barwę ciemnoniebieską do czarnej.

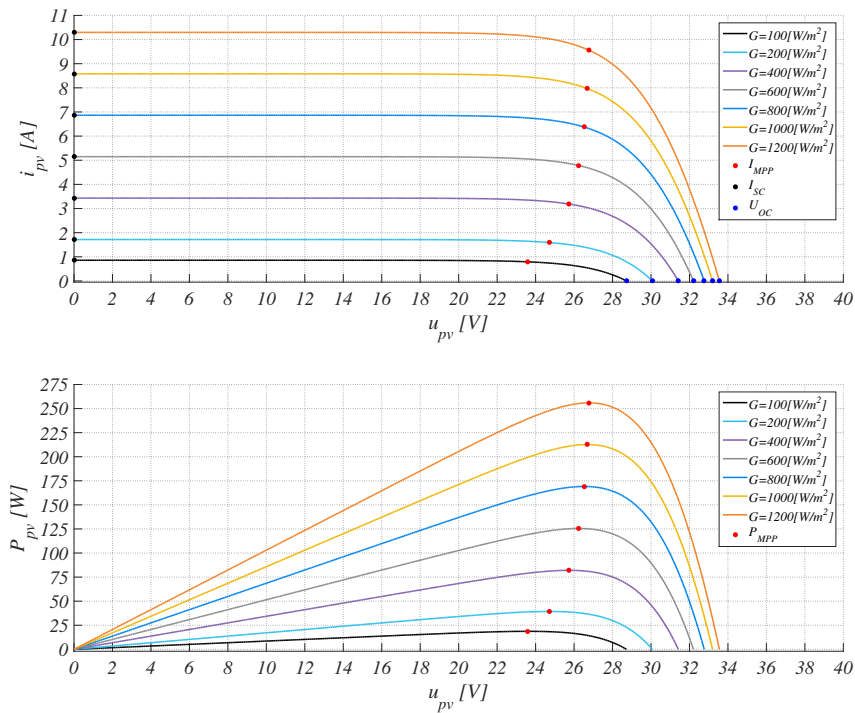
- polikrystaliczne – ogniwa produkowane są z oszlifowanych płytek krzemowych ułożonych nieregularnie względem struktury krystalicznej. Wytwarzanie polikryształów zachodzi w specjalnych formach, gdzie kryształy krzemu są najpierw topione, a następnie po wystudzeniu cięte na prostokątne płytki o grubości poniżej 0.2[mm]. Koszt ich produkcji jest znacznie niższy i mniej energochłonny, dzięki czemu są tańsze od ogniw monokrystalicznych (0.62[\$/W]), jednak posiadają mniejszą sprawność (13-16[%]). Charakteryzują się niebieskim kolorem oraz mają wyraźnie zarysowane kryształy krzemu przypominające szron. Ze względu na niską cenę obecnie są najczęściej stosowanymi fotoogniwami na rynku. Posiadają wysoki współczynnik spadku mocy wraz ze wzrostem temperatury, lecz zazwyczaj jest on niższy od ogniw monokrystalicznych.

(b) moduły II generacji (cienkowarstwowe)

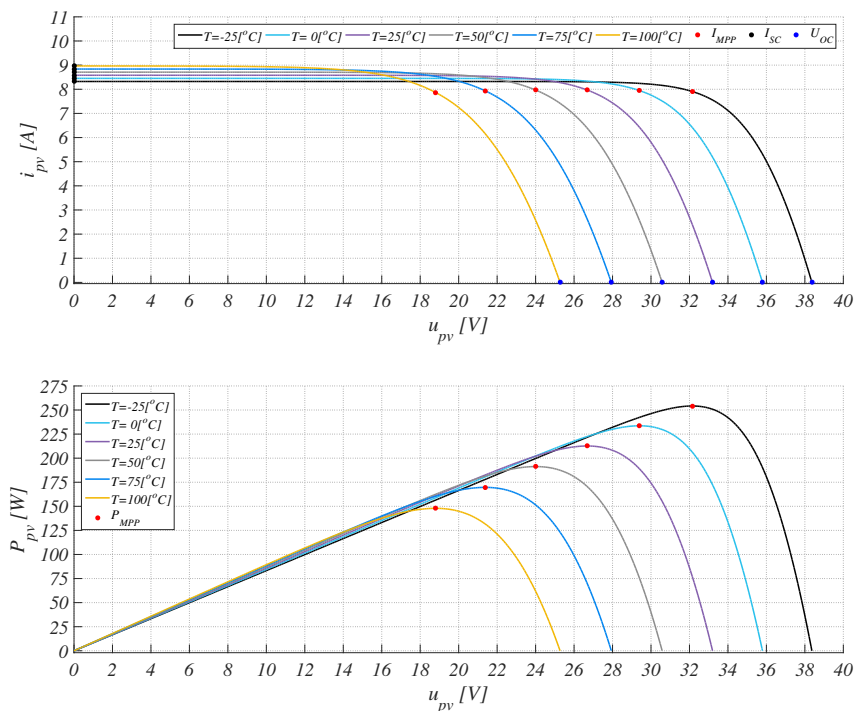
- amorficzne – wykonane są z bezpostaciowego niewykryształizowanego krzemu dyfundowanego wodorem w ilości 8-12[%]. Charakteryzują się niską sprawnością w przedziale 6-8[%] oraz niską ceną (0.69[\$/W]). Produkcja ogniwa polega na nakładaniu cienkich warstw krzemu na szkło, stali nierdzewnej lub tworzywach sztucznych. Zazwyczaj posiadają charakterystyczny lekko bordowy kolor i brak widocznych kryształów krzemu. Są powszechnie stosowane w urządzeniach przenośnych. Ich zaletą jest bardzo niska wartość współczynnika spadku mocy wraz ze wzrostem temperatury.
- polikrystaliczne – rolę materiału półprzewodnikowego pełni w tych ogniwach mieszanina miedzi, indu, galu i selenu (CIGS) lub tylko miedzi, indu i selenu (CIS). W technologii produkcji wykorzystuje się nanoszenie warstwowe, lub metodę przemysłowego druku, dzięki czemu moduł fotowoltaiczny zbudowany jest najczęściej z jednego dużego ogniwa. Charakteryzują się sprawnościami w zakresie 13-16[%].
- HIT – budowa ogniw bazuje na wykorzystaniu pojedynczej warstwy monokrystalicznego krzemu typu N, sąsiadującej obustronnie z bardzo cienkimi warstwami krzemu amorficznego typu N oraz P. Pojedyncze ogniwo charakteryzuje się wysoką sprawnością na poziomie 22,8[%] i grubością jedynie 98[μ m]. Zaletą ogniw typu HIT jest wyższa wydajność podczas pracy w wysokich temperaturach.

Bez względu na materiały oraz technologię wykonania, moduły fotowoltaiczne charakteryzują cztery podstawowe parametry elektryczne:

- (a) napięcie obwodu otwartego (U_{OC}) – wartość napięcia mierzonego pomiędzy biegunami nieobciążonego modułu,



Rys. 2.3: Charakterystyki wyjściowe pojedynczego modułu fotowoltaicznego uzyskane na podstawie opracowanego modelu fizykalnego dla zmiennego natężenia promieniowania słonecznego (G) oraz stałej temperatury złącza półprzewodnikowego ($T = 25^{\circ}C$)



Rys. 2.4: Charakterystyki wyjściowe pojedynczego modułu fotowoltaicznego uzyskane na podstawie opracowanego modelu fizykalnego dla stałej wartości natężenia promieniowania słonecznego ($G = 1000[W/m^2]$) oraz zmiennej temperatury złącza półprzewodnikowego (T)

- (b) prąd zwarcia (I_{SC}) – wartość maksymalnego prądu generowanego przez moduł fotowoltaiczny w stanie ustalonym podczas zwarcia jego biegunów,
- (c) napięcie punktu mocy maksymalnej (U_{MPP}) – napięcia pomiędzy biegunami modułu fotowoltaicznego podczas pozyskiwania z niego maksymalnej wartości mocy (P_{MPP}) w danych warunkach pracy (G, T),
- (d) prąd punktu mocy maksymalnej (I_{MPP}) – wartość prądu modułu fotowoltaicznego podczas pozyskiwania z niego maksymalnej wartości mocy (P_{MPP}) w danych warunkach pracy (G, T)

Wymienione, podstawowe parametry modułów fotowoltaicznych, jak i wiele innych specyfikowanych i objaśnionych jest przez producentów w notach katalogowych [65, 131] lub specjalistycznych podręcznikach dla projektantów oraz instalatorów systemów solarnych [15, 43, 75, 136]. Ich wartości identyfikowane są w ściśle określonych warunkach testowych (STC, ang. *Standart Test Conditions*) – przy natężeniu promieniowania słonecznego prostopadłego do powierzchni modułu o wartości $G = 1000[\text{W}/\text{m}^2]$, temperaturze ogniwa $T = 25[^\circ\text{C}]$ oraz spektrum promieniowania dla gęstości atmosfery równej AM 1.5. Dla warunków STC również mierzone są podstawowe charakterystyki prądowo-napięciowe modułów fotowoltaicznych prezentowane w dokumentacji danego modelu. W rzeczywistości instalacja fotowoltaiczna będzie pracowała jednak w warunkach innych niż STC. Przeważnie z niższym natężeniem promieniowania słonecznego i wyższą temperaturą modułu, co skutkuje generacją mniejszej wartości mocy szczytowej (nawet o 25[%]). Dlatego, dla potrzeb projektowania systemu fotowoltaicznego producenci definiują też wartości charakterystycznych parametrów modułów PV, wyznaczone przy normalnej temperaturze pracy ogniwa (NOCT, ang. *Normal Operating Cell Temperature*) – natężeniu promieniowania $G = 800[\text{W}/\text{m}^2]$, temperaturze otoczenia $T_a = 20[^\circ\text{C}]$, gęstości atmosfery AM 1.5 oraz prędkości wiatru wynoszącej $1[\text{m}/\text{s}]$.

Podstawowe charakterystyki prądowo-napięciowe oraz wynikające z nich wartości mocy modułu PV, zaprezentowane zostały na rysunkach 2.3 – 2.4. Uzyskano je na podstawie opracowanego oraz zaimplementowanego w programie Matlab modelu pojedynczego ogniwa fotowoltaicznego, opisanego szerzej w rozdziale 2.2.2. Na serii wyznaczonych krzywych, zaznaczono charakterystyczne punkty przedstawione w rozdziale 2.2.1 (U_{OC} , I_{SC} , I_{MPP} , P_{MPP}). Jak można zauważyć każda charakterystyka mocy posiada jeden punkt, określający jej maksymalną wartość (MPP, ang. *Maximum Power Point*). To właśnie pracą modułu w ekstremum generowanej mocy, powinien zapewnić układ energoelektroniczny przekształcający pozyskaną energię elektryczną. Odpowiedzialny jest za to zadanie algorytm sterujący działaniem układu przekształtnikowego, wyposażony w funkcję poszukiwania i śledzenia punktu mocy maksymalnej (MPPT, ang. *Maximum Power Point Tracking*). Opis algorytmu MPPT bazującego na metodzie konduktancji inkrementalnej, zastosowanego w tej pracy doktorskiej, zawarty został w rozdziale 2.3.

2.2.2 Model matematyczny

Jak zostało pokazane w rozdziale 2.2.1, charakterystyki pracy modułu fotowoltaicznego silnie zależą od warunków środowiskowych w których się znajduje, takich jak natężenie promieniowania słonecznego (G) padającego na jego powierzchnię oraz temperatura (T) danego ogniwa. Z tego względu, w większości przypadków prace badawcze w dziedzinie systemów fotowoltaicznych bazują na obliczeniowych modelach symulacyjnych modułów PV. Specjalistyczne laboratoria wyposażone są również w dedykowane wzmacniacze sygnałowe dużych mocy lub zasilacze programowalne, umożliwiające w dynamiczny sposób odtwarzanie zadanych nieliniowych charakterystyk pracy prądowo - napięciowych całych łańcuchów fotowoltaicznych. Takie podejście pozwala na etapie badań koncepcyjnych oraz symulacyjnych, a później prac wdrożeniowych wykonywać testy działania danego systemu fotowoltaicznego w warunkach przewidywalnych oraz powtarzalnych, co jest niezwykle istotne dla weryfikacji uzyskanych rezultatów.

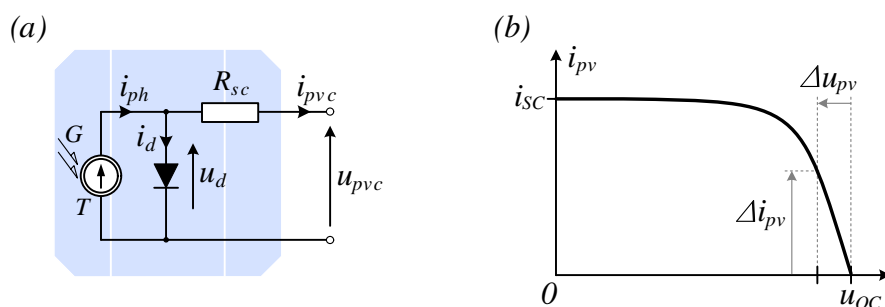
Ze względu na rodzaj aplikacji modułów PV, specyfikę stosowanego środowiska symulacyjnego oraz ilość dostępnych zasobów obliczeniowych, można rozróżnić podstawowe rodzaje modeli:

- (a) numeryczne – powstałe na podstawie charakterystyk prądowo - napięciowych $i_{pv} = f(u_{pv}, G, T)$ bezpośrednio zmierzonych, lub dostarczonych przez producenta w dokumentacji technicznej danego typu modułu PV. Charakterystyki te przeważnie mierzone są tylko dla paru wartości natężenia promieniowania słonecznego (G) oraz temperatury pracy modułów (T). W celu otrzymania charakterystyki dla dowolnego punktu pracy ogniwa PV, w każdym kroku obliczeniowym należy dokonywać aproksymacji numerycznej na podstawie znanych wartości sąsiednich. Modele takie wymagają sporej ilości obliczeń oraz zgromadzenia pomiarowych danych wejściowych w odpowiednich macierzach lub wektorach [29].
- (b) funkcyjne – bazujące także na charakterystykach wzorcowych zmierzonych lub dostarczonych przez producenta danego modułu fotowoltaicznego, lecz w pełni aproksymowane złożeniami odpowiednich funkcji np. wielomianowych, lub wykładniczych [12]. Modele takie wymagają dużo mniejszej ilości przechowywanych danych niż podejście numeryczne, ale niezbędne jest wcześniejsze przygotowanie odpowiednich funkcji aproksymacyjnych.
- (c) obwodowe – wykorzystują sposób modelowania ogniwa fotowoltaicznego za pomocą zastępczego obwodu elementów pasywnych (RLC) i aktywnych (elementy półprzewodnikowe, źródła sterowalne). Dobrze sprawdzają się w programach symulacyjnych typu Spice, które dają możliwość dokładnego odwzorowywania charakterystyk statycznych elementów półprzewodnikowych. Trudność implementacyjną może stanowić w nich sposób zadawania zmiennych warunków pracy (G, T) [27, 40, 88].
- (d) fizyczne – bazujące na modelu fizyczno-matematycznym opisywanego złącza półprzewodnikowego oraz powstałego obwodu zastępczego. W za-

leżności od wymaganego w danej aplikacji stopnia dokładności opisywanych zjawisk, mogą charakteryzować się zróżnicowaną złożonością, a więc niezbędnymi do ich rozwiązywania zasobami sprzętowymi. Stanowią najbardziej uniwersalne podejście dające możliwość zadawania dowolnego punktu pracy symulowanego modelu [26, 147].

(e) hybrydowe – stanowią połączenie różnych metod modelowania.

W ramach pracy doktorskiej opracowany został matematyczny model ogniwa fotowoltaicznego, bazujący na jedno-diodowym schemacie zastępczym z szeregową rezystancją wyjściową (R_{sc}). Został on przedstawiony na rysunku 2.5a. Uzyskane za jego pomocą charakterystyki prądowo - napięciowe, mogą być łatwo skalowane w celu dopasowania do modelu pojedynczego modułu PV o zdefiniowanej liczbie fotoogniw (np. $N_{sc} = 54$). Model zaimplementowany został w programie (Matlab\Simulink). Zaletą opracowanej postaci funkcyjnej jest możliwość wykorzystania jej w dowolnym skrypcie obliczeniowym, lub w modelu obwodowym podczas testów działania algorytmu poszukiwania punktu mocy maksymalnej (MPPT) danego zestawu modułów, jak również całego systemu przekształtnikowego. Parametry i ich wartości użyte w wyprowadzonych zależnościach bazują na danych, które można znaleźć w dokumentacji technicznej większości dostępnych na rynku modułów fotowoltaicznych.



Rys. 2.5: Schemat elektryczny uproszczonego modelu ogniwa fotowoltaicznego (a) oraz sposób wyznaczania zastępczej rezystancji szeregowej (R_s) modułu fotowoltaicznego na podstawie liniowej części charakterystyki $i_{pv} = f(u_{pv})$ (b)

Ze schematu zastępczego zamieszczonego na rysunku 2.5a wynika, że wartość prądu generowanego przez pojedyncze ogniwo fotowoltaiczne (i_{pvc}) jest równa różnicy pomiędzy prądem fotoelektrycznym (i_{ph}), a prądem złącza półprzewodnikowego P-N, czyli diody (i_d):

$$i_{pvc} = i_{ph} - i_d \quad (2.2)$$

Poziom płynącego prądu fotoelektrycznego jest proporcjonalny do natężenia promieniowania słonecznego (G [W/m^2]) z uwzględnieniem wpływu temperatury złącza półprzewodnikowego (T [K]). Został on zaznaczony na schemacie zastępczym jako sterowalne źródło prądowe, reprezentujące zależność funkcyjną:

$$i_{ph}(G, T) = I_{ph}(G, T_{STC}) \cdot \left[1 + \frac{\beta_T}{100} (T - T_{STC}) \right] \quad (2.3)$$

Liniowa zależność prądu fotoelektrycznego (i_{ph}) od poziomu natężenia promieniowania słonecznego obliczana jest względem maksymalnej wartości prądu ogniwa fotowoltaicznego, czyli prądu w stanie zwarcia (I_{SC}) podczas warunków STC:

$$I_{ph}(G, T_{STC}) = \frac{G}{G_{STC}} I_{SC}(G_{STC}, T_{STC}) \quad (2.4)$$

W równaniu 2.3 występuje współczynnik β_T , określający procentową zmianę prądu zwarciovego ogniwa fotowoltaicznego w funkcji aktualnej temperatury (T). Wartość tego liniowego współczynnika jest charakterystyczna dla każdego typu modułów PV i często podawana przez producentów w notach katalogowych (np. SunPower [131], czy Kyocera [65]). Jeżeli jednak, nie jest ona wyszczególniona w dokumentacji produktu, można ją wyznaczyć na podstawie proporcjonalnej zależności:

$$\beta_T = \frac{I_{SC}(G_{STC}, T_1) - I_{SC}(G_{STC}, T_{STC})}{I_{SC}(G_{STC}, T_{STC}) \cdot (T_1 - T_{STC})} \cdot 100 \left[\frac{\%}{\text{K}} \right] \quad (2.5)$$

Kolejnymi wielkościami zaznaczonymi na schemacie zastępczym modelu ogniwa fotowoltaicznego, jest prąd (i_d) oraz napięcie (u_d) przewodzenia złącza półprzewodnikowego P-N (diody). Zależność między nimi można zapisać za pomocą tzw. *równania Shockley'a*:

$$i_d(T) = I_{rs}(T) \left(e^{\frac{u_d}{n_d U_T(T)}} - 1 \right) \quad (2.6)$$

Występuje w nim wartość napięcia termicznego, wyrażona zależnością:

$$U_T(T) = \frac{k_B T}{q_e} \quad (2.7)$$

gdzie:

- $k_B = 8.6173324(78) \cdot 10^{-5} \left[\frac{\text{eV}}{\text{K}} \right]$ – stała Boltzmanna
- $q_e = 1.602176565(40) \cdot 10^{-19} [\text{C}]$ – ładunek pojedynczego elektronu

Współczynnik doskonałości złącza P-N (n_d) jest wielkością bezwymiarową i zawiera się w zakresie $\langle 1 : 2 \rangle$. Jego wartość zależy od udziału składowej dyfuzyjnej i rekombinacyjnej w prądzie diody płynącym w kierunku przewodzenia i wyznaczana jest najczęściej w sposób empiryczny [147].

Wartość prądu nasycenia diody przy polaryzacji wstecznej (I_{rs}) może być wyznaczona na podstawie zależności [30, 75, 112, 147]:

$$I_{rs}(T) = I_{rs0} \cdot \left(\frac{T}{T_{STC}} \right)^{\frac{3}{n_d}} \cdot e^{-\frac{q_e E_{bg}}{n_d k_B} \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_{STC}} \right)} \quad (2.8)$$

W równaniu 2.8 E_{bg} oznacza energię pasma wzbronionego półprzewodnika (barierę energetyczną), która dla krzemowego ogniwa polikrystalicznego wynosi 1.12 [eV]. Natomiast, wartość nominalna prądu nasycenia (I_{rs0}) w warunkach STC wynosi:

$$I_{rs0} = I_{SC}(G_{STC}, T_{STC}) \left(e^{\frac{U_{OCc}(G_{STC}, T_{STC})}{n_d U_T(T_{STC})}} - 1 \right)^{-1} \quad (2.9)$$

Poziom napięcia obwodu rozwartego pojedynczego ogniwa (U_{OCc}) obliczany jest na podstawie wartości napięcia całego modułu w warunkach STC (U_{OC}) oraz liczby szeregowo połączonych fotoogniw (N_{sc}), z których jest zbudowany:

$$U_{OCc}(G_{STC}, T_{STC}) = \frac{U_{OC}(G_{STC}, T_{STC})}{N_{sc}} \quad (2.10)$$

Na podstawie obwodu zastępczego (rysunek 2.5a), napięcie diody można zapisać równaniem:

$$u_d = R_{sc}i_{pvc} + u_{pvc} \quad (2.11)$$

Podstawiając zależność 2.11 oraz 2.6 do równania wyjściowego 2.2, wartość prądu ogniwa można zapisać w postaci:

$$i_{pvc} = i_{ph} - I_{rs} \left(e^{\frac{R_{sc}i_{pvc} + u_{pvc}}{n_d U_T}} - 1 \right) \quad (2.12)$$

Ostatnią niewiadomą w wyprowadzonych równaniach stanowi wartość rezystancji szeregowej ogniwa (R_{sc}). Można ją wyznaczyć w sposób przyrostowy na podstawie liniowej części charakterystyki modułu podanej w dokumentacji producenta dla warunków STC [50]. Sposób realizacji pomiaru przyrostu napięcia (Δu_{pv}) oraz prądu modułu fotowoltaicznego (Δi_{pv}), zaczynając od strony punktu napięcia obwodu otwartego (U_{OC}), został pokazany na rysunku 2.5b. Wyznaczone wartości można zastosować w równaniach:

$$R_{sc} = -\frac{1}{N_{sc}} \frac{\Delta u_{pv}}{\Delta i_{pv}} - \frac{1}{X_{pv}} \quad (2.13)$$

$$X_{pv} = \frac{I_{rs0}(G_{STC}, T_{STC})}{n_d U_T(T_{STC})} e^{\frac{U_{OCc}(G_{STC}, T_{STC})}{n_d U_T(T_{STC})}} \quad (2.14)$$

Jak można zauważyć, otrzymana zależność 2.12 opisująca wartość prądu pojedynczego ogniwa fotowoltaicznego jest równaniem uwikłanym ze względu właśnie na zmienną i_{pvc} , która występuje w wykładniku. Aby na jej podstawie otrzymać postać funkcyjną modelu $i_{pvc} = f(u_{pvc}, G, T)$, do rozwiązania równania 2.12 można zastosować np. metodę Newtona–Raphsona. Wyniki otrzymane na podstawie przedstawionego sposobu modelowania ogniwa fotowoltaicznego, zaprezentowano w postaci charakterystyk na rysunkach 2.3 – 2.4. Parametry referencyjne użyte w równaniach uzyskano

Tabela 2.1: Główne parametry modułu fotowoltaicznego KD210GH-2PU firmy KYOCERA [65] wykorzystane w zrealizowanym modelu symulacyjnym

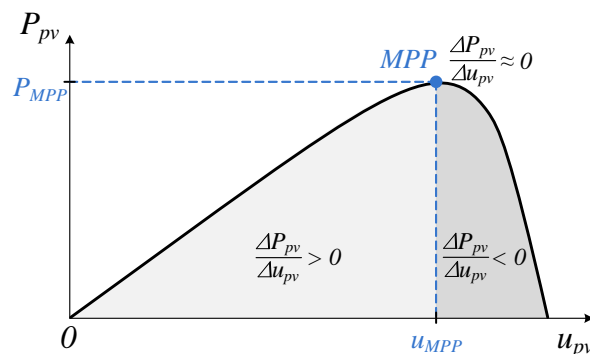
Parametr	Wartość	Opis
P_{MPP}	210[W]	Moc maksymalna modułu PV (MPP), STC
U_{MPP}	26.6[V]	Napięcie w punkcie mocy maksymalnej, STC
I_{MPP}	7.95[A]	Prąd w punkcie mocy maksymalnej, STC
U_{OC}	33.2[V]	Napięcie obwodu otwartego, STC
I_{SC}	8.58[A]	Prąd zwarciovowy, STC
β	0.06[%/K]	Współczynnik temperaturowy prądu zwarciovowego
N_{sc}	54	Liczba szeregowo połączonych ogniw w module PV

na podstawie dokumentacji modułu KD210GH-2PU firmy KYOCERA [65] i zestawiono w tabeli 2.1. Opracowana funkcja została zaimplementowana w programie (Matlab\Simulink) i wykorzystana do realizacji modelu całego zestawu modułów PV, pracującego w zmiennych warunkach natężenia promieniowania słonecznego (G), podłączonego do przekształtnika energoelektronicznego. Rezultaty symulacji całego systemu przekształcania energii elektrycznej przedstawione zostały w rozdziale 6.4, natomiast parametry konfiguracji zastosowanych łańcuchów modułów fotowoltaicznych podane są w tabeli 6.1.

2.3 Algorytm poszukiwania punktu mocy maksymalnej (MPPT)

Z przedstawionych na rysunkach 2.3 – 2.4 charakterystyk modułu fotowoltaicznego wynika, że dla danego natężenia promieniowania słonecznego (G) oraz temperatury (T) złącza półprzewodnikowego, istnieje tylko jeden punkt pracy, w którym pozyskiwana moc osiąga poziom maksymalny (MPP, ang. *Maximum Power Point*). W celu znalezienia wartości napięcia (U_{MPP}) oraz prądu (I_{MPP}), które determinują pracę modułu ze szczytową wartością generowanej mocy ($P_{MPP} = U_{MPP} \cdot I_{MPP}$) wykorzystuje się algorytmy poszukiwania punktu mocy maksymalnej (MPPT, ang. *Maximum Power Point Tracking*). Ze względu na zmienność i relatywnie niską wartość napięcia łańcuchów modułów PV, do pozyskiwania z nich energii elektrycznej przeważnie wykorzystuje się przekształtniki DC-DC podwyższające napięcie. Jednym z elementów ich układu sterownia jest funkcja MPPT, która na podstawie wykonywanych w czasie rzeczywistym pomiarów wielkości elektrycznych (i_{pv} , u_{pv}), lub estymacji jednej z nich, oblicza wartość referencji napięcia kaskady modułów fotowoltaicznych ($u_{pv}^* \rightarrow U_{MPP}$), zapewniającą pozyskiwanie mocy maksymalnej. Zadaniem podłączonego przekształtnika energoelektronicznego jest realizacja wyznaczonej referencji napięcia, poprzez odpowiednie obciążenie kontrolowanym prądem łańcucha modułów PV ($i_{pv}^* \rightarrow I_{MPP}$).

W pracach badawczych oraz zastosowaniach przemysłowych można spotkać wiele technik poszukiwania punktu mocy maksymalnej. Charakteryzują się one różną dynamiką działania, poziomem wprowadzanych zaburzeń, do-



Rys. 2.6: Idea działania algorytmu poszukiwania punktu mocy maksymalnej (MPPT) łańcucha modułów fotowoltaicznych, bazującego na metodzie konduktancji inkrementalnej (IC)

kładnością śledzenia zmian mocy maksymalnej w odpowiedzi na zmieniające się warunki pracy, czy liczbą lub rodzajem wymaganych sygnałów pomiarowych [46, 52, 84, 127, 135, 138]. W pracy doktorskiej dla potrzeb badań symulacyjnych oraz testów laboratoryjnych zaimplementowano algorytm poszukiwania punktu mocy maksymalnej, bazujący na metodzie konduktancji inkrementalnej (IC-MPPT, ang. *Incremental Conductance MPPT*). Idea działania wybranej metody MPPT została przedstawiona na rysunku 2.6. Polega ona na wykorzystaniu własności charakterystyki mocy modułów PV ($P_{pv}(u_{pv})$), której wartość maksymalna (MPP) występuje gdy:

$$\frac{dP_{pv}}{du_{pv}} = 0 \quad (2.15)$$

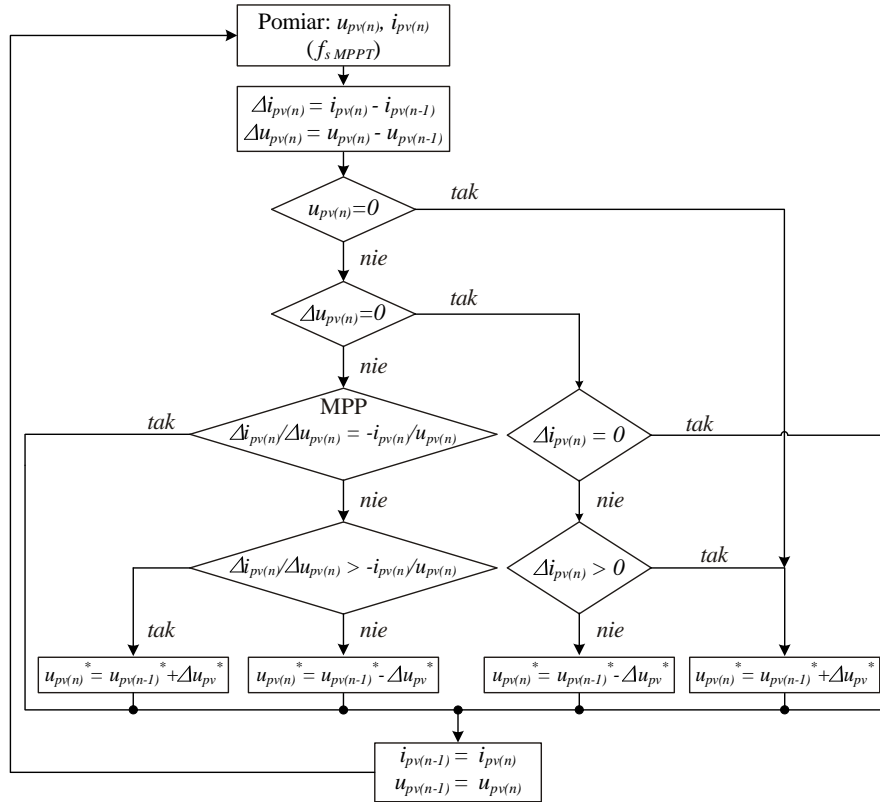
W pozostałych przypadkach pochodna mocy (dP_{pv}/du_{pv}) będzie przyjmować wartości dodatnie (na lewo od MPP), albo ujemne (na prawo od MPP). Wykorzystując mierzone sygnały napięcia (u_{pv}) oraz prądu (i_{pv}), równanie 2.15 przyjmuje formę:

$$\frac{dP_{pv}}{du_{pv}} = \frac{d(u_{pv} \cdot i_{pv})}{du_{pv}} = i_{pv} + u_{pv} \frac{di_{pv}}{du_{pv}} \approx i_{pv} + u_{pv} \frac{\Delta i_{pv}}{\Delta u_{pv}} = 0 \quad (2.16)$$

Zatem, na podstawie zależności 2.16 można wyróżnić trzy zakresy pracy metody IC-MPPT:

$$\left\{ \begin{array}{ll} \frac{\Delta i_{pv}}{\Delta u_{pv}} > -\frac{i_{pv}}{u_{pv}} & u_{pv} < U_{MPP} \\ \frac{\Delta i_{pv}}{\Delta u_{pv}} = -\frac{i_{pv}}{u_{pv}} & \Rightarrow u_{pv} \approx U_{MPP} \\ \frac{\Delta i_{pv}}{\Delta u_{pv}} < -\frac{i_{pv}}{u_{pv}} & u_{pv} > U_{MPP} \end{array} \right. \quad (2.17)$$

Wykorzystując relacje opisane układem równań 2.17, zrealizowana została metoda poszukiwania mocy maksymalnej, oparta na znaku konduktancji inkrementalnej ($\Delta i_{pv}/\Delta u_{pv}$). Schemat blokowy sposobu jej realizacji zaprezentowano na rysunku 2.7. Jak można zauważyć, oprócz warunków wynikających bezpośrednio z charakterystyki mocy, uwzględniono dodatkowe polecenia umożliwiające prawidłowy start algorytmu IC-MPPT oraz jego poprawne działanie z matematycznego punktu widzenia, w sytuacji gdy mianownik wyrażenia ułamkowego przyjmuje wartość równą zero ($\Delta u_{pv}(n) = 0$, $u_{pv}(n) = 0$). Wprowadzana zmiana (Δu_{pv}^*) wyznaczonej referencji napięcia zestawu modułów fotowoltaicznych (u_{pv}^*), którego punkt mocy maksymalnej jest poszukiwany, jak również częstotliwość wykonywanych pomiarów oraz obliczeń (f_{sMPPT}), określa dynamikę działania metody MPPT. Powinna być ona dopasowana również do możliwości reakcji przekształtnika DC-DC i jego algorytmu sterowania, który realizuje zadaną wartość referencyjną. Przedstawiony algorytm, dla potrzeb badań symulacyjnych został zaimplementowany w programie (Matlab\Simulink) i wykorzystany w modelu systemu fotowoltaicznego, podłączonego do trójfazowej linii zasilającej, działającego w zmiennych warunkach natężenie promieniowania słonecznego (G). Zastosowano w nim następujące wartości wspomnianych parametrów: $f_{sMPPT} = 1[\text{kHz}]$, $\Delta u_{pv}^* = 0.2[\text{V}]$. Uzyskane

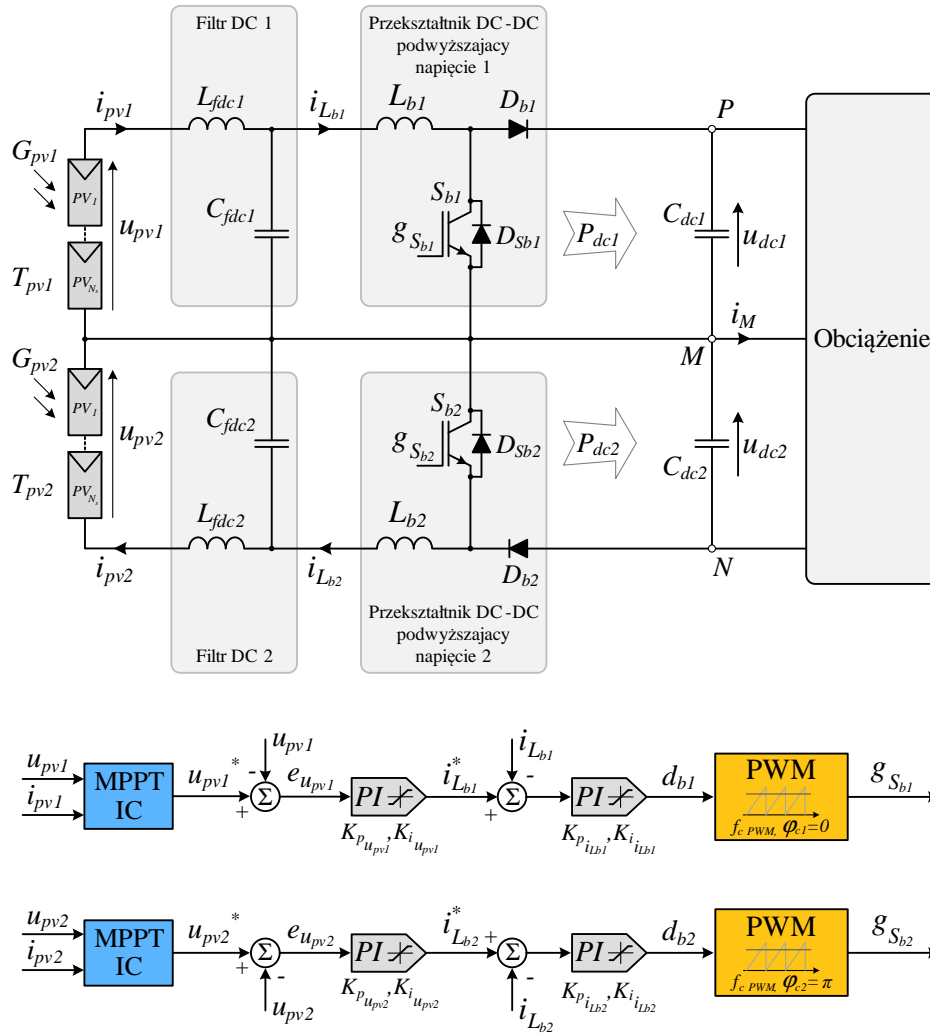


Rys. 2.7: Schemat algorytmu poszukiwania punktu mocy maksymalnej (MPPT) łańcucha modułów fotowoltaicznych, bazującego na metodzie konduktancji inkrementalnej (IC)

wyniki pracy przekształtników DC-DC podwyższających napięcie oraz falownika napięcia typu NPC, przedstawione zostały w rozdziale 6.4. Podstawową i najczęściej stosowaną topologią przekształtnika DC-DC, jak również układ jego sterowania, wykorzystujący omówioną funkcję IC-MPPT, zaprezentowano w rozdziale 2.4.

2.4 Zastosowana topologia przekształtnika prądu stałego podwyższającego napięcie

Jak zostało napisane w rozdziale 2.3, do przekształcania energii elektrycznej z modułów fotowoltaicznych oraz pozyskiwania z nich mocy maksymalnej wykorzystywane są przekształtniki prądu stałego podwyższające napięcie. W niniejszej pracy doktorskiej użyta została popularna topologia niez izolowanego przekształtnika DC-DC, szeroko stosowana do współpracy z niskonapięciowymi źródłami alternatywnymi, ze względu na nieskomplikowaną budowę (jeden łącznik półprzewodnikowy), relatywnie niski koszt oraz wysoką niezawodność działania [34, 64, 87, 159]. Na rysunku 2.8 zamieszczono schemat obwodu zbudowanego z dwóch niezależnych przekształtników DC-DC w konfiguracji symetrycznej oraz schemat blokowy algorytmów ich sterowania. Zasada działania pojedynczego układu DC-DC jest szczegółowo opisywana w wielu opracowaniach naukowych oraz publikacjach [14, 79, 86, 94, 126, 130]. Zgodnie z podejmowaną tematyką, każdy z przekształtników podłączony jest do innego łańcucha modułów PV, z którego pobiera moc maksymalną ($P_{pv1} = P_{dc1}$,



Rys. 2.8: Schemat blokowy układu sterowania dwoma niezależnymi przełącznikami prądu stałego (DC-DC), podwyższającymi napięcie, połączonymi w topologię symetryczną

$P_{pv2} = P_{dc2}$), zasilającą odrębną część rozdzielonej linii DC – dzielnika kondensatorowego (C_{dc1}, C_{dc2}). Dzięki temu możliwe jest zastosowanie łączników półprzewodnikowych o napięciu maksymalnym pracy równym połowie napięcia całkowitego ($u_{dc} = u_{dc1} + u_{dc2}$) oraz redukcję łączeniowych strat mocy, w odniesieniu do możliwości użycia pojedynczej topologii. Ponadto, zastosowanie indywidualnych algorytmów MPPT, pozwala zminimalizować negatywny wpływ rozrzutu parametrów modułów fotowoltaicznych każdej kaskady, lub częściowego zacielenia danego obszaru, a zatem zmaksymalizować pobieraną moc całkowitą [47, 60, 137]. Takie podejście zwiększa sprawność energetyczną całego systemu generacji rozproszonej, jednak w przypadku różnych warunków pracy źródeł zasilania ($G_{pv1} \neq G_{pv2}$, $T_{pv1} \neq T_{pv2}$) będzie dochodzić do niezrównoważenia mocy ($P_{dc1} \neq P_{dc2}$), a w rezultacie od niezbalansowania napięć obwodu DC ($u_{dc1} \neq u_{dc2}$). Dokładny opis tego problemu oraz opracowanie metody jego rozwiązania przedstawiono w rozdziałach 5 – 6.

W odpowiedzi na zadaną przez funkcję poszukiwania punktu mocy maksymalnej (IC-MPPT) referencję napięcia danej kaskady modułów PV (u_{pv1}^*, u_{pv2}^*), za pomocą regulatora proporcjonalno-całkującego (PI) wyzna-

czana jest wartość wzorcowa prądu dławika (i_{Lb1}^*, i_{Lb2}^*), kontrolowanego przez każdy przekształtnik DC-DC. Jego średni poziom odpowiada bowiem wartości całkowitego prądu modułów fotowoltaicznych (i_{pv1}, i_{pv2}). Na ostatnim etapie kaskadowego układu regulacji, wyliczany jest współczynnik wypełnienia, będący sygnałem wejściowym modulatora szerokości impulsów (PWM). Rezultaty badań symulacyjnych działania takiej konfiguracji przekształtników DC-DC zawarte zostały w rozdziale 6.4, natomiast wartości parametrów zastosowanych elementów obwodu mocy oraz algorytmu sterowania zestawiono w tabeli 6.1.

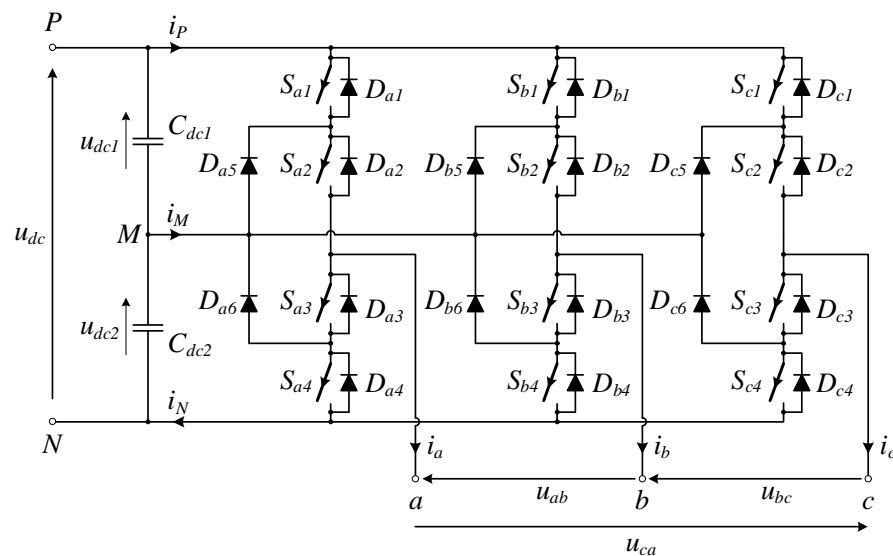
Rozdział 3

Wielopoziomowy, trójfazowy falownik napięcia z poziomowaniem diodowym

3.1 Topologia i zasada działania

Jedną z najbardziej rozpowszechnionych topologii wielopoziomowych przekształtników energii elektrycznej, jest falownik napięcia z poziomowaniem diodowym (ang. *Neutral Point Clamped* - NPC). Stosowany bywa w konfiguracji trój, cztero, lub pięciopoziomej. Poprzez liczbę poziomów (L) danego falownika, rozumie się liczbę stopni napięciowych możliwych do wygenerowania za pomocą pojedynczej gałęzi fazowej (rysunek 3.2).

Ze względu na parametry produkowanych współcześnie przyrządów półprzewodnikowych (głównie maksymalne napięcie blokowania i prąd przewodzenia), wysoką niezawodność oraz względną prostotę konstrukcji, najczęściej wykorzystywana jest w aplikacjach przemysłowych trójfazowa topologia trójpoziomo-



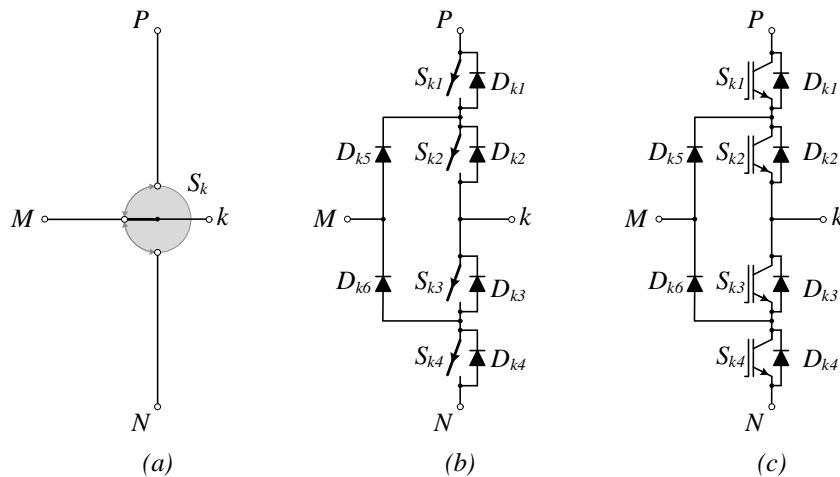
Rys. 3.1: Uproszczony schemat trójfazowego, trójpoziomego falownika napięcia z poziomowaniem diodowym (NPC)

wa [36, 38, 108]. Dotyczy to systemów energoelektronicznych dedykowanych zarówno dla napięć niskich, jak i średnich [36, 107]. Schemat poglądowy trójfazowego, trójpoziomowego ($L = 3$) falownika napięcia typu NPC został przedstawiony na rysunku 3.1.

Na rysunku 3.2 zaprezentowano trzy różne sposoby prezentacji pojedynczej gałęzi fazowej (faza k , gdzie $k \in \{a, b, c\}$) trójfazowego, trójpoziomowego falownika napięcia typu NPC. Często możliwe do osiągnięcia stany jej połączeń, przedstawiane są na schematach ideowych za pomocą L -stopniowych łączników zastępczych (Rys. 3.2a). W porównaniu do standardowego układu dwupoziomowego, topologia trójpoziomowa posiada dwa razy więcej sterowalnych łączników półprzewodnikowych ($S_{k1} \div S_{k4}$) oraz diod rozładowczych ($D_{k1} \div D_{k4}$). Dodatkowo każda gałąź fazowa wyposażona jest w dwie tzw. diody poziomujące (D_{k5} oraz D_{k6}), połączone z punktem środkowym (M) stałonapięciowego obwodu pośredniczącego. Dzięki nim maksymalne napięcie na poszczególnych łącznikach, znajdujących się w stanie otwarcia nigdy nie przekracza wartości uzyskanej na danej sekcji dzielnika kondensatorowego (C_{dc1} , C_{dc2}). W idealnym przypadku, gdy napięcia wejściowe (u_{dc1} , u_{dc2}) są zrównoważone, prawdziwa jest zależność:

$$u_{dc1} = u_{dc2} = \frac{u_{dc}}{2} \quad (3.1)$$

Diody poziomujące zabezpieczają również punkt środkowy (M) przed bezpośrednim podłączeniem go do węzła P lub N (zwarcie odpowiednio kondensatora C_{dc1} lub C_{dc2}) w wyniku standardowej sekwencji przełączeń łączników półprzewodnikowych.

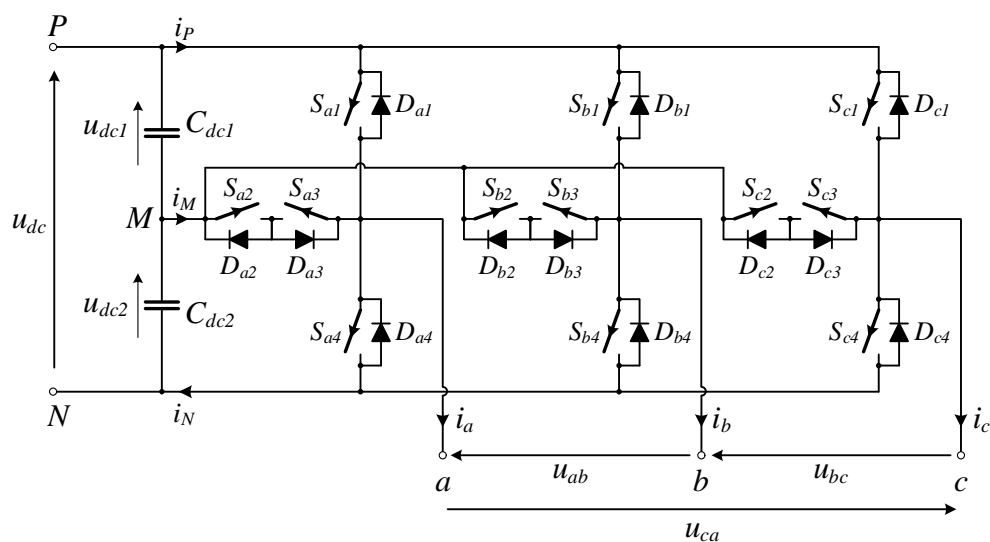


Rys. 3.2: Trzy postacie pojedynczej gałęzi fazowej falownika NPC: (a) łącznik trójpozycyjny - idea działania, (b) układ składający się z idealnych łączników funkcjonalnych, (c) układ zawierający tranzystory IGBT

W odniesieniu do falownika dwupoziomowego i przy założeniu takiego samego poziomu napięcia zasilania (u_{dc}), topologia trójpoziomowa powoduje korzystną redukcję pochodnej napięcia wyjściowego (du_{kM}/dt), zmniejszając tym samym jego współczynnik zawartości wyższych harmonicznych (THD, ang. *Total Harmonic Distorsion*). Pomimo zwiększonej liczby zastosowanych łączników półprzewodnikowych, falownik trójpoziomowy charakteryzuje się także mniejszymi stratami mocy występującymi podczas procesu ich przełączania.

Decydujący wpływ na redukcję strat mocy ma dwukrotnie zmniejszone napięcie blokowania (wartość 3.1), pojawiające się na danym łączniku w stanie blokowania [121]. Cecha ta ma również bardzo duży wpływ na minimalizację niezbędnych odległości separacyjnych uwzględnianych w projektowanym urządzeniu energoelektronicznym, co umożliwia lepszą integrację obwodu mocy. Zmniejszone wymagania napięciowe stawiane łącznikom półprzewodnikowym, korzystnie wpływają także na cenę pojedynczego elementu lub modułu elementów (np. całej gałęzi fazowej falownika). Łączniki półprzewodnikowe o mniejszym napięciu blokowania charakteryzują się również lepszymi parametrami statycznymi (np. mniejszym spadkiem napięcia w stanie przewodzenia u_{CEsat} tranzystora IGBT, lub zredukowaną rezystancją szeregową R_{DSon} łącznika typu MOSFET) oraz dynamicznymi (krótsze czasy opóźnień oraz przełączeń) niż ich odpowiedniki wysokonapięciowe.

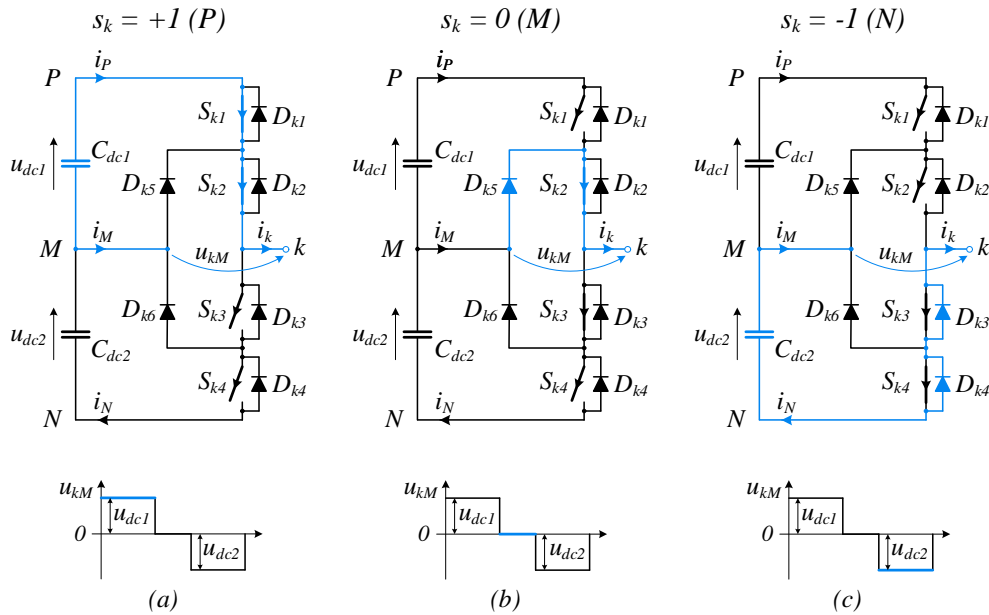
Przykładem zmodyfikowanej topologii falownika trójpoziomowego typu NPC jest układ określany jako T-NPC. Uproszczony schemat jego topologii trójfazowej przedstawiony został na rysunku 3.3. Pojedyncza gałąź fazowa składa się z dwóch łączników pionowych (S_{k1}, S_{k4}), przyłączających dane wyjście fazowe do potencjału punktu P oraz N, jak również z dwóch łączników poziomych (S_{k2}, S_{k3}), odpowiedzialnych za dwukierunkowe połączenie ze środkiem wejściowego dzielnika pojemnościowego. W topologii tej łączniki pionowe muszą charakteryzować się napięciem blokowania przewyższającym poziom napięcia zasilającego (u_{dc}), dlatego nie może być ona zastosowana we wszystkich aplikacjach. Przy oznaczeniu elementów półprzewodnikowych tak jak na rysunku 3.3 sposób sterowania falownikiem typu T-NPC jest taki sam jak w przypadku NPC. Ze względu na przewodzenie tylko jednego łącznika pionowego jednocześnie, przekształtnik ten wykazuje niższe straty mocy w stanie przewodzenia prądu, lecz jego ogólna sprawność w zakresie wyższych częstotliwości przełączeń (powyżej 30[kHz]) jest niższa od klasycznego układu typu NPC [114, 118].



Rys. 3.3: Uproszczona topologia trójfazowego falownika trójpoziomowego typu T-NPC

3.2 Konfiguracje stanów łączników pojedynczej gałęzi fazowej

Na rysunku 3.4 oraz 3.5 zaprezentowano topologię pojedynczej gałęzi fazowej (faza k , gdzie $k \in \{a,b,c\}$) trójpoziomowego falownika napięcia z diodami poziomującymi. Przedstawiono trzy możliwe konfiguracje stanów łączników ($S_{k1}, S_{k2}, S_{k3}, S_{k4}$) i odpowiadające im poziomy napięcie fazowych falownika (u_{kM}). Dodatkowo rozpatrzone zostały dwie sytuacje, różniące się kierunkiem przepływu prądu danej fazy (i_k) oraz odpowiadające im obwody utworzone przez aktualnie załączone układy półprzewodnikowe: $i_k > 0$ (Rys. 3.4) oraz $i_k < 0$ (Rys. 3.5).

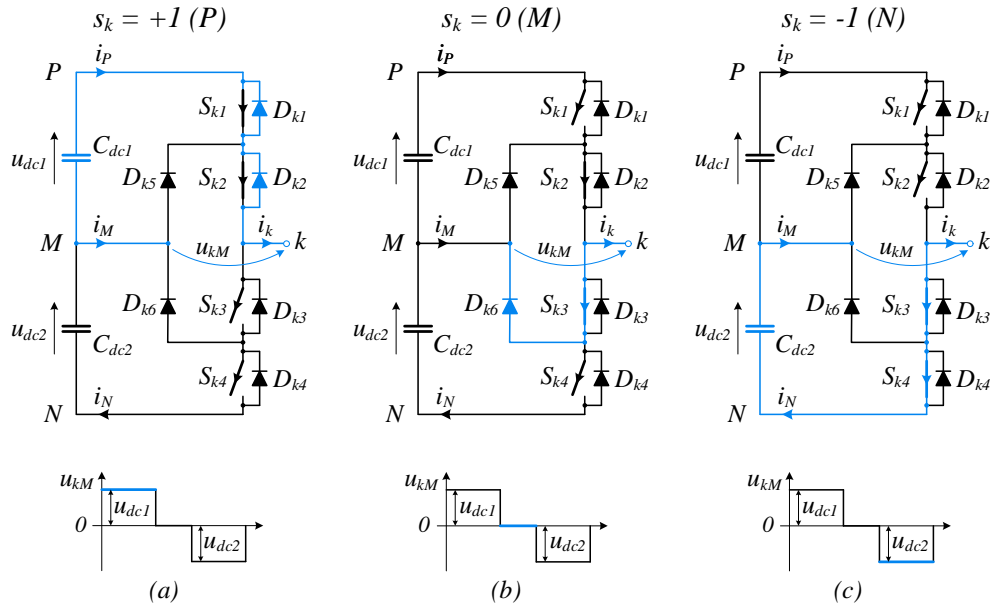


Rys. 3.4: Uproszczona topologia pojedynczej gałęzi falownika z poziomowaniem diodowym (NPC) wraz z trzema konfiguracjami stanów łączników półprzewodnikowych i odpowiadającymi im napięciami fazowymi u_{kM} dla $i_k > 0$

Konfiguracje stanów poszczególnych łączników można opisać za pomocą funkcji łączeniowej s_k zdefiniowanej dla k -tej fazy napięcia wyjściowego falownika wielopoziomowego:

$$s_k = \begin{cases} +1 & (g_{S_{k1}}, g_{S_{k2}}, g_{S_{k3}}, g_{S_{k4}}) = (1, 1, 0, 0) & u_{kM} = u_{dc1} \\ 0 & (g_{S_{k1}}, g_{S_{k2}}, g_{S_{k3}}, g_{S_{k4}}) = (0, 1, 1, 0) & u_{kM} = 0 \\ -1 & (g_{S_{k1}}, g_{S_{k2}}, g_{S_{k3}}, g_{S_{k4}}) = (0, 0, 1, 1) & u_{kM} = -u_{dc2} \end{cases} \quad (3.2)$$

Wartości logiczne 0 lub 1 przyjmowane przez sygnały sterujące poszczególnymi łącznikami ($g_{S_{k1}}, g_{S_{k2}}, g_{S_{k3}}, g_{S_{k4}}$), oznaczają odpowiednio stan otwarcia lub zamknięcia. Funkcja łączeniowa określa natomiast za pomocą jednej wartości (+1, 0, -1) konfigurację stanów wszystkich czterech łączników półprzewodnikowych danej gałęzi falownika oraz znak jego napięcia fazowego (u_{kM}). Jest ono mierzone pomiędzy wyjściem danej gałęzi fazowej (węzeł k , gdzie $k \in \{a,b,c\}$), a punktem środkowym (M) wejściowego dzielnika pojemnościowego. Dzięki temu, napięcie fazowe (u_{kM}) ma charakter bipolarny. Zatem dla sytuacji (a) przedstawionej na rysunku 3.4 oraz 3.5 funkcja łączeniowa $s_k = +1$, dla sytuacji (b) $s_k = 0$, a dla (c) $s_k = -1$.



Rys. 3.5: Uproszczona topologia pojedynczej gałęzi falownika z poziomowaniem diodowym (NPC) wraz z trzema konfiguracjami stanów łączników półprzewodnikowych i odpowiadającymi im napięciami fazowymi u_{kM} dla $i_k < 0$

Można zauważyć, że doysterowania łączników jednej gałęzi fazowej trójpoziomowego falownika, wystarczy określić wartości sygnałów sterujących jedynie dwóch z nich, gdyż ich stany są parami komplementarne:

$$g_{S_{k1}} = \overline{g_{S_{k3}}} \quad (3.3)$$

$$g_{S_{k2}} = \overline{g_{S_{k4}}}$$

Uwzględniając zależności (3.3), można uprościć zapis funkcji łączeniowej (3.2) do postaci:

$$s_k = \begin{cases} +1 & (g_{S_{k1}}, g_{S_{k2}}) = (1, 1) \\ 0 & (g_{S_{k1}}, g_{S_{k2}}) = (0, 1) \\ -1 & (g_{S_{k1}}, g_{S_{k2}}) = (0, 0) \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} u_{kM} = u_{dc1} \\ u_{kM} = 0 \\ u_{kM} = -u_{dc2} \end{cases} \quad (3.4)$$

Z zależności (3.4) wynika, że stany łączników pojedynczej gałęzi trójpoziomowego falownika NPC nigdy nie powinny przyjmować wartości określonych przez zależność $(g_{S_{k1}}, g_{S_{k2}}) = (1, 0)$. Konfiguracja taka nie zapewnia bowiem w pełni funkcjonalnego połączenia dla przepływu prądu pomiędzy źródłem energii elektrycznej, a obciążeniem. Analizując obwody przedstawione na rysunkach 3.4 oraz 3.5, powstające podczas przepływu prądu o określonym kierunku dla danej konfiguracji łączników, można stwierdzić że w sytuacji 3.4c oraz 3.5a nie ma konieczności załączania układów półprzewodnikowych gdyż prąd fazowy komutuje przez diody rozładowcze. Informacja ta może być wykorzystana do optymalizacji algorytmu sterowania łącznikami lecz wymaga bardzo precyzyjnej identyfikacji kierunku przepływu prądu. Z tego względu taka funkcjonalność bywa bardzo rzadko stosowana.

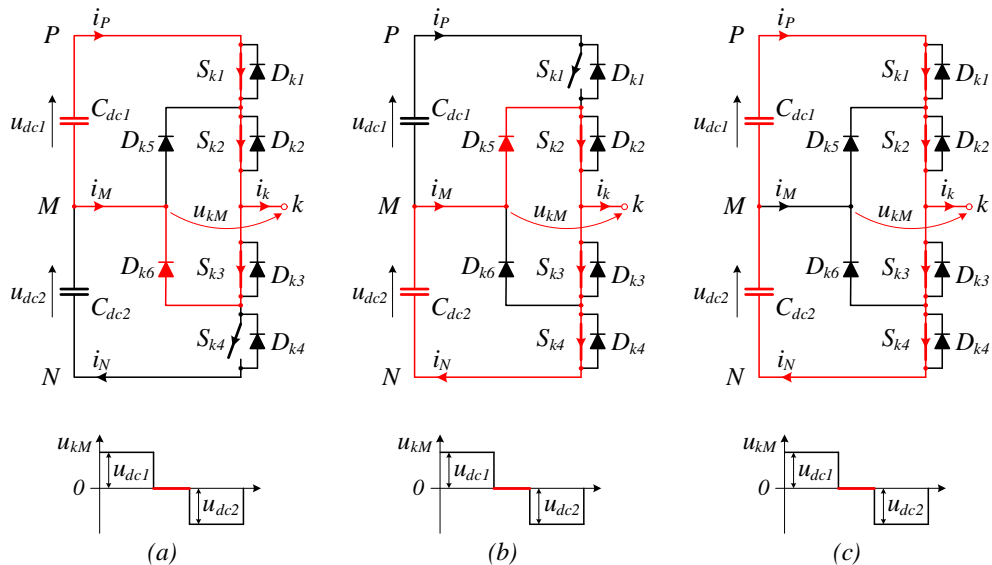
Oprócz trzech poprawnych konfiguracji łączników w pojedynczej gałęzi falownika NPC, trzeba wskazać również trzy stany zabronione, które opisane

są zależnościami:

$$s_k = \begin{cases} (g_{S_{k1}}, g_{S_{k2}}, g_{S_{k3}}, g_{S_{k4}}) = (1, 1, 1, 0) & u_{kM} = 0 \\ (g_{S_{k1}}, g_{S_{k2}}, g_{S_{k3}}, g_{S_{k4}}) = (0, 1, 1, 1) & \Rightarrow u_{kM} = 0 \\ (g_{S_{k1}}, g_{S_{k2}}, g_{S_{k3}}, g_{S_{k4}}) = (1, 1, 1, 1) & u_{kM} = 0 \end{cases} \quad (3.5)$$

Jednoczesne załączenie trzech górnych, lub trzech dolnych łączników powoduje zwarcie, odpowiednio górnej lub dolnej części wejściowego dzielnika pojemnościowego (3.6a, b). Natomiast, wysterowanie wszystkich czterech łączników półprzewodnikowych prowadzi do pełnego zwarcia gałęziowego (3.6c). Kierunek przepływu prądu fazowego falownika nie ma znaczenia. Każda z wymienionych sytuacji jest nieprawidłowa i prowadzi do uszkodzenia części, lub całości gałęzi fazowej falownika oraz obwodów sąsiednich. Po zaistnieniu jakiegokolwiek ze stanów zabronionych dochodzi do zwarcia połowy lub całości kondensatora wejściowego, przez bardzo małą impedancję załączonych elementów półprzewodnikowych oraz połączeń doprowadzających. Zatem cała energia zgromadzona w kondensatorze, zostaje krótkim czasie wytracona głównie w postaci ciepła wewnątrz struktury półprzewodnikowej doprowadzając do jej uszkodzenia. Zabezpieczeniem przed wystąpieniem stanów zabronionych jest wprowadzanie do sekwencji przełączeń łączników odpowiednich opóźnień. Ta metoda oraz jej skutki zostały szerzej opisane w rozdziale 3.3.

Poprawne wartości przyjmowane przez funkcję łączeniową s_k można również wyrazić za pomocą symboli węzłów (P, M, N) wejściowego dzielnika pojemnościowego, do których przyłączane jest, poprzez odpowiednią konfigurację łączników półprzewodnikowych, wyjście danej gałęzi fazowej (a, b, c) falownika. Po zastosowaniu wspomnianej notacji symbolicznej zależność 3.4 przyjmuje następującą formę:



Rys. 3.6: Uproszczona topologia pojedynczej gałęzi falownika z poziomowaniem diodowym (NPC) wraz z trzema zabronionymi konfiguracjami stanów łączników półprzewodnikowych i odpowiadającymi im napięciami fazowymi u_{kM}

$$s_k = \begin{cases} P & (g_{S_{k1}}, g_{S_{k2}}) = (1,1) & u_{kM} = u_{dc1} \\ M & (g_{S_{k1}}, g_{S_{k2}}) = (0,1) & u_{kM} = 0 \\ N & (g_{S_{k1}}, g_{S_{k2}}) = (0,0) & u_{kM} = -u_{dc2} \end{cases} \quad (3.6)$$

Podsumowanie rozważań zawartych w niniejszym rozdziale zostało zestawione w tabeli 3.1.

Tabela 3.1: Zestawienie możliwych konfiguracji łączników pojedynczej gałęzi fazowej (faza k , gdzie $k \in \{a,b,c\}$) trójpoziomowego falownika napięcia typu NPC

s_k	$g_{S_{k1}}$	$g_{S_{k2}}$	$g_{S_{k3}}$	$g_{S_{k4}}$	u_{kM}	Element przewodzący	
+1 (P)	1	1	0	0	u_{dc1}	$i_k > 0$	S_{k1}, S_{k2}
						$i_k < 0$	D_{k1}, D_{k2}
0 (M)	0	1	1	0	0	$i_k > 0$	D_{k5}, S_{k2}
						$i_k < 0$	S_{k3}, D_{k6}
-1 (N)	0	0	1	1	$-u_{dc2}$	$i_k > 0$	D_{k3}, D_{k4}
						$i_k < 0$	S_{k3}, S_{k4}

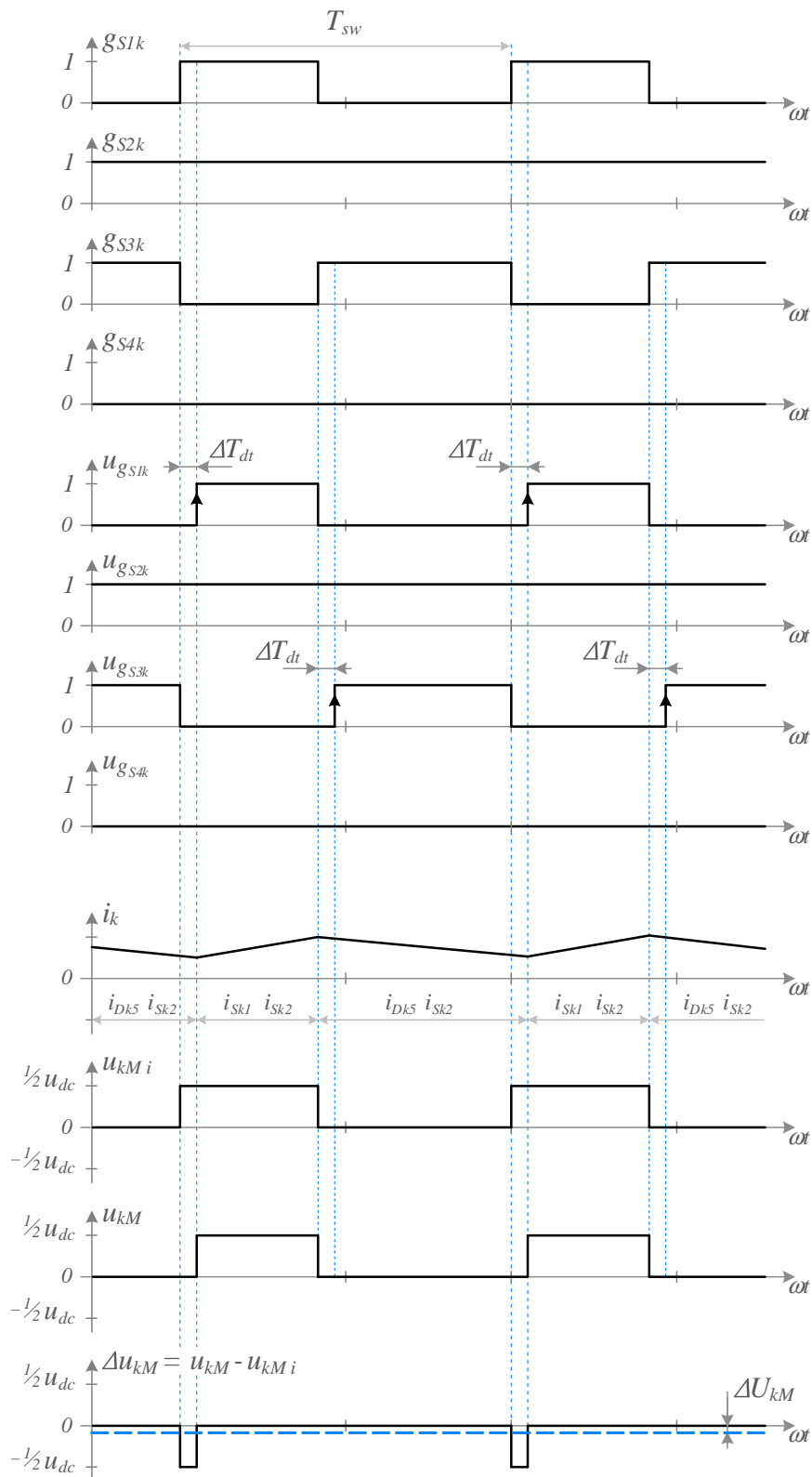
3.3 Wpływ opóźnień załączania łączników półprzewodnikowych na napięcie wyjściowe falownika

W rozdziale 3.2 opisano możliwe konfiguracje łączników w pojedynczej gałęzi fazowej falownika NPC oraz napięcia wyjściowe generowane w każdym ze stanów. Dla potrzeb teoretycznych rozważań można przyjąć, że przełączenia pomiędzy poszczególnymi stanami łączników odbywają się natychmiastowo, czyli proces komutacji zachodzi w nieskończenie krótkim czasie. Stosując jednak układy półprzewodnikowe dostępne na rynku, trzeba wziąć pod uwagę ich rzeczywiste parametry i własności dynamiczne. Zatem, należy założyć, że każdy proces załączenia lub wyłączenia trwa przez pewną skończoną wartość czasu. W takiej sytuacji, aby nie dopuścić do wystąpienia zwarcia gałęziowego połowy lub całości wejściowego dzielnika pojemnościowego przez jednocześnie przewodzące łączniki (konfiguracje opisane zależnością 3.5 i przedstawione na rysunku 3.6), koniecznym jest wprowadzenie odpowiedniego opóźnienia (ΔT_{dt}) załączenia elementu półprzewodnikowego. Opóźnienie to określane jest *czasem martwym* (ang. *Dead time*).

Kluczowymi informacjami dla zapewnienia bezpiecznej pracy elementów przełączalnych wchodzących w skład gałęzi fazowej, są wartości czasów: opóźnienia wyłączenia danego elementu ($t_{d\ off}$) oraz czas opadania prądu płynącego przez wyłączany półprzewodnik (t_f). Całkowity, minimalny czas wyłączenia układu półprzewodnikowego jest zatem sumą tych dwóch wartości:

$$t_{off} = t_{d\ off} + t_f \quad (3.7)$$

Trzeba pamiętać, że czasy przełączeń podane w notach katalogowych [116,117], pomimo że są mierzone w warunkach laboratoryjnych, powinny być traktowane jedynie jako pewien wskaźnik dynamiki danego łącznika. Wartości tych czasów zależą silnie od chwilowego poziomu wyłączanego prądu, napięcia



Rys. 3.7: Sposób wprowadzania opóźnienia (ΔT_{dt}) z boczna narastających sygnałów sterujących łącznikami półprzewodnikowymi oraz jego wpływ na napięcie wyjściowe (u_{kM}) pojedynczej gałęzi fazy falownika NPC

zasilania falownika, konfiguracji obwodu sterowania sygnałem bramkowym układu półprzewodnikowego (wartość napięcia wyłączenia oraz rezystancji bramkowej), jak również temperatury złącza elementu. Konieczne jest zatem dokładne oszacowanie maksymalnego czasu wyłączenia łącznika w najmniej korzystnych dla niego warunkach pracy oraz założenie dodatkowo pewnego współczynnika bezpieczeństwa ($\delta_{dt} > 1$):

$$\Delta T_{dt} = \delta_{dt} \cdot t_{off} \quad (3.8)$$

W praktyce, czasy martwe prowadzone są jako opóźnienia zboczy narastających sygnałów sterujących komplementarną parą łączników. W przypadku gałęzi fazowej falownika NPC opóźnienie ΔT_{dt} musi być wprowadzone do sygnałów bramkowych: $g_{S_{k1}} - g_{S_{k3}}$ oraz $g_{S_{k2}} - g_{S_{k4}}$. W sterownikach bazujących na procesorach sygnałowych DSP lub układach logiki programowalnej FPGA, tworzy się specjalne funkcje określane często generatorami czasów martwych. Spotykane są również rozwiązania sprzętowe w postaci układów opóźniających zbocza narastające odpowiednich sygnałów bramkowych (ang. *Interlock*). W taką funkcjonalność wyposażone są niektóre bardziej zaawansowane układy sterowników, np. w pełni konfigurowalny układ do sterowania tranzystorami IGBT – Semidriver SKHI 23/12(R) firmy SEMIKRON [115]. Falowniki komercyjne, bardzo często posiadają redundancję w postaci programowego i sprzętowego zabezpieczenia przeciwko zwarciom gałęziowym.

Sposób wprowadzania czasów martwych do sygnałów sterujących pracą łączników oraz ich wpływ na napięcie wyjściowe pojedynczej gałęzi falownika NPC (u_{kM}), został przedstawiony na rysunku 3.7. Rysunek zawiera przykładową sekwencję komutacji łączników półprzewodnikowych podczas generacji dodatniej półfali napięcia wyjściowego falownika, przy dodatnim kierunku przepływu prądu fazowego ($i_k > 0$). Zaprezentowane zostały przebiegi sygnałów bramkowych, sterujących łącznikami ($g_{S_{1-4k}}$) oraz napięć podawanych na bramki układów półprzewodnikowych z uwzględnieniem czasów martwych zboczy narastających ($u_{g_{S_{1-4k}}}$). Prąd wyjściowy (i_k) jest ciągły, a więc w dodatnim półokresie komutuje pomiędzy łącznikiem S_{k1} a diodą D_{k5} , przy jednoczesnym przepływie przez tranzystor S_{k2} . Wyraźnie widoczne jest skrócenie czasu występowania impulsów dodatnich napięcia falownika (u_{kM}), w odniesieniu do jego wartości w przypadku idealnym (u_{kMi}), gdy nie istnieje potrzeba wprowadzania opóźnień załączania poszczególnych tranzystorów. Różnica tych napięć (Δu_{kM}) widoczna jest na rysunku 3.7 w postaci ujemnych impulsów o wartości $-1/2u_{dc}$. Taka sytuacja doprowadza do zmniejszenia wartości średniej napięcia wyjściowego w każdym okresie impulsowania przy przepływie dodatniego prądu falownika. Średnią wartość deficytu napięcia podczas występowania dodatniej półfali prądu można oszacować za pomocą zależności:

$$\Delta U_{kM} = -\frac{u_{dc}}{2} \cdot \frac{\Delta T_{dt}}{T_{sw}} \quad \text{dla } i_k > 0 \quad (3.9)$$

Przeprowadzając analogiczną analizę pracy falownika podczas przepływu prądu o przeciwnym kierunku, otrzyma się natomiast nadwyżkę napięcia wyjściowego falownika:

$$\Delta U_{kM} = \frac{u_{dc}}{2} \cdot \frac{\Delta T_{dt}}{T_{sw}} \quad \text{dla } i_k < 0 \quad (3.10)$$

Wprowadzenie do sygnałów sterujących momentami przełączeń łączników opóźnień ich zboczy narastających, nie tylko wpływa na średnią wartość napięcia wyjściowego falownika, ale również powoduje powstawanie przesunięcia fazowego. Jego znak zależy od kierunku przepływu prądu danej fazy. Zatem, znajomość jego znaku oraz oszacowanie wartości średniej deficytu lub nadwyżki napięcia wyjściowego pozwala na kompensację negatywnego oddziaływania czasów martwych na poziom napięcia wyjściowego.

3.4 Generacja napięcia trójfazowego

Na podstawie analizy przeprowadzonej w rozdziale 3.2, dotyczącej napięcia wyjściowego pojedynczej gałęzi fazowej falownika typu NPC, można rozpatrzyć układ generowanych napięć trójfazowych. Opracowania teoretyczne oraz badania symulacyjne zawarte w niniejszej pracy, zostały przeprowadzone dla układów trójfazowych symetrycznych zgodnych, które scharakteryzowano w dodatku 4. Taki układ napięć w dziedzinie czasu oraz w postaci zespolonej opisano równaniami A.2 – A.3, a zależności wektorowe przedstawione zostały na rysunku A.3. Sposób transformacji stacjonarnego układu trójfazowego (abc) do postaci dwufazowej składowych ortogonalnych ($\alpha\beta$), a następnie do układu wirującego (dq) wyprowadzono w rozdziałach A.2 – 4. Dla dalszych rozważań założono, że napięcia wejściowego dzielnika pojemnościowego są w stanie zrównoważenia, czyli:

$$u_{dc1} = u_{dc2} = \frac{u_{dc}}{2} \quad (3.11)$$

Zatem, każde z napięć fazowych (u_{kM}) generowanych przez trójpoziomowy, trójfazowy falownik typu NPC, którego uproszczony schemat przedstawiono na rysunku 3.8, może przyjąć następujące wartości:

$$u_{kM} = \begin{cases} u_{dc}/2 & \text{dla } s_k = +1 (P) \\ 0 & \text{dla } s_k = 0 (M) \\ -u_{dc}/2 & \text{dla } s_k = -1 (N) \end{cases} \quad (3.12)$$

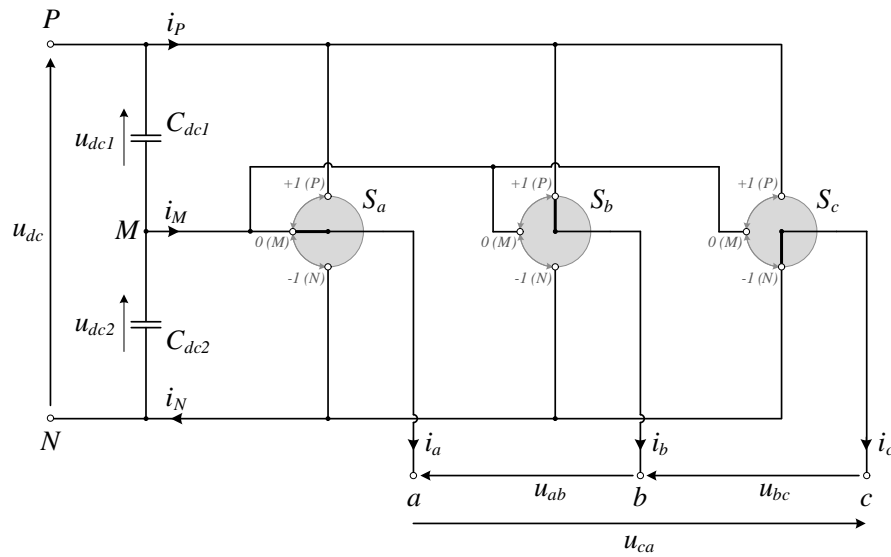
gdzie: $k \in \{a, b, c\}$.

Ponieważ każda z trzech faz może przyjąć jedną z trzech wartości napięcia ($u_{dc}/2, 0, -u_{dc}/2$), reprezentowanego przed daną wartością funkcji łączeniowej ($+1 (P), 0 (M), -1 (N)$), dlatego w falowniku trójpoziomowym występuje łącznie 3^3 , czyli 27 różnych kombinacji napięć trójfazowych. Każda z nich reprezentowana jest przez wektor napięcia trójfazowego, wyrażony za pomocą wielkości zespolonej $\mathbf{u}_{\alpha\beta}$ dwufazowego układu ortogonalnego. Transformacja ta została opisana w rozdziale A.2 i ogólnie wyrażona zależnością A.7a, która w odniesieniu do napięć fazowych falownika przyjmuje postać:

$$\mathbf{u}_{\alpha\beta} = u_{\alpha} + ju_{\beta} = \frac{2}{3}(u_{aM} + \mathbf{a}u_{bM} + \mathbf{a}^2u_{cM}) \quad (3.13)$$

gdzie:

- $\mathbf{a} = e^{j2\pi/3} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$ – zespolony operator obrotu o kąt $\frac{2\pi}{3}$ [rad]
- $\mathbf{a}^2 = e^{j4\pi/3} = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}$ – zespolony operator obrotu o kąt $\frac{4\pi}{3}$ [rad]



Rys. 3.8: Schemat ideowy trójfazowego, trójpoziomego falownika napięcia typu NPC, zawierający trójpozycyjne łączniki funkcjonalne

Moduł wektora napięcia $\mathbf{u}_{\alpha\beta}$ obliczany jest zgodnie z zależnością:

$$|\mathbf{u}_{\alpha\beta}| = \sqrt{u_{\alpha}^2 + u_{\beta}^2} \quad (3.14)$$

Wszystkie możliwe do wygenerowania wektory napięcia trójfazowego zostały zawarte w tabeli 3.2. Nadano im charakterystyczne nazwy oraz pogrupowano zgodnie z następującą klasyfikacją:

- Wektory zerowe** $\{\mathbf{u}_{0P}, \mathbf{u}_{0M}, \mathbf{u}_{0N}\}$: wektory o długości równej zero, realizowane poprzez podłączenie wyjścia każdej nogi fazowej do tego samego węzła wejściowego dzielnika napięciowego - $[PPP]$, $[MMM]$, lub $[NNN]$.
- Wektory długie** $\{\mathbf{u}_1 \dots \mathbf{u}_6\}$: wektory o długości równej $2/3u_{dc}$, realizowane poprzez podłączenie wyjścia każdej nogi fazowej do różnoimennych węzłów wejściowego dzielnika napięciowego z pominięciem punktu środkowego (M).
- Wektory średnie** $\{\mathbf{u}_7 \dots \mathbf{u}_{12}\}$: wektory o długości równej $\sqrt{3}/3u_{dc}$, realizowane poprzez podłączenie wyjścia każdej nogi fazowej do innego węzła wejściowego dzielnika napięciowego.
- Wektory krótkie** $\{\mathbf{u}_{13} \dots \mathbf{u}_{18}\}$: wektory o długości równej $1/3u_{dc}$, występujące w dwóch odmianach – typu P oraz N – realizowanych poprzez jednoczesne podłączenie wyjścia każdej nogi fazowej odpowiednio, do węzłów potencjału górnego (u_{dc1}, PM), lub do węzłów potencjału dolnego (u_{dc2}, MN) napięć wejściowego dzielnika pojemnościowego.

Wartość zespolona wektora napięcia ($\mathbf{u}_{\alpha\beta}$) obliczona według zależności 3.13 dla każdego zbioru napięć fazowych falownika, została przedstawiona w tabeli 3.2 w postaci wykładniczej:

$$\mathbf{u}_{\alpha\beta} = |\mathbf{u}_{\alpha\beta}| e^{j\varphi_{\alpha\beta}} \quad (3.15)$$

Tabela 3.2: Wektory napięcia możliwe do wygenerowania przez trójfazowy, trójpoziomowy falownik typu NPC o zrównoważonych napięciach wejściowego dzielnika pojemnościowego

n	\mathbf{u}	s_a	s_b	s_c	$\mathbf{u}_{\alpha\beta}$	$ \mathbf{u}_{\alpha\beta} $	i_M	Rodzaj
1	\mathbf{u}_0	\mathbf{u}_{0P}	P	P	P	0	0	Wektory zerowe
2		\mathbf{u}_{0M}	M	M	M			
3		\mathbf{u}_{0N}	N	N	N			
4	\mathbf{u}_1	–	P	N	N	$2/3u_{dc}e^{j0}$	0	Wektory długie
5	\mathbf{u}_2	–	P	P	N			
6	\mathbf{u}_3	–	N	P	N			
7	\mathbf{u}_4	–	N	P	P			
8	\mathbf{u}_5	–	N	N	P			
9	\mathbf{u}_6	–	P	N	P			
10	\mathbf{u}_7	–	P	M	N	$\sqrt{3}/3u_{dc}e^{j\pi/6}$	i_b	Wektory średnie
11	\mathbf{u}_8	–	M	P	N		i_a	
12	\mathbf{u}_9	–	N	P	M		i_c	
13	\mathbf{u}_{10}	–	N	M	P		i_b	
14	\mathbf{u}_{11}	–	M	N	P		i_a	
15	\mathbf{u}_{12}	–	P	N	M		i_c	
16	\mathbf{u}_{13}	\mathbf{u}_{13P}	P	M	M	$1/3u_{dc}e^{j0}$	$-i_a$	Wektory krótkie
17		\mathbf{u}_{13N}	M	N	N		i_a	
18	\mathbf{u}_{14}	\mathbf{u}_{14P}	P	P	M	$1/3u_{dc}e^{j\pi/3}$	i_c	
19		\mathbf{u}_{14N}	M	M	N		$-i_c$	
20	\mathbf{u}_{15}	\mathbf{u}_{15P}	M	P	M	$1/3u_{dc}e^{j2\pi/3}$	$-i_b$	
21		\mathbf{u}_{15N}	N	M	N		i_b	
22	\mathbf{u}_{16}	\mathbf{u}_{16P}	M	P	P	$1/3u_{dc}e^{j\pi}$	i_a	
23		\mathbf{u}_{16N}	N	M	M		$-i_a$	
24	\mathbf{u}_{17}	\mathbf{u}_{17P}	M	M	P	$1/3u_{dc}e^{j4\pi/3}$	$-i_c$	
25		\mathbf{u}_{17N}	N	N	M		i_c	
26	\mathbf{u}_{18}	\mathbf{u}_{18P}	P	M	P	$1/3u_{dc}e^{j5\pi/3}$	i_b	
27		\mathbf{u}_{18N}	M	N	M		$-i_b$	

gdzie:

$$\varphi_{\alpha\beta} = \arctan\left(\frac{u_\beta}{u_\alpha}\right) \quad (3.16)$$

Dzięki temu wyraźnie widoczna jest długość oraz przesunięcie fazowe ($\varphi_{\alpha\beta}$) danego wektora.

Przykładowo, dla zbioru realizowanych funkcji łączeniowych reprezentujących wektor średni \mathbf{u}_7 oraz wynikających z nich napięć fazowych falownika:

$$\begin{cases} s_a = +1 (P) \\ s_b = 0 (M) \\ s_c = -1 (N) \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} u_{aM} = u_{dc1} = \frac{1}{2}u_{dc} \\ u_{bM} = 0 \\ u_{cM} = -u_{dc2} = -\frac{1}{2}u_{dc} \end{cases} \quad (3.17)$$

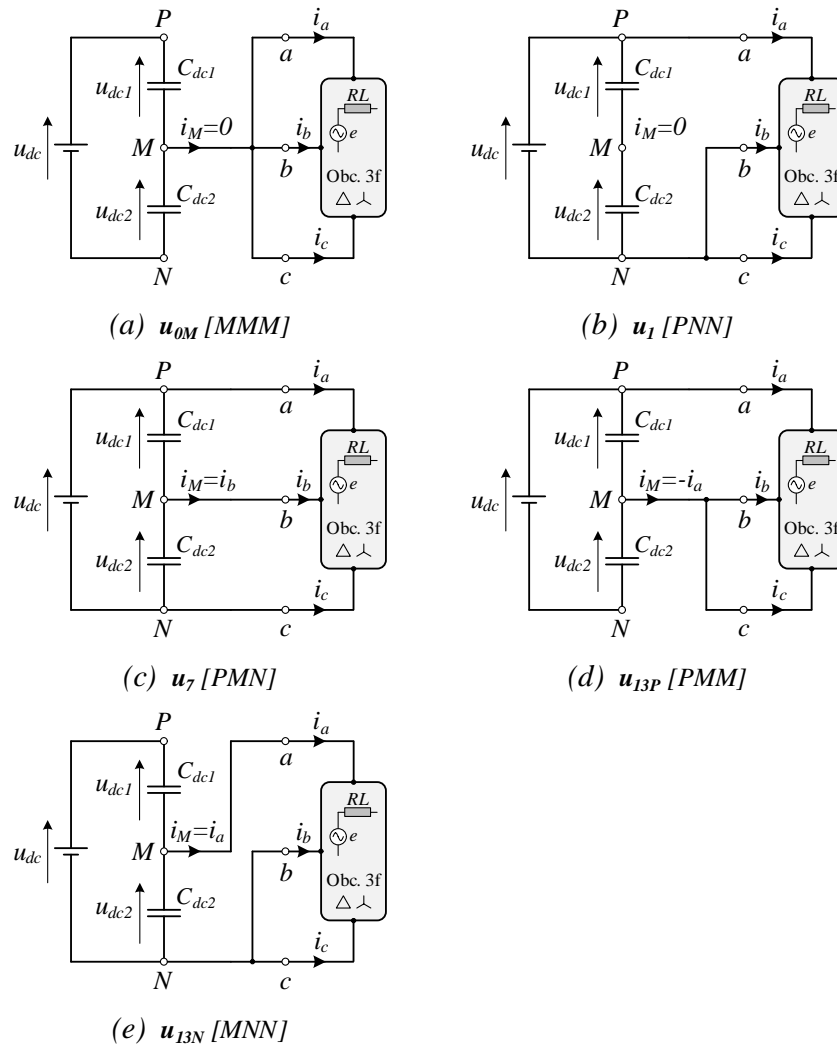
jego wartość w notacji zespolonej (zależność 3.13) jest równa:

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_{7\alpha\beta} &= u_{7\alpha} + j u_{7\beta} = \frac{2}{3} \left(\frac{1}{2} u_{dc} + \mathbf{a} \cdot 0 - \mathbf{a}^2 \cdot \frac{1}{2} u_{dc} \right) = \\ &= \left(\frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{6} \right) u_{dc} \end{aligned} \quad (3.18)$$

Zgodnie z zależnością 3.15 postać wykładniczą przyjmuje wartość:

$$\mathbf{u}_{7\alpha\beta} = \frac{\sqrt{3}}{3} u_{dc} e^{j\pi/6} \quad (3.19)$$

Na podstawie wyznaczonych wartości można zauważyć, że dla zrównoważonych napięć dzielnika pojemnościowego (warunek 3.11), pary wektorów krótkich o tych samych indeksach posiadają tę samą fazę oraz długość. Są zatem identyczne, pomimo iż powstały przy użyciu różnych wartości napięć fazowych falownika. Takie wektory nazywane są często wektorami *alternatywnymi*



Rys. 3.9: Przykłady obwodów powstałych podczas realizacji głównych rodzajów wektorów napięcia: (a) wektor zerowy – \mathbf{u}_{0M} [MMM], (b) wektor długi – \mathbf{u}_1 [PNN], (c) wektor średni – \mathbf{u}_7 [PMN], (d) wektor krótki typu P – \mathbf{u}_{13P} [PMM], (e) wektor krótki typu N – \mathbf{u}_{13N} [MNN]

lub *redundantnymi*. W opisywanym trójfazowym, trójpoziomowym falowniku NPC każdy krótki wektor napięcia typu P ma swój alternatywny wektor typu N i odwrotnie. Istnieje zatem sześć par (P, N) krótkich wektorów redundantnych o indeksach (13 ÷ 18). Biorąc dodatkowo pod uwagę trzy wektory zerowe, można stwierdzić, że wśród wszystkich 27 wektorów napięcia możliwych do wygenerowania, znajduje się 19 o różnych wartościach.

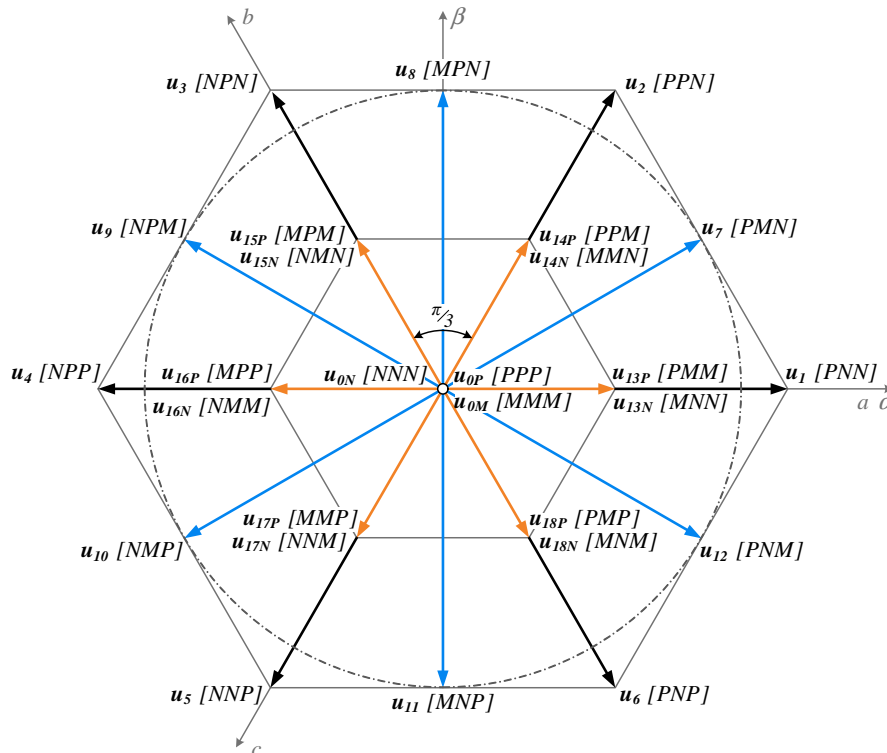
Na rysunku 3.9 przedstawiono realizacje przykładowych wektorów napięć, należących do każdego z wymienionych rodzajów. Zakładając symetryczny charakter obciążenia trójfazowego oraz stan zrównoważenia napięć na wejściowym dzielniku pojemnościowym, można określić wartości prądu wypływającego z węzła centralnego (i_M) w momencie załączenia danego wektora napięcia. Wyniki takiej analizy zostały również zawarte w tabeli 3.2. Uwzględniając dodatkowo, że suma prądów trójfazowych generowanych przez falownik jest równa zero ($i_a + i_b + i_c = 0$, brak składowej symetrycznej kolejności zerowej), wartość prądu i_M można określić analitycznie na podstawie aktualnych funkcji łączeniowych:

$$i_M = -(i_a|s_a| + i_b|s_b| + i_c|s_c|) \quad (3.20)$$

gdzie: $s_a, s_b, s_c \in \{-1, 0, +1\}$.

Zależność 3.20 jest prawdziwa dla wszystkich rodzajów wektorów napięcia, łącznie z długimi i zerowymi, które wymuszają zerowy przepływ prądu i_M .

Wszystkie możliwe do wygenerowania wektory przy użyciu trójfazowego, trójpoziomowego falownika typu NPC zostały zobrazowane na płaszczyźnie

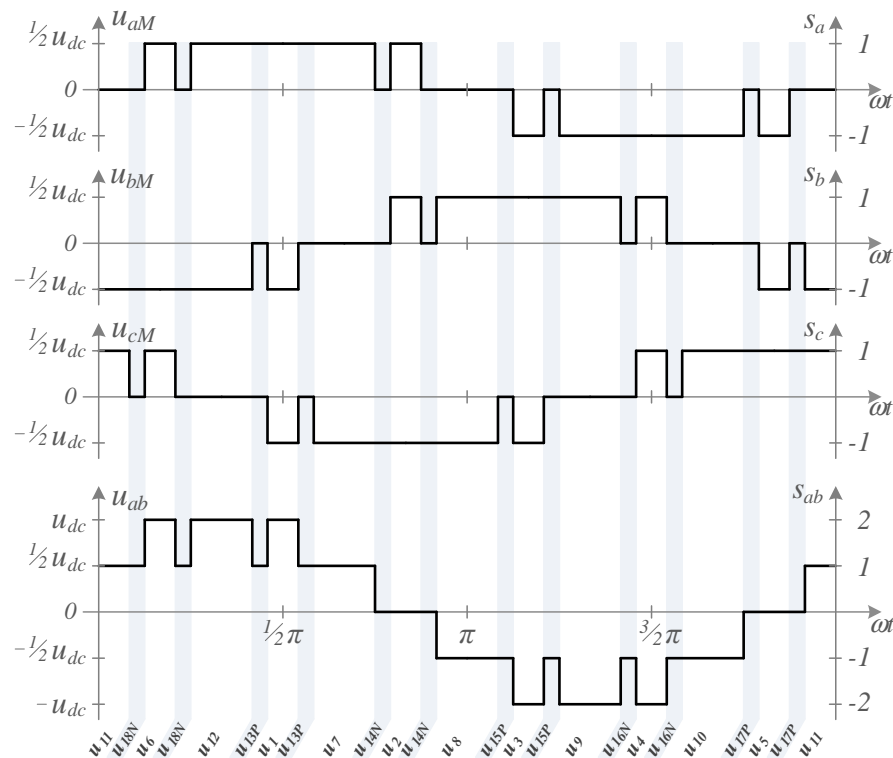


Rys. 3.10: Wszystkie wektory napięcia możliwe do wygenerowania za pomocą trójfazowego, trójpoziomowego falownika typu NPC

zespolonej ($\alpha\beta$) i przedstawione na rysunku 3.10. Widoczne są pokrywające się pary krótkich wektorów alternatywnych typu P i N ($\mathbf{u}_{13} \div \mathbf{u}_{18}$) oraz trzy punktowe wektory zerowe (\mathbf{u}_{0P} , \mathbf{u}_{0M} , \mathbf{u}_{0N}), położone w samym środku ortogonalnego układu współrzędnych ($\alpha\beta$). Cecha charakterystyczną wektorów należących do danej grupy (oprócz zerowej) jest ich wzajemne przesunięcie w fazie o kąt równy $\pi/3$.

Na rysunku 3.11 pokazane zostały przebiegi napięć fazowych falownika (u_{aM} , u_{bM} , u_{cM}), tworzące układ trójfazowy – wzajemne przesunięcie kątowe wynosi $2/3\pi$. Zaprezentowane zostało również jedno wynikowe napięcie międzyfazowe ($u_{ab} = u_{aM} - u_{bM}$). Sekwencja przełączeń poszczególnych stanów jest całkowicie przykładowa i ma jedynie za zadanie zobrazować sposób formowania przebiegów napięć wyjściowych falownika trójpoziomowego typu NPC. Oprócz wielkości napięciowych przedstawiono również poziomy fazowych funkcji łączeniowych (s_a , s_b , s_c) oraz wynikającej z nich funkcji łączeniowej międzyfazowej ($s_{ab} = s_a - s_b$). W przypadku falownika trójpoziomowego, przyjmuje ona wartości całkowite z przedziału $\langle -2, 2 \rangle$. W tabeli 3.3 zawarte zostały załączane kolejno wektory napięcia, kształtujące wspomniane przebiegi trójfazowe. Można zauważyć, iż nie występują wśród nich żadne wektory zerowe. Oznacza to, że w tym przykładzie moduł generowanego napięcia trójfazowego ($|\mathbf{u}_{\alpha\beta}|$) nigdy nie jest mniejszy niż $1/3u_{dc}$.

W praktycznych aplikacjach, do sterowania wielopoziomowymi falownikami wykorzystuje się znacznie bardziej zaawansowane algorytmy. Z zasady bazują one na metodach modulacji szerokości impulsów (ang. *Pulse Width Modulation* – PWM). Tego typu zagadnienia są tematami wielu współcześnie pro-



Rys. 3.11: Przykładowe przebiegi napięć fazowych (u_{aM} , u_{bM} , u_{cM}) i napięcia międzyfazowego (u_{ab}) generowanego przez trójpoziomowy falownik typu NPC

Tabela 3.3: Zestawienie kolejno załączanych wektorów napięcia podczas generacji przebiegów przedstawionych na rysunku 3.11

n	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
\mathbf{u}	\mathbf{u}_{11}	\mathbf{u}_{18N}	\mathbf{u}_6	\mathbf{u}_{18N}	\mathbf{u}_{12}	\mathbf{u}_{13P}	\mathbf{u}_1	\mathbf{u}_{13P}	\mathbf{u}_7	\mathbf{u}_{14N}	\mathbf{u}_2	\mathbf{u}_{14N}
s_a	M	M	P	M	P	P	P	P	P	M	P	M
s_b	N	N	N	N	N	M	N	M	M	M	P	M
s_c	P	M	P	M	M	M	N	M	N	N	N	N
n	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24
\mathbf{u}	\mathbf{u}_8	\mathbf{u}_{15P}	\mathbf{u}_3	\mathbf{u}_{15P}	\mathbf{u}_9	\mathbf{u}_{16N}	\mathbf{u}_4	\mathbf{u}_{16N}	\mathbf{u}_{10}	\mathbf{u}_{17P}	\mathbf{u}_5	\mathbf{u}_{17P}
s_a	M	M	N	M	N	N	N	N	N	M	N	M
s_b	P	P	P	P	P	M	P	M	M	M	N	M
s_c	N	M	N	M	M	M	P	M	P	P	P	P

wadzonych prac badawczych oraz publikacji z zakresu energoelektronicznych przekształtników energii elektrycznej [41, 62, 63, 72, 106–108, 145, 155]. W rozdziale 4 przedstawiono opracowane sposoby sterowania trójpoziomym falownikiem napięcia, bazujące na tzw. metodach skalarnych oraz wektorowych.

Rozdział 4

Metody modulacji stosowane w wielopoziomowych, trójfazowych falownikach napięcia typu NPC

4.1 Ogólna klasyfikacja metod modulacji

4.1.1 Wstęp

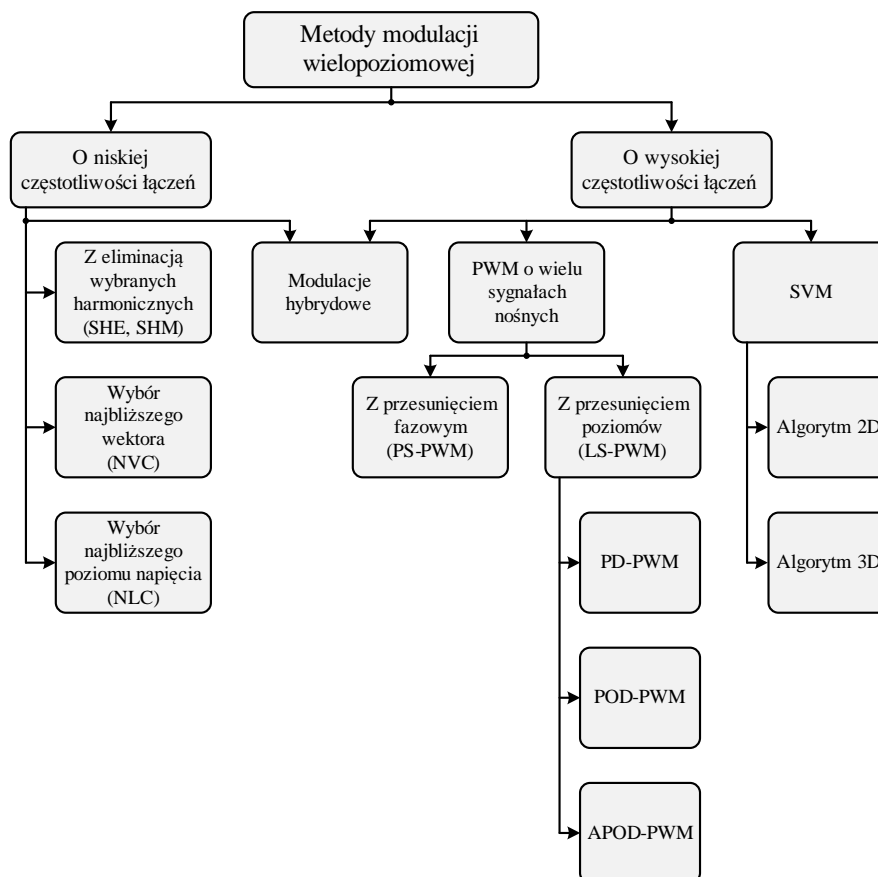
Wraz z rozwojem nowych topologii wielopoziomowych przekształtników energoelektronicznych, zaszła potrzeba modyfikacji standardowych metod modulacji, stosowanych głównie w układach dwupoziomowych. We współczesnych falownikach o zwiększonej liczbie poziomów napięciowych, stosuje się przeważnie w pełni sterowalne łączniki półprzewodnikowe takie jak:

- (a) tranzystory bipolarne z izolowaną bramką (ang. *Insulated Gate Bipolar Transistor* – IGBT) – szerokie spektrum zastosowań [5, 16, 48, 67, 100],
- (b) tranzystory bipolarne z izolowaną bramką oraz przewodzeniem wstecznym (ang. *Reverse Conducting Gate Bipolar Transistor* – RC-IGBT), których ulepszoną wersję stanowią dwu-strukturalne tranzystory bipolarne z izolowaną bramką (ang. *Bi-mode Gate Commutated Transistor* – BIGT), charakteryzujące się większą gęstością mocy [101, 102, 128, 129],
- (c) tyrystory ze zintegrowanym obwodem bramkowym (ang. *Integrated Gate Commutated Thyristor* – IGCT), które są udoskonaloną wersją tyrystorów wyłączalnych prądem bramki (ang. *Gate Turn-Off Thyristor* – GTO) – dedykowane do transferu dużych mocy [16, 20, 68, 150–153],
- (d) tyrystory ze zintegrowanym obwodem bramkowym oraz przewodzeniem wstecznym (ang. *Reverse Conducting Integrated Gate Commutated Thyristor* – RC-IGCT), których rozwinięcie technologiczne stanowią dwu-strukturalne wyłączalne tyrystory komutowane bramką (ang. *Bi-mode Gate Commutated Thyristor* – BGCT), charakteryzujące się większym stopniem integracji, mniejszą rezystancją termiczną, a więc zwiększoną gęstością mocy [146],

- (e) tranzystory polowe z izolowaną bramką (ang. *Metal-Oxide Semiconductor Field-Effect Transistor* – MOSFET) – stosowane w aplikacjach o stosunkowo małej mocy nominalnej, niskim napięciu blokowania, ale wysokiej częstotliwości przełączeń. Nowe łączniki, których struktura bazuje na węglu krzemu (SiC MOSFET) mogą pracować przy napięciu dochodzącym już do 1200V [9, 28, 85].

Zwielokrotniona liczba elementów półprzewodnikowych, w odniesieniu do topologii dwupoziomowych, stanowi zarówno o złożoności procesu sterowania przekształtnikami wielopoziomowymi, jak i daje możliwość wykorzystania dodatkowych stanów łączeniowych. Jest to niewątpliwa zaleta zwiększająca ilość tzw. stopni swobody podczas zarządzania pracą takich układów. Z tego względu istnieje wiele różnych metod modulacji dedykowanych dla konkretnych topologii przekształtników energoelektronicznych, ich aplikacji oraz specjalistycznych funkcjonalności, którymi mają się cechować. Znaczna część algorytmów stanowi rozszerzoną adaptację sprawdzonych metod, obok których istnieje powiększająca się stale grupa całkowicie nowych koncepcji.

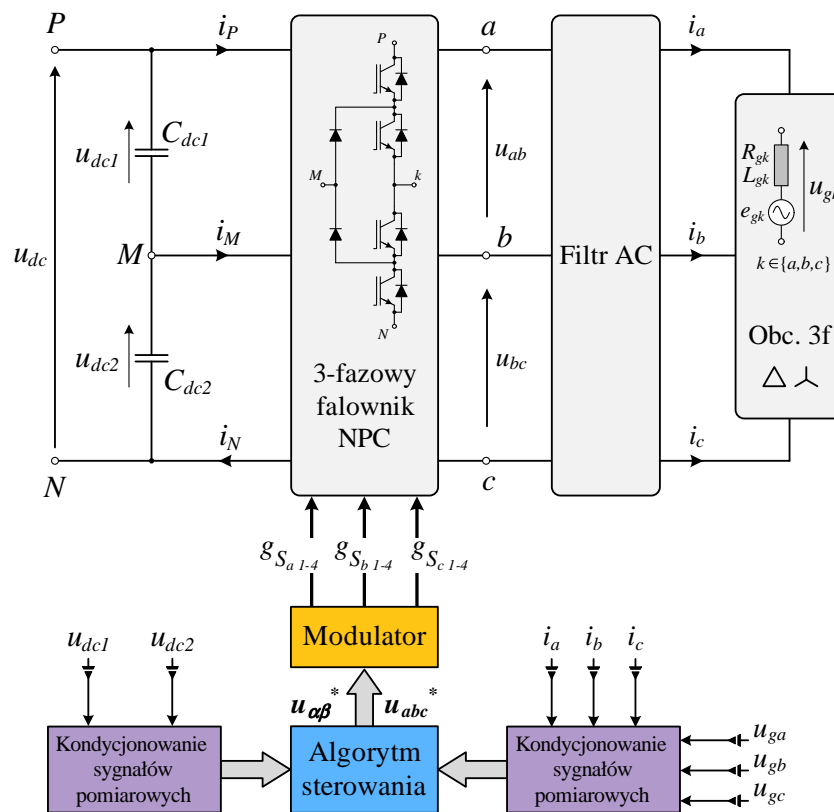
Ogólna klasyfikacja najbardziej popularnych obecnie metod modulacji przedstawiona została na rysunku 4.1. Zostały one w pierwszej kolejności podzielone ze względu na wynikającą z nich średnią częstotliwość przełączeń łączników półprzewodnikowych. W wyniku otrzymano dwie grupy algorytmów: o niskiej (mniejszej niż 1 kHz) i wysokiej częstotliwości łączeń.



Rys. 4.1: Ogólny podział wybranych metod modulacji, stosowanych w wielopoziomowych przekształtnikach energii elektrycznej

W każdej z nich można dodatkowo wyróżnić dwa rodzaje metod:

- wektorowe – kształtowanie przebiegów napięć wyjściowych odbywa się poprzez sukcesywną realizację odpowiednich wektorów przestrzennych napięcia trójfazowego (ang. *Space Vector Modulation* – SVM), zadawanych przeważnie za pomocą składowych stacjonarnego układu ortogonalnego ($\alpha\beta$).
- skalarne – kształtowanie przebiegu napięcia wyjściowego każdej fazy realizowane jest niezależnie, na podstawie znormalizowanych sygnałów skalarnych, odpowiadających składowym trójfazowego układu stacjonarnego (abc). Do formowania impulsów kontrolujących poszczególne łączniki półprzewodnikowe stosuje się przeważnie algorytmy modulacji szerokości impulsów (ang. *Pulse Width Modulation* – PWM), lub modulatory histerezowe.



Rys. 4.2: Ideowy schemat blokowy obrazujący zasadę zastosowania dowolnego modulatora w procesie sterowania wielopoziomym falownikiem napięcia typu NPC

Rolą każdego z algorytmów modulacji, jest utworzenie odpowiedniej sekwencji sygnałów sterujących łącznikami półprzewodnikowymi, wchodzących w skład danego przekształtnika wielopoziomowego. W efekcie, przy użyciu możliwych do wygenerowania poziomów napięciowych, ma zostać ukształtowane napięcie trójfazowe, którego wartość średnia za okres impulsowania powinna odpowiadać średniej wartości przebiegu referencyjnego w tym okresie. Zadawana jest ona w postaci skalarnej (u_a^* , u_b^* , u_c^*), lub wektorowej ($\mathbf{u}_{\alpha\beta}^*$) przez nadrzędny układ sterowania. Schemat ideowy obrazujący zasadę zastosowania

dowolnego modulatora w procesie sterowania przekształtnikami energoelektronicznymi, został przedstawiony na rysunku 4.2.

4.1.2 Metody niskoczęstotliwościowe

Niskoczęstotliwościowe metody modulacji stosowane są w urządzeniach energoelektronicznych wykorzystywanych do przetwarzania dużej mocy (nawet rzędu MW) przeważnie w systemach średniego napięcia. W tego typu przekształtnikach energii elektrycznej łączniki półprzewodnikowe przewodzą prądy o bardzo dużych wartościach. Minimalizowanie częstotliwości ich przełączeń wynika z konieczności redukcji strat, powstałych w strukturze półprzewodnikowej każdego elementu podczas procesu komutacji prądu przy relatywnie wysokim napięciu zasilania.

SHE – eliminacja harmonicznym niskiego rzędu

Używane modulatory PWM o niskiej częstotliwości sygnałów nośnych powodują, że w uzyskiwanych napięciach fazowych pojawiają się harmoniczne niskiego rzędu. Przyczyniają się one do znacznego pogorszenia wskaźników jakości generowanej energii elektrycznej. W takich przypadkach wprowadzana jest metoda modulacji PWM z eliminacją wybranych harmonicznym (ang. *Selective Harmonic Elimination* – SHE). Bazuje ona na predefiniowanych wartościach kątowych, w których dokonywane są przełączenia łączników. Momenty te są funkcją amplitudowego indeksu modulacji (m_a) oraz wyznaczone są na podstawie wybranych współczynników szeregu Fourier'a, które dla danych częstotliwości powinny mieć wartość równą zero. Liczba przełączeń w czasie 1/4 okresu podstawowej harmonicznym odpowiada liczbie eliminowanych harmonicznym [7, 31–33, 94]. Rozwinięcie metody SHE stanowi algorytm SHM (ang. *Selective Harmonic Mitigation*), który oprócz eliminacji niepożądanych częstotliwości zmniejsza pozostałe wyższe harmoniczne, tak aby dopasować ich poziom do wymogów operatora systemu elektroenergetycznego [37, 78, 83].

NVC – selekcja najbliższego wektora napięcia

Wybór najbliższego wektora napięcia (ang. *Nearest Vector Control* – NVC) jest kolejnym przykładem metody, zapewniającej niską częstotliwość przełączeń układów półprzewodnikowych. Z założenia, dedykowana jest ona dla topologii trójfazowych wielopoziomowych, zdolnych do wygenerowania znacznej liczby wektorów napięciowych. W danym momencie realizowany jest wektor, położony najbliżej wektora referencyjnego ($\mathbf{u}_{\alpha\beta}^*$), zadawanego najczęściej w postaci składowych ortogonalnych ($\alpha\beta$) przez układ sterujący. W ten sposób aproksymowana jest referencja bez konieczności stosowania dodatkowej modulacji, np. wyznaczania średniej geometrycznej z wielu wektorów za okres impulsowania tak jak ma to miejsce w standardowej metodzie wektorowej (SVM). Taka naturalna selekcja znacząco redukuje liczbę komutacji, minimalizując tym samym straty przełączeniowe. Metoda ta w przeciwieństwie do algorytmu SHE nie eliminuje jednak harmonicznym niskiego rzędu, pojawiających się w generowanym napięciu. Ta wada może jednak zostać skompensowana poprzez stosowanie przekształtników

energoelektronicznych o wysokiej liczbie poziomów (przeważnie powyżej siedmiu), które zapewniają dużą gęstość stanów wektorowych, umożliwiając tym samym lepsze odwzorowanie wektora referencyjnego. Charakteryzują się one również zmniejszoną wartością pochodnej napięcia wyjściowego (du_{abc}/dt), redukując tym samym jego współczynnik THD, a zatem udział harmonicznych niskiego rzędu. Pomimo, iż idea metody NVC nie jest skomplikowana, to opracowanie oraz implementacja efektywnego algorytmu wyznaczania wektora napięcia, znajdującego się najbliżej aktualnej referencji ($\mathbf{u}_{\alpha\beta}^*$) jest zadaniem o dużym stopniu złożoności [76, 108, 109].

NLC – selekcja najbliższego poziomu napięcia

Metodą nawiązującą do NVC jest algorytm bazujący na wyborze najbliższego poziomu napięcia (ang. *Nearest Level Control* – NLC), możliwego do wygenerowania za pomocą danego przekształtnika wielopoziomowego. Jego zasada działania jest podobna, tylko że zamiast generacji określonego wektora trójfazowego, na wyjściu każdej fazy realizowany jest poziom napięcia, najbardziej zbliżony do zadanej przez układ sterowania referencji. W NLC referencję stanowią znormalizowane sygnały skalarne (u_a^* , u_b^* , u_c^*) o wzajemnym przesunięciu fazowym równym $2/3\pi$. Każdy z nich determinuje wartość napięcia na odpowiadającym mu wyjściu fazowym przekształtnika – inaczej niż w metodach wektorowych (SVC), gdzie stan napięciowy wszystkich faz określony jest przez jeden wektor referencyjny ($\mathbf{u}_{\alpha\beta}^*$). Główną zaletą algorytmu NLC w stosunku do NVC, jest łatwość wyznaczania najbliższego poziomu napięcia za pomocą np. odpowiedniej funkcji przybliżającej. W rezultacie jej działania dokonywana jest tylko jedna komutacja pomiędzy dwoma sąsiednimi poziomami napięcia danej fazy. Warto wspomnieć, że z założenia metoda NVC jak i NLC, nie zapewniają zgodności wartości średniej generowanego napięcia z aktualnym poziomem sygnałów referencyjnych. Dlatego w niektórych opracowaniach z dziedziny sterowania przekształtnikami energii elektrycznej, algorytmy te nie są zaliczane do metod modulacji [35, 61, 92, 107, 108].

4.1.3 Metody wysokoczęstotliwościowe

Wysokoczęstotliwościowe metody modulacji (częstotliwość przełączeń pojedynczego łącznika półprzewodnikowego powyżej 1 kHz) są najszerzej wykorzystywane w aplikacjach małych oraz średnich mocy, przeważnie w systemach niskonapięciowych. Dla potrzeb wielopoziomowych przekształtników energii elektrycznej, zaadaptowanych i zmodyfikowanych zostało wiele standardowych algorytmów skalarnych, jak i wektorowych. Różnorodność układów przekształtnikowych oraz ich aplikacji sprawia, że współcześnie można spotkać wiele metod sterowania łącznikami półprzewodnikowymi, dedykowanych do konkretnych zastosowań [53, 79, 95, 103, 121, 144, 154].

PS-PWM – sygnały nośne o różnym kącie fazowym

Algorytm wprowadzający odpowiednie przesunięcie fazowe ($\Delta\varphi$) pomiędzy trójkątnymi sygnałami nośnymi modulatorów szerokości impulsów (ang. *Phase Shifted PWM* – PS-PWM) w kolejnych modułach wielosekcyjnych falowników,

znalazł szerokie zastosowanie w sterowaniu układami wielopoziomowymi. Szczególnie wykorzystywany jest w topologiach, charakteryzujących się dużą modułowością, takich jak: przekształtnik z poziomowaniem pojemnościowym (ang. *Flying Capacitor Converter* – FC) oraz kaskadowy przekształtnik mostkowy (ang. *Cascaded H-Bridge Converter* – CHB). W każdym z tych układów można wyróżnić powtarzające się komórki (moduły), które mogą być sterowane niezależnie, ale przy użyciu jednego sygnału referencyjnego dla danej fazy. Wprowadzone przesunięcie fazowe pomiędzy sygnałami nośnymi modulatorów kolejnych modułów sprawia, że na wyjściu każdej fazy uzyskuje się wielopoziomowy przebieg napięcia. Można wykazać, że najmniejsze odkształcenie występuje, gdy przesunięcie fazowe jest równe $180^\circ/M$ w przypadku układu CHB, natomiast $360^\circ/M$ dla FC (M oznacza liczbę niezależnych modułów w danej gałęzi fazowej). Ponieważ modulatory tej samej fazy są kontrolowane przez ten sam przebieg referencyjny oraz pracują z jednakową częstotliwością sygnałów nośnych, zatem rozkład mocy pomiędzy nimi jest również równy. Ma to szczególne znaczenie dla topologii z poziomowaniem pojemnościowym, gdyż pozwala zachować jednakowy stopień naładowania kondensatorów każdej komórki. Zaletą algorytmu PS-PWM jest także występowanie w generowanym napięciu fazowym, częstotliwości przełączeń M -krotnie większej od tej pojawiającej się w napięciu pojedynczego modułu [38, 45, 63, 107, 110].

LS-PWM – sygnały nośne o różnym poziomie

Popularną grupę wysokoczęstotliwościowych metod modulacji szerokości impulsów stanowią algorytmy o przesuniętych poziomach trójkątnych sygnałów nośnych (ang. *Level Shifted PWM* – LS-PWM) [53, 62, 95, 108]. Metody te są rozwinięciem modulacji skalarnej stosowanej w falownikach dwupoziomowych. W przypadku falowników o L poziomach napięć generowanych przez pojedynczą gałąź fazową, liczba niezbędnych sygnałów nośnych jest równa $(L - 1)$. Ze względu na łatwość implementacji oraz generacji sygnałów sterujących danymi łącznikami półprzewodnikowymi, poprzez komparację jednego sygnału referencyjnego z każdym sygnałem nośnym (komplementarne sterowanie parą łączników) są one często stosowane w falownikach typu NPC. W zależności od przesunięcia fazowego wykorzystanych przebiegów trójkątnych ($0, \pi$ [rad]) szczególnie w aplikacjach o podwyższonej liczbie poziomów napięciowych (cztery i więcej), można rozróżnić szereg podtypów modulacji LS-PWM takich jak np. PD-PWM, POD-PWM, APOD-PWM [51].

SVM – dwuwymiarowa wektorowa metoda modulacji

Odrębny zbiór stanowią tzw. wektorowe metody modulacji, bazujące na reprezentacji napięcia trójfazowego w postaci wektora przestrzennego (ang. *Space Vector Modulation* – SVM). Jest on przeważnie wyrażony za pomocą ortogonalnych składowych, dwuwymiarowego (2D), stacjonarnego układu $\alpha\beta$ – układ napięć zrównoważonych, w którym nie występuje składowa symetryczna kolejności zerowej (zależność A.10). Metody wektorowe znalazły bardzo szerokie zastosowanie w sterowaniu wielopoziomowymi przekształtnikami energii elektrycznej. Umożliwiają realizację różnych sekwencji przełączeń

trójfazowego napięcia wyjściowego oraz efektywne wykorzystywanie wektorów redundantnych (definicja na stronie 48). Zagadnienie związane z wektorowymi algorytmami sterowania, dedykowanymi dla trójpoziomowego falownika napięcia typu NPC, zostało dokładnie przedstawione w rozdziale 4.2.

3D-SVM – trójwymiarowa wektorowa metoda modulacji

W systemach trójfazowych czteroprzewodowych, w których dopuszcza się występowanie składowych symetrycznych kolejności zerowej w przebiegach prądów oraz napięć, reprezentacja wektorów za pomocą jedynie dwóch składowych układu $\alpha\beta$ jest niewystarczająca. W takich przypadkach, niezbędne jest wprowadzenie do notacji wektorowej dodatkowego trzeciego wymiaru. W efekcie, zarówno wektor referencyjny (\mathbf{u}^*) jak i dyskretne stany napięciowe falownika wielopoziomowego, przedstawiane są w stacjonarnym układzie współrzędnych $\alpha\beta 0$ lub po prostu w naturalnym (trójwymiarowym – 3D) układzie składowych abc (zależności A.6–A.9). Do sterowania trójfazowymi systemami przekształtnikowymi z przewodem neutralnym, dedykowane są trójwymiarowe, wektorowe metody modulacji (ang. *3-dimensional Space Vector Modulation* – 3D-SVM). Używane są one w wielu aplikacjach przemysłowych, w których do kontrolowania wartości składowej zerowej stosuje się energoelektroniczne przekształtniki energii elektrycznej, wyposażone w cztery gałęzie fazowe ($abcn$) [2, 25, 105, 148, 156].

4.1.4 Metody hybrydowe

Hybrydowe metody modulacji szerokości impulsów (ang. *Hybrid PWM* – H-PWM) stanowią przeważnie połączenie cech algorytmów o niskiej oraz wysokiej częstotliwości łączy. Bardzo często stosowane są do sterowania wielopoziomowymi, kaskadowymi przekształtnikami mostkowymi o różnych wartościach izolowanych napięć wejściowych [44, 49, 66]. Topologie te charakteryzują się zwiększoną liczbą możliwych do wygenerowania poziomów napięciowych, w porównaniu do takich samych układów, ale o równych napięciach zasilania. Moduły mostkowe zasilane najwyższymi napięciami, a zatem dedykowane do przetwarzania największych mocy, sterowane są niską częstotliwością (często zbliżoną do wartości fundamentalnej). Pozostałe moduły danej fazy (mniejszej mocy) działają z częstotliwością znacznie wyższą, realizując właściwą modulację, odpowiadającą referencji napięciowej. Takie podejście powoduje znaczną redukcję ilości realizowanych przełączeń elementów półprzewodnikowych, a zatem minimalizuje łączeniowe straty mocy.

Mianem hybrydowych metod modulacji określane są też często algorytmy sterowania, stosowane w hybrydowych, wielopoziomowych przekształtnikach energii elektrycznej. Układy takie, powstają z połączenia (głównie kaskadowego) różnych topologii znanych przekształtników, w celu wykorzystania zalet jakie oferują oraz zwielokrotnienia ilości generowanych poziomów napięciowych. Każda topologia hybrydowa charakteryzuje się odrębnymi właściwościami, a więc wymaga ściśle dedykowanych metod modulacji napięć wyjściowych. Takie zagadnienia są tematem wielu prac badawczych [19, 54, 77, 119].

4.2 Wektorowe metody modulacji

4.2.1 Wstęp

Wektorowe metody modulacji (SVM) stanowią grupę algorytmów, umożliwiających bardzo efektywne sterowanie wielopoziomowymi przekształtnikami energii elektrycznej. Referencją dla tego typu modulatorów napięcia, stosowanych w systemach zrównoważonych (brak składowej symetrycznej kolejności zerowej prądów i napięć) jest przeważnie para współrzędnych stacjonarnego układu ortogonalnego (u_α^* , u_β^*). Własności tego układu zostały przedstawione w rozdziale A.2. Składowe $\alpha\beta$ określają chwilowe położenie wirującego wektora napięcia trójfazowego, który ma być zrealizowany za pomocą wybranego falownika wielopoziomowego. Zastosowanie wektorowej metody modulacji szerokości impulsów, poprzedzone powinno być dogłębną analizą danej topologii przekształtnika, w celu określenia wszystkich możliwych do wygenerowania wektorów napięcia trójfazowego, sposobów ich realizacji (konfiguracja łączników półprzewodnikowych), liczby wektorów alternatywnych oraz wartości poziomów napięcia wyjściowego. Przykład takiej analizy, dotyczącej trójfazowego falownika z poziomowaniem diodowym (NPC), przedstawiony został w rozdziale 3.

Wektorowe algorytmy modulacji wykorzystywane do sterowania przekształtnikami wielopoziomowymi, są tematami wielu współcześnie prowadzonych prac badawczych [3, 8, 21, 71, 155]. Ich mnogość wynika z unikalnego charakteru każdego rozwiązania. Pomimo, iż ogólna zasada działania modulatorów wektorowych jest powszechnie znana [13, 14, 53, 79, 95, 103, 130], to sposób ich realizacji uwarunkowany jest wieloma czynnikami:

- (a) specyfiką aplikacji – liczba faz odbiornika energii elektrycznej oraz sposób ich podłączenia,
- (b) rodzajem topologii przekształtnika energoelektronicznego, która determinuje liczbę poziomów oraz wektorów napięciowych, jak również odpowiadającą im konfigurację łączników półprzewodnikowych,
- (c) dodatkowymi zadaniami, które system przekształtnikowy powinien realizować, np. kontrolowanie poziomu napięć zasilających falownik, eliminacja wybranych harmonicznych, lub niwelacja składowej stałej z napięcia wyjściowego (antysaturacyjna ochrona transformatora),
- (d) optymalizacją strat łączeniowych poprzez redukcję liczby przełączanych łączników półprzewodnikowych pomiędzy kolejnymi stanami napięciowymi,
- (e) liczbą stanów napięciowych przypadających na pojedynczą sekwencję przełączeń, czyli okres próbkowania SVM (T_s),
- (f) sposobem pracy w stanach awaryjnych takich jak, np. zwarcia międzyfazowe oraz doziemne od strony odbiornika energii elektrycznej (linii zasilającej), lub uszkodzenia łączników półprzewodnikowych,
- (g) rodzajem elektronicznej jednostki obliczeniowej, w której dany algorytm modulacji powinien zostać zaimplementowany, np. stało lub zmiennoprzecinkowy procesor sygnałowy (ang. *Digital Signal Processor*

– DSP), układ logiki programowalnej (ang. *Field Programmable Gate Array* – FPGA).

W kolejnych częściach rozdziału 4.2 przedstawiono metodę modulacji wektorowej dedykowaną dla trójpoziomowego falownika napięcia typu NPC.

4.2.2 Odwzorowanie referencyjnego wektora napięcia $\mathbf{u}_{\alpha\beta}^*$

Podstawowym i zarazem najważniejszym zadaniem wektorowej metody modulacji jest realizacja referencyjnego wektora napięcia trójfazowego ($\mathbf{u}_{\alpha\beta}^*$), którego wartość zadawana jest przez nadrzędny układ sterowania (rysunek 4.2). W tym celu wykorzystane mogą zostać wszystkie wektory napięcia, możliwe do wygenerowania przez daną topologię falownika wielopoziomowego. Ich 27 wartości, występujących w trójpoziomym falowniku napięcia z poziomowaniem diodowym (NPC), zostało pogrupowanych i przedstawionych w tabeli 3.2. Należą one zatem do skończonego zbioru o 27 dyskretnych elementach. Natomiast, wektor referencyjny $\mathbf{u}_{\alpha\beta}^*$ może przyjmować wartości z zakresu ciągłej przestrzeni $\alpha\beta$. Zakładając brak pracy modulatora SVM w trybie nadmodulacji, długość wektora wzorcowego nie powinna w stanie ustalonym przekroczyć wartości modułu średnich wektorów napięcia. Zatem jego maksymalna wartość jest równa:

$$u_{\alpha\beta max}^* = \frac{\sqrt{3}}{3} u_{dc} \quad (4.1)$$

Innymi słowy, koniec wektora referencyjnego powinien znajdować się wewnątrz, lub na okręgu o promieniu równym $\sqrt{3}/3 u_{dc}$, zaznaczonym linią przerywaną na rysunku 3.10 oraz 4.3. Wówczas składowe wektora wzorcowego (u_{α}^* , u_{β}^*) ograniczone są zależnością:

$$|\mathbf{u}_{\alpha\beta}^*| = \sqrt{u_{\alpha}^{*2} + u_{\beta}^{*2}} \leq u_{\alpha\beta max}^* \quad (4.2)$$

zatem:

$$u_{\alpha}^{*2} + u_{\beta}^{*2} \leq \frac{1}{3} u_{dc}^2 \quad (4.3)$$

Na podstawie równania 4.1 można zdefiniować znormalizowaną wartość modułu wektora referencyjnego ($|\mathbf{u}_{\alpha\beta}^*|$), zwaną *indeksem amplitudowym modulacji wektorowej*:

$$m_{a SVM} = \frac{|\mathbf{u}_{\alpha\beta}^*|}{u_{\alpha\beta max}^*} = \frac{\sqrt{3}}{u_{dc}} |\mathbf{u}_{\alpha\beta}^*| \quad (4.4)$$

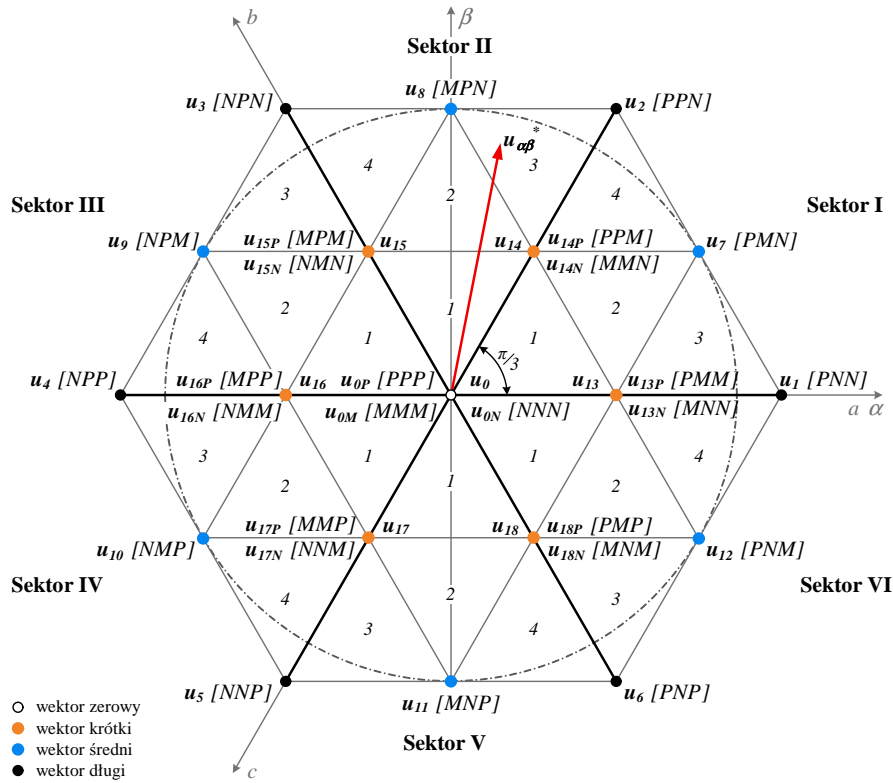
Jeżeli spełniony jest warunek 4.2, indeks modulacji SVM przyjmuje wartość z zakresu:

$$0 \leq m_{a SVM} \leq 1 \quad (4.5)$$

Zatem, na podstawie zależności 3.15 oraz 4.4 wektor napięcia wzorcowego można wyrazić w następującej postaci wykładniczej:

$$\mathbf{u}_{\alpha\beta} = m_{a SVM} \cdot u_{\alpha\beta max}^* e^{j\varphi_{\alpha\beta}} \quad (4.6)$$

Algorytm SVM dysponując skończoną liczbą dostępnych wektorów napięcia, może aproksymować wartość referencyjną ($\mathbf{u}_{\alpha\beta}^*$) jedynie za pomocą



Rys. 4.3: Podział płaszczyzny $\alpha\beta$ na trójkątne sektory oraz regiony, wyznaczone przez wektory napięć, możliwych do wygenerowania za pomocą trójpoziomowego falownika NPC

średniej czasowej. Każde położenie wektora $\mathbf{u}_{\alpha\beta}^*$ da się wyrazić przy użyciu trzech najbliższych położonych wektorów, gdyż operujemy na płaszczyźnie dwuwymiarowej:

$$T_s \mathbf{u}_{\alpha\beta}^* = t_I \mathbf{u}_I + t_{II} \mathbf{u}_{II} + t_{III} \mathbf{u}_{III} \quad (4.7)$$

Takie podejście oznacza realizację jednego z trzech wektorów (\mathbf{u}_I , \mathbf{u}_{II} , \mathbf{u}_{III}) przez odpowiadający mu przedział czasowy (t_I , t_{II} , t_{III}). Suma poszczególnych czasów musi być równa okresowi próbkowania modulatora wektorowego (T_s), na początku którego pobierane są wartości sygnałów wejściowych (np. u_α^* , u_β^* , u_{dc}), a następnie realizowana jest cała pojedyncza sekwencja przełączeń wektorów napięciowych:

$$T_s = t_I + t_{II} + t_{III} \quad (4.8)$$

Na rysunku 4.3 przedstawiono podział płaszczyzny $\alpha\beta$ na trójkątne regiony oznaczone indeksami (1–4), których wierzchołki utworzone zostały przez najbliższe położone sobie końce trzech wektorów napięcia. Dodatkowo, dana czwórka regionów tworzy powtarzalną grupę zwaną sektorem. Jak można zauważyć, każdy z sześciu sektorów (I–VI) o rozpiętości kątowej równej $\pi/3$ [rad] zawiera się pomiędzy sąsiednimi wektorami typu długiego $\{\mathbf{u}_1, \dots, \mathbf{u}_6\}$. Zatem, położenie wektora napięcia referencyjnego ($\mathbf{u}_{\alpha\beta}^*$) wewnątrz danego sektora oraz regionu, determinuje użycie w procesie modulacji trzech określonych stanów wektorowych. W przypadku sytuacji przedstawionej na rysunku 4.3 koniec wektora $\mathbf{u}_{\alpha\beta}^*$ znajduje się wewnątrz regionu 3., należącego do sektora II. Na tej podstawie, do odwzorowania

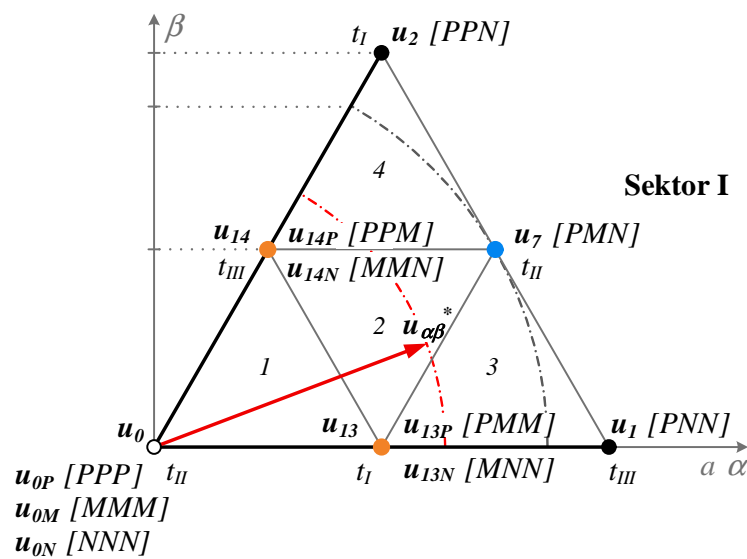
jego wartości przy użyciu średniej czasowej (równanie 4.7), zostaną wybrane następujące wektory:

$$\begin{cases} \mathbf{u}_I = \mathbf{u}_{14} = \frac{1}{3}u_{dc}e^{j\pi/3} = \frac{1}{6}(1 + j\sqrt{3})u_{dc} \\ \mathbf{u}_{II} = \mathbf{u}_8 = \frac{\sqrt{3}}{3}u_{dc}e^{j\pi/2} = j\frac{\sqrt{3}}{3}u_{dc} \\ \mathbf{u}_{III} = \mathbf{u}_2 = \frac{2}{3}u_{dc}e^{j\pi/3} = \frac{1}{3}(1 + j\sqrt{3})u_{dc} \end{cases} \quad (4.9)$$

Można zauważyć, że wektor wzorcowy $\mathbf{u}_{\alpha\beta}^*$ może zostać zsyntezowany przy pomocy innej, niż najbliższa mu trójka wektorów. Powoduje to jednak zwiększenie pochodnej napięcia wyjściowego, wzrost współczynnika zawartości wyższych harmonicznych (THD) w przebiegach generowanego napięcia oraz prądu, a w konsekwencji pogorszenie jakości przekształcaniej energii elektrycznej. Zwiększeniu ulega także liczba koniecznych do wykonania przełączeń łączników półprzewodnikowych co powoduje generację dodatkowych strat mocy.

W heksagonalnej przestrzeni wektorowej układu ortogonalnego $\alpha\beta$ (rysunek 4.3), powtarzającym się co interwał kątowy $\pi/3$ [rad] fragmentem, jest pojedynczy sektor. Z tego powodu, analiza wektorowej metody modulacji szerokości impulsów, może zostać z powodzeniem przeprowadzona jedynie dla sektora I. Ponadto, przestrzeń operacyjną kompletnego algorytmu SVM można także ograniczyć do przedziału kąтового $\langle 0 : \pi/3 \rangle$ [rad]. W tym celu należy cyklicznie transponować wektor referencyjny ($\mathbf{u}_{\alpha\beta}^*$) oraz odpowiednio mapować dyskretne wektory napięć, znajdujące się w sektorach II–VI, do sektora I. Takie podejście w znacznym stopniu zmniejsza złożoność obliczeniową metody, a w rezultacie niezbędne do jej implementacji zasoby mocy obliczeniowej wybranej jednostki sterownika.

Na rysunku 4.4 przedstawiony został sektor I wraz z należącymi do niego wektorami napięcia falownika trójfazowego. W wyniku działania nadrzędnego



Rys. 4.4: Wektory napięć znajdujące się w sektorze I oraz odpowiadające im przedziały czasu ich realizacji (t_I, t_{II}, t_{III})

układu sterowania, koniec wektora referencyjnego może znaleźć się w jednym z czterech regionów. Każdy z nich określony jest przez zbiór trzech wektorów, których przedziały czasu realizacji (t_I , t_{II} , t_{III}) należy wyznaczyć. Jak można zauważyć, zmienne czasowe zostały rozdzielone w taki sposób, aby w każdym regionie znajdowały się trzy różne.

Na podstawie rysunku 4.4, region 1. sektora I tworzą następujące trzy wektory napięcia, których wartości zawarte zostały w tabeli 3.2:

$$\begin{cases} \mathbf{u}_I = \mathbf{u}_{13} = \frac{1}{3}u_{dc} \\ \mathbf{u}_{II} = \mathbf{u}_0 = 0 \\ \mathbf{u}_{III} = \mathbf{u}_{14} = \frac{1}{3}u_{dc}e^{j\pi/3} = \frac{1}{6}(1 + j\sqrt{3})u_{dc} \end{cases} \quad (4.10)$$

Uwzględniając wartości 4.10 w równaniu 4.7, wektor referencyjny $\mathbf{u}_{\alpha\beta}^*$ może zostać wyrażony za pomocą średniej czasowej w postaci:

$$T_s(u_\alpha^* + ju_\beta^*) = \frac{1}{3}u_{dc}t_I + 0t_{II} + \frac{1}{6}(1 + j\sqrt{3})u_{dc}t_{III} \quad (4.11)$$

Zespoloną zależność 4.11 można rozpisać na dwa niezależne równania, określające składową rzeczywistą oraz urojoną. Uwzględniając dodatkowo wartość sumy poszczególnych przedziałów czasowych (formuła 4.8), otrzymujemy układ trzech równań:

$$\begin{cases} T_s u_\alpha^* = \frac{1}{3}u_{dc}t_I + \frac{1}{6}u_{dc}t_{III} \\ T_s u_\beta^* = \frac{\sqrt{3}}{6}u_{dc}t_{III} \\ T_s = t_I + t_{II} + t_{III} \end{cases} \quad (4.12)$$

Rozwiązaniem układu równań 4.12 są trzy wartości (t_I , t_{II} , t_{III}), określające czas realizacji wektorów (\mathbf{u}_{13} , \mathbf{u}_0 , \mathbf{u}_{14}), wchodzących w skład regionu 1.:

$$\begin{cases} t_I = T_s \frac{\sqrt{3}}{u_{dc}} (\sqrt{3}u_\alpha^* - u_\beta^*) \\ t_{II} = T_s \left[1 - \frac{\sqrt{3}}{u_{dc}} (\sqrt{3}u_\alpha^* + u_\beta^*) \right] \\ t_{III} = 2T_s \frac{\sqrt{3}}{u_{dc}} u_\beta^* \end{cases} \quad (4.13)$$

Analogicznie postępujemy w przypadku regionu 2. sektora I (rysunek 4.4), który tworzą następujące trzy wektory napięcia o wartościach przedstawionych w tabeli 3.2:

$$\begin{cases} \mathbf{u}_I = \mathbf{u}_{13} = \frac{1}{3}u_{dc} \\ \mathbf{u}_{II} = \mathbf{u}_7 = \frac{\sqrt{3}}{3}u_{dc}e^{j\pi/6} = \frac{\sqrt{3}}{6}(\sqrt{3} + j)u_{dc} \\ \mathbf{u}_{III} = \mathbf{u}_{14} = \frac{1}{3}u_{dc}e^{j\pi/3} = \frac{1}{6}(1 + j\sqrt{3})u_{dc} \end{cases} \quad (4.14)$$

Uwzględniając wartości 4.14 w równaniu 4.7, wektor referencyjny $\mathbf{u}_{\alpha\beta}^*$ może zostać wyrażony za pomocą średniej czasowej w postaci:

$$T_s (u_\alpha^* + ju_\beta^*) = \frac{1}{3}u_{dc}t_I + \frac{\sqrt{3}}{6}(\sqrt{3} + j)u_{dc}t_{II} + \frac{1}{6}(1 + j\sqrt{3})u_{dc}t_{III} \quad (4.15)$$

Zespoloną zależność 4.15 można rozpisać na dwa niezależne równania, określające składową rzeczywistą oraz urojoną. Uwzględniając dodatkowo wartość sumy poszczególnych przedziałów czasowych (formuła 4.8), otrzymuje się układ trzech równań:

$$\begin{cases} T_s u_\alpha^* = \frac{1}{3}u_{dc}t_I + \frac{1}{2}u_{dc}t_{II} + \frac{1}{6}u_{dc}t_{III} \\ T_s u_\beta^* = \frac{\sqrt{3}}{6}u_{dc}t_{II} + \frac{\sqrt{3}}{6}u_{dc}t_{III} \\ T_s = t_I + t_{II} + t_{III} \end{cases} \quad (4.16)$$

Rozwiązaniem układu równań 4.16 są trzy wartości (t_I, t_{II}, t_{III}) , określające czas realizacji wektorów (\mathbf{u}_{13} , \mathbf{u}_7 , \mathbf{u}_{14}), wchodzących w skład regionu 2.:

$$\begin{cases} t_I = T_s \left(1 - 2\frac{\sqrt{3}}{u_{dc}}u_\beta^* \right) \\ t_{II} = T_s \left[\frac{\sqrt{3}}{u_{dc}}(\sqrt{3}u_\alpha^* + u_\beta^*) - 1 \right] \\ t_{III} = T_s \left[1 - \frac{\sqrt{3}}{u_{dc}}(\sqrt{3}u_\alpha^* - u_\beta^*) \right] \end{cases} \quad (4.17)$$

Region 3. sektora I (rysunek 4.4) tworzą kolejne trzy wektory, których wartości zapisane zostały w tabeli 3.2:

$$\begin{cases} \mathbf{u}_I = \mathbf{u}_{13} = \frac{1}{3}u_{dc} \\ \mathbf{u}_{II} = \mathbf{u}_7 = \frac{\sqrt{3}}{3}u_{dc}e^{j\pi/6} = \frac{\sqrt{3}}{6}(\sqrt{3} + j)u_{dc} \\ \mathbf{u}_{III} = \mathbf{u}_1 = \frac{2}{3}u_{dc} \end{cases} \quad (4.18)$$

Uwzględniając wartości 4.18 w równaniu 4.7 oraz wykonując analogiczne przekształcenia matematyczne, jak w przypadku regionów 1 i 2, otrzymuje się następujące zależności:

$$T_s (u_\alpha^* + ju_\beta^*) = \frac{1}{3}u_{dc}t_I + \frac{\sqrt{3}}{6}(\sqrt{3} + j)u_{dc}t_{II} + \frac{2}{3}u_{dc}t_{III} \quad (4.19)$$

$$\begin{cases} T_s u_\alpha^* = \frac{1}{3}u_{dc}t_I + \frac{1}{2}u_{dc}t_{II} + \frac{2}{3}u_{dc}t_{III} \\ T_s u_\beta^* = \frac{\sqrt{3}}{6}u_{dc}t_{II} \\ T_s = t_I + t_{II} + t_{III} \end{cases} \quad (4.20)$$

Rozwiązaniem układu równań 4.20 są trzy wartości (t_I, t_{II}, t_{III}) , określające czas realizacji wektorów (\mathbf{u}_{13} , \mathbf{u}_7 , \mathbf{u}_1), wchodzących w skład regionu 3.:

$$\begin{cases} t_I = T_s \left[2 - \frac{\sqrt{3}}{u_{dc}} (\sqrt{3}u_\alpha^* + u_\beta^*) \right] \\ t_{II} = 2T_s \frac{\sqrt{3}}{u_{dc}} u_\beta^* \\ t_{III} = T_s \left[\frac{\sqrt{3}}{u_{dc}} (\sqrt{3}u_\alpha^* - u_\beta^*) - 1 \right] \end{cases} \quad (4.21)$$

Ostatni region 4. sektora I (rysunek 4.4) tworzą trzy wektory, których wartości zapisane zostały w tabeli 3.2:

$$\begin{cases} \mathbf{u}_I = \mathbf{u}_2 = \frac{2}{3} u_{dc} e^{j\pi/3} = \frac{1}{3} + j \frac{\sqrt{3}}{3} \\ \mathbf{u}_{II} = \mathbf{u}_7 = \frac{\sqrt{3}}{3} u_{dc} e^{j\pi/6} = \frac{\sqrt{3}}{6} (\sqrt{3} + j) u_{dc} \\ \mathbf{u}_{III} = \mathbf{u}_{14} = \frac{1}{3} u_{dc} e^{j\pi/3} = \frac{1}{6} (1 + j\sqrt{3}) u_{dc} \end{cases} \quad (4.22)$$

Uwzględniając wartości 4.22 w równaniu 4.7 oraz wykonując analogiczne przekształcenia matematyczne, jak w przypadku regionów 1 i 2, otrzymuje się kolejne zależności:

$$\begin{aligned} T_s (u_\alpha^* + j u_\beta^*) &= \left(\frac{1}{3} + j \frac{\sqrt{3}}{3} \right) t_I + \frac{\sqrt{3}}{6} (\sqrt{3} + j) u_{dc} t_{II} + \\ &+ \frac{1}{6} (1 + j\sqrt{3}) u_{dc} t_{III} \end{aligned} \quad (4.23)$$

$$\begin{cases} T_s u_\alpha^* = \frac{1}{3} u_{dc} t_I + \frac{1}{2} u_{dc} t_{II} + \frac{1}{6} u_{dc} t_{III} \\ T_s u_\beta^* = \frac{\sqrt{3}}{3} u_{dc} t_I + \frac{\sqrt{3}}{6} u_{dc} t_{II} + \frac{\sqrt{3}}{6} u_{dc} t_{III} \\ T_s = t_I + t_{II} + t_{III} \end{cases} \quad (4.24)$$

Rozwiązaniem układu równań 4.24 są trzy wartości (t_I , t_{II} , t_{III}), określające czas realizacji wektorów (\mathbf{u}_2 , \mathbf{u}_7 , \mathbf{u}_{14}), wchodzących w skład regionu 4.:

$$\begin{cases} t_I = T_s \left(2 \frac{\sqrt{3}}{u_{dc}} u_\beta^* - 1 \right) \\ t_{II} = T_s \frac{\sqrt{3}}{u_{dc}} (\sqrt{3}u_\alpha^* - u_\beta^*) \\ t_{III} = T_s \left[2 - \frac{\sqrt{3}}{u_{dc}} (\sqrt{3}u_\alpha^* + u_\beta^*) \right] \end{cases} \quad (4.25)$$

Na podstawie przeprowadzonej analizy matematycznej (równania 4.10–4.25), uzyskano zależności definiujące czas realizacji każdego z trzech dyskretnych wektorów napięciowych, wchodzących w skład danego regionu sektora I. Równania te są funkcjami składowych (u_α^* , u_β^*) napięcia referencyjnego $\mathbf{u}_{\alpha\beta}^*$. W procesie modulacji napięć wyjściowych falownika typu NPC, oprócz wyznaczania czasów trwania danych wektorów napięcia trójfazowego, bardzo istotną rolę odgrywa prawidłowa kolejność ich generacji. Rozważania dotyczące realizacji efektywnej sekwencji przełączeń wektorów napięciowych przedstawione zostały w rozdziale 4.2.5.

4.2.3 Wpływ realizowanych wektorów napięcia trójfazowego na poziom napięć wejściowego dzielnika pojemnościowego

Na rysunku 4.5 przedstawiono schemat trójpoziomowego falownika typu NPC, z zaznaczonym rozplywem prądów ($i_{C_{dc1}}$, $i_{C_{dc2}}$) w obwodzie pojemnościowego dzielnika napięcia (C_{dc1} , C_{dc2}). Sumę prądów dla węzła centralnego (M) można zatem zapisać:

$$i_M = i_{C_{dc1}} - i_{C_{dc2}} \quad (4.26)$$

Uwzględniając wartość napięcia na każdym kondensatorze wejściowym, równanie 4.26 przyjmuje postać różniczkową:

$$i_M = C_{dc1} \frac{du_{dc1}}{dt} - C_{dc2} \frac{du_{dc2}}{dt} \quad (4.27)$$

Zakładając jednakową wartość pojemności kondensatorów dzielnika, stałość poziomu napięcia zasilania falownika oraz sumę napięć obwodu wejściowego:

$$\begin{cases} C_{dc1} = C_{dc2} = C_{dc} & (4.28a) \\ u_{dc} = const & (4.28b) \\ u_{dc2} = u_{dc} - u_{dc1} & (4.28c) \end{cases}$$

zależność 4.27 można wyrazić w następujący sposób:

$$\frac{du_{dc1}}{dt} = \frac{1}{2C_{dc}} i_M \quad (4.29)$$

Biorąc dodatkowo pod uwagę wyznaczone równanie 3.20, uzależniające wartość prądu i_M od aktualnych stanów funkcji łączeniowych (s_a , s_b , s_c), a zatem realizowanej wartości wektora napięcia trójfazowego, zależność 4.29 przybiera postać:

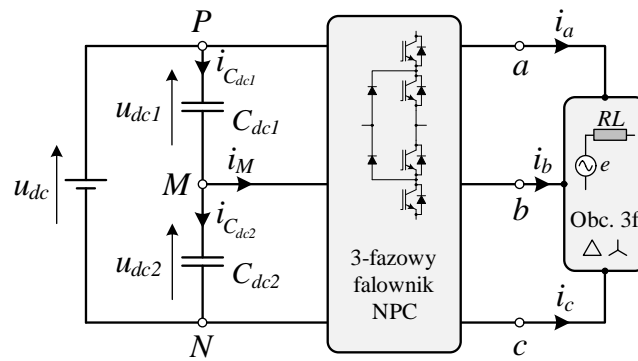
$$\frac{du_{dc1}}{dt} = -\frac{1}{2C_{dc}} (i_a |s_a| + i_b |s_b| + i_c |s_c|) \quad (4.30)$$

Wyznaczone równanie 4.29 określa zmianę napięcia na kondensatorze C_{dc1} w efekcie przepływu prądu węzła centralnego (i_M) w danym kierunku, o wartości dodatniej zgodnej ze schematem 4.5. Można zauważyć, że jeżeli spełnione jest założenie o niezmienności w czasie wejściowego napięcia zasilania ($u_{dc} = const$), to przyrostowi poziomu napięcia u_{dc1} odpowiada spadek poziomu napięcia u_{dc2} o taką samą wartość i odwrotnie:

$$\frac{du_{dc1}}{dt} = -\frac{du_{dc2}}{dt} \quad (4.31)$$

W przypadku stanu zrównowżenia napięć dzielnika pojemnościowego, poziom napięcia każdej jego sekcji jest równy $u_{dc}/2$. Zatem, odchyłkę wartości napięcia każdego kondensatora od poziomu równowagi, można zdefiniować jako:

$$\begin{cases} \Delta u_{dc1} = \frac{u_{dc}}{2} - u_{dc1} \\ \Delta u_{dc2} = \frac{u_{dc}}{2} - u_{dc2} \end{cases} \quad (4.32)$$



Rys. 4.5: Schemat trójpoziomowego falownika typu NPC obrazujący rozptył prądów w obwodzie pojemnościowego dzielnika napięcia (C_{dc1} , C_{dc2})

Układ równań 4.32 można przekształcić do postaci określającej różnicę pomiędzy napięciami zasilania falownika, a więc stopień ich niezbalansowania:

$$\Delta u_{dc} = u_{dc1} - u_{dc2} = \Delta u_{dc2} - \Delta u_{dc1} \quad (4.33)$$

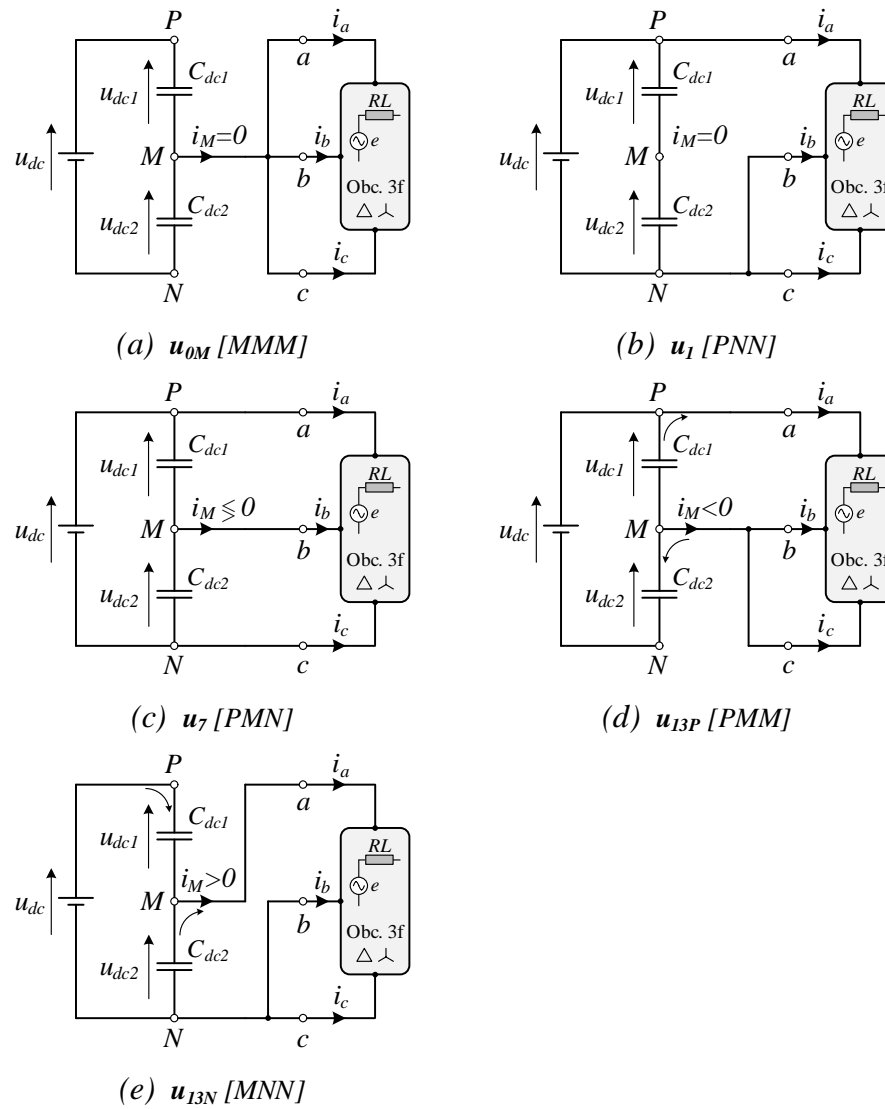
W zależności od realizowanego w danym momencie wektora napięcia trójfazowego ($\mathbf{u}_{\alpha\beta}$), otrzymuje się różną konfigurację połączeń wyjść fazowych (a , b , c) falownika z jego obwodem napięć stałych. Na rysunku 4.6 przedstawiono przykładowe obwody, powstałe podczas realizacji głównych rodzajów wektorów napięcia oraz ich wpływ na zmianę poziomu napięć dzielnika pojemnościowego. Dla tych przypadków przyjęto założenie, że trójpoziomowy przekształtnik energii elektrycznej pracuje w standardowym trybie falownikowym (silnikowym – stosując nomenklaturę z dziedziny napędów), generując w stanie ustalonym moc przy współczynniku bliskim jedności ($PF \approx 1$), a zatem głównie moc czynną ($P \gg Q$). Wówczas, dla większości realizowanych wektorów napięcia, można określić kierunek przepływu prądu w gałęzi środkowej dzielnika pojemnościowego (i_M), a w rezultacie ich wpływ na zmianę poziomu napięć wejściowych (równanie 4.29 oraz 4.30).

Wektory zerowe napięcia trójfazowego (np. \mathbf{u}_{0M} na rysunku 4.6a), powodują przyłączenie wyjścia każdej gałęzi fazowej do tego samego węzła dzielnika pojemnościowego. Wymuszają zerowy przepływ prądu i_M , a zatem nie powodują zmiany napięć wejściowych ($du_{dc1}/dt = 0$).

Wektory długie napięcia trójfazowego (np. \mathbf{u}_1 na rysunku 4.6b), powodują przyłączenie wyjścia każdej gałęzi fazowej do różnoimiennych węzłów dzielnika pojemnościowego z pominięciem punktu środkowego (M). Wymuszają zatem identyczne obciążenie obu szeregowo połączonych kondensatorów (C_{dc1} , C_{dc2}), nie powodując rozrównoważenia wartości ich napięć ($u_{dc1} = u_{dc2}$).

Wektory średnie napięcia trójfazowego (np. \mathbf{u}_7 na rysunku 4.6c), powodują przyłączenie wyjścia każdej gałęzi fazowej do innego węzła dzielnika pojemnościowego. W przypadku tego rodzaju wektorów, nie można z góry określić kierunku przepływu prądu i_M . W zależności od wartości chwilowych prądów fazowych obciążenia (i_a , i_b , i_c) oraz aktualnie realizowanego wektora typu średniego, potencjał punktu środkowego (M) będzie wzrastał, malał lub pozostanie niezmienny ($du_{dc2}/dt \gtrless 0$).

Wektory krótkie typu P napięcia trójfazowego (np. \mathbf{u}_{13P} na rysunku



Rys. 4.6: Wpływ przykładowych realizacji wektorów napięcia trójfazowego na poziom napięć wejściowych: (a) wektor zerowy – u_{0M} [MMM], (b) wektor długi – u_1 [PNN], (c) wektor średni – u_7 [PMN], (d) wektor krótki typu P – u_{13P} [PMM], (e) wektor krótki typu N – u_{13N} [MNN]

4.6d), powodują przyłączenie wyjścia każdej gałęzi fazowej do węzłów (PM) potencjału górnego (u_{dc1}) dzielnika pojemnościowego. Obciążają zatem jedynie górny kondensator (C_{dc1}), powodując spadek wartości jego napięcia ($du_{dc1}/dt < 0$) oraz wymuszają przepływ prądu i_M w kierunku ujemnym. Jednocześnie następuje wzrost poziomu napięcia na kondensatorze dolnym ($du_{dc2}/dt > 0$) zgodnie z zależnością 4.31.

Wektory krótkie typu N napięcia trójfazowego (np. u_{13N} na rysunku 4.6e), powodują przyłączenie wyjścia każdej gałęzi fazowej do węzłów (MN) potencjału dolnego (u_{dc2}) dzielnika pojemnościowego. Obciążają zatem jedynie dolny kondensator (C_{dc2}), powodując spadek wartości jego napięcia ($du_{dc2}/dt < 0$) oraz wymuszają przepływ prądu i_M w kierunku dodatnim. W efekcie następuje wzrost poziomu napięcia na kondensatorze górnym ($du_{dc1}/dt > 0$) zgodnie z zależnością 4.31.

Z przeprowadzonych rozważań wynika, że jedynie krótkie wektory $\{\mathbf{u}_{13} \dots \mathbf{u}_{18}\}$ generowanego napięcia trójfazowego, charakteryzują się przewidywalnym oddziaływaniem na zmianę wartości napięć wejściowego dzielnika pojemnościowego. Z informacji zawartych w tabeli 3.2 oraz zaprezentowanych na rysunkach 3.10 i 4.3 wynika, że wpływ wektora krótkiego na wartość napięcia wyjściowego falownika jest niezależny od tego, czy jest on typu P , czy N . Różnią się one sposobem ich realizacji – wartością funkcji łączeniowej danej gałęzi fazowej (s_a, s_b, s_c) . Najważniejszy jest jednak to, iż wykorzystują one różne sekcje wejściowego dzielnika pojemnościowego (wektor krótki typu $P - u_{dc1}$, natomiast typu $N - u_{dc2}$). W rezultacie wymuszają przepływ prądu i_M w przeciwnych kierunkach, a więc wywołują przeciwne zmiany w wartościach napięć dzielnika (równanie 4.29). Zatem, w celu minimalizacji wpływu wektorów krótkich na proces rozrównoważania napięć wejściowych, należy realizować dodatkową modulację tych wektorów. Polega ona na równym rozdziale czasu przeznaczanego na generację wektorów krótkich w pojedynczym okresie impulsowania (T_s) modulatora SVM, na wektor typu P oraz N . Dzięki temu, zmniejszona zostanie składowa zmienna, występująca w napięciach stałych wejściowego dzielnika pojemnościowego. Wadą dodatkowej modulacji wektorów krótkich, jest natomiast wzrost częstotliwości przełączeń łączników półprzewodnikowych, co powoduje dodatkowe straty mocy, związane z procesami komutacyjnymi.

4.2.4 Założenia dotyczące projektowania efektywnej sekwencji przełączeń wektorów napięcia

Na podstawie rozważań zawartych w rozdziale 4.2.2, dotyczących odwzorowania wektora referencyjnego ($\mathbf{u}_{\alpha\beta}^*$) za pomocą dyskretnych wektorów napięciowych, których analiza oddziaływania na zmianę napięć wejściowego dzielnika pojemnościowego została przedstawiona w rozdziale 4.2.3, można zaproponować odpowiednią sekwencję ich przełączeń. Aby można ją było efektywnie zastosować w wektorowym modulatorze napięcia trójfazowego (SVM), powinny zostać spełnione ogólne założenia:

- (a) przełączenie pomiędzy aktualnie realizowanym wektorem napięcia, a kolejnym następującym po nim, powinno powodować zmianę stanu jedynie dwóch łączników półprzewodnikowych należących do tej samej gałęzi fazowej falownika – jeden łącznik jest wyłączany, a drugi załączany. Preferowane jest zatem występowanie zmian wartości funkcji łączeniowych danej gałęzi fazowej (s_a, s_b, s_c) pomiędzy stanami P oraz M ($P \leftrightarrow M$), a także M oraz N ($M \leftrightarrow N$). Niepożądane są natomiast przejścia między poziomami P oraz N ($P \leftrightarrow N$), gdyż angażują wszystkie cztery łączniki danej gałęzi fazowej.
- (b) przejście końca wektora napięcia referencyjnego ($\mathbf{u}_{\alpha\beta}^*$) przez granicę sąsiednich regionów, lub sektorów heksagonalnej przestrzeni składowych $\alpha\beta$ nie powinno wymuszać dodatkowych przełączeń, ewentualnie ich minimalną liczbę w uzasadnionych przypadkach.
- (c) oddziaływanie generowanych wektorów napięcia trójfazowego na zmianę poziomów napięć wejściowego dzielnika pojemnościowego powinno być zminimalizowane.

4.2.5 Sekwencja przełączeń wektorów napięcia trójfazowego

Sekwencja 3-segmentowa

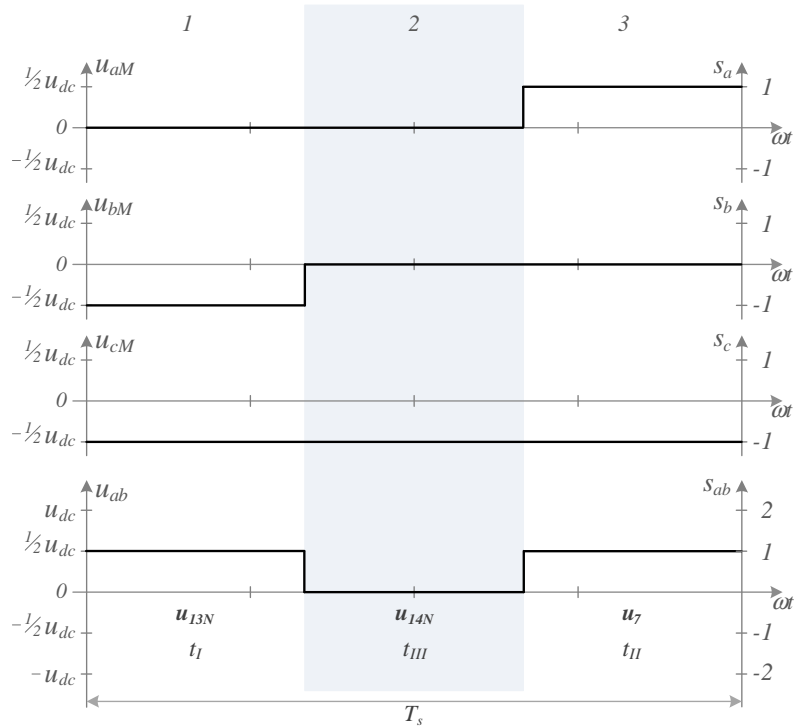
Jak zostało pokazane w rozdziale 4.2.2, wartość wektora napięcia referencyjnego ($\mathbf{u}_{\alpha\beta}^*$) może zostać odwzorowana za pomocą średniej czasowej z trzech wektorów dyskretnych, należących do danego regionu. Dlatego właśnie sekwencja trzech przełączeń wektorów napięciowych w okresie próbkowania (T_s) modulatora SVM stanowi ich minimalną ilość. W tabeli 4.1 przedstawiono propozycje 3-segmentowych sekwencji przełączeń dyskretnych wektorów napięcia trójfazowego, stosowanych w przypadku gdy koniec wektora wzorcowego leży w regionie 2. sektora I (rysunek 4.4). Zawarte zostały w niej również przedziały czasowe (t_I , t_{II} , t_{III}), odpowiadające realizacji danych wektorów oraz spełniające założenie 4.8. Można zauważyć, że pomiędzy kolejnymi przełączeniami następuje zmiana stanu tylko w jednej gałęzi fazowej (funkcji łączeniowej pojedynczej fazy) trójpoziomowego falownika NPC. Problem pojawia się jednak w sytuacji gdy cała sekwencja ma zostać powtórzona w kolejnym okresie impulsowania. Wówczas przejście pomiędzy ostatnim, a pierwszym segmentem (3→1) wymusza zmianę stanu w dwóch gałęziach fazowych – przełączenie czterech łączników półprzewodnikowych. Dlatego jednoznacznie można stwierdzić, że najprostsza sekwencja 3-segmentowa nie spełnia podstawowego założenia poprawności działania modulatora wektorowego (a).

Tabela 4.1: Propozycje 3-segmentowych sekwencji przełączeń wektorów napięcia trójfazowego w pojedynczym okresie impulsowania (T_s) modulatora SVM dla regionu 2. należącego do sektora I

Sektor I, region 2.											
Seg.	Sekwencja (a)			Sekwencja (b)			Sekwencja (c)				
1	\mathbf{u}_{13N}	[MNN]	t_I	\mathbf{u}_{14N}	[MMN]	t_{III}	\mathbf{u}_{14P}	[PPM]	t_{III}		
2	\mathbf{u}_{14N}	[MMN]	t_{III}	\mathbf{u}_7	[PMN]	t_{II}	\mathbf{u}_{13P}	[PMM]	t_I		
3	\mathbf{u}_7	[PMN]	t_{II}	\mathbf{u}_{13P}	[PMM]	t_I	\mathbf{u}_7	[PMN]	t_{II}		

Sekwencja 5-segmentowa

Aby podczas przełączeń kolejnych wektorów napięciowych, zagwarantować wystąpienie zmiany stanu tylko w pojedynczej gałęzi fazowej, cyklicznie powtarzająca się sekwencja powinna rozpoczynać się i kończyć na tym samym wektorze. Zatem, 3-segmentowa kombinacja wektorów została rozszerzona do postaci 5-segmentowej i przedstawiona w tabeli 4.2 – przykład dla regionu 2. sektora I. Takie rozwiązanie powoduje, że w obrębie tego samego regionu przejście pomiędzy ostatnim, a pierwszym segmentem sekwencji (5→1) nie wymusza żadnych dodatkowych przełączeń łączników półprzewodnikowych. Można zauważyć, że przedziały czasów realizacji wektorów napięcia trójfazowego, powtarzających się dwukrotnie w danym cyklu, zostały rozdzielone po połowie. Dzięki temu ich suma jest ciągle równa okresowi próbkowania modulatora SVM (T_s , równanie 4.8). Każda z zaproponowanych sekwencji przełączeń spełnia zatem pierwszy warunek (a) realizacji efektywnego modulatora wektorów napięcia. Mimo to, w żadnej



Rys. 4.7: 3-segmentowa sekwencja przełączeń wektorów napięcia trójfazowego dla regionu 2. należącego do sektora I (wariant (a) z tabeli 4.1), przy założeniu równości czasów ich realizacji ($t_I = t_{II} = t_{III} = 1/3 T_s$)

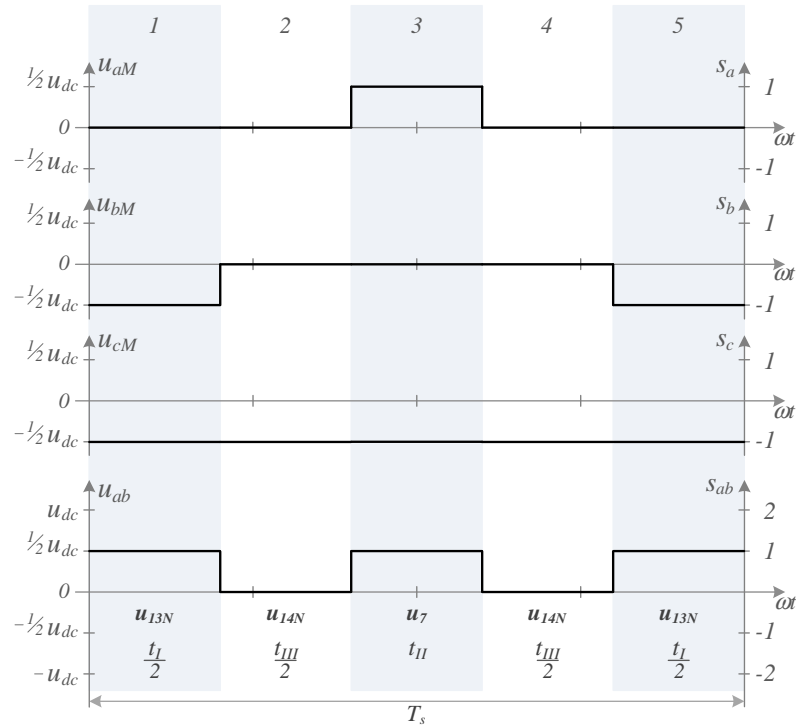
z nich nie występuje para krótkich wektorów redundantnych (typu P oraz N), które mogą zostać wykorzystane do minimalizacji niezrównoważenia napięć wejściowego dzielnika pojemnościowego. Efekt ten został przedstawiony w rozdziale 4.2.3.

Tabela 4.2: Propozycje 5-segmentowych sekwencji przełączeń wektorów napięcia trójfazowego w pojedynczym okresie impulsowania (T_s) modulatora SVM dla regionu 2. należącego do sektora I

Sektor I, region 2.									
Seg.	Sekwencja (a)			Sekwencja (b)			Sekwencja (c)		
1	\mathbf{u}_{13N}	[MNN]	$t_I/2$	\mathbf{u}_{14N}	[MMN]	$t_{III}/2$	\mathbf{u}_{14P}	[PPM]	$t_{III}/2$
2	\mathbf{u}_{14N}	[MMN]	$t_{III}/2$	\mathbf{u}_7	[PMN]	$t_{II}/2$	\mathbf{u}_{13P}	[PMM]	$t_I/2$
3	\mathbf{u}_7	[PMN]	t_{II}	\mathbf{u}_{13P}	[PMM]	t_I	\mathbf{u}_7	[PMN]	t_{II}
4	\mathbf{u}_{14N}	[MMN]	$t_{III}/2$	\mathbf{u}_7	[PMN]	$t_{II}/2$	\mathbf{u}_{13P}	[PMM]	$t_I/2$
5	\mathbf{u}_{13N}	[MNN]	$t_I/2$	\mathbf{u}_{14N}	[MMN]	$t_{III}/2$	\mathbf{u}_{14P}	[PPM]	$t_{III}/2$

Sekwencja 7-segmentowa

W celu zminimalizowania wpływu generowanych wektorów napięcia trójfazowego na zmianę poziomu napięć zasilających trójpoziomowy falownik typu NPC, każda sekwencja przełączeń powinna zawierać przynajmniej jedną parę alternatywnych wektorów krótkich. Dzięki temu możliwa jest dodatkowa modulacja czasów ich trwania. W każdym sektorze można wyszczególnić dwie



Rys. 4.8: 5-segmentowa sekwencja przełączeń wektorów napięcia trójfazowego dla regionu 2. należącego do sektora I (wariant (a) z tabeli 4.2), przy założeniu równości czasów ich realizacji ($t_I = t_{II} = t_{III} = 1/3 T_s$)

grupy regionów w zależności od liczby wektorów krótkich, które wchodzi w ich skład. Jak można zauważyć na rysunku 4.3 oraz 4.11, regiony 3 i 4 skomponowane są z jednego wektora krótkiego, natomiast regiony 1 i 2 zawierają dwa z nich.

W pierwszym przypadku, gdy koniec referencyjnego wektora napięcia ($\mathbf{u}_{\alpha\beta}^*$) znajduje się w regionie 3 lub 4, może on zostać zsyntezowany za pomocą trzech wektorów dyskretnych różnego typu – długiego, średniego oraz krótkiego. Zatem, w tych trójkątnych regionach występuje tylko jedna para krótkich wektorów redundantnych (PN). Aby zminimalizować ich oddziaływanie na zmianę napięć wejściowych (u_{dc1} , u_{dc2}), zarówno wektor typu P oraz N powinien występować w danej sekwencji przełączeń, a czasy ich realizacji powinny być sobie równe. Bazując na wnioskach dotyczących 5-segmentowego cyklu przełączeń oraz angażując w nim jedyną możliwą parę krótkich wektorów alternatywnych, otrzymuje się postać 7-segmentową. Jej przykład, dotyczący sektora I oraz omawianego przypadku regionu 3. oraz 4., został przedstawiony w tabeli 4.3. Jak można zauważyć, okres realizacji krótkiego wektora napięcia został rozdzielony po połowie na wektor typu P oraz N. Suma poszczególnych czasów trwania wszystkich segmentów cyklu spełnia założenie 4.8, a więc jest równa okresowi próbkowania modulatora SVM (T_s). Co więcej, w realizacji wektorów napięcia podczas pojedynczej sekwencji, uczestniczą tylko dwa z czterech łączników półprzewodnikowych danej gałęzi fazowej. Są one w przeciągu jednego okresu T_s raz załączane oraz wyłączane w sposób przemienny. Na tej podstawie, częstotliwość przełączeń w przeliczeniu na pojedynczy łącznik półprzewodnikowy jest równa połowie

Tabela 4.3: Zestawienie 7-segmentowych sekwencji przełączeń wektorów napięcia trójfazowego w pojedynczym okresie impulsowania (T_s) modulatora SVM dla regionu 3. oraz 4., należącego do sektora I

Sektor I						
Seg.	Region 3.			Region 4.		
1	\mathbf{u}_{13N}	[MNN]	$t_I/4$	\mathbf{u}_{14N}	[MMN]	$t_{III}/4$
2	\mathbf{u}_1	[PNN]	$t_{III}/2$	\mathbf{u}_7	[PMN]	$t_{II}/2$
3	\mathbf{u}_7	[PMN]	$t_{II}/2$	\mathbf{u}_2	[PPN]	$t_I/2$
4	\mathbf{u}_{13P}	[PMM]	$t_I/2$	\mathbf{u}_{14P}	[PPM]	$t_{III}/2$
5	\mathbf{u}_7	[PMN]	$t_{II}/2$	\mathbf{u}_2	[PPN]	$t_I/2$
6	\mathbf{u}_1	[PNN]	$t_{III}/2$	\mathbf{u}_7	[PMN]	$t_{II}/2$
7	\mathbf{u}_{13N}	[MNN]	$t_I/4$	\mathbf{u}_{14N}	[MMN]	$t_{III}/4$

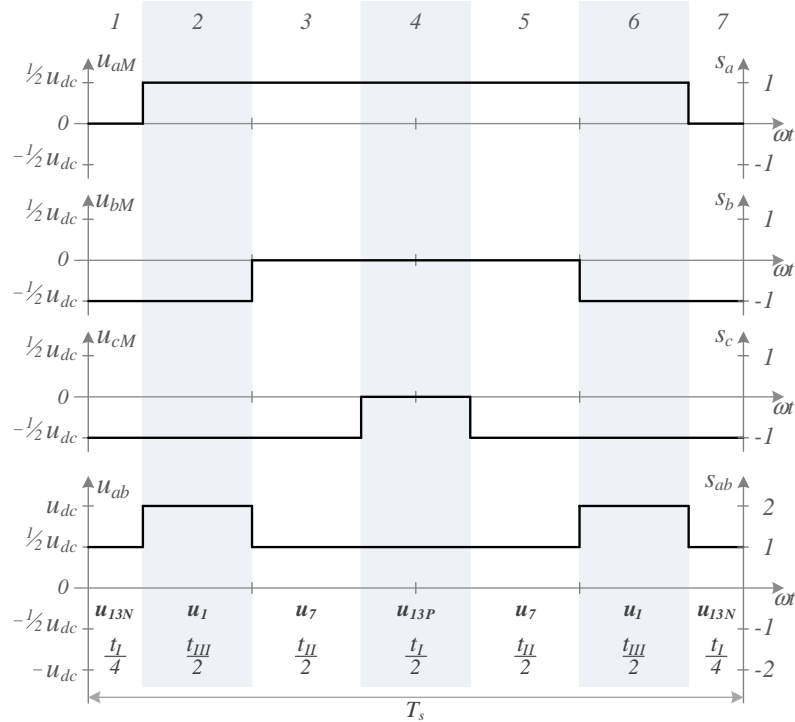
częstotliwość próbkowania modulatora SVM (f_s):

$$f_{sw} = \frac{1}{2}f_s = \frac{1}{2T_s} \quad (4.34)$$

Na rysunku 4.9 przedstawiono przebiegi napięć generowanych przez trójpoziomowy falownik typu NPC, podczas realizacji pojedynczego cyklu 7-segmentowej sekwencji przełączeń wektorów napięcia trójfazowego. Przyjęto, że przedziały czasowe (t_I , t_{II} , t_{III}) odpowiadające realizacji poszczególnych wektorów dyskretnych napięcia trójfazowego (\mathbf{u}_{13} , \mathbf{u}_7 , \mathbf{u}_1), są sobie równe i wynoszą $1/3T_s$. W takim przypadku, koniec wektora napięcia referencyjnego ($\mathbf{u}_{\alpha\beta}^*$) znajduje się w środku ciężkości trójkątnego regionu numer 3 (w równej odległości od jego wierzchołków), należącego do sektora I.

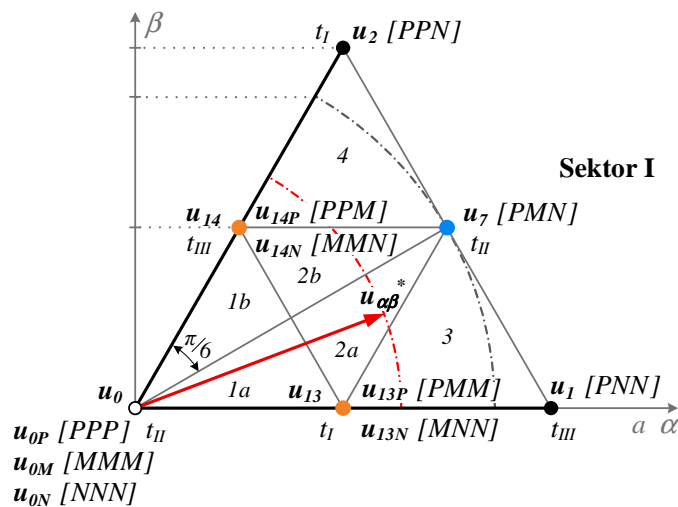
W drugim przypadku, gdy koniec referencyjnego wektora napięcia znajduje się w regionie 1 lub 2, to może on zostać zsyntezowany za pomocą trzech wektorów dyskretnych, z których dwa są typu krótkiego. Zatem, występują wśród nich dwie pary krótkich wektorów redundantnych (PN). Każda z nich powinna zawierać się w sekwencji przełączeń wektorów trójfazowych, aby zminimalizować ich oddziaływanie na zmianę napięć wejściowego dzielnika pojemnościowego (C_{dc1} , C_{dc2}). Dodatkowo czasy realizacji wektorów alternatywnych należących do jednej pary powinny być sobie równe. Niestety spełnienie obu tych warunków za pomocą 7-segmentowego cyklu przełączeń jest niemożliwe. Musiałby zostać on rozszerzony do 9 segmentów, co znacznie zwiększyłoby liczbę przełączeń łączników półprzewodnikowych w okresie próbkowania modulatora SVM, generując dodatkowe straty mocy. Ponadto częstotliwość łączy pomiędzy poszczególnymi regionami byłaby znacząco różna.

W celu zastosowania 7-segmentowej sekwencji przełączeń w regionach 1 oraz 2, której oddziaływanie na zmianę napięć wejściowych byłoby zminimalizowane, należy wprowadzić dodatkowy podział regionu 1. oraz 2. na dwa przystające podregiony a oraz b . Efekt tego działania w odniesieniu do sektora I został przedstawiony na rysunku 4.10. Różnica pomiędzy częścią a oraz b danego regionu, dotyczy wyboru dominującej pary krótkich wektorów redundantnych. Zatem, nawiązując do sektora I, jeżeli koniec wektora napięcia wzorcowego znajduje się w podregionie typu a , to w cyklu przełączeń wektorów dyskretnych zastosowana będzie para napięć alternatywnych \mathbf{u}_{13N} oraz \mathbf{u}_{13P} .



Rys. 4.9: 7-segmentowa sekwencja przełączeń wektorów napięcia trójfazowego dla regionu 3. należącego do sektora I (Tab.4.4), przy założeniu równości czasów ich realizacji ($t_I = t_{II} = t_{III} = 1/3T_s$)

W drugim przypadku, gdy koniec wektora napięcia wzorcowego zostanie zlokalizowany w podregionie typu *b*, dominująca w 7-segmentowej sekwencji przełączeń będzie para wektorów krótkich u_{14N} oraz u_{14P} . W ogólnym przypadku, w zależności od położenia końca wektora napięcia referencyjnego ($u_{\alpha\beta}^*$) w regionie 1. oraz 2. danego sektora, w cyklu przełączeń dominować będzie para wektorów alternatywnych zlokalizowana w jego bliższej odległości.



Rys. 4.10: Wektory napięć znajdujące się w sektorze I z dodatkowym podziałem regionu 1. (1a, 1b) oraz 2. (2a, 2b)

Tabela 4.4: Zestawienie 7-segmentowych sekwencji przełączeń wektorów napięcia trójfazowego w pojedynczym okresie impulsowania (T_s) modulatora SVM dla regionu 2. należącego do sektora I

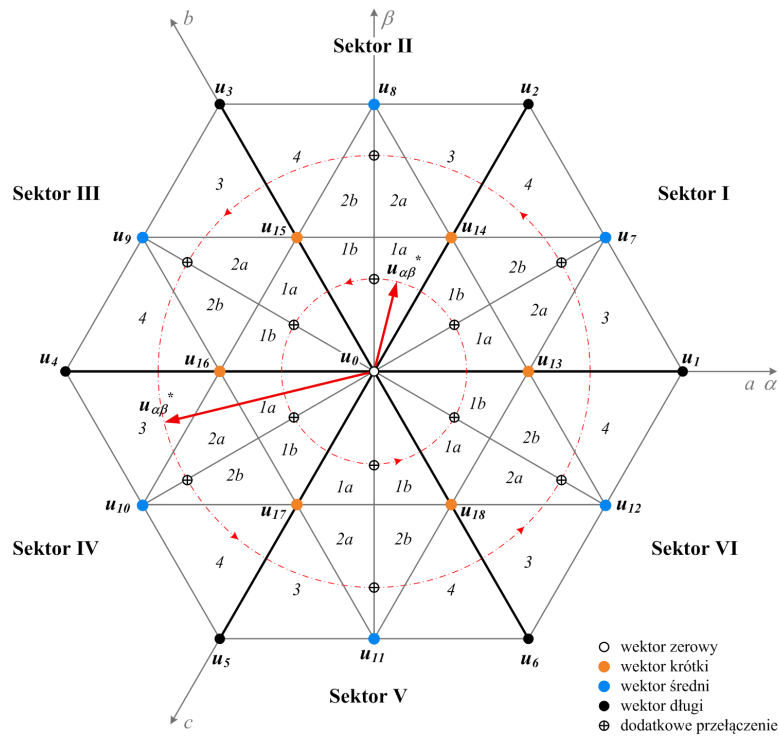
Sektor I, region 2.						
Seg.	Podregion a			Podregion b		
1	\mathbf{u}_{13N}	[MNN]	$t_I/4$	\mathbf{u}_{14N}	[MMN]	$t_{III}/4$
2	\mathbf{u}_{14N}	[MMN]	$t_{III}/2$	\mathbf{u}_7	[PMN]	$t_{II}/2$
3	\mathbf{u}_7	[PMN]	$t_{II}/2$	\mathbf{u}_{13P}	[PMM]	$t_I/2$
4	\mathbf{u}_{13P}	[PMM]	$t_I/2$	\mathbf{u}_{14P}	[PPM]	$t_{III}/2$
5	\mathbf{u}_7	[PMN]	$t_{II}/2$	\mathbf{u}_{13P}	[PMM]	$t_I/2$
6	\mathbf{u}_{14N}	[MMN]	$t_{III}/2$	\mathbf{u}_7	[PMN]	$t_{II}/2$
7	\mathbf{u}_{13N}	[MNN]	$t_I/4$	\mathbf{u}_{14N}	[MMN]	$t_{III}/4$

W tabeli 4.4 przedstawiono zestawienie 7-segmentowych sekwencji przełączeń dla regionu $2a$ oraz $2b$, należącego do sektora I. Jak można zauważyć, w części a dominuje para wektorów alternatywnych \mathbf{u}_{13NP} , z których każdy realizowany jest przez taki sam okres czasu ($t_I/2$). Dodatkowo występuje jeden krótki wektor typu N (\mathbf{u}_{14N}), należący do drugiej pary napięć redundantnych i realizowany w przedziale czasu równym t_{III} . Na tej podstawie można stwierdzić, że w podregionie a występuje przewaga krótkich wektorów typu N. Efektem tego będzie większe rozładowywanie kondensatora C_{dc2} wejściowego dzielnika pojemnościowego, a więc spadek wartości jego napięcia u_{dc2} oraz wzrost u_{dc1} (zależności 4.30 oraz 4.31). Sytuacja ta może trwać przez maksymalny przedział kąta elektrycznego równy $\pi/6$.

W części b regionu 2. (tabela 4.4) dominuje natomiast para wektorów alternatywnych \mathbf{u}_{14NP} , z których każdy realizowany jest przez taki sam okres czasu ($t_{III}/2$). Oprócz nich występuje też jeden krótki wektor typu P (\mathbf{u}_{13P}), należący do drugiej pary napięć alternatywnych i realizowany w przedziale czasu równym t_I . Na tej podstawie można wnioskować, że w przeciwieństwie do podregionu a , w części b występuje przewaga krótkich wektorów typu P. W efekcie będzie następować większe rozładowywanie kondensatora C_{dc1} wejściowego dzielnika pojemnościowego, a więc spadek wartości jego napięcia u_{dc1} , a wzrost u_{dc2} .

Z przeprowadzonych rozważań wynika, że części a oraz b regionów 1 i 2 charakteryzują się przeciwnymi w skutkach oddziaływaniami na poziomy napięć wejściowego dzielnika pojemnościowego. Zatem można stwierdzić, że w przedstawionej 7-segmentowej sekwencji przełączeń dyskretnych wektorów napięcia, w obrębie pojedynczego sektora (co kąt $\pi/3$) występuje zjawisko samoczynnej kompensacji wpływu wektorów krótkich na proces rozrównowazania napięć zasilających.

Niepożądanym skutkiem 7-segmentowej modulacji wektorowej jest pojawienie się dodatkowej zmiany stanu łączeniowego pojedynczej gałęzi fazowej falownika NPC (s_a , s_b , lub s_c), podczas przemieszczenia się końca wektora napięcia referencyjnego ($\mathbf{u}_{\alpha\beta}^*$) z podregionu a do b . Efekt ten można zauważyć na przykładzie sekwencji zestawionych w tabeli 4.4 dla regionu 2. sektora I. Podczas przejścia z 7. segmentu podregionu a do 1. segmentu części b , następuje zmiana generowanego dyskretnego wektora napięcia z \mathbf{u}_{13N} na \mathbf{u}_{14N} . W tym przypadku konsekwencją jest wystąpienie pojedynczego



Rys. 4.11: Heksagon wektorów napięcia trójfazowego z zaznaczonymi punktami występowania dodatkowego przełączenia łączników półprzewodnikowych na granicy regionów 1a-1b oraz 2a-2b

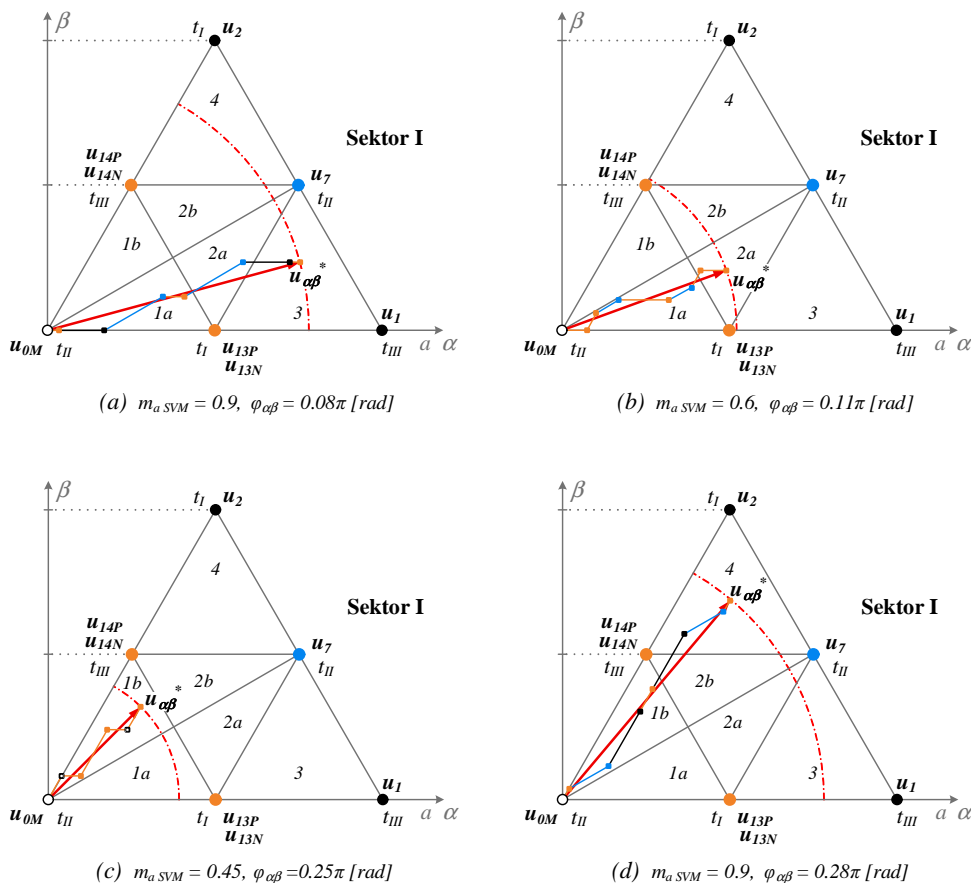
przełączenia dwóch łączników półprzewodnikowych w gałęzi fazy b . Wszystkie punkty dodatkowej komutacji zostały przedstawione na rysunku 4.11. Jak widać, podczas pełnego obrotu wektora wzorcowego (okresu podstawowej harmonicznej generowanego napięcia – T_1) występują one sześć razy. Na tej podstawie można wyznaczyć całkowitą częstotliwość cykli łączeniowych pojedynczego łącznika w trójpoziomowym falowniku napięcia typu NPC:

$$f_{sw} = \frac{1}{2}f_s + \frac{1}{2}f_1 \quad (4.35)$$

gdzie f_1 jest wartością częstotliwości podstawowej harmonicznej generowanego napięcia (50 [Hz] w europejskim systemie elektroenergetycznym), w przypadku falowników sprzężonych z linią zasilającą.

W tabelach 4.5 oraz 4.6, umieszczonych na końcu tego rozdziału, zawarto zestawienia dyskretnych wektorów napięcia oraz czasów ich trwania podczas realizacji 7-segmentowej metody modulacji. Przedstawiają one sekwencje przełączeń charakterystyczne dla każdego z sześciu sektorów oraz ich regionów.

Na rysunku 4.12 przedstawiono sposób komponowania referencyjnego wektora napięcia ($\mathbf{u}_{\alpha\beta}^*$) za pomocą wektorów dyskretnych w przedstawionej 7-segmentowej metodzie modulacji. Zaprezentowano cztery przykłady różniące się położeniem końca wektora wzorcowego wewnątrz I sektora heksagonalnej przestrzeni współrzędnych $\alpha\beta$ – różne wartości indeksu modulacji ($m_{a,SVM}$) oraz kąta fazowego ($\varphi_{\alpha\beta}$). Długości dyskretnych wektorów napięciowych zostały przeskalowane względem obliczonych czasów ich realizacji (t_I, t_{II}, t_{III}) oraz znormalizowane w odniesieniu do czasu impulsowania modulatora



Rys. 4.12: Przykłady kompozycji referencyjnego wektora napięcia ($\mathbf{u}_{\alpha\beta}^*$) za pomocą wektorów dyskretnych w 7-segmentowej metodzie modulacji

SVM (T_s). Kolejność ich występowania w przedstawionych złożeniach geometrycznych wynika z 7-segmentowego cyklu przełączeń, właściwego dla danego regionu sektora I (tabela 4.5 oraz 4.6).

Podsumowanie

Na podstawie przeprowadzonej w rozdziale 4.2.5 analizy, można wyszczególnić charakterystyczne własności 7-segmentowej metody modulacji wektorowej:

- przełączenie pomiędzy aktualnie realizowanym wektorem napięcia, a kolejnym następującym po nim, powoduje zmianę stanu jedynie dwóch łączników półprzewodnikowych należących do tej samej gałęzi fazowej falownika – jeden łącznik jest wyłączany, a drugi załączany.
- równomierny rozdział czasów realizacji redundantnych wektorów krótkich typu P oraz N zapewnia, że średnia wartość obciążenia każdej sekcji wejściowego dzielnika pojemnościowego jest taka sama – modulacja nie przyczynia się do procesu rozrównywania napięć zasilających falownik NPC (u_{dc1} , u_{dc2}).
- przejście końca wektora napięcia referencyjnego ($\mathbf{u}_{\alpha\beta}^*$) przez granicę sąsiednich subregionów typu a oraz b wymusza zmianę stanu w pojedynczej gałęzi fazowej (przełączenie dwóch z czterech łączników

Tabela 4.5: Zestawienie wektorów napięcia oraz czasów ich trwania podczas realizacji 7-segmentowej modulacji wektorowej w regionach 1a, 1b oraz 2a wszystkich sześciu sektorów przestrzeni heksagonalnej składowych $\alpha\beta$

	Seg.	Regiony								
		1a			1b			2a		
Sektor I	1	\mathbf{u}_{13N}	[MNN]	$t_I/4$	\mathbf{u}_{14N}	[MMN]	$t_{III}/4$	\mathbf{u}_{13N}	[MNN]	$t_I/4$
	2	\mathbf{u}_{14N}	[MMN]	$t_{III}/2$	\mathbf{u}_{0M}	[MMM]	$t_{II}/2$	\mathbf{u}_{14N}	[MMN]	$t_{III}/2$
	3	\mathbf{u}_{0M}	[MMM]	$t_{II}/2$	\mathbf{u}_{13P}	[PMM]	$t_I/2$	\mathbf{u}_7	[PMN]	$t_{II}/2$
	4	\mathbf{u}_{13P}	[PMM]	$t_I/2$	\mathbf{u}_{14P}	[PPM]	$t_{III}/2$	\mathbf{u}_{13P}	[PMM]	$t_I/2$
	5	\mathbf{u}_{0M}	[MMM]	$t_{II}/2$	\mathbf{u}_{13P}	[PMM]	$t_I/2$	\mathbf{u}_7	[PMN]	$t_{II}/2$
	6	\mathbf{u}_{14N}	[MMN]	$t_{III}/2$	\mathbf{u}_{0M}	[MMM]	$t_{II}/2$	\mathbf{u}_{14N}	[MMN]	$t_{III}/2$
	7	\mathbf{u}_{13N}	[MNN]	$t_I/4$	\mathbf{u}_{14N}	[MMN]	$t_{III}/4$	\mathbf{u}_{13N}	[MNN]	$t_I/4$
Sektor II	1	\mathbf{u}_{14N}	[MMN]	$t_I/4$	\mathbf{u}_{15N}	[NMN]	$t_{III}/4$	\mathbf{u}_{14N}	[MMN]	$t_I/4$
	2	\mathbf{u}_{0M}	[MMM]	$t_{II}/2$	\mathbf{u}_{14N}	[MMN]	$t_I/2$	\mathbf{u}_8	[MPN]	$t_{II}/2$
	3	\mathbf{u}_{15P}	[MPM]	$t_{III}/2$	\mathbf{u}_{0M}	[MMM]	$t_{II}/2$	\mathbf{u}_{15P}	[MPM]	$t_{III}/2$
	4	\mathbf{u}_{14P}	[PPM]	$t_I/2$	\mathbf{u}_{15P}	[MPM]	$t_{III}/2$	\mathbf{u}_{14P}	[PPM]	$t_I/2$
	5	\mathbf{u}_{15P}	[MPM]	$t_{III}/2$	\mathbf{u}_{0M}	[MMM]	$t_{II}/2$	\mathbf{u}_{15P}	[MPM]	$t_{III}/2$
	6	\mathbf{u}_{0M}	[MMM]	$t_{II}/2$	\mathbf{u}_{14N}	[MMN]	$t_I/2$	\mathbf{u}_8	[MPN]	$t_{II}/2$
	7	\mathbf{u}_{14N}	[MMN]	$t_I/4$	\mathbf{u}_{15N}	[NMN]	$t_{III}/4$	\mathbf{u}_{14N}	[MMN]	$t_I/4$
Sektor III	1	\mathbf{u}_{15N}	[NMN]	$t_I/4$	\mathbf{u}_{16N}	[NMM]	$t_{III}/4$	\mathbf{u}_{15N}	[NMN]	$t_I/4$
	2	\mathbf{u}_{16N}	[NMM]	$t_{III}/2$	\mathbf{u}_{0M}	[MMM]	$t_{II}/2$	\mathbf{u}_{16N}	[NMM]	$t_{III}/2$
	3	\mathbf{u}_{0M}	[MMM]	$t_{II}/2$	\mathbf{u}_{15P}	[MPM]	$t_I/2$	\mathbf{u}_9	[NPM]	$t_{II}/2$
	4	\mathbf{u}_{15P}	[MPM]	$t_I/2$	\mathbf{u}_{16P}	[MPP]	$t_{III}/2$	\mathbf{u}_{15P}	[MPM]	$t_I/2$
	5	\mathbf{u}_{0M}	[MMM]	$t_{II}/2$	\mathbf{u}_{15P}	[MPM]	$t_I/2$	\mathbf{u}_9	[NPM]	$t_{II}/2$
	6	\mathbf{u}_{16N}	[NMM]	$t_{III}/2$	\mathbf{u}_{0M}	[MMM]	$t_{II}/2$	\mathbf{u}_{16N}	[NMM]	$t_{III}/2$
	7	\mathbf{u}_{15N}	[NMN]	$t_I/4$	\mathbf{u}_{16N}	[NMM]	$t_{III}/4$	\mathbf{u}_{15N}	[NMN]	$t_I/4$
Sektor IV	1	\mathbf{u}_{16N}	[NMM]	$t_I/4$	\mathbf{u}_{17N}	[NNM]	$t_{III}/4$	\mathbf{u}_{16N}	[NMM]	$t_I/4$
	2	\mathbf{u}_{0M}	[MMM]	$t_{II}/2$	\mathbf{u}_{16N}	[NMM]	$t_I/2$	\mathbf{u}_{10}	[NMP]	$t_{II}/2$
	3	\mathbf{u}_{17P}	[MMP]	$t_{III}/2$	\mathbf{u}_{0M}	[MMM]	$t_{II}/2$	\mathbf{u}_{17P}	[MMP]	$t_{III}/2$
	4	\mathbf{u}_{16P}	[MPP]	$t_I/2$	\mathbf{u}_{17P}	[MMP]	$t_{III}/2$	\mathbf{u}_{16P}	[MPP]	$t_I/2$
	5	\mathbf{u}_{17P}	[MMP]	$t_{III}/2$	\mathbf{u}_{0M}	[MMM]	$t_{II}/2$	\mathbf{u}_{17P}	[MMP]	$t_{III}/2$
	6	\mathbf{u}_{0M}	[MMM]	$t_{II}/2$	\mathbf{u}_{16N}	[NMM]	$t_I/2$	\mathbf{u}_{10}	[NMP]	$t_{II}/2$
	7	\mathbf{u}_{16N}	[NMM]	$t_I/4$	\mathbf{u}_{17N}	[NNM]	$t_{III}/4$	\mathbf{u}_{16N}	[NMM]	$t_I/4$
Sektor V	1	\mathbf{u}_{17N}	[NNM]	$t_I/4$	\mathbf{u}_{18N}	[MNM]	$t_{III}/4$	\mathbf{u}_{17N}	[NNM]	$t_I/4$
	2	\mathbf{u}_{18N}	[MNM]	$t_{III}/2$	\mathbf{u}_{0M}	[MMM]	$t_{II}/2$	\mathbf{u}_{18N}	[MNM]	$t_{III}/2$
	3	\mathbf{u}_{0M}	[MMM]	$t_{II}/2$	\mathbf{u}_{17P}	[MMP]	$t_I/2$	\mathbf{u}_{11}	[MNP]	$t_{II}/2$
	4	\mathbf{u}_{17P}	[MMP]	$t_I/2$	\mathbf{u}_{18P}	[PMP]	$t_{III}/2$	\mathbf{u}_{17P}	[MMP]	$t_I/2$
	5	\mathbf{u}_{0M}	[MMM]	$t_{II}/2$	\mathbf{u}_{17P}	[MMP]	$t_I/2$	\mathbf{u}_{11}	[MNP]	$t_{II}/2$
	6	\mathbf{u}_{18N}	[MNM]	$t_{III}/2$	\mathbf{u}_{0M}	[MMM]	$t_{II}/2$	\mathbf{u}_{18N}	[MNM]	$t_{III}/2$
	7	\mathbf{u}_{17N}	[NNM]	$t_I/4$	\mathbf{u}_{18N}	[MNM]	$t_{III}/4$	\mathbf{u}_{17N}	[NNM]	$t_I/4$
Sektor VI	1	\mathbf{u}_{18N}	[MNM]	$t_I/4$	\mathbf{u}_{13N}	[MNN]	$t_{III}/4$	\mathbf{u}_{18N}	[MNM]	$t_I/4$
	2	\mathbf{u}_{0M}	[MMM]	$t_{II}/2$	\mathbf{u}_{18N}	[MNM]	$t_I/2$	\mathbf{u}_{12}	[PNM]	$t_{II}/2$
	3	\mathbf{u}_{13P}	[PMM]	$t_{III}/2$	\mathbf{u}_{0M}	[MMM]	$t_{II}/2$	\mathbf{u}_{13P}	[PMM]	$t_{III}/2$
	4	\mathbf{u}_{18P}	[PMP]	$t_I/2$	\mathbf{u}_{13P}	[PMM]	$t_{III}/2$	\mathbf{u}_{18P}	[PMP]	$t_I/2$
	5	\mathbf{u}_{13P}	[PMM]	$t_{III}/2$	\mathbf{u}_{0M}	[MMM]	$t_{II}/2$	\mathbf{u}_{13P}	[PMM]	$t_{III}/2$
	6	\mathbf{u}_{0M}	[MMM]	$t_{II}/2$	\mathbf{u}_{18N}	[MNM]	$t_I/2$	\mathbf{u}_{12}	[PNM]	$t_{II}/2$
	7	\mathbf{u}_{18N}	[MNM]	$t_I/4$	\mathbf{u}_{13N}	[MNN]	$t_{III}/4$	\mathbf{u}_{18N}	[MNM]	$t_I/4$

Tabela 4.6: Zestawienie wektorów napięcia oraz czasów ich trwania podczas realizacji 7-segmentowej modulacji wektorowej w regionach 2b, 3 oraz 4 wszystkich sześciu sektorów przestrzeni heksagonalnej składowych $\alpha\beta$

	Seg.	Regiony								
		2b		3		4				
Sektor I	1	\mathbf{u}_{14N}	[MMN]	$t_{III}/4$	\mathbf{u}_{13N}	[MNN]	$t_I/4$	\mathbf{u}_{14N}	[MMN]	$t_{III}/4$
	2	\mathbf{u}_7	[PMN]	$t_{II}/2$	\mathbf{u}_1	[PNN]	$t_{III}/2$	\mathbf{u}_7	[PMN]	$t_{II}/2$
	3	\mathbf{u}_{13P}	[PMM]	$t_I/2$	\mathbf{u}_7	[PMN]	$t_{II}/2$	\mathbf{u}_2	[PPN]	$t_I/2$
	4	\mathbf{u}_{14P}	[PPM]	$t_{III}/2$	\mathbf{u}_{13P}	[PMM]	$t_I/2$	\mathbf{u}_{14P}	[PPM]	$t_{III}/2$
	5	\mathbf{u}_{13P}	[PMM]	$t_I/2$	\mathbf{u}_7	[PMN]	$t_{II}/2$	\mathbf{u}_2	[PPN]	$t_I/2$
	6	\mathbf{u}_7	[PMN]	$t_{II}/2$	\mathbf{u}_1	[PNN]	$t_{III}/2$	\mathbf{u}_7	[PMN]	$t_{II}/2$
	7	\mathbf{u}_{14N}	[MMN]	$t_{III}/4$	\mathbf{u}_{13N}	[MNN]	$t_I/4$	\mathbf{u}_{14N}	[MMN]	$t_{III}/4$
Sektor II	1	\mathbf{u}_{15N}	[NMN]	$t_{III}/4$	\mathbf{u}_{14N}	[MMN]	$t_I/4$	\mathbf{u}_{15N}	[NMN]	$t_{III}/4$
	2	\mathbf{u}_{14N}	[MMN]	$t_I/2$	\mathbf{u}_8	[MPN]	$t_{II}/2$	\mathbf{u}_3	[NPN]	$t_I/2$
	3	\mathbf{u}_8	[MPN]	$t_{II}/2$	\mathbf{u}_2	[PPN]	$t_{III}/2$	\mathbf{u}_8	[MPN]	$t_{II}/2$
	4	\mathbf{u}_{15P}	[MPM]	$t_{III}/2$	\mathbf{u}_{14P}	[PPM]	$t_I/2$	\mathbf{u}_{15P}	[MPM]	$t_{III}/2$
	5	\mathbf{u}_8	[MPN]	$t_{II}/2$	\mathbf{u}_2	[PPN]	$t_{III}/2$	\mathbf{u}_8	[MPN]	$t_{II}/2$
	6	\mathbf{u}_{14N}	[MMN]	$t_I/2$	\mathbf{u}_8	[MPN]	$t_{II}/2$	\mathbf{u}_3	[NPN]	$t_I/2$
	7	\mathbf{u}_{15N}	[NMN]	$t_{III}/4$	\mathbf{u}_{14N}	[MMN]	$t_I/4$	\mathbf{u}_{15N}	[NMN]	$t_{III}/4$
Sektor III	1	\mathbf{u}_{16N}	[NMM]	$t_{III}/4$	\mathbf{u}_{15N}	[NMN]	$t_I/4$	\mathbf{u}_{16N}	[NMM]	$t_{III}/4$
	2	\mathbf{u}_9	[NPM]	$t_{II}/2$	\mathbf{u}_3	[NPN]	$t_{III}/2$	\mathbf{u}_9	[NPM]	$t_{II}/2$
	3	\mathbf{u}_{15P}	[MPM]	$t_I/2$	\mathbf{u}_9	[NPM]	$t_{II}/2$	\mathbf{u}_4	[NPP]	$t_I/2$
	4	\mathbf{u}_{16P}	[MPP]	$t_{III}/2$	\mathbf{u}_{15P}	[MPM]	$t_I/2$	\mathbf{u}_{16P}	[MPP]	$t_{III}/2$
	5	\mathbf{u}_{15P}	[MPM]	$t_I/2$	\mathbf{u}_9	[NPM]	$t_{II}/2$	\mathbf{u}_4	[NPP]	$t_I/2$
	6	\mathbf{u}_9	[NPM]	$t_{II}/2$	\mathbf{u}_3	[NPN]	$t_{III}/2$	\mathbf{u}_9	[NPM]	$t_{II}/2$
	7	\mathbf{u}_{16N}	[NMM]	$t_{III}/4$	\mathbf{u}_{15N}	[NMN]	$t_I/4$	\mathbf{u}_{16N}	[NMM]	$t_{III}/4$
Sektor IV	1	\mathbf{u}_{17N}	[NNM]	$t_{III}/4$	\mathbf{u}_{16N}	[NMM]	$t_I/4$	\mathbf{u}_{17N}	[NNM]	$t_{III}/4$
	2	\mathbf{u}_{16N}	[NMM]	$t_I/2$	\mathbf{u}_{10}	[NMP]	$t_{II}/2$	\mathbf{u}_5	[NNP]	$t_I/2$
	3	\mathbf{u}_{10}	[NMP]	$t_{II}/2$	\mathbf{u}_4	[NPP]	$t_{III}/2$	\mathbf{u}_{10}	[NMP]	$t_{II}/2$
	4	\mathbf{u}_{17P}	[MMP]	$t_{III}/2$	\mathbf{u}_{16P}	[MPP]	$t_I/2$	\mathbf{u}_{17P}	[MMP]	$t_{III}/2$
	5	\mathbf{u}_{10}	[NMP]	$t_{II}/2$	\mathbf{u}_4	[NPP]	$t_{III}/2$	\mathbf{u}_{10}	[NMP]	$t_{II}/2$
	6	\mathbf{u}_{16N}	[NMM]	$t_I/2$	\mathbf{u}_{10}	[NMP]	$t_{II}/2$	\mathbf{u}_5	[NNP]	$t_I/2$
	7	\mathbf{u}_{17N}	[NNM]	$t_{III}/4$	\mathbf{u}_{16N}	[NMM]	$t_I/4$	\mathbf{u}_{17N}	[NNM]	$t_{III}/4$
Sektor V	1	\mathbf{u}_{18N}	[MNM]	$t_{III}/4$	\mathbf{u}_{17N}	[NNM]	$t_I/4$	\mathbf{u}_{18N}	[MNM]	$t_{III}/4$
	2	\mathbf{u}_{11}	[MNP]	$t_{II}/2$	\mathbf{u}_5	[NNP]	$t_{III}/2$	\mathbf{u}_{11}	[MNP]	$t_{II}/2$
	3	\mathbf{u}_{17P}	[MMP]	$t_I/2$	\mathbf{u}_{11}	[MNP]	$t_{II}/2$	\mathbf{u}_6	[PNP]	$t_I/2$
	4	\mathbf{u}_{18P}	[PMP]	$t_{III}/2$	\mathbf{u}_{17P}	[MMP]	$t_I/2$	\mathbf{u}_{18P}	[PMP]	$t_{III}/2$
	5	\mathbf{u}_{17P}	[MMP]	$t_I/2$	\mathbf{u}_{11}	[MNP]	$t_{II}/2$	\mathbf{u}_6	[PNP]	$t_I/2$
	6	\mathbf{u}_{11}	[MNP]	$t_{II}/2$	\mathbf{u}_5	[NNP]	$t_{III}/2$	\mathbf{u}_{11}	[MNP]	$t_{II}/2$
	7	\mathbf{u}_{18N}	[MNM]	$t_{III}/4$	\mathbf{u}_{17N}	[NNM]	$t_I/4$	\mathbf{u}_{18N}	[MNM]	$t_{III}/4$
Sektor VI	1	\mathbf{u}_{13N}	[MNN]	$t_{III}/4$	\mathbf{u}_{18N}	[MNM]	$t_I/4$	\mathbf{u}_{13N}	[MNN]	$t_{III}/4$
	2	\mathbf{u}_{18N}	[MNM]	$t_I/2$	\mathbf{u}_{12}	[PNM]	$t_{II}/2$	\mathbf{u}_1	[PNN]	$t_I/2$
	3	\mathbf{u}_{12}	[PNM]	$t_{II}/2$	\mathbf{u}_6	[PNP]	$t_{III}/2$	\mathbf{u}_{12}	[PNM]	$t_{II}/2$
	4	\mathbf{u}_{13P}	[PMM]	$t_{III}/2$	\mathbf{u}_{18P}	[PMP]	$t_I/2$	\mathbf{u}_{13P}	[PMM]	$t_{III}/2$
	5	\mathbf{u}_{12}	[PNM]	$t_{II}/2$	\mathbf{u}_6	[PNP]	$t_{III}/2$	\mathbf{u}_{12}	[PNM]	$t_{II}/2$
	6	\mathbf{u}_{18N}	[MNM]	$t_I/2$	\mathbf{u}_{12}	[PNM]	$t_{II}/2$	\mathbf{u}_1	[PNN]	$t_I/2$
	7	\mathbf{u}_{13N}	[MNN]	$t_{III}/4$	\mathbf{u}_{18N}	[MNM]	$t_I/4$	\mathbf{u}_{13N}	[MNN]	$t_{III}/4$

półprzewodnikowych) – średnią częstotliwość łączy (f_{sw}) opisuje zależność 4.35.

- (d) jedynym używanym wektorem zerowym jest wektor \mathbf{u}_{0M} (tabela 4.5 oraz 4.6).

4.3 Implementacja wektorowej metody modulacji szerokości impulsów

4.3.1 Algorytm realizacji 7-segmentowej modulacji wektorowej

W rozdziale 4.2 przedstawione zostały założenia teoretyczne oraz przeprowadzone niezbędne analizy, umożliwiające efektywną realizację referencyjnych wektorów napięcia trójfazowego za pomocą trójpoziomowego falownika typu NPC. Na ich podstawie zaimplementowany może zostać algorytm 7-segmentowej metody modulacji wektora przestrzennego (SVM). Poglądowy schemat blokowy takiego modulatora, przedstawiony został na rysunku 4.13. Przy projektowaniu jego struktury oraz zawartych w niej funkcji, wzięto pod uwagę sposób ich implementacji zarówno w środowisku symulacyjnym (Matlab\Simulink), jak i na docelowym sterowniku wyposażonym w stałoprzecinkowy układ logiki programowalnej FPGA. Z tego względu poszczególne części modulatora zostały zoptymalizowane pod kątem łatwości ich realizacji, a więc ilości wymaganych zasobów obliczeniowych (np. liczby elementów logicznych, czy taktów zegarowych).

Podstawowymi wielkościami wejściowymi do modulatora wektorowego są składowe ortogonalne $\alpha\beta$ wektora napięcia referencyjnego ($\mathbf{u}_{\alpha\beta}^*$), wyliczone przez nadrzędny układ sterowania falownikiem. Przyjęto założenie, że sygnały przetwarzane wewnątrz algorytmu modulacji są znormalizowane do jedności, czyli zawierają się w przedziale $\langle -1 : 1 \rangle$. Takie podejście pozwala łatwo przewidzieć zakresy liczbowe, na których będą przeprowadzane operacje matematyczne. Z tego względu wartości składowych napięciowych są wstępnie dzielone przez największą możliwą długość wektora w modulacji wektorowej (bez uwzględnienia nadmodulacji, zależność 4.1), czyli $u_{\alpha\beta max}^* = u_{dc}/\sqrt{3}$. Wówczas maksymalna długość wektora napięcia referencyjnego odpowiada jednostkowej wartości amplitudowego indeksu modulacji ($m_{a SVM}$, równania 4.4 - 4.6). Jak można zauważyć na schemacie 4.13, oprócz składowych $\alpha\beta$, sygnałami wejściowymi są również składowe referencyjne bc układu trójfazowego, wykorzystywane w procesie detekcji numeru aktualnego sektora oraz części regionów (a , b). Znormalizowane wielkości napięciowe oznaczone zostały symbolami d , poprzez analogię do współczynnika wypełnienia szerokości impulsów:

$$\begin{aligned} \mathbf{d}_{\alpha\beta}^* &= \frac{u_{dc}}{\sqrt{3}} \mathbf{u}_{\alpha\beta}^* \\ \mathbf{d}_{bc}^* &= \frac{u_{dc}}{\sqrt{3}} \mathbf{u}_{bc}^* \end{aligned} \quad (4.36)$$

Jak zostało pokazane na rysunku 4.11 oraz 4.12 koniec referencyjnego wektora napięcia ($\mathbf{u}_{\alpha\beta}^*$) przemieszcza się wewnątrz heksagonu podzielonego

na 6 trójkątnych sektorów. Każdy z nich składa się z 4 regionów, z których te o indeksach 1 oraz 2 posiadają dodatkowe części (podregiony) - a oraz b . W każdym z regionów danego sektora do kompozycji wektora przestrzennego wykorzystywany jest inny zbiór dostępnych wektorów napięcia. Z tego względu bardzo ważną kwestią jest jednoznaczne określenie aktualnej pozycji końcówki wektora ($\mathbf{u}_{\alpha\beta}^*$). Detekcja numeru sektora (s_{SVM}) realizowana jest poprzez odpowiednio ułożone porównania chwilowych wartości składowych trójfazowych (d_{abc}). Takie podejście umożliwia łatwy podział heksagonu na przedziały o zakresie kątowym $\pi/3$ [rad]. Natomiast, podregiony (r_{abSVM}) o przedziałach kątowych $\pi/6$ [rad] można wyznaczyć za pomocą relacji pomiędzy wartościami międzyfazowymi (d_{ab}, d_{bc}, d_{ca}). Przykładową sekwencję takich warunków przedstawiają zależności 4.37 oraz 4.38:

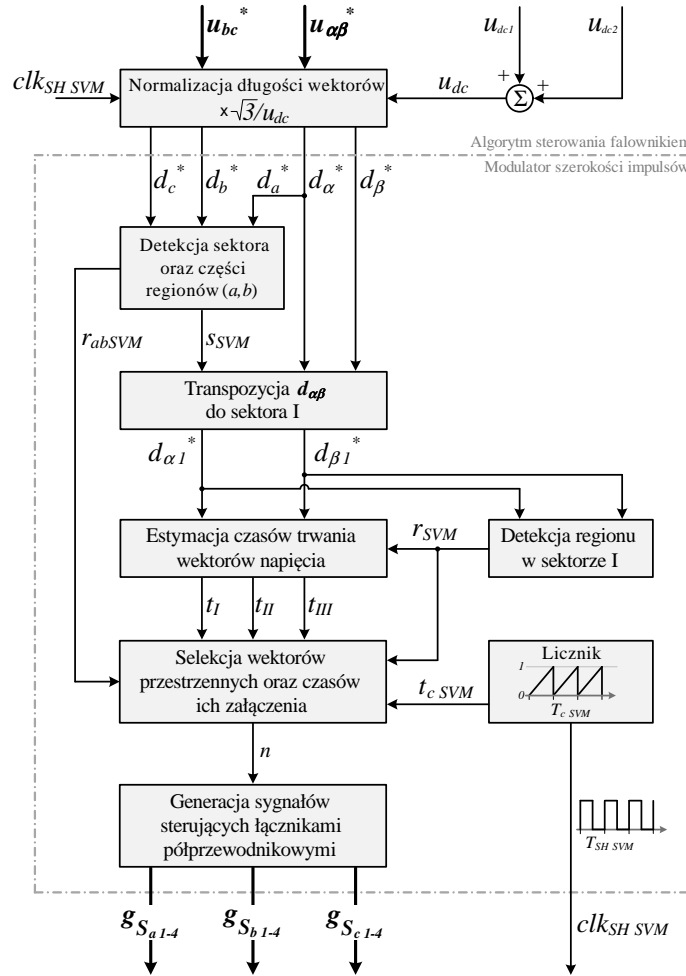
$$\begin{aligned}
\text{Sektor I: } & u_b \geq u_c \wedge u_a \geq u_b \Rightarrow s_{SVM} = 1 \\
& u_{ab} \geq u_{bc} \Rightarrow r_{abSVM} = 0 (a) \\
& u_{ab} < u_{bc} \Rightarrow r_{abSVM} = 1 (b) \\
\text{Sektor II: } & u_a \geq u_c \wedge u_b \geq u_a \Rightarrow s_{SVM} = 2 \\
& u_{ab} \geq u_{ca} \Rightarrow r_{abSVM} = 0 (a) \\
& u_{ab} < u_{ca} \Rightarrow r_{abSVM} = 1 (b) \\
\text{Sektor III: } & u_b \geq u_c \wedge u_c \geq u_a \Rightarrow s_{SVM} = 3 \\
& u_{bc} \geq u_{ca} \Rightarrow r_{abSVM} = 0 (a) \\
& u_{bc} < u_{ca} \Rightarrow r_{abSVM} = 1 (b)
\end{aligned} \tag{4.37}$$

$$\begin{aligned}
\text{Sektor IV: } & u_b \geq u_a \wedge u_c \geq u_b \Rightarrow s_{SVM} = 4 \\
& u_{bc} \geq u_{ab} \Rightarrow r_{abSVM} = 0 (a) \\
& u_{bc} < u_{ab} \Rightarrow r_{abSVM} = 1 (b) \\
\text{Sektor V: } & u_c \geq u_a \wedge u_a \geq u_b \Rightarrow s_{SVM} = 5 \\
& u_{ca} \geq u_{ab} \Rightarrow r_{abSVM} = 0 (a) \\
& u_{ca} < u_{ab} \Rightarrow r_{abSVM} = 1 (b) \\
\text{Sektor VI: } & u_a \geq u_c \wedge u_c \geq u_b \Rightarrow s_{SVM} = 6 \\
& u_{ca} \geq u_{bc} \Rightarrow r_{abSVM} = 0 (a) \\
& u_{ca} < u_{bc} \Rightarrow r_{abSVM} = 1 (b)
\end{aligned} \tag{4.38}$$

W rozdziale 4.2.2 wyprowadzono zależności pozwalające obliczyć okresy (t_I, t_{II}, t_{III}) trwania danych wektorów napięcia w wybranym regionie (równania 4.10 – 4.25). Jak zostało opisane, obowiązują one jedynie w sektorze I przestrzeni heksagonalnej $\alpha\beta$. Z tego powodu, należy cyklicznie transponować wektor referencyjny ($\mathbf{d}_{\alpha\beta}^*$) właśnie do sektora I oraz odpowiednio mapować dyskretne wektory napięć, znajdujące się oryginalnie w sektorach II-VI. Dzięki takiemu zabiegowi cała przestrzeń heksagonalna, zostaje ograniczona jedynie do wycinka kąowego $\pi/3$ [rad]. Sposób przekształcenia składowych ($d_{\alpha}^*, d_{\beta}^*$) do obszaru I sektora ($d_{\alpha 1}^*, d_{\beta 1}^*$) został wyrażony równaniem 4.39:

$$\begin{cases} d_{\alpha 1}^* = d_{\alpha}^* \cos\left(\frac{\pi}{3}[s_{SVM} - 1]\right) + d_{\beta}^* \sin\left(\frac{\pi}{3}[s_{SVM} - 1]\right) \\ d_{\beta 1}^* = d_{\beta}^* \cos\left(\frac{\pi}{3}[s_{SVM} - 1]\right) - d_{\alpha}^* \sin\left(\frac{\pi}{3}[s_{SVM} - 1]\right) \end{cases} \tag{4.39}$$

Jak można zauważyć w równaniu 4.39, funkcje trygonometryczne przyjmują jedynie dyskretne wartości w zależności od aktualnie obowiązującego numeru



Rys. 4.13: Schemat blokowy realizacji modulatora wektorowego szerokości impulsów

sektora (s_{SVM}). Mogą one zostać zatem obliczone awansem i zapisane w postaci wielkości stałych w algorytmie realizującym modulację wektorową.

Znając wartości składowych w sektorze I ($d_{\alpha 1}^*$, $d_{\beta 1}^*$), można dokonać detekcji regionu, w którym znajduje się koniec wektora referencyjnego (rysunek 4.10). Można to zrobić, np. poprzez wyznaczenie zależności geometrycznych pomiędzy prostymi utworzonymi przez boki sąsiednich regionów. Otrzymana się wówczas warunki opisane równaniami:

$$\begin{aligned}
 \text{Region 1: } & u_{\beta 1}^* \leq 1 - \sqrt{3}u_{\alpha 1}^* & \Rightarrow & s_{SVM} = 1 \\
 \text{Region 3: } & u_{\beta 1}^* \leq \sqrt{3}u_{\alpha 1}^* - 1 & \Rightarrow & s_{SVM} = 3 \\
 \text{Region 4: } & u_{\beta 1}^* \geq 0.5 & \Rightarrow & s_{SVM} = 4 \\
 \text{Region 2: } & \text{pozostałe przypadki} & \Rightarrow & s_{SVM} = 2
 \end{aligned} \tag{4.40}$$

Po wyznaczeniu numeru aktualnego regionu (r_{SVM}) oraz jego części (r_{abSVM}) w sektorze I, mogą zostać obliczone okresy (t_I, t_{II}, t_{III}) załączenia poszczególnych wektorów napięcia. Zależności charakterystyczne dla każdego regionu zostały wyznaczone w rozdziale 4.2.2 (równania 4.10 – 4.25). Są one funkcjami chwilowych wartości składowych $\alpha\beta$ wektora napięcia referencyjnego ($\mathbf{u}_{\alpha\beta}^*$), napięcia stałego zasilającego falownik (u_{dc}) oraz całkowitego okresu trwania pojedynczej sekwencji przełączeń

(T_s) i wyrażone w jednostkach czasu. Opisywany algorytm modulacji wektorowej realizowany jest w wartościach znormalizowanych zarówno sygnałów referencyjnych jak i zmiennych czasowych. Z tego względu, zależności 4.10 – 4.25 zostały przekształcone zgodnie z założeniem 4.36. Zestawienie wszystkich unormowanych równań opisujących czasy trwania danych wektorów (t_I, t_{II}, t_{III}), zostało przedstawione w tabeli 4.2. Wyznaczone w ten sposób wartości spełniają równość:

$$t_I + t_{II} + t_{III} = 1 \quad (4.41)$$

Tabela 4.7: Zależności opisujące czasy trwania odpowiednich wektorów napięcia, wyznaczone na podstawie znormalizowanych składowych ($d_{\alpha 1}^*, d_{\beta 1}^*$) wektora referencyjnego w I sektorze przestrzeni heksagonalnej

Region	t_I	t_{II}	t_{III}
1	$\sqrt{3}d_{\alpha 1}^* - d_{\beta 1}^*$	$1 - (\sqrt{3}d_{\alpha 1}^* + d_{\beta 1}^*)$	$2d_{\beta 1}^*$
2	$1 - 2d_{\beta 1}^*$	$\sqrt{3}d_{\alpha 1}^* + d_{\beta 1}^* - 1$	$1 - (\sqrt{3}d_{\alpha 1}^* - d_{\beta 1}^*)$
3	$2 - (\sqrt{3}d_{\alpha 1}^* + d_{\beta 1}^*)$	$2d_{\beta 1}^*$	$\sqrt{3}d_{\alpha 1}^* - d_{\beta 1}^* - 1$
4	$2d_{\beta 1}^* - 1$	$\sqrt{3}d_{\alpha 1}^* - d_{\beta 1}^*$	$2 - (\sqrt{3}d_{\alpha 1}^* + d_{\beta 1}^*)$

7-segmentowa sekwencja przełączeń wektorów napięcia w wyznaczonej części danego regionu (r_{abSVM}, r_{SVM}) oraz w dokładnie zdefiniowanych momentach czasu, realizowana jest zgodnie z zestawieniem wszystkich kombinacji, zawartym w tablicach 4.5 – 4.6. Referencja czasu operacyjnego w każdym okresie sekwencji przełączeń, wytwarzana jest przez licznik modulo, działający w zakresie $t_{cSVM} = \langle 0 : 1 \rangle$. Okres przebiegu licznika (T_{cSVM}) wyznacza całkowity czas trwania pojedynczej sekwencji, a więc determinuje częstotliwość przełączeń (f_{sw}) napięcia wytwarzanego przez falownik w każdej fazie. Na podstawie równania 4.35, częstotliwość ta przyjmuje wartość:

$$f_{sw} = \frac{1}{T_{cSVM}} + f_1 = f_{cSVM} + f_1 \quad (4.42)$$

Jak można zauważyć na rysunku 4.13, wielkością wyjściową z funkcji blokowej licznika jest również sygnał zegarowy (clk_{SHSVM}) o częstotliwości f_{SHSVM} . Jest to sygnał, którego zbocza narastające określają momenty pomiaru z podtrzymaniem (*ang. Sample-and-Hold*) wartości sygnałów wejściowych do modulatora, w przypadku realizacji jego algorytmu w technice cyfrowej [158]. Częstotliwość próbkowania musi być co najmniej równa częstotliwości licznika (f_{cSVM}) lub może zostać podwojona, w celu częstszego odświeżania wartości składowych referencyjnych ($\mathbf{d}_{\alpha\beta}^*, \mathbf{d}_{bc}^*$) oraz czasów przełączeń wektorów napięcia (t_I, t_{II}, t_{III}). Sygnał zegarowy (clk_{SHSVM}) może być wykorzystany do wyznaczania momentów pomiaru wszystkich sygnałów analogowych niezbędnych w algorytmie sterowania falownikiem napięcia (rozdział 6.1). Pomiar synchroniczny z pojedynczą lub podwójną częstotliwością licznika (f_{cSVM}) zapewnia bowiem naturalną filtrację sygnałów z składowych wyższych częstotliwości pochodzących od impulsowych zmian napięcia na wyjściu układu przekształtnikowego.

Na sam koniec, indeks (n) wektora napięcia wyznaczonego do realizacji przez falownik, jest zamieniany na zestaw stanów logicznych sygnałów sterujących łącznikami półprzewodnikowymi każdej fazy ($\mathbf{g}_{S_{a1-4}}, \mathbf{g}_{S_{b1-4}}, \mathbf{g}_{S_{c1-4}}$).

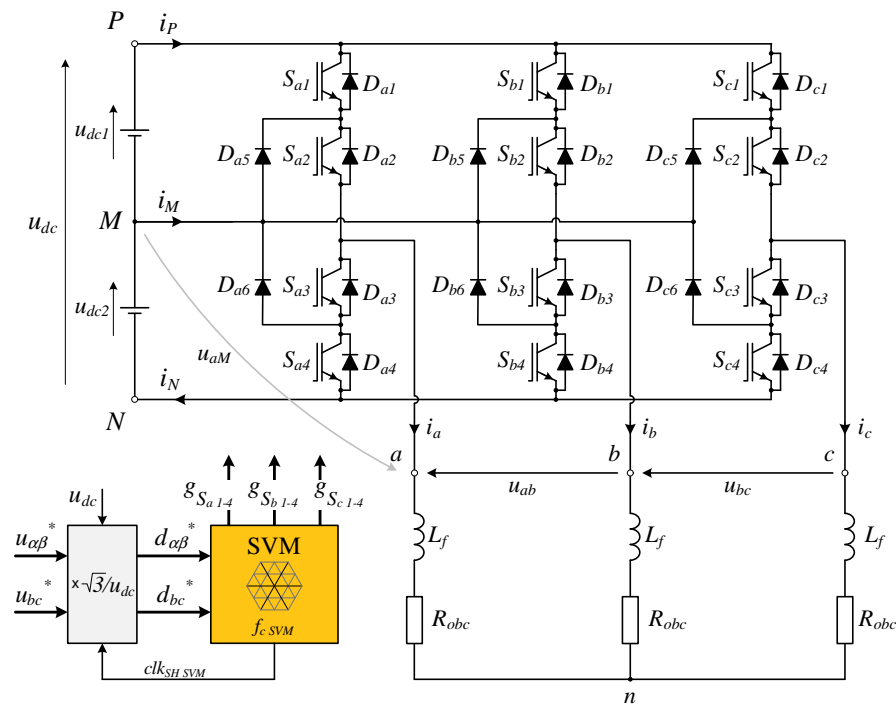
4.3.2 Analiza symulacyjna działania modulatora wektorowego

Na podstawie opisu zawartego w rozdziale 4.3.1, w środowisku symulacyjnym Matlab\Simulink zaimplementowano algorytm 7-segmentowej modulacji wektorowej (SVM). Został on wykorzystany do sterowania trójfazowym falownikiem napięcia typu NPC, podłączonym do obciążenia rezystancyjno-indukcyjnego (L_f, R_{obc}). Przekształtnik energoelektroniczny zasilany był ze źródeł napięcia stałego ($u_{dc1} = u_{dc2}$). Schemat układu testowego przedstawiony jest na rysunku 4.14.

W zaprezentowanym przykładzie działania algorytmu modulatora założono stałą wartość amplitudowego indeksu modulacji (m_{aSVM}), która determinuje maksymalny poziom składowych referencyjnych, znormalizowanych względem wartości napięcia stałego obwodu zasilania falownika (U_{dc}):

$$\begin{cases} m_{aSVM} = 0.95 \\ \frac{u_{\alpha\beta max}^*}{U_{dc}} = \frac{u_{abc max}^*}{U_{dc}} = m_{aSVM} \frac{u_{dc1} + u_{dc2}}{\sqrt{3}U_{dc}} = \frac{\sqrt{3}}{3} m_{aSVM} \approx 0.55 \end{cases} \quad (4.43)$$

Przebiegi wszystkich głównych sygnałów wykorzystywanych w modulatorze szerokości impulsów, zamieszczone zostały na rysunku 4.15. Można



Rys. 4.14: Trójfazowy falownik napięcia typu NPC podłączony do obciążenia rezystancyjnego i sterowany za pomocą wektorowego modulatora szerokości impulsów

zauważyć, że wyraźnie widoczny jest na nich efekt dyskretyzacji, wynikający z synchronicznego próbkowania i podtrzymania wartości mierzonych ($\mathbf{u}_{\alpha\beta}^*$, \mathbf{u}_{bc}^*), w takt zboczy narastających sygnału zegarowego ($clk_{SH SVM}$). W przeprowadzonych symulacjach założono stosunkowo niską częstotliwość licznika ($f_{c SVM} = 8[\text{kHz}]$) w celu lepszego zobrazowania procesu realizacji sekwencji przełączeń, co przy częstotliwości składowych napięć referencyjnych ($f_g = 50[\text{Hz}]$), określa wartość częstotliwościowego indeksu modulacji ($m_{f SVM}$).

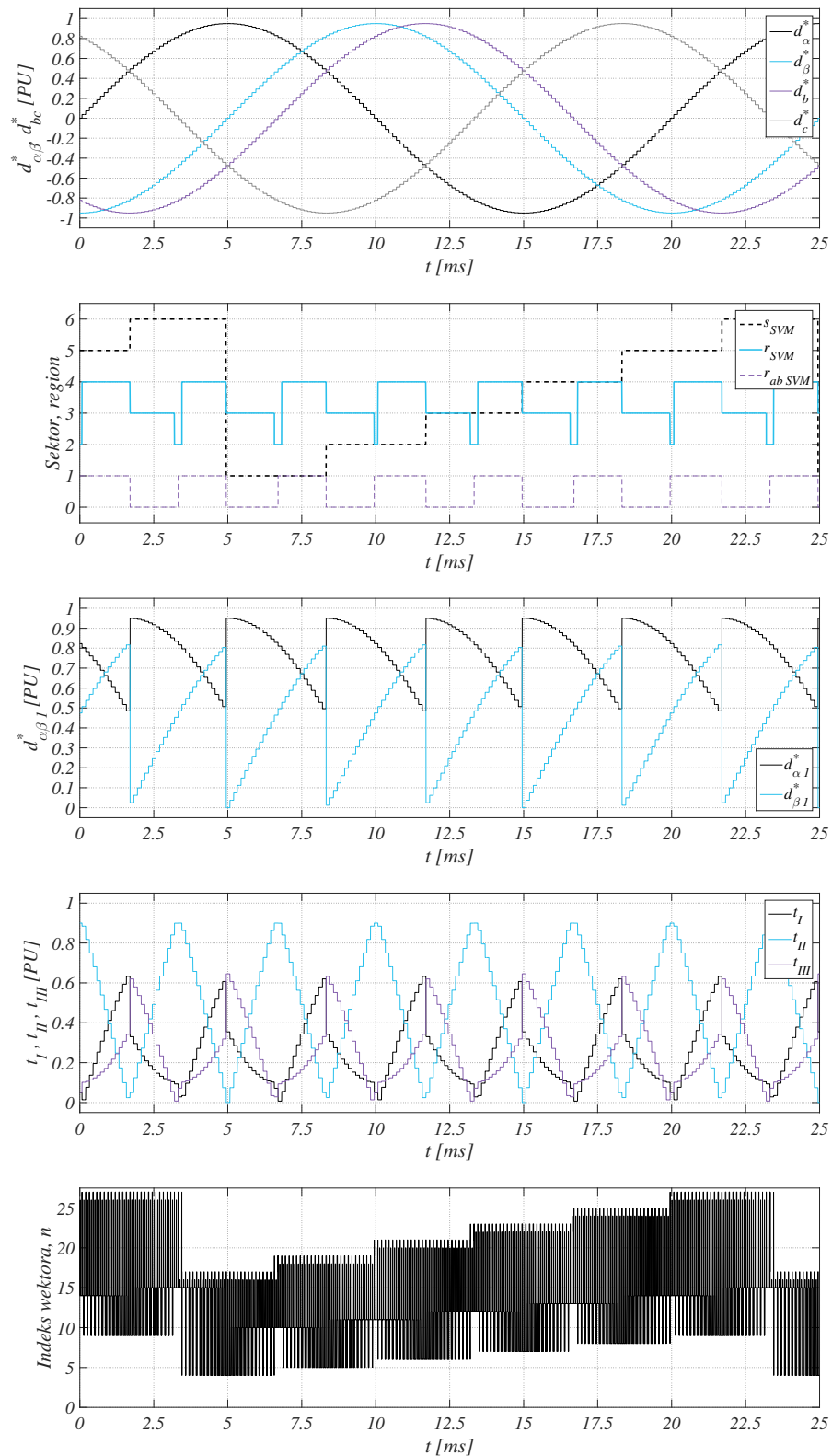
$$m_{f SVM} = \frac{f_{c SVM}}{f_g} = 160 \quad (4.44)$$

W zaprezentowanym przykładzie przebiegi zaczynają się w zerze składowej d_α^* . Moment ten przypada na połowę sektora V. Ponieważ amplitudowy indeks modulacji zawiera się w przedziale ($1/\sqrt{3} < m_{a SVM} < 1$), to koniec wektora referencyjnego przechodzi przez trzy regiony o numerach (2, 3, 4), z bardzo krótkim czasem przebywania w regionie 2. W przedstawionych na rysunku 4.15 oscylogramach, widać okresowość transponowanych wartości składowych referencyjnych ($\mathbf{d}_{\alpha\beta 1}^*$) oraz obliczanych czasów realizacji poszczególnych wektorów (t_I, t_{II}, t_{III}) względem każdego sektora. Największą wartość wśród zmiennych czasowych przyjmuje t_{II} w momencie przejścia z regionu 2a do 2b (zbocze narastające sygnału $r_{ab SVM}$). Wielkość ta określa bowiem długość okresu załączenia wektorów średnich ($\mathbf{u}_7 - \mathbf{u}_{12}$). Indeks realizowanych wektorów napięciowych (n) w całym okresie podstawowej harmonicznej ($T_1 = T_g = 20[\text{ms}]$) przyjmuje wartości z zakresu $n = \langle 4 : 27 \rangle$. Oznacza to, że wytwarzane są przez falownik wszystkie dostępne wektory, za wyjątkiem trzech wektorów zerowych ($\mathbf{u}_{0P}, \mathbf{u}_{0M}, \mathbf{u}_{0N}$). Jest to sytuacja całkowicie uzasadniona, gdyż przy tak dobranym indeksie amplitudowym modulacji, koniec wektora referencyjnego nigdy nie znajduje się w sektorze I.

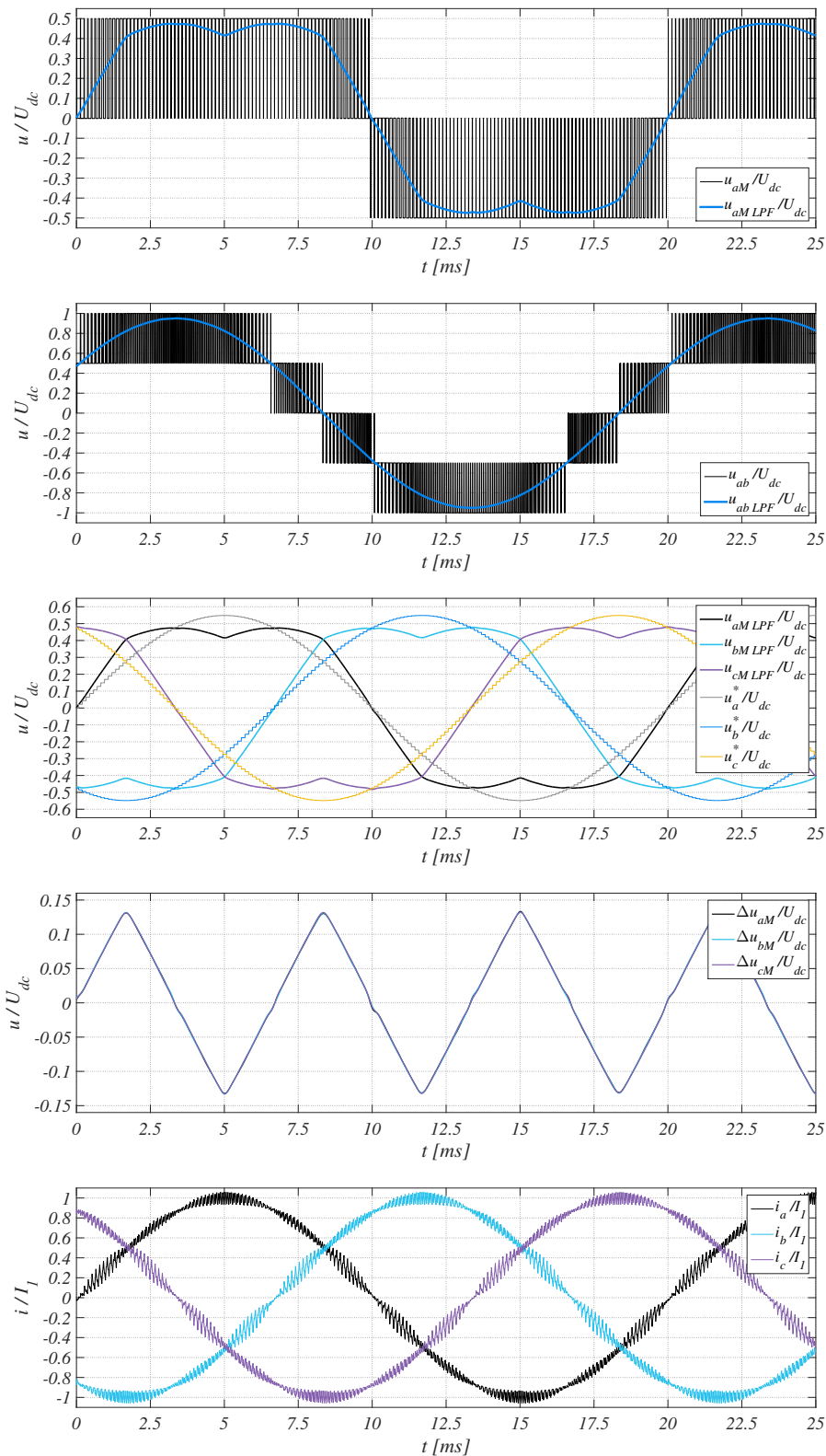
Na rysunku 4.16 zaprezentowane zostały przebiegi napięć oraz prądów, uzyskane w wyniku działania falownika typu NPC, sterowanego metodą SVM. W generowanym napięciu fazowym (u_{aM}) występują trzy poziomy ($0, \pm u_{dc}/2$), natomiast w napięciu międzyfazowym (u_{ab}) widocznych jest ich pięć ($0, \pm u_{dc}/2, \pm u_{dc}$). Jak można zauważyć, zmodulowany przebieg napięcia fazowego falownika (u_{aM}) po wyeliminowaniu wyższych harmonicznych za pomocą filtra dolnoprzepustowego ($u_{aM LPF}$), uzyskuje kształt różniący się od sinusoidalnej postaci składowej referencyjnej (u_a^*). Dla każdej fazy, różnicę tą można określić jako:

$$\Delta \mathbf{u}_{abc M} = \mathbf{u}_{abc M LPF} - \mathbf{u}_{abc}^* \quad (4.45)$$

Przyjmuje ona kształt trójkątny o jednakowych wartościach w każdej fazie i częstotliwości dokładnie 3-krotnie wyższej od podstawowej harmonicznej ($f_1 = 50[\text{Hz}]$). Oznacza to, że w przebiegach napięć fazowych falownika, uzyskanych za pomocą modulacji wektorowej, występuje trzecia harmoniczna. Składowa ta nie pojawia się w napięciu międzyfazowym ($u_{ab LPF}$) pokazanym na rysunku 4.16, które po odfiltrowaniu harmonicznych pochodzących od impulsowania posiada kształt sinusoidalny. Wyniki analizy częstotliwościowej napięć wyjściowych falownika, wykonanej przy zastosowaniu szybkiej transformacji Fouriera (ang. *Fast Fourier Transform* – FFT), zostały przedstawione na wykresie 4.17. Potwierdza ona istnienie trzeciej harmonicznej



Rys. 4.15: Przebiegi głównych sygnałów występujących w algorytmie 7-segmentowej wektorowej modulacji szerokości impulsów dla indeksu amplitudowego ($m_{a,SVM}$) równego 0.95



Rys. 4.16: Przebiegi napięć oraz prądów uzyskane w wyniku działania trójfazowego falownika typu NPC, sterowanego za pomocą 7-segmentowej modulacji wektorowej dla indeksu amplitudowego ($m_{a SVM}$) równego 0.95

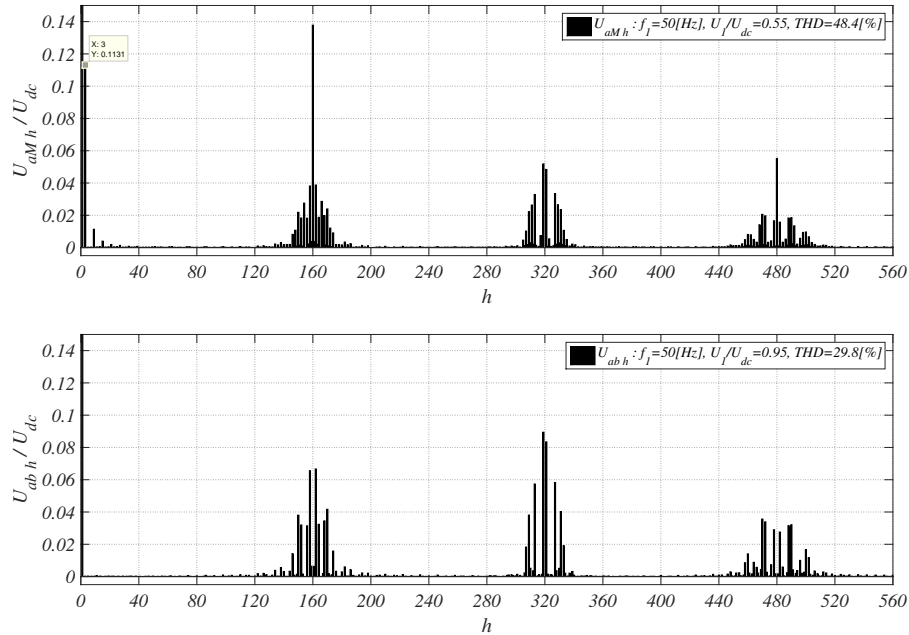
o amplitudzie $0.11U_{dc}$ w napięciu fazowym falownika (U_{aM3}) dla założonego indeksu modulacji ($m_{aSVM} = 0.95$) oraz jej brak w napięciu międzyfazowym ($U_{ab3} = 0$). Kolejną wyróżniającą się składową jest U_{aM160} , która bezpośrednio wynika z częstotliwości przełączeń napięcia fazowego dla przyjętego indeksu częstotliwościowego modulatora ($m_{fSVM} = 160$, równanie 4.43). Jej poziom wynosi $0.14U_{dc}$. Dodatkowo, w jej symetrycznym otoczeniu pojawiają się prążki boczne o znacznie mniejszej amplitudzie. Harmoniczna ta nie występuje w napięciu międzyfazowym, a jedynie jej wartości pochodne ($U_{ab160\pm1}, U_{ab160\pm2}, \dots$). Dominującą grupę w napięciu międzyfazowym falownika tworzą harmoniczne pojawiające się w otoczeniu podwójnej częstotliwości impulsowania ($U_{ab320\pm1}$). Wynikają one z różnicy napięć fazowych falownika. W widmie częstotliwościowym zauważalne są również grupy harmonicznnych skupione wokół każdej kolejnej wielokrotności częstotliwości impulsowania falownika. Ich udział w całkowitym spektrum mierzonych sygnałów napięciowych maleje wraz ze wzrostem indeksu harmonicznnej (h).

Na podstawie analizy FFT wyznaczono również współczynniki zawartości harmonicznnych (ang. *Total Harmonic Distortion* – THD) w przebiegach napięcia fazowego oraz przewodowego falownika, na podstawie definicji:

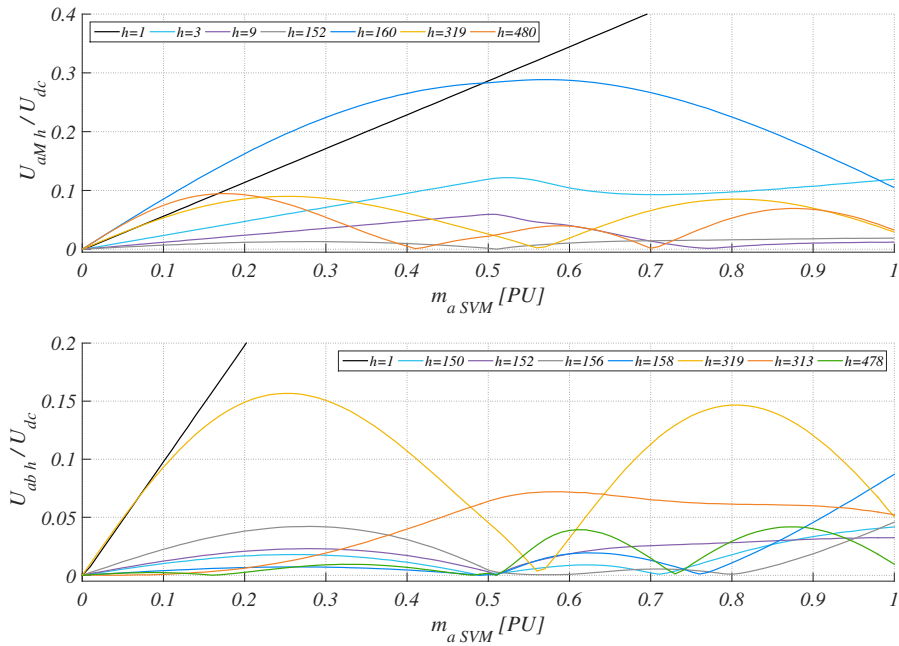
$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{N_h} X_h^2}}{X_1} \quad (4.46)$$

gdzie:

- X_h – amplituda harmonicznnej o indeksie h



Rys. 4.17: Analiza częstotliwościowa napięcia fazowego (u_{aM}) oraz międzyfazowego (u_{ab}) na wyjściu falownika dla amplitudowego indeksu modulacji ($m_{aSVM} = 0.95$). Na wykresie nie pokazano wartości amplitud podstawowych harmonicznnych, które są równe: $U_{aM1} = 0.55U_{dc}$, $U_{ab1} = 0.95U_{dc}$



Rys. 4.18: Analiza poziomów wybranych harmonicznych w napięciu fazowym (U_{aMh}) oraz międzyfazowym (U_{abh}) falownika w funkcji amplitudowego indeksu modulacji (m_{aSVM}). Na wykresie nie pokazano całych charakterystyk amplitudowych podstawowych harmonicznych ($h = 1$), które narastają liniowo i dla $m_{aSVM} = 1$ osiągają wartości: $U_{aM1} = 1/\sqrt{3}U_{dc}$, $U_{ab1} = 1U_{dc}$

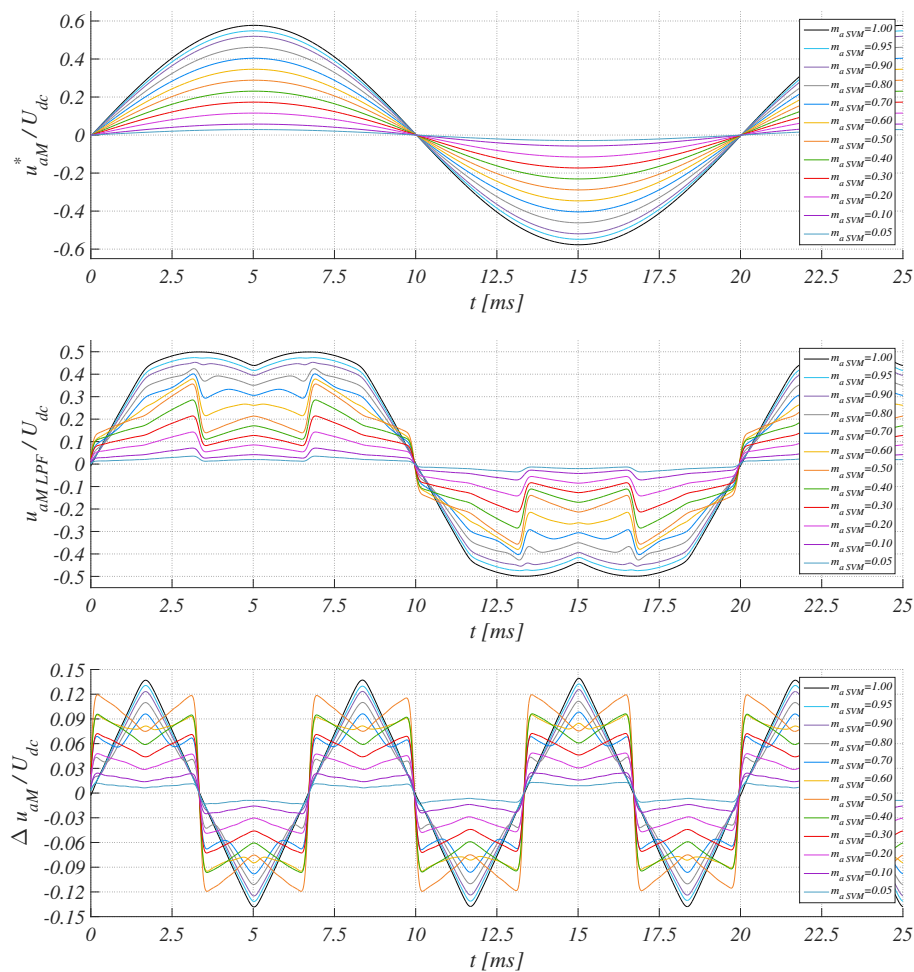
- X_1 – amplituda podstawowej harmonicznej
- N_h – maksymalna wartość indeksu harmonicznej, który uwzględniany jest w THD

Wartość współczynnika zawartości wyższych harmonicznych w napięciu międzyfazowym jest znacznie niższa ($THD_{u_{ab}} = 29.8[\%]$) niż w przypadku napięcia fazowego ($THD_{u_{aM}} = 48.4[\%]$). Wynika to głównie z większej liczby poziomów występujących w napięciu przewodowym, wyższej wartości składowej podstawowej, jak również braku trzeciej harmonicznej i jej wielokrotności.

W wyznaczonym widmie częstotliwościowym napięć wyjściowych falownika (rysunek 4.17) można zauważyć wiele wyróżniających się harmonicznych parzystych jak i nieparzystych. Wyniki analizy poziomu wybranych składowych w funkcji amplitudowego indeksu modulacji (m_{aSVM}) zamieszczono na rysunku 4.18. Na wykresach uzyskanych charakterystyk nie pokazano w pełni całego zakresu wartości amplitud, które przyjmują składowe podstawowe napięcia fazowego (U_{aM1}) oraz przewodowego falownika (U_{ab1}). Rosną one liniowo i osiągają poziomy maksymalne o wartościach: $U_{aM1} = 1/\sqrt{3}U_{dc}$ oraz $U_{ab1} = 1U_{dc}$. Na podstawie analizy można wskazać zakresy indeksu modulacji, w których określone harmoniczne, a nawet ich grupy uzyskują wartości minimalne, a nawet bliskie zeru. Informacja ta może być wykorzystana podczas doboru np. poziomu referencyjnego napięcia stałego (u_{dc}^*) w obwodzie pośredniczącym zasilającym falownik, podłączony do trójfazowej linii zasilającej lub układu napędowego w celu minimalizacji generowanych składowych częstotliwościowych. Jak można zauważyć, dominująca harmoniczna w napięciu fazo-

wym pochodząca od częstotliwości impulsowania (U_{aM160}), osiąga maksimum dla $m_{aSVM} \approx 0.57$. Zatem, przesunięcie punktu pracy falownika np. powyżej tego poziomu przyczynia się do zmniejszenia udziału danej składowej w widmie częstotliwościowym i jej negatywnego wpływu na jakość generowanej energii elektrycznej.

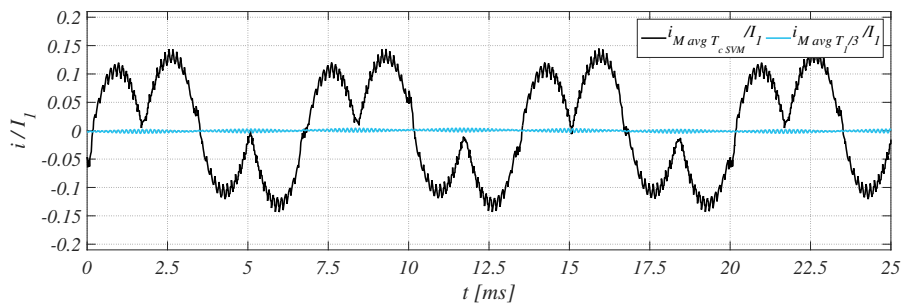
Przebiegi napięć oraz prądów zamieszczone na rysunku 4.16 przedstawiają m.in. kształt napięcia fazowego falownika po odfiltrowaniu wyższych harmonicznych (u_{aMLPF}) – uśredniony poziom napięcia o charakterze impulsowym (u_{aM}). Pozwoliło to na porównanie jego wartości chwilowych z wartościami sygnału napięcia referencyjnego (u_a^*) oraz wyznaczenie składowej dodatkowej (Δu_{aM} , równanie 4.45) o potrójnej częstotliwości harmonicznej podstawowej, występującej w przebiegach napięć fazowych. Analiza ta została powtórzona, jednak z uwzględnieniem nie tylko jednego punktu, lecz całego zakresu zmienności amplitudowego indeksu modulacji ($0.05 \leq m_{aSVM} \leq 1$). Uzyskana seria przebiegów, unormowanych względem wartości napięcia stałego w obwodzie wejściowym (U_{dc}), przedstawiona została na rysunku 4.19. Można zauważyć zmianę kształtu składowej o



Rys. 4.19: Przebiegi napięcia referencyjnego falownika (u_{aM}^*), uśrednionych wartości napięć fazowych (u_{aMLPF}) oraz dodatkowych składowych (Δu_{aM}) o potrójnej częstotliwości harmonicznej podstawowej w funkcji amplitudowego indeksu modulacji (m_{aSVM})

częstotliwości 150 [Hz] od przebiegu trójkątnego dla dużych wartości indeksu amplitudowego, po kształt trapezoidalny w przypadku dążenia indeksu do zera. Jest ona addytywna względem napięcia referencyjnego (u_a^*), powodując zmniejszenie jego wartości szczytowych w punktach $\{0, \pi\}$ dla fazy a oraz zwiększenie chwilowych poziomów w momentach $\{-\pi/3, \pi/3, 2/3\pi, 4/3\pi\}$.

Jak zostało pokazane w rozdziale 4.2.3, z punktu widzenia oddziaływania danego sposobu modulacji szerokości impulsów napięciowych na poziom napięć zasilających falownik typu NPC, istotna jest wartość średnia prądu wypływającego (wpływającego) z węzła środkowego dzielnika napięciowego (i_M). Przyjęty dodatni kierunek tego prądu zaznaczony został na schemacie 4.14. Przebiegi wartości średniej prądu i_M wyliczonej za okres trwania pojedynczej sekwencji przełączeń wektorów napięciowych w 7-segmentowej SVM ($i_{M \text{ avg } T_{cSVM}}$), oraz obliczonej za $1/3$ okresu podstawowej harmonicznej ($i_{M \text{ avg } T_1/3}$), zostały przedstawione na rysunku 4.20. Jak można zauważyć poziom wartości średniej wyznaczonej w dłuższym okresie ($T_1/3 \approx 6.67[\text{ms}]$) stale wynosi zero. Wynik ten oznacza, że zrealizowany algorytm modulacji wektorowej, równomiernie obciąża każdą z połówek rozdzielonego napięcia zasilania 3-poziomowego falownika typu NPC. Zatem, swoim sposobem działania nie spowoduje on samoistnego niezrównoważenia napięć wejściowego dzielnika kondensatorowego (u_{dc1}, u_{dc2}).



Rys. 4.20: Przebiegi wartości średniej prądu i_M wyliczonej za okres trwania pojedynczej sekwencji przełączeń wektorów napięciowych w 7-segmentowej SVM ($i_{M \text{ avg } T_{cSVM}}$), jak również za $1/3$ okresu podstawowej harmonicznej ($i_{M \text{ avg } T_1/3}$) w sytuacji równowagi napięć zasilających ($u_{dc1} = u_{dc2}$)

Rozdział 5

Niezerównoważenie napięć dzielnika pojemnościowego oraz jego wpływ na działanie trójfazowego falownika napięcia typu NPC

5.1 Potencjalne przyczyny stanu niezerównoważenia napięć zasilających

Istotną częścią obwodu trójpoziomowego falownika z poziomowaniem diodowym jest wejściowy dzielnik pojemnościowy, stanowiący szeregowe połączenie dwóch dynamicznych źródeł napięciowych (schemat 4.5). W przeprowadzonych analizach oraz wyprowadzeniach, zawartych w rozdziałach 3–4 zakładano występowanie stanu równowagi pomiędzy napięciami każdej z jego części ($\Delta u_{dc} = 0$), dla różnicy wartości zdefiniowanej jako:

$$\Delta u_{dc} = u_{dc1} - u_{dc2} \quad (5.1)$$

W praktycznych aplikacjach może jednak dochodzić do niezerównoważenia napięć pomiędzy połówkami tego dzielnika. Taka sytuacja może mieć charakter dynamiczny (np. przejściowy, lub periodyczny), jak również występować permanentnie. Decydują o tym chwilowe wartości energii elektrycznej dostarczanej do każdego kondensatora dzielnika, jak również z niego pobieranej. Bilans energii pomiędzy górną oraz dolną połówką w danym okresie czasu decyduje o charakterze i głębokości niezerównoważenia napięć (u_{dc1} , u_{dc2}). Wartość energii zgromadzonej w danym kondensatorze jest proporcjonalna do jego pojemności (C) i kwadratu napięcia pomiędzy okładkami (u_C):

$$E_C = \frac{1}{2} C u_C^2 \quad (5.2)$$

Można zatem stwierdzić, że jej poziom decyduje o stabilności kondensatora jako źródła napięcia, nie biorąc pod uwagę szeregowej i równoległej rezystancji zastępczej rzeczywistych elementów.

Do głównych przyczyn wpływających na nieźrównoważenie napięć dzielnika kondensatorowego w topologii trójpoziomowego falownika napięcia, można zaliczyć:

- (a) oddziaływanie wektorów krótkich ($\mathbf{u}_{13} - \mathbf{u}_{18}$) oraz średnich ($\mathbf{u}_7 - \mathbf{u}_{12}$) napięcia trójfazowego falownika (opis zawarty w rozdziale 4.2.3), dlatego tak bardzo istotny jest poprawny rozkład wektorów w danym okresie przełączeń,
- (b) zbyt duży rozrzut parametrów pomiędzy elementami tego samego typu, stosowanymi w przekształtniku energoelektronicznym,
- (c) asymetrię obciążenia lub niezbalansowanie napięć linii trójfazowej,
- (d) różnice w wartościach parametrów (rezystancja szeregową R_{DSon} , napięcie saturacji $u_{CE sat}$), bądź charakterystyk przełączeń łączników półprzewodnikowych stosowanych w falowniku (czas opóźnienia załączenia lub wyłączenia $T_{dON, OFF}$, czas narastania lub opadania pędu $T_{r, f}$). Mogą one wynikać z fabrycznej tolerancji elementów półprzewodnikowych, lub niejednakowej temperatury pracy (błędny rozkład układów, wpływ zewnętrznych źródeł ciepła),
- (e) oddziaływanie przekształtników prądu stałego (DC-DC) zasilających falownik – np. układy wielofazowe wykorzystujące dławiki sprzężone, znajdujące się w różnych trybach przewodzenia (ciągły CCM, nieciągły DCM),
- (f) pozyskiwanie energii ze stałonapięciowych, dynamicznych źródeł alternatywnych, pracujących np. w różnych punktach mocy chwilowej – problem często występujący w wielkoobszarowych elektrowniach fotowoltaicznych podłączonych do linii średniego napięcia,
- (g) stany dynamiczne podczas zmiany kierunku przepływu energii, np. przejście z trybu pracy silnikowej na generatorową i odwrotnie w falownikach zasilających napędy elektryczne,
- (h) wzrost rezystancji szeregowej lub równoległej w jednej z części dzielnika pojemnościowego na skutek procesów degradacyjnych lub starzeniowych dielektryka (efekt pojawiający się np. w kondensatorach elektrolitycznych),
- (i) niedoskonałość realizacji algorytmu sterowania w technice cyfrowej przez centralną jednostkę obliczeniową – błędy pomiarowe sygnałów analogowych wynikające z dyskretyzacji czasu (okres próbkowania), skończonej dokładności przetworników analogowo-cyfrowych (rozdzielczość bitowa), jak również kwantyzacji wartości sygnałów stosowanych w obliczeniach,
- (j) rozrzut w czasach opóźnień oraz propagacji sygnału impulsowego przez układy generujące napięciowe impulsy bramkowe o charakterze unipolarnym bądź bipolarnym – sterowanie załączaniem oraz wyłączaniem łączników półprzewodnikowych.

Z przedstawionego wyliczenia przyczyn stanu niezrównoważenia napięć zasilających falownik NPC wynika, że mogą one być pochodzenia własnego (np. tryb pracy, parametry elementów), wynikać ze współpracy z przekształtnikami DC-DC, alternatywnymi źródłami energii elektrycznej lub obciążeniami typu dynamicznego, jak również być skutkiem procesów awaryjnych. Problem niezbalansowania napięć dzielnika pojemnościowego może występować zarówno w aplikacjach małych oraz dużych mocy.

5.2 Skutki niezbalansowania napięć stałych zasilających trójfazowy falownik typu NPC

W rozdziale 3 zawarty został opis topologii trójpoziomowego falownika napięcia oraz przeprowadzona analiza możliwych konfiguracji jego łączników półprzewodnikowych. W efekcie określono wszystkie dostępne wektory napięcia trójfazowego jakie mogą zostać wygenerowane, przy założeniu stanu równości napięć stałych zasilających przekształtnik typu NPC (równanie 3.1). Wyprowadzone zależności określające moduł oraz kąt fazowy każdego wektora wyrażonego w postaci zespolonej składowych ortogonalnych ($\mathbf{u}_{\alpha\beta}$), zestawione zostały w tabeli 3.2. Zakładając możliwość wystąpienia niezrównoważenia napięć dzielnika pojemnościowego (u_{dc1} , u_{dc2}), można określić jego wpływ na postać generowanych wektorów napięcia trójfazowego.

Na podstawie informacji zawartych w rozdziale 3.4 wynika, że niezbalansowanie napięć wejściowych falownika NPC nie ma żadnego wpływu na zależności opisujące wektory zerowe (\mathbf{u}_{0P} , \mathbf{u}_{0M} , \mathbf{u}_{0N}) oraz długie ($\mathbf{u}_1 - \mathbf{u}_6$), wytwarzanego napięcia trójfazowego. W wektorach długich nie wykorzystywane jest bowiem połączenie do punktu środkowego (M) dzielnika pojemnościowego. Bazują one tylko na pełnej wartości napięcia obwodu stałonapięciowego ($u_{dc} = u_{dc1} + u_{dc2}$).

Realizacja wektorów średnich napięcia trójfazowego ($\mathbf{u}_7 - \mathbf{u}_{12}$) powoduje, że każde z trzech wyjść fazowych falownika podłączone jest do innego punktu wejściowego dzielnika pojemnościowego (P, M, N). Przykładowo, dla wybranego przypadku wektora \mathbf{u}_7 (PMN), funkcje łączeniowe oraz napięcia fazowe przyjmują wartości:

$$\begin{cases} s_a = +1 (P) \\ s_b = 0 (M) \\ s_c = -1 (N) \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} u_{aM} = u_{dc1} \\ u_{bM} = 0 \\ u_{cM} = -u_{dc2} \end{cases} \quad (5.3)$$

Natomiast postać zespolona jest równa:

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_{7\alpha\beta} &= \frac{2}{3} \left(u_{dc1} + 0 \cdot e^{j2\pi/3} - u_{dc2} e^{j4\pi/3} \right) = \\ &= \frac{2}{3} \left\{ u_{dc1} - u_{dc2} \left(-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \right) \right\} = \\ &= \frac{1}{3} \left(2u_{dc1} + u_{dc2} + j\sqrt{3}u_{dc2} \right) \end{aligned} \quad (5.4)$$

Na podstawie rozpisane równania 5.4 można stwierdzić, że niezrównoważenie napięć dzielnika kondensatorowego wpływa zarówno na zmianę części rzeczywistej (u_α), jak i urojonej (u_β) wektora zespolonego typu średniego.

Modyfikacji ulega zatem kąt fazowy oraz długość wektora. Uwzględniając zależność 5.1 oraz zakładając wartość całkowitego napięcia zasilania ($u_{dc} = u_{dc1} + u_{dc2}$), równanie 5.4 można zapisać jako:

$$\mathbf{u}_{7\alpha\beta} = \frac{1}{6} \left\{ 3u_{dc} + \Delta u_{dc} + j\sqrt{3}(u_{dc} - \Delta u_{dc}) \right\} \quad (5.5)$$

Z równania 5.5 wynika, że w sytuacji niezrównoważenia napięć obwodu zasilania falownika NPC w maksymalnym zakresie ($\Delta u_{dc} \in \langle -u_{dc} : u_{dc} \rangle$), koniec wektora średniego przesuwa się po granicy przestrzeni heksagonalnej składowych $\alpha\beta$ w kierunku sąsiednich wektorów długich. Zwrot przesunięcia zależy od znaku różnicy napięć (Δu_{dc} , zależność 5.1) i w przypadku omawianego wektora średniego $\mathbf{u}_{7\alpha\beta}$ powoduje przemieszczenie jego końca w stronę wektora długiego $\mathbf{u}_{1\alpha\beta}$ (dla $\Delta u_{dc} > 0$), lub dyskretnego wektora $\mathbf{u}_{2\alpha\beta}$ (w przypadku $\Delta u_{dc} < 0$). Zmianę położenia wszystkich wektorów średnich napięcia trójfazowego w przypadku stanu niezbalansowania napięć wejściowych przedstawiono na rysunkach 5.1 – 5.2.

W celu przeanalizowania wpływu niezerowej różnicy napięć dzielnika pojemnościowego ($\Delta u_{dc} \neq 0$) na generację wektorów krótkich ($\mathbf{u}_{13} - \mathbf{u}_{18}$), należy rozpatrzyć każdy z ich typów – P oraz N. Przykładem krótkiego wektora napięcia typu P jest \mathbf{u}_{14P} (PPM), który determinuje następujące funkcje łączeniowe oraz napięcia fazowe falownika:

$$\begin{cases} s_a = +1 (P) \\ s_b = +1 (P) \\ s_c = 0 (M) \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} u_{aM} = u_{dc1} \\ u_{bM} = u_{dc1} \\ u_{cM} = 0 \end{cases} \quad (5.6)$$

Jego postać zespoloną można zapisać jako:

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_{14P\alpha\beta} &= \frac{2}{3} (u_{dc1} + u_{dc1}e^{j2\pi/3} + 0 \cdot e^{j4\pi/3}) = \\ &= \frac{2}{3} \left\{ u_{dc1} + u_{dc1} \left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \right) \right\} = \\ &= \frac{1}{3} u_{dc1} (1 + j\sqrt{3}) = \frac{2}{3} u_{dc1} e^{j\pi/3} \end{aligned} \quad (5.7)$$

Wektorem krótkim typu N o takim samym indeksie jest \mathbf{u}_{14N} (MMN). W przeciwieństwie do wektora typu P, powoduje on przyłączenie wyjść fazowych falownika do dolnej części wejściowego dzielnika kondensatorowego. Funkcje łączeniowe oraz powstałe napięcia fazowe osiągają wartości:

$$\begin{cases} s_a = 0 (M) \\ s_b = 0 (M) \\ s_c = -1 (N) \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} u_{aM} = 0 \\ u_{bM} = 0 \\ u_{cM} = -u_{dc2} \end{cases} \quad (5.8)$$

Równanie zespolone przyjmuje postać:

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_{14N\alpha\beta} &= \frac{2}{3} (0 + 0 \cdot e^{j2\pi/3} - u_{dc2}e^{j4\pi/3}) = \\ &= \frac{2}{3} u_{dc2} \left(\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \right) = \frac{2}{3} u_{dc2} e^{j\pi/3} \end{aligned} \quad (5.9)$$

Porównując wyznaczone zależności 5.7 oraz 5.9, opisujące wektor krótki napięcia (\mathbf{u}_{14}) z równaniami zamieszczonymi w tabeli 3.2, można stwierdzić, że niezrównoważenie napięć zasilających falownik trójpoziomowy, nie wpływa na fazę wektorów krótkich lecz jedynie na ich długość. W przypadku dodatniej wartości różnicy napięć ($\Delta u_{dc} > 0$), moduł wektora typu P jest większy od odpowiadającego mu typu N. Analogicznie, gdy różnica napięć jest ujemna ($\Delta u_{dc} < 0$), to krótkie wektory typu N posiadają większe długości. Zatem, gdy poziom napięcia danej części dzielnika kondensatorowego zmierza do zera, to końce wektorów krótkich z nią skojarzonych przesuwają się w kierunku zera układu współrzędnych. W sytuacji przeciwnej, gdy wartość napięcia wybranej połowy dzielnika wzrasta, to końce tych wektorów przemieszczają się w stronę długich wektorów napięć trójfazowych.

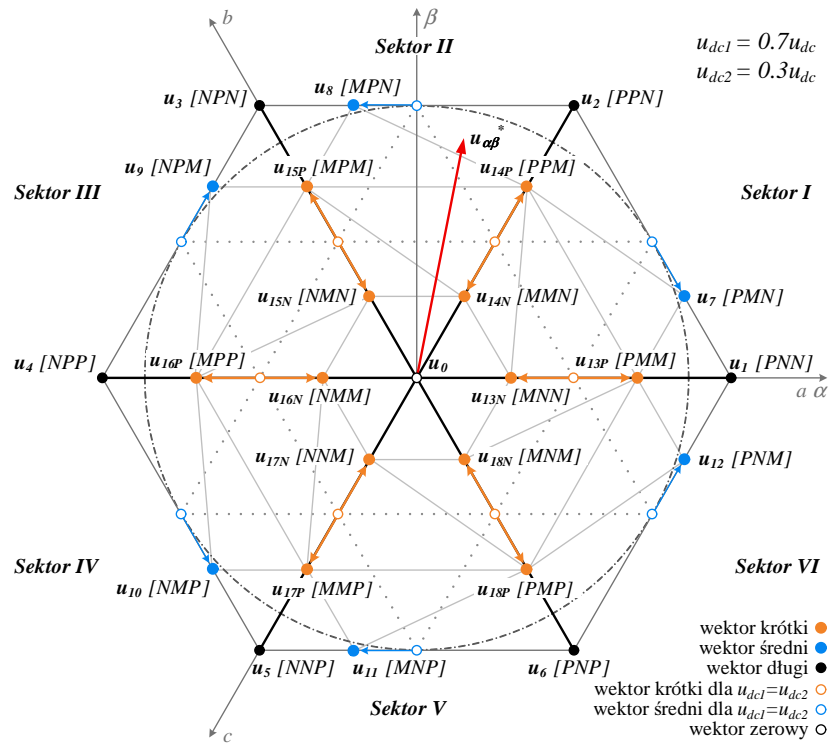
Tabela 5.1: Wektory napięcia możliwe do wygenerowania przez trójfazowy, trójpoziomowy falownik typu NPC z uwzględnieniem różnych wartości napięć wejściowego dzielnika pojemnościowego (u_{dc1} , u_{dc2})

n	\mathbf{u}	s_a	s_b	s_c	$\mathbf{u}_{\alpha\beta}$	$ \mathbf{u}_{\alpha\beta} $	Rodzaj
1	\mathbf{u}_0	\mathbf{u}_{0P}	P	P	P	0	Wektory zerowe
2		\mathbf{u}_{0M}	M	M	M		
3		\mathbf{u}_{0N}	N	N	N		
4	\mathbf{u}_1	-	P	N	N	$2/3u_{dc}$	Wektory długie
5	\mathbf{u}_2	-	P	P	N		
6	\mathbf{u}_3	-	N	P	N		
7	\mathbf{u}_4	-	N	P	P		
8	\mathbf{u}_5	-	N	N	P		
9	\mathbf{u}_6	-	P	N	P		
10	\mathbf{u}_7	-	P	M	N	$ \mathbf{u}_{\alpha\beta} $	Wektory średnie
11	\mathbf{u}_8	-	M	P	N		
12	\mathbf{u}_9	-	N	P	M		
13	\mathbf{u}_{10}	-	N	M	P		
14	\mathbf{u}_{11}	-	M	N	P		
15	\mathbf{u}_{12}	-	P	N	M		
16	\mathbf{u}_{13}	\mathbf{u}_{13P}	P	M	M	$2/3u_{dc1}$	Wektory krótkie
17		\mathbf{u}_{13N}	M	N	N	$2/3u_{dc2}$	
18	\mathbf{u}_{14}	\mathbf{u}_{14P}	P	P	M	$2/3u_{dc1}$	
19		\mathbf{u}_{14N}	M	M	N	$2/3u_{dc2}$	
20	\mathbf{u}_{15}	\mathbf{u}_{15P}	M	P	M	$2/3u_{dc1}$	
21		\mathbf{u}_{15N}	N	M	N	$2/3u_{dc2}$	
22	\mathbf{u}_{16}	\mathbf{u}_{16P}	M	P	P	$2/3u_{dc1}$	
23		\mathbf{u}_{16N}	N	M	M	$2/3u_{dc2}$	
24	\mathbf{u}_{17}	\mathbf{u}_{17P}	M	M	P	$2/3u_{dc1}$	
25		\mathbf{u}_{17N}	N	N	M	$2/3u_{dc2}$	
26	\mathbf{u}_{18}	\mathbf{u}_{18P}	P	M	P	$2/3u_{dc1}$	
27		\mathbf{u}_{18N}	M	N	M	$2/3u_{dc2}$	

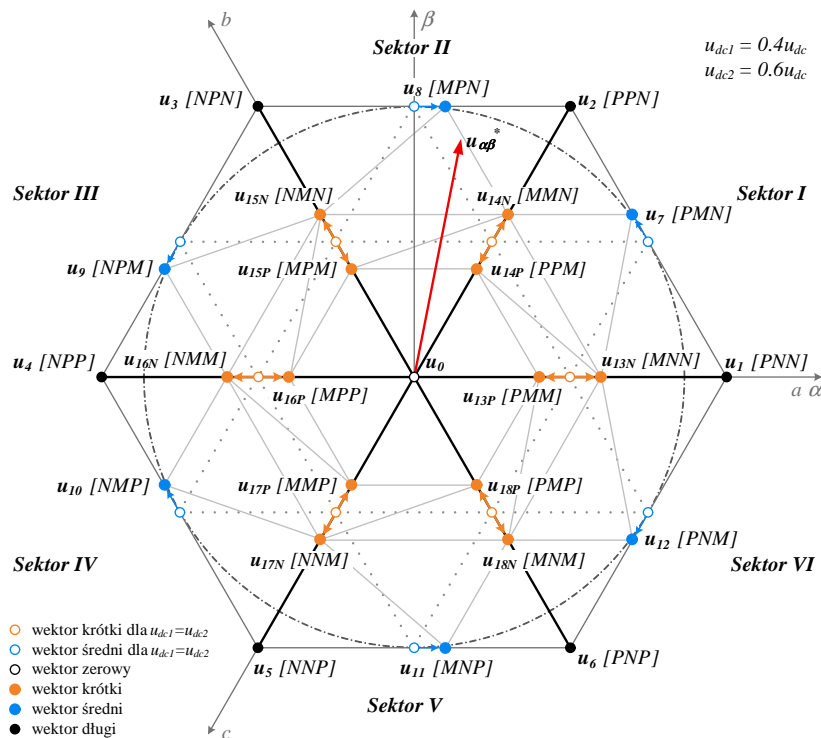
Zestawienie wyprowadzonych zależności, opisujących każdy możliwy do wygenerowania przez trójfazowy falownik NPC wektor napięcia trójfazowego, z uwzględnieniem różnych wartości napięć zasilających (u_{dc1} , u_{dc2}), zamieszczono w tabeli 5.1. Na tej podstawie, przygotowano rozkład wszystkich dyskretnych wektorów dla dwóch różnych przypadków niezbalansowania napięć dzielnika pojemnościowego, który został przedstawiony na grafach 5.1 – 5.2. Strzałkami pomarańczowymi zaznaczono kierunki zmian wektorów krótkich, natomiast strzałki niebieskie sygnalizują przemieszczenie się końców wektorów średnich wewnątrz heksagonalnej przestrzeni składowych $\alpha\beta$. Zgodnie z wyprowadzonymi zależnościami położenie wektorów długich oraz zerowych pozostaje niezmiennie. Jak można zauważyć, na wskutek zmienionego układu wektorów w każdym z sześciu sektorów powstaje osiem różnych punktów, które mogą być wykorzystane do odwzorowania wektora napięcia referencyjnego ($\mathbf{u}_{\alpha\beta}^*$). W takiej sytuacji wewnątrz pojedynczego sektora można wyznaczyć sześć trójkątnych regionów, nie mających części wspólnych. W przypadku równowagi napięć zasilających, przestrzeń sektora podzielona była na cztery regiony o kształcie przystających trójkątów równobocznych, rozpartych na sześciu różnych punktach (kropkowana linia na rysunku 5.1 oraz 5.2). Z tego względu, algorytm modulacji wektorowej zaprojektowany przy założeniu stanu równowagi napięć dzielnika pojemnościowego, nie będzie w stanie prawidłowo odwzorować położenia wektora referencyjnego. Uzyskane w wyniku jego działania napięcia fazowe falownika będą odkształcone, co będzie prowadzić do zniekształcenia przebiegów prądów i pogorszenia wskaźników jakości generowanej energii elektrycznej. W takiej sytuacji istnieją przynajmniej dwa kierunki działania, umożliwiające rozwiązanie powstałego problemu:

- (a) modyfikacja algorytmu modulacji wektorowej, tak aby bazował on na niezależnych wartościach napięcia każdej części dzielnika kondensatorowego (u_{dc1} , u_{dc2}). Algorytm taki może się adaptować do nowego rozkładu wektorów napięć oraz powstałych regionów wewnątrz przestrzeni heksagonalnej, powodując prawidłową realizację wektora napięcia referencyjnego ($\mathbf{u}_{\alpha\beta}^*$) [56].
- (b) modyfikacja algorytmu modulacji wektorowej, tak aby mógł on kontrolować poziom napięć dzielnika pojemnościowego (u_{dc1} , u_{dc2}), doprowadzając lub utrzymując je ciągle w stanie równowagi. Takie podejście nie tylko umożliwia właściwe odwzorowanie referencyjnego wektora napięcia trójfazowego ($\mathbf{u}_{\alpha\beta}^*$), lecz także zapewnia bezpieczną pracę obwodu wejściowego napięcia stałego oraz elementów półprzewodnikowych.

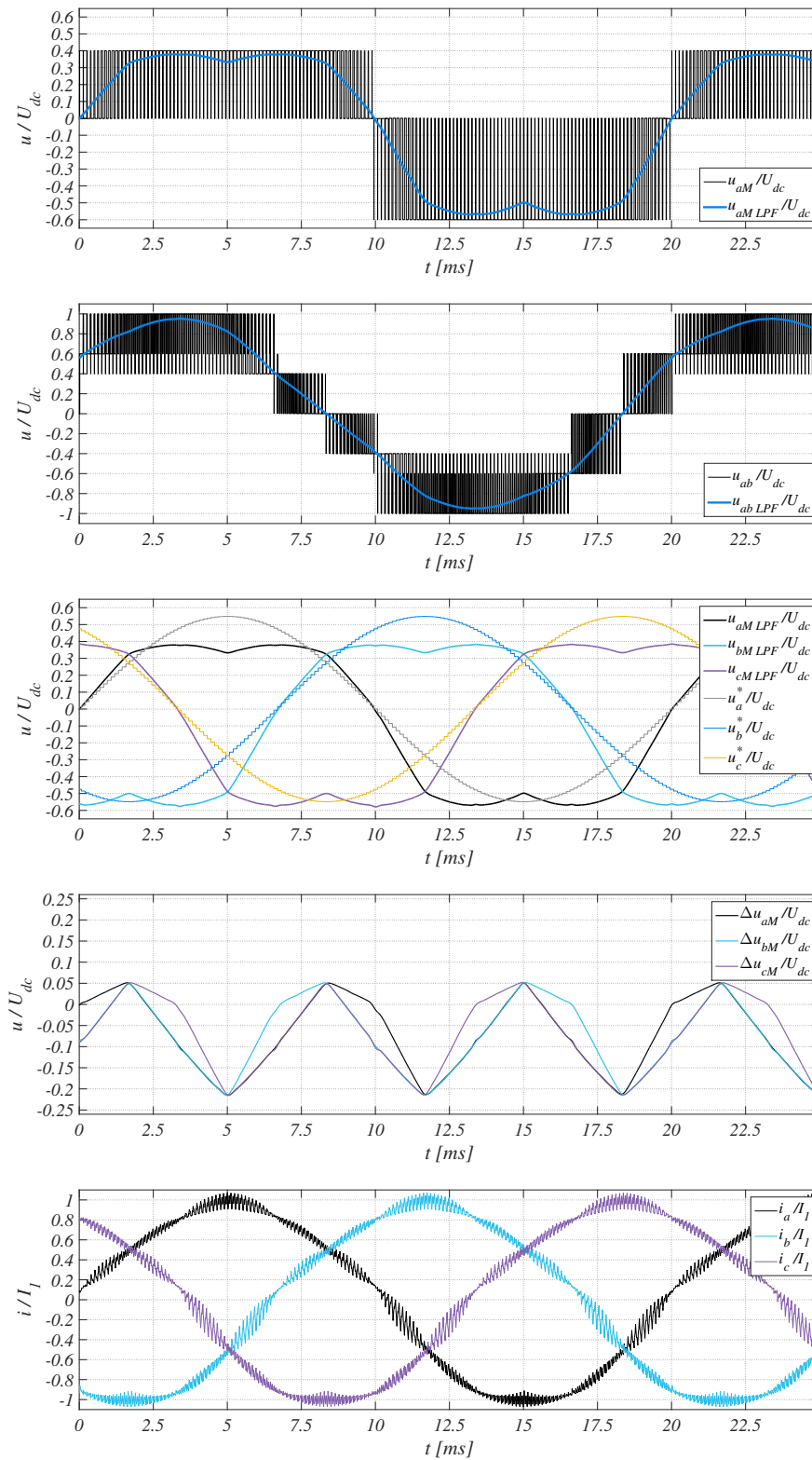
Na rysunku 5.3 przedstawione zostały przebiegi napięć i prądów uzyskane w wyniku działania trójfazowego falownika NPC, sterowanego za pomocą 7-segmentowej modulacji wektorowej w sytuacji niezrównoważenia napięć wejściowego dzielnika pojemnościowego. W symulacji przeprowadzonej w programie Matlab\Simulink założono, taką samą konfigurację obwodu falownika i obciążenia jak w przypadku zaprezentowanym w rozdziale 4.3.2. Całkowite napięcie zasilania (u_{dc}) zostało ustawione na identycznym poziomie, a modulator pracował z amplitudowym ($m_{aSV M}$) oraz częstotliwościowym ($m_{fSV M}$) indeksem modulacji, równym odpowiednio 0.95 oraz 160. W tym przypadku jednak, zadane zostało niezrównoważenie napięć zasilania o



Rys. 5.1: Rozkład wektorów napięć na płaszczyźnie zespolonej $\alpha\beta$, możliwych do wygenerowania za pomocą trójfazowego falownika NPC, w przypadku niezrównoważenia napięć zasilających ($u_{dc1} = 0.7u_{dc}$, $u_{dc2} = 0.3u_{dc}$, $\Delta u_{dc} = 0.4u_{dc}$)



Rys. 5.2: Rozkład wektorów napięć na płaszczyźnie zespolonej $\alpha\beta$, możliwych do wygenerowania za pomocą trójfazowego falownika NPC, w przypadku niezrównoważenia napięć zasilających ($u_{dc1} = 0.4u_{dc}$, $u_{dc2} = 0.6u_{dc}$, $\Delta u_{dc} = -0.2u_{dc}$)



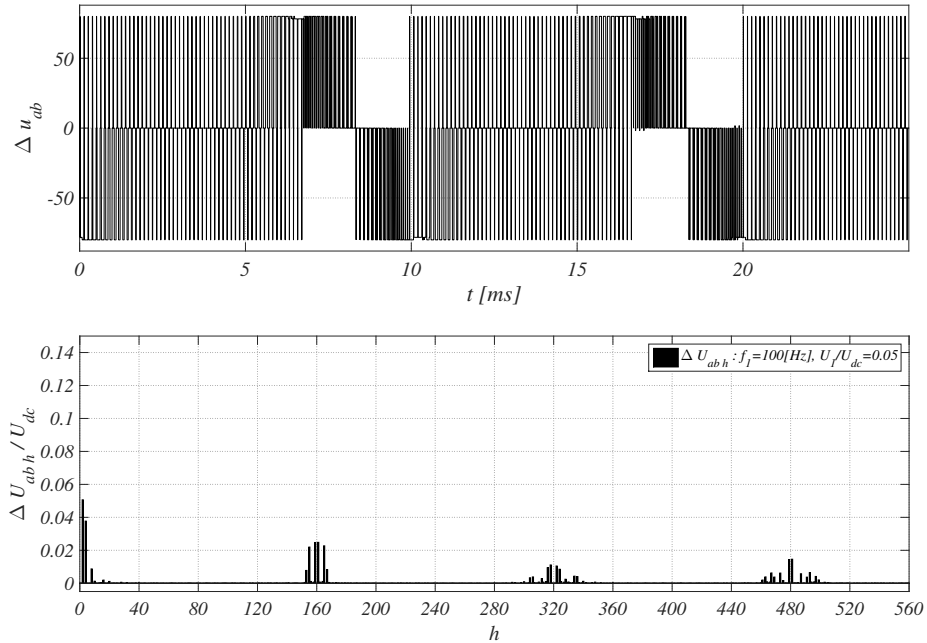
Rys. 5.3: Przebiegi napięć oraz prądów uzyskane w wyniku działania trójfazowego falownika typu NPC, sterowanego za pomocą 7-segmentowej modulacji wektorowej dla indeksu amplitudowego ($m_{a SVM}$) równego 0.95, w sytuacji niezrównoważenia napięć zasilających ($u_{dc1} = 0.4u_{dc}$, $u_{dc2} = 0.6u_{dc}$, $\Delta u_{dc} = -0.2u_{dc}$)

wartości: $\Delta u_{dc} = -0.2u_{dc}$ ($u_{dc1} = 0.4u_{dc}$, $u_{dc2} = 0.6u_{dc}$), czyli odpowiadające rozkładowi dyskretnych wektorów napięć zaprezentowanym na grafie 5.2. Kolejność i rodzaj wybranych przebiegów jest taki sam jak na rysunku 4.16, co daje możliwość bezpośredniego porównania dwóch różnych warunków pracy falownika oraz ocenę wpływu niezbalansowania źródeł zasilania na kształt generowanych prądów i napięć.

Jak można zauważyć na podstawie rysunku 5.3 wartości szczytowe napięcia fazowego falownika (u_{aM}) w dodatnim półokresie są wyraźnie niższe od tych osiągniętych w drugiej połowie. Różnica wynosi dokładnie $0.2u_{dc}$ (założone Δu_{dc}) i doprowadza do niezbalansowania wartości średnich generowanych napięć ($u_{aM LPF}$). W wyniku zadanego niezrównoważenia napięć dzielnika pojemnościowego w przebiegu napięcia międzyfazowego (u_{ab}) pojawiają się dodatkowe poziomy. Zamiast pięciu występujących w stanie równowagi ($u_{ab} \in \{u_{dc}, 0.5u_{dc}, 0, -0.5u_{dc}, -u_{dc}\}$), teraz jest ich siedem ($u_{ab} \in \{u_{dc}, 0.6u_{dc}, 0.4u_{dc}, 0, -0.4u_{dc}, -0.6u_{dc}, -u_{dc}\}$). Powstają one jako skutek wykorzystywania w każdej sekwencji przełączeń SVM wektorów krótkich typu P oraz N. Oznacza to, że w napięciach międzyfazowych falownika pojawia się dodatkowa składowa (Δu_{ab}) o wysokiej częstotliwości. Wartości tej składowej można wyznaczyć jako różnicę pomiędzy przebiegami napięć międzyfazowych (np. u_{ab}), uzyskanych w stanie zrównoważenia (u_{abz} , rysunek 4.16) oraz niezrównoważenia (u_{abnz} , rysunek 5.3) napięcia zasilania:

$$\Delta u_{ab} = u_{abz} - u_{abnz} \quad (5.10)$$

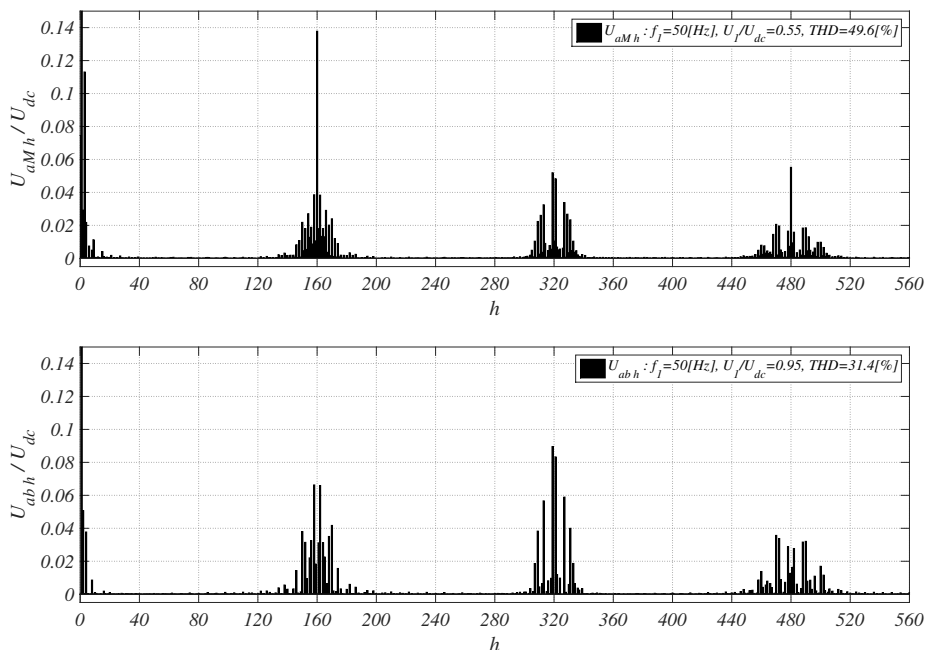
Przebieg składowej napięcia międzyfazowego oraz rezultaty przeprowadzonej analizy częstotliwościowej (FFT), przedstawione zostały na rysunku 5.4. Wynika z nich, że wśród harmonicznich niskich rzędów dominuje ta



Rys. 5.4: Przebieg dodatkowej składowej występującej w napięciu międzyfazowym (u_{ab}) falownika w sytuacji niezrównoważenia napięć zasilających ($\Delta u_{dc} = -0.2u_{dc}$) oraz jego analiza częstotliwościowa (FFT)

o podwójnej częstotliwości (100 [Hz] , ΔU_{ab2}) składowej podstawowej napięcia fazowego (u_{aM}). Pojawiają się też kolejne prążki o indeksach parzystych – czwarty oraz szósty. Znaczące harmoniczne skupione są również w otoczeniu częstotliwości impulsowania falownika ($\Delta U_{ab160\pm 1}$, $\Delta U_{ab160\pm 5}$, $\Delta U_{ab160\pm 7}$), czyli połowy częstotliwości dominującej w widmie napięć międzyfazowych (rysunek 4.17 oraz 5.5). Ta charakterystyczna własność może zostać wykorzystana w procesie samoczynnego równoważenia napięć dzielnika pojemnościowego za pomocą pasywnych dwójników reaktancyjnych ($R_b L_b C_b$), dołączanych do każdego z wyjść fazowych falownika (ang. *Passive Balance Booster*). Szeregowo połączone elementy $L_b C_b$ powinny być tak dobrane, aby ich częstotliwość rezonansowa ($f_r = 1/2\pi\sqrt{L_b C_b}$) była jak najbardziej zbliżona do częstotliwości pochodzącej od impulsowania, dominującej w przebiegu dodatkowej składowej napięć międzyfazowych (Δu_{ab}). Wówczas powstaje niskoimpedancyjne połączenie (ograniczone jedynie rezystancją R_b) podczas realizacji dyskretnych wektorów krótkich oraz średnich, umożliwiające przepływ prądu wyrównawczego potencjałów dzielnika kondensatorowego [80–82, 95, 96, 98, 123–125]. Podejście takie wymaga jednak zastosowania dodatkowych układów pasywnych zwiększających koszt, gabaryty oraz powodujących dodatkowe straty mocy w układzie przekształtnika energoelektronicznego.

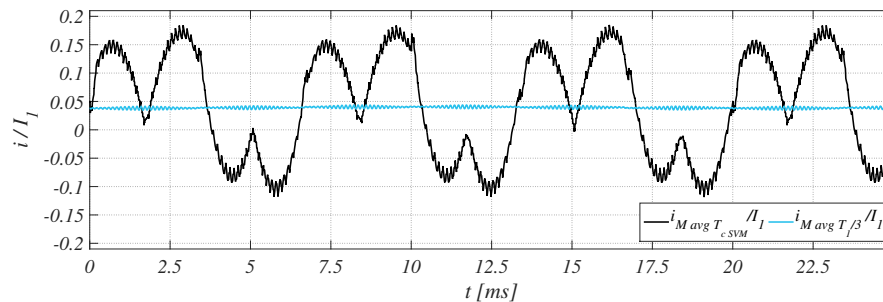
Wyniki analizy częstotliwościowej (FFT) przebiegu napięcia fazowego oraz międzyfazowego falownika zostały zaprezentowane na rysunku 5.5. Wykresy przedstawiono w tej samej skali, jak w przypadku obliczeń przeprowadzonych w sytuacji równowagi napięć dzielnika kondensatorowego (rysunek 4.17), co umożliwia łatwe porównanie rezultatów. Można zauważyć, że w przypadku



Rys. 5.5: Analiza częstotliwościowa napięcia fazowego (u_{aM}) oraz międzyfazowego (u_{ab}) na wyjściu falownika dla amplitudowego indeksu modulacji ($m_{aSVM} = 0.95$) oraz w sytuacji nierównoważenia napięć zasilających ($\Delta u_{dc} = -0.2u_{dc}$). Na wykresie nie pokazano wartości amplitud podstawowych harmonicznich, które są równe: $U_{aM1} = 0.55U_{dc}$, $U_{ab1} = 0.95U_{dc}$

niezrównoważenia napięć zasilających falownik NPC, w napięciu fazowym pojawiają się dodatkowe harmoniczne parzyste niskich rzędów ($U_{aM2,4,6}$) o znaczących wartościach, łącznie ze składową stałą (U_{aM0}). Powodują one odkształcenie przebiegów napięć i ich wartości średnich, wyraźnie zauważalne na zaprezentowanym rysunku 5.3. Negatywnym efektem niezbalansowania napięć zasilających jest również deformacja przebiegów prądów obciążenia (i_{abc}) – asymetria, przesunięcie fazowe, nierównomierny rozkład półfali dodatniej i ujemnej.

Na rysunku 5.6 zaprezentowano przebiegi wartości średniej prądu i_M wyliczonej za okres trwania pojedynczej sekwencji przełączeń wektorów napięciowych w 7-segmentowej SVM ($i_{M\text{ avg } T_{cSVM}}$), oraz obliczonej za 1/3 okresu podstawowej harmonicznej ($i_{M\text{ avg } T_1/3}$). Przebiegi te uzyskano podczas analizowanej sytuacji niezrównoważenia napięć zasilających falownik typu NPC ($\Delta u_{dc} = -0.2u_{dc}$). Można zauważyć, że poziom wartości średniej wyznaczonej w dłuższym okresie ($T_1/3 \approx 6.67[\text{ms}]$) jest większy od zera, w przeciwieństwie do rezultatu otrzymanego w przypadku równowagi napięć zasilających, zaprezentowanego na rysunku 4.20. Wynik ten oznacza, że pomimo realizacji standardowego algorytmu modulacji wektorowej, prąd i_M bardziej obciąża dolną część rozdzielonego źródła zasilania (u_{dc2}) o napięciu większym niż jego część górna (u_{dc1}). Ten naturalny proces nie jest jednak wystarczający aby całkowicie przeciwdziałać przyczynie niezrównoważenia napięć, lecz umożliwia jedynie powrót do stanu równowagi napięciowej po jej ustąpieniu. Analiza takiego przypadku została przedstawiona w rozdziale 6.4, dotyczącym badań symulacyjnych całego systemu przekształcania energii pozyskiwanej z łańcuchów modułów fotowoltaicznych, jak również opisana na podstawie rezultatów wykonanych testów laboratoryjnych (rozdział 7.5).



Rys. 5.6: Przebiegi wartości średniej prądu i_M wyliczonej za okres trwania pojedynczej sekwencji przełączeń wektorów napięciowych w 7-segmentowej SVM ($i_{M\text{ avg } T_{cSVM}}$), jak również za 1/3 okresu podstawowej harmonicznej ($i_{M\text{ avg } T_1/3}$) w sytuacji niezrównoważenia wartości napięć zasilających ($\Delta u_{dc} = -0.2u_{dc}$)

Na podstawie wyprowadzeń analitycznych, wyników symulacji oraz przeprowadzonych analiz w rozdziale 4.3.2 oraz 5.2, można wyróżnić najważniejsze skutki niezrównoważenia napięć dzielnika kondensatorowego, zasilającego trójfazowy falownik NPC:

- zmiana długości dyskretnych wektorów krótkich (typu P i N) napięcia trójfazowego oraz dodatkowo kąta fazowego wektorów średnich,
- powstanie dodatkowych regionów wewnątrz każdego sektora heksagonalnej przestrzeni składowych $\alpha\beta$ co uniemożliwia poprawne odwzorowanie

referencyjnego wektora napięcia trójfazowego ($\mathbf{u}_{\alpha\beta}^*$), zarówno podczas realizacji wektorowej modulacji szerokości impulsów, jak i metody skalarnej,

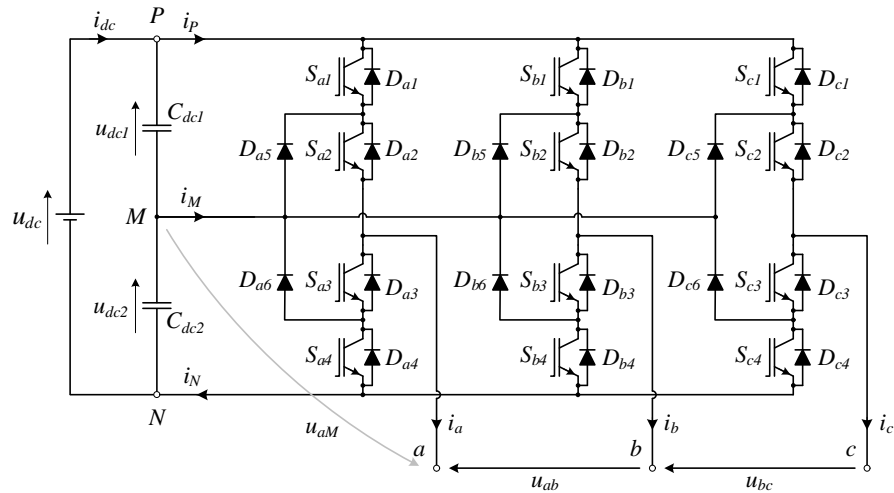
- (c) odkształcenie przebiegów napięć fazowych i międzyfazowych falownika, a w konsekwencji prądów obciążenia,
- (d) znaczące pogorszenie jakości generowanej energii elektrycznej – podwyższony wskaźnik THD, generacja mocy biernej,
- (e) nierównomierny rozkład strat mocy w łącznikach półprzewodnikowych oraz elementach pasywnych układu przekształtnikowego, co prowadzi do lokalnych wzrostów temperatury i może skutkować awarią całego systemu,
- (f) możliwość przekroczenia dopuszczalnych wartości napięcia pracy układów, podłączonych bezpośrednio do części dzielnika pojemnościowego o znacząco większym poziomie napięcia.

Niezrównoważenie napięć dzielnika pojemnościowego niesie zatem za sobą szereg negatywnych skutków, w konsekwencji których może dojść do poważnej awarii systemu przekształcania energii elektrycznej. Dlatego, istotną kwestią jest, aby każdy falownik wielopoziomowy zasilany ze źródeł o dynamicznym charakterze miał możliwość kontroli poziomu ich napięć. Ma to kluczowe znaczenie, zwłaszcza w sytuacji współpracy z przekształtnikami stałoprądowymi (DC-DC), których zadaniem jest pozyskiwanie maksymalnej mocy ze źródeł alternatywnych, takich jak np. łańcuchy modułów fotowoltaicznych, czy turbiny wiatrowe. W większości przypadków algorytmy sterowania tymi układami zapewniają kontrolę generowanego prądu stałego, a za stabilizację napięć w obwodzie pośredniczącym DC oraz generację mocy wyjściowej odpowiedzialny powinien być system falownika.

5.3 Równoważenie napięć dzielnika kondensatorowego za pomocą zmodyfikowanego algorytmu SVM

5.3.1 Metoda modulacji redundantnych wektorów krótkich

W rozdziale 4.2.3 omówiono wpływ realizacji dyskretnych wektorów napięcia trójfazowego na poziom napięć dzielnika pojemnościowego. Na szczególną uwagę zasługują wektory krótkie ($\mathbf{u}_{13} - \mathbf{u}_{18}$), które pogrupowane zostały w pary zawierające wektor typu P oraz N. W stanie równowagi napięć zasilających (u_{dc1}, u_{dc2}) posiadają one tę samą długość oraz kąt fazowy (tabela 3.2), dlatego często są określane wektorami redundantnymi. Podczas niezrównoważenia zmianie ulega jedynie ich moduł (tabela 5.1). Jak zostało pokazane m.in. na rysunku 4.6, krótki wektor typu P powoduje przyłączenie wyjść fazowych falownika do górnej połówki wejściowego dzielnika kondensatorowego (C_{dc1}), natomiast dyskretny wektor typu N wykorzystuje dolną jego część (C_{dc2}). Oznacza to, że wymuszają one przepływ prądu punktu środkowego (i_M) w przeciwnych kierunkach. Wartość tego prądu w zależności od chwilowych poziomów prądów fazowych (i_{abc}) oraz funkcji łączeniowych



Rys. 5.7: Schemat trójfazowego falownika napięcia zasilanego z wejściowego dzielnika kondensatorowego

(s_{abc}) opisana została zależnością 3.20. Można zatem podsumować, że alternatywne wektory krótkie (P, N) charakteryzują się przeciwnym w skutkach oddziaływaniem na poziom napięć kondensatorów wejściowych. Przykładowo, podczas generacji mocy czynnej ($P \gg Q$) załączenie dyskretnego wektora typu P, powoduje obciążenie górnej części dzielnika pojemnościowego i przepływ prądu i_M w kierunku ujemnym (rysunek 4.6d). Skutkuje to spadkiem wartości napięcia u_{dc1} , przy jednoczesnym wzroście u_{dc2} . Analogicznie, załączenie dyskretnego wektora typu N, obciąża dolny kondensator dzielnika wejściowego i wymusza przepływ prądu i_M w kierunku dodatnim (rysunek 4.6e). W efekcie następuje wzrost wartości napięcia u_{dc1} oraz spadek u_{dc2} o taką samą wartość bezwzględną.

Te charakterystyczne własności wektorów redundantnych, mogą zostać wykorzystane w procesie równoważenia napięć dzielnika pojemnościowego. Wszystkie możliwe kombinacje przełączeń wektorów napięcia przedstawione zostały w tablicach 4.5–4.6 i omówione w rozdziale 4.2.5. Jak można zauważyć, w każdej pojedynczej sekwencji, pojawiającej się w zaproponowanej 7-segmentowej wektorowej metodzie modulacji szerokości impulsów, występuje para komplementarnych wektorów krótkich. Zostały one tak rozlokowane, że alternatywne wektory typu N znajdują się w skrajnych segmentach (pierwszy i siódmy), natomiast wektor typu P zawsze zlokalizowany jest w segmencie środkowym (czwartym). W zależności od wybranego sektora oraz regionu heksagonalnej przestrzeni składowych $\alpha\beta$, zostały im przyporządkowane zmienne (t_I , lub t_{III}) ustalające sumaryczny czas ich załączenia. Wyliczane są w każdym okresie próbkowania (T_s) modulatora wektorowego, na podstawie zależności zamieszczonych w tabeli 4.7. W celu ujednocnienia zapisu wprowadzono nową zmienną, określającą sumaryczny czas trwania pary krótkich wektorów redundantnych (t_{rPN}):

$$t_{rPN} = \begin{cases} t_I & \text{w regionach: 1a, 2a, 3} \\ t_{III} & \text{w regionach: 1b, 2b, 4} \end{cases} \quad (5.11)$$

W przedstawionym w rozdziałach 4.2–4.3 algorytmie modulacji wektoro-

wej, w każdym pojedynczym okresie impulsowania, czas t_{rPN} rozdzielony jest po połowie względem dyskretnego wektora krótkiego typu P oraz N, co wyraża zależność:

$$\begin{cases} t_{rPN} = t_{rP} + t_{rN} & (5.12a) \\ t_{rP} = t_{rN} = \frac{t_{rPN}}{2} & (5.12b) \end{cases}$$

gdzie:

- t_{rPN} – sumaryczny czas trwania redundantnych wektorów krótkich typu P oraz N w pojedynczej sekwencji przełączeń
- t_{rP} – czas załączenia alternatywnego wektora krótkiego typu P
- t_{rN} – czas załączenia alternatywnego wektora krótkiego typu N

Można stwierdzić, że równanie 5.12a jest warunkiem koniecznym, który musi zostać spełniony w każdej sekwencji przełączeń, w celu poprawnego odwzorowania wektora napięcia referencyjnego ($\mathbf{u}_{\alpha\beta}^*$). Równy rozdział czasów załączenia wektorów alternatywnych ($t_{rP} = t_{rN}$) powoduje, że średnia wartość prądu wypływającego z węzła środkowego dzielnika kondensatorowego (i_M) za okres realizacji pojedynczego sektora ($\pi/3$), lub inaczej $1/6$ okresu (T_1) podstawowej harmonicznej napięcia wyjściowego jest równa zero:

$$\int_0^{T_1/6} i_M(t) dt = 0 \quad \text{gdy } t_{rP} = t_{rN} \quad (5.13)$$

Tak sterowane wektory krótkie, nie mają żadnego wpływu na niezrównoważenie napięć dzielnika kondensatorowego. Zestawienie przykładowych sekwencji przełączeń dla wybranych regionów sektora I, z przypisanymi czasami trwania alternatywnych wektorów krótkich, przedstawiono w tabeli 5.2.

Z zależności 5.13 wynika, że aby mieć możliwość wpływania za pomocą redundantnych wektorów krótkich na średnią wartość prądu węzła środkowego dzielnika pojemnościowego, należy wymusić różnicę w czasach załączania tych wektorów ($t_{rP} \neq t_{rN}$). Wówczas będzie można kontrolować poziomy napięć zasilających i stabilizować je w przypadku wykrycia niezrównoważenia. Zatem, nowe wartości okresów trwania alternatywnych wektorów krótkich można zapisać, stosując odpowiednie współczynniki skalujące:

$$\begin{cases} t_{rP} = \frac{t_{rPN}}{2} \cdot k_{t_{rP}} = \frac{t_{rPN}}{2} (1 + \delta_{t_{rP}}) & (5.14a) \\ t_{rN} = \frac{t_{rPN}}{2} \cdot k_{t_{rN}} = \frac{t_{rPN}}{2} (1 + \delta_{t_{rN}}) & (5.14b) \end{cases}$$

gdzie:

- $k_{t_{rP}}, k_{t_{rN}}$ – współczynniki skalujące nominalną wartość czasów trwania ($t_{rPN}/2$) alternatywnych wektorów krótkich typu P oraz N
- $\delta_{t_{rP}}, \delta_{t_{rN}}$ – odchyłki (przyrosty) od nominalnych wartości współczynników skalujących równych 1, odpowiednio dla wektorów krótkich typu P i N

Ponieważ nadal obowiązuje nadrzędny warunek 5.12a, więc na podstawie układu równań 5.14ab współczynnik modulacji $k_{t_{rN}}$ można przedstawić w postaci:

$$k_{t_{rN}} = 2 - k_{t_{rP}} = 1 - \delta_{t_{rP}} \quad (5.15)$$

Z równania 5.15 wynika, że pomiędzy wartościami korekt nominalnych współczynników modulacji redundantnych wektorów krótkich typu P ($\delta_{t_{rP}}$) oraz N ($\delta_{t_{rN}}$) zachodzi relacja:

$$\delta_{t_{rN}} = -\delta_{t_{rP}} \quad (5.16)$$

Uwzględniając zależność 5.15, równania 5.14ab przyjmują formę:

$$\begin{cases} t_{rP} = \frac{t_{rPN}}{2} (1 + \delta_{t_{rP}}) & (5.17a) \\ t_{rN} = \frac{t_{rPN}}{2} (1 - \delta_{t_{rP}}) & (5.17b) \end{cases}$$

Wyprowadzone zależności 5.17ab pokazują sposób wykorzystania dodatkowej modulacji czasów realizacji wektorów krótkich, w celu kontroli poziomu napięć wejściowego dzielnika pojemnościowego. Wynika z nich, że wartości zadawanej odchyłki ($\delta_{t_{rP}}$) oraz współczynników skalujących ($k_{t_{rP}}$, $k_{t_{rN}}$) powinny się mieścić w zakresach:

$$\begin{cases} \delta_{t_{rP}} \in \langle -1 : 1 \rangle & (5.18a) \\ k_{t_{rP}}, k_{t_{rN}} \in \langle 0 : 2 \rangle & (5.18b) \end{cases}$$

W teorii, zastosowanie wartości skrajnych spowoduje, że czas realizacji jednego z wektorów alternatywnych (P lub N) osiągnie wartość zero,

Tabela 5.2: 7-segmentowa sekwencja przełączeń dyskretnych wektorów napięcia w wybranych regionach sektora I, z równym podziałem czasów załączenia krótkich wektorów redundantnych ($t_{rP} = t_{rN} = t_{rPN}/2$)

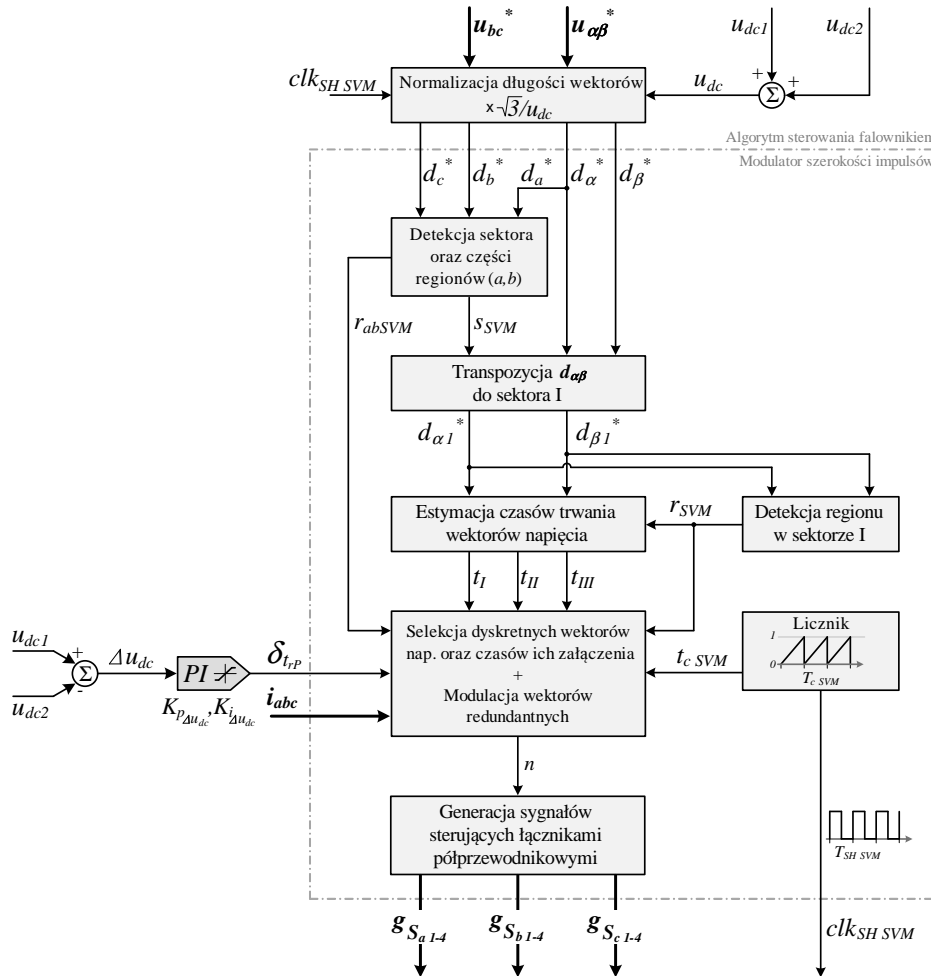
Segment	1	2	3	4	5	6	7	
Sektor I	Reg. 1b	\mathbf{u}_{14N} [MMN] $t_{III}/4$	\mathbf{u}_{0M} [MMM] $t_{II}/2$	\mathbf{u}_{13P} [PMM] $t_I/2$	\mathbf{u}_{14P} [PPM] $t_{III}/2$	\mathbf{u}_{13P} [PMM] $t_I/2$	\mathbf{u}_{0M} [MMM] $t_{II}/2$	\mathbf{u}_{14N} [MMN] $t_{III}/4$
	Reg. 2a	\mathbf{u}_{13N} [MNN] $t_I/4$	\mathbf{u}_{14N} [MMN] $t_{III}/2$	\mathbf{u}_7 [PMN] $t_{II}/2$	\mathbf{u}_{13P} [PMM] $t_I/2$	\mathbf{u}_7 [PMN] $t_{II}/2$	\mathbf{u}_{14N} [MMN] $t_{III}/2$	\mathbf{u}_{13N} [MNN] $t_I/4$
	Reg. 3	\mathbf{u}_{13N} [MNN] $t_I/4$	\mathbf{u}_1 [PNN] $t_{III}/2$	\mathbf{u}_7 [PMN] $t_{II}/2$	\mathbf{u}_{13P} [PMM] $t_I/2$	\mathbf{u}_7 [PMN] $t_{II}/2$	\mathbf{u}_1 [PNN] $t_{III}/2$	\mathbf{u}_{13N} [MNN] $t_I/4$
	Reg. 4	\mathbf{u}_{14N} [MMN] $t_{III}/4$	\mathbf{u}_7 [PMN] $t_{II}/2$	\mathbf{u}_2 [PPN] $t_I/2$	\mathbf{u}_{14P} [PPM] $t_{III}/2$	\mathbf{u}_2 [PPN] $t_I/2$	\mathbf{u}_7 [PMN] $t_{II}/2$	\mathbf{u}_{14N} [MMN] $t_{III}/4$
	$t_{rPN}/4$			$t_{rPN}/2$			$t_{rPN}/4$	
	$t_{rN}/2$			t_{rP}			$t_{rN}/2$	

natomiast drugi z nich będzie załączony przez maksymalny okres (t_{rPN}). W praktycznej aplikacji jednak, długość minimalnego impulsu jaki może zostać wygenerowany w napięciu wyjściowym zależy od parametrów dynamicznych układu generacji impulsów sterujących pracą łączników półprzewodnikowych, jak i maksymalnych czasów załączania i wyłączenia użytych tranzystorów. Dlatego, poniżej pewnej wartości wyliczonego czasu (t_{rP} lub t_{rN}) falownik nie będzie w stanie zrealizować tak krótko trwającego wektora dyskretnego, co nie zmienia istoty sprawy, że nadal duży wpływ na proces równoważenia napięć dzielnika pojemnościowego będzie miał komplementarny wektor napięcia o skrajnie długim czasie trwania.

Z zapisanego układu równań 5.17ab wynika, że w celu zapewnienia modulacji czasów załączenia krótkich wektorów redundantnych, należy zadać odpowiednią wartość przyrostu $\delta_{t_{rP}}$, odpowiadającego ze znakiem dodatnim wektorowi typu P. Jego poziom może zostać wyznaczony za pomocą dodatkowego układu regulacji, którego zadaniem jest minimalizacja nierównoważenia (Δu_{dc}) napięć zasilających falownik trójpoziomowy. W przypadku jednokierunkowej pracy falownika z dodatnią wartością prądu stałego ($i_{dc} > 0$), zaznaczonego na rysunku 5.7 i generacji jedynie mocy czynnej ($P \gg Q$), znak różnicy napięć pomiędzy jego częścią górną (u_{dc1}), a dolną (u_{dc2}) powinien odpowiadać znakowi wprowadzanej odchyłki do czasów trwania wektorów krótkich ($\delta_{t_{rP}}$). Układy przekształtnikowe dedykowane do współpracy ze źródłami alternatywnymi, charakteryzują się przeważnie jednokierunkowym przepływem energii, lecz mogą być stosowane do generacji znaczącej wartości mocy biernej (Q), kontrolowanej przez operatora systemu dystrybucyjnego (OSD) w danym węźle sieci elektroenergetycznej. W takiej sytuacji algorytm równoważenia napięć zasilających falownik, powinien dodatkowo identyfikować kierunek prądu wpływającego z węzła środkowego dzielnika kondensatorowego (i_M). Kierunek ten można przewidzieć, na podstawie znajomości wektora krótkiego typu P, który ma być załączony w aktualnej sekwencji przełączeń oraz znaków mierzonych prądów fazowych falownika (i_{abc}), stosując zależność 3.20. Zatem, bez względu na znak różnicy napięć stałych (Δu_{dc}), gdy wyznaczony kierunek prądu i_M płynącego podczas potencjalnego załączenia aktualnego wektora krótkiego typu P będzie dodatni (w odniesieniu do schematu z rysunku 5.7), to należy zmienić znak wprowadzanej odchyłki do czasów załączeń wektorów redundantnych

Tabela 5.3: Sposób wprowadzania zmian w czasach realizacji redundantnych wektorów krótkich typu P oraz N (kierunek prądu wpływającego z węzła środkowego dzielnika kondensatorowego (i_M) podany w odniesieniu do schematu 5.7)

Znak prądu i_M dla wektora krótkiego typu P	$\Delta u_{dc} > 0$ ($\delta_{t_{rP}} > 0$)	$\Delta u_{dc} < 0$ ($\delta_{t_{rP}} < 0$)
$i_M > 0$	$t_{rP} = t_{rPN}/2 \cdot (1 - \delta_{t_{rP}})$	$t_{rP} = t_{rPN}/2 \cdot (1 - \delta_{t_{rP}})$
	$t_{rN} = t_{rPN}/2 \cdot (1 + \delta_{t_{rP}})$	$t_{rN} = t_{rPN}/2 \cdot (1 + \delta_{t_{rP}})$
$i_M < 0$	$t_{rP} = t_{rPN}/2 \cdot (1 + \delta_{t_{rP}})$	$t_{rP} = t_{rPN}/2 \cdot (1 + \delta_{t_{rP}})$
	$t_{rN} = t_{rPN}/2 \cdot (1 - \delta_{t_{rP}})$	$t_{rN} = t_{rPN}/2 \cdot (1 - \delta_{t_{rP}})$



Rys. 5.8: Schemat blokowy realizacji modulatora wektorowego szerokości impulsów, umożliwiającego równoważenie napięć wejściowego dzielnika kondensatorowego

(δ_{trP}). Podsumowanie rozważań dotyczących sposobu modulacji dyskretnych wektorów alternatywnych zawarte zostało w tabeli 5.3.

Schemat blokowy algorytmu wektorowego modulatora szerokości impulsów (SVM), umożliwiającego równoważenie napięć zasilających falownik trójfazowy poprzez dodatkową modulację redundantnych wektorów krótkich, został przedstawiony na rysunku 5.8. W celu minimalizacji różnicy napięć (Δu_{dc}) zastosowano w nim zewnętrzny układ regulatora proporcjonalno-całkującego (PI), który wylicza wartość niezbędnej do wprowadzenia korekty (δ_{trP}) w czasach trwania alternatywnych wektorów krótkich. Wzmocnienie części proporcjonalnej ($K_{p\Delta u_{dc}}$) oraz całkującej ($K_{i\Delta u_{dc}}$) regulatora PI powinny być dobrane w odniesieniu do dynamiki przyczyny nie zrównoważenia napięć oraz oczekiwanej szybkości reakcji algorytmu ich balansowania. Dodatkowa analiza kierunku prądu wpływającego z węzła środkowego dzielnika pojemnościowego (i_M) oraz sposób jej aplikacji zgodnie z tabelą 5.3, realizowany jest w samym bloku modulatora.

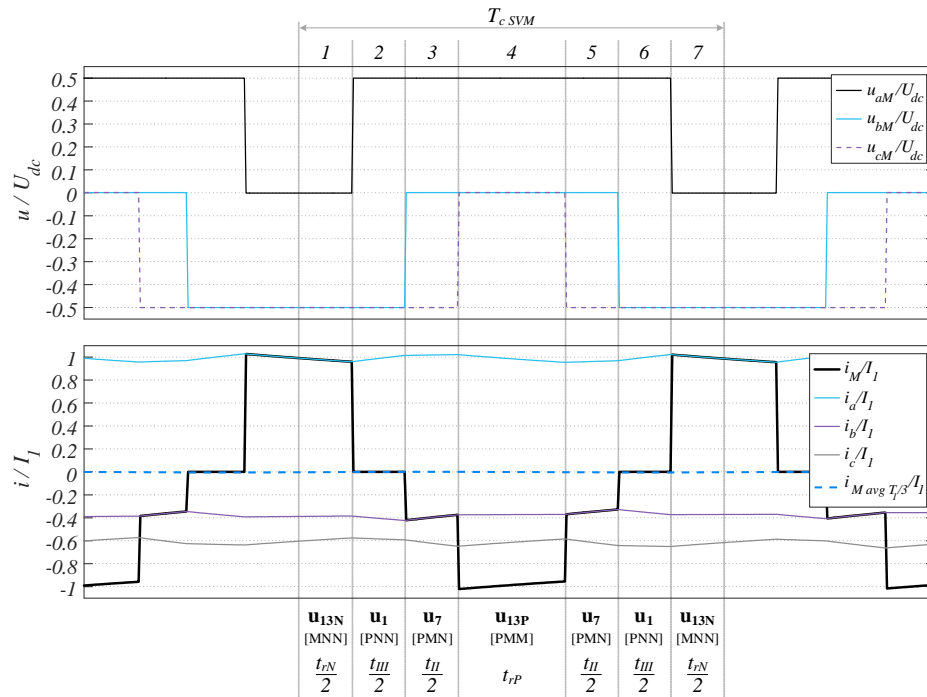
Wprowadzone w rozdziale 5.3 zmienne czasowe (t_{rP} , t_{rN}), determinujące sposób równoważenia napięć zasilających falownik typu NPC i opisane zależnościami 5.17a–5.17b, zostały uwzględnione w 7-segmentowej metodzie mo-

Tabela 5.4: 7-segmentowa sekwencja przełączeń dyskretnych wektorów napięcia w wybranych regionach sektora I, z modulacją czasów załączenia krótkich wektorów redundantnych typu P oraz N (t_{rP}, t_{rN})

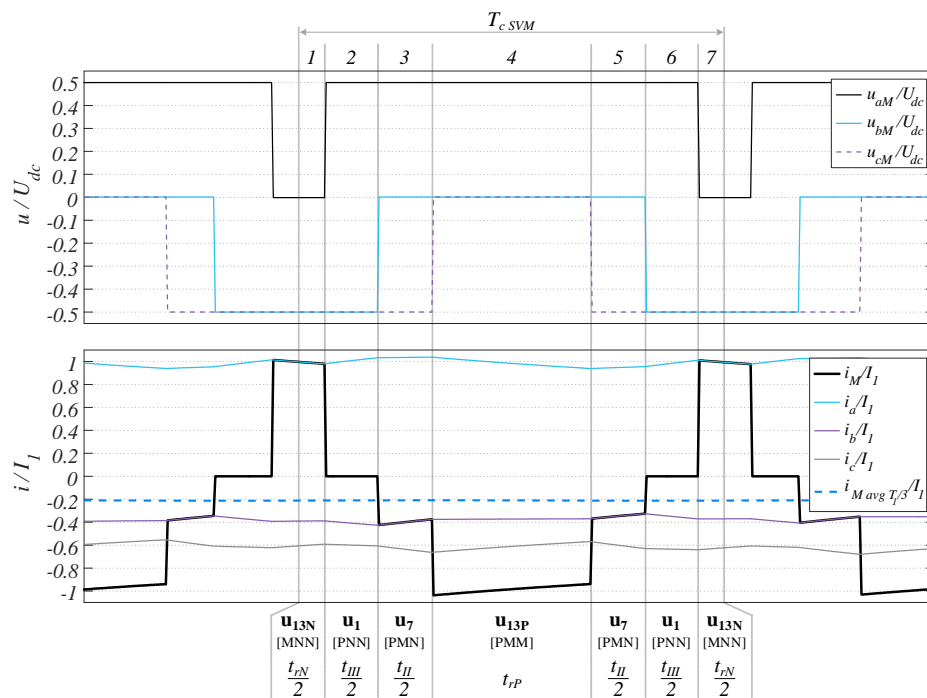
Segment	1	2	3	4	5	6	7	
Sektor I	Reg. 1b	\mathbf{u}_{14N}	\mathbf{u}_{0M}	\mathbf{u}_{13P}	\mathbf{u}_{14P}	\mathbf{u}_{13P}	\mathbf{u}_{0M}	\mathbf{u}_{14N}
		[MMN]	[MMM]	[PMM]	[PPM]	[PMM]	[MMM]	[MMN]
		$t_{rN}/2$	$t_{II}/2$	$t_I/2$	t_{rP}	$t_I/2$	$t_{II}/2$	$t_{rN}/2$
	Reg. 2a	\mathbf{u}_{13N}	\mathbf{u}_{14N}	\mathbf{u}_7	\mathbf{u}_{13P}	\mathbf{u}_7	\mathbf{u}_{14N}	\mathbf{u}_{13N}
		[MNN]	[MMN]	[PMN]	[PMM]	[PMN]	[MMN]	[MNN]
		$t_{rN}/2$	$t_{III}/2$	$t_{II}/2$	t_{rP}	$t_{II}/2$	$t_{III}/2$	$t_{rN}/2$
	Reg. 3	\mathbf{u}_{13N}	\mathbf{u}_1	\mathbf{u}_7	\mathbf{u}_{13P}	\mathbf{u}_7	\mathbf{u}_1	\mathbf{u}_{13N}
		[MNN]	[PNN]	[PMN]	[PMM]	[PMN]	[PNN]	[MNN]
		$t_{rN}/2$	$t_{III}/2$	$t_{II}/2$	t_{rP}	$t_{II}/2$	$t_{III}/2$	$t_{rN}/2$
	Reg. 4	\mathbf{u}_{14N}	\mathbf{u}_7	\mathbf{u}_2	\mathbf{u}_{14P}	\mathbf{u}_2	\mathbf{u}_7	\mathbf{u}_{14N}
		[MMN]	[PMN]	[PPN]	[PPM]	[PPN]	[PMN]	[MMN]
		$t_{rN}/2$	$t_{II}/2$	$t_I/2$	t_{rP}	$t_I/2$	$t_{II}/2$	$t_{rN}/2$

dulacji wektorowej. Analogicznie jak w przypadku równego rozdziału czasów trwania krótkich wektorów redundantnych (tabela 5.2), można przedstawić ich zastosowanie w odpowiednich segmentach danych sekwencji przełączeń wektorów dyskretnych napięcia. Zestawienie wybranych przypadków na podstawie reprezentatywnych regionów sektora I, zostało zaprezentowane w tabeli 5.4.

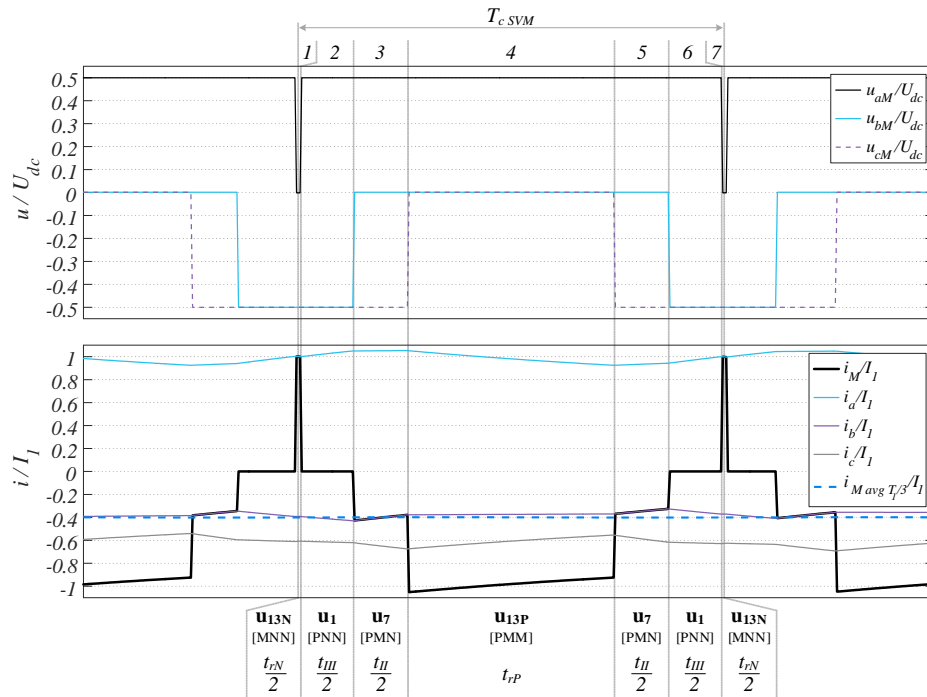
Wpływ zastosowania różnych wartości zmiany ($\delta_{t_{rP}}$) jednostkowego współczynnika modulacji alternatywnych wektorów krótkich na sekwencję przełączeń dyskretnych wektorów napięcia falownika oraz przebiegi prądu wypływającego z węzła środkowego dzielnika pojemnościowego (i_M), przedstawiono na rysunkach 5.9–5.10. W modelu symulacyjnym modulatora SVM wykonanym w środowisku Matlab\Simulink, zastosowano wartość amplitudowego indeksu modulacji równą 0.8. Zaprezentowane sygnały zostały znormalizowane względem poziomu całkowitego napięcia zasilania (U_{dc}) oraz amplitudy składowej podstawowej prądów fazowych ($I_1, 50$ [Hz]). Wartości średnie przebiegów prądu i_M oszacowano w przedziałach czasu równych $1/3$ okresu podstawowej harmonicznej (T_1) i oznaczono jako $i_{M\text{ avg}T_1/3}$. Na uzyskanych wykresach zaznaczono przedziały czasów realizacji poszczególnych dyskretnych wektorów napięcia, odpowiadające położeniu końca wektora referencyjnego w trzecim regionie sektora I. Ta sekwencja przełączeń została również zawarta m.in. w tabeli 5.4. Można zauważyć liniowy wzrost średniej wartości prądu i_M , płynącego w kierunku ujemnym wraz ze zwiększeniem poziomu $\delta_{t_{rP}}$ dla założonego stałego amplitudowego indeksu modulacji. Bowiem, im większa wartość przyrostu współczynnika modulacji wektorów redundantnych ($\delta_{t_{rP}} > 0$), tym dłuższy czas załączeń alternatywnych wektorów krótkich typu P (t_{rP}), a krótszy typu N (t_{rN}), przy założeniu generacji mocy czynnej. Wówczas, bardziej obciążony jest górny kondensator (C_{dc1}) dzielnika zasilającego falownik, sterowany za pomocą algorytmu modulacji wektorowej przedstawionego na rysunku 5.8. W przypadku ujemnej wartości przyrostu ($\delta_{t_{rP}} < 0$) wydłużeniu ulega czas realizacji redundantnych wektorów typu N, co skutkuje większym obciążeniem dolnego kondensatora (C_{dc2}) dzielnika wejściowego. Na rysunku 5.10 zaprezentowany



Rys. 5.9: Przykładowe przebiegi napięć oraz prądów falownika trójpoziomowego typu NPC dla zadanej wartości korekty jednostkowego współczynnika modulacji alternatywnych wektorów krótkich typu P: $\delta_{t_{rP}} = 0$ ($k_{t_{rP}} = 1$), w trzecim regionie sektora I ($m_{aSVM} = 0.8$)



Rys. 5.10: Przykładowe przebiegi napięć oraz prądów falownika trójpoziomowego typu NPC dla zadanej wartości korekty jednostkowego współczynnika modulacji alternatywnych wektorów krótkich typu P: $\delta_{t_{rP}} = 0.5$ ($k_{t_{rP}} = 1.5$), w trzecim regionie sektora I ($m_{aSVM} = 0.8$)



Rys. 5.10: Przykładowe przebiegi napięć oraz prądów falownika trójpoziomowego typu NPC dla zadanej wartości korekty jednostkowego współczynnika modulacji alternatywnych wektorów krótkich typu P: $\delta_{t_{rP}} = 0.95$ ($k_{t_{rP}} = 1.95$), w trzecim regionie sektora I ($m_{\alpha SVM} = 0.8$)

został zaledwie 5-procentowy czas trwania wektora typu N (\mathbf{u}_{13N}) w stosunku do 95-procentowego okresu załączenia wektora typu P (\mathbf{u}_{13P}). Zwiększenie wartości $\delta_{t_{rP}}$ do poziomu 1 spowodowałoby całkowite wyeliminowanie z realizacji wektorów krótkich typu N, a tym samym zmniejszenie liczby segmentów w pojedynczej sekwencji przełączeń z siedmiu na pięć.

5.3.2 Analiza efektywności algorytmu modulacji wektorowej SVM z dodatkową modyfikacją czasów załączeń wektorów alternatywnych

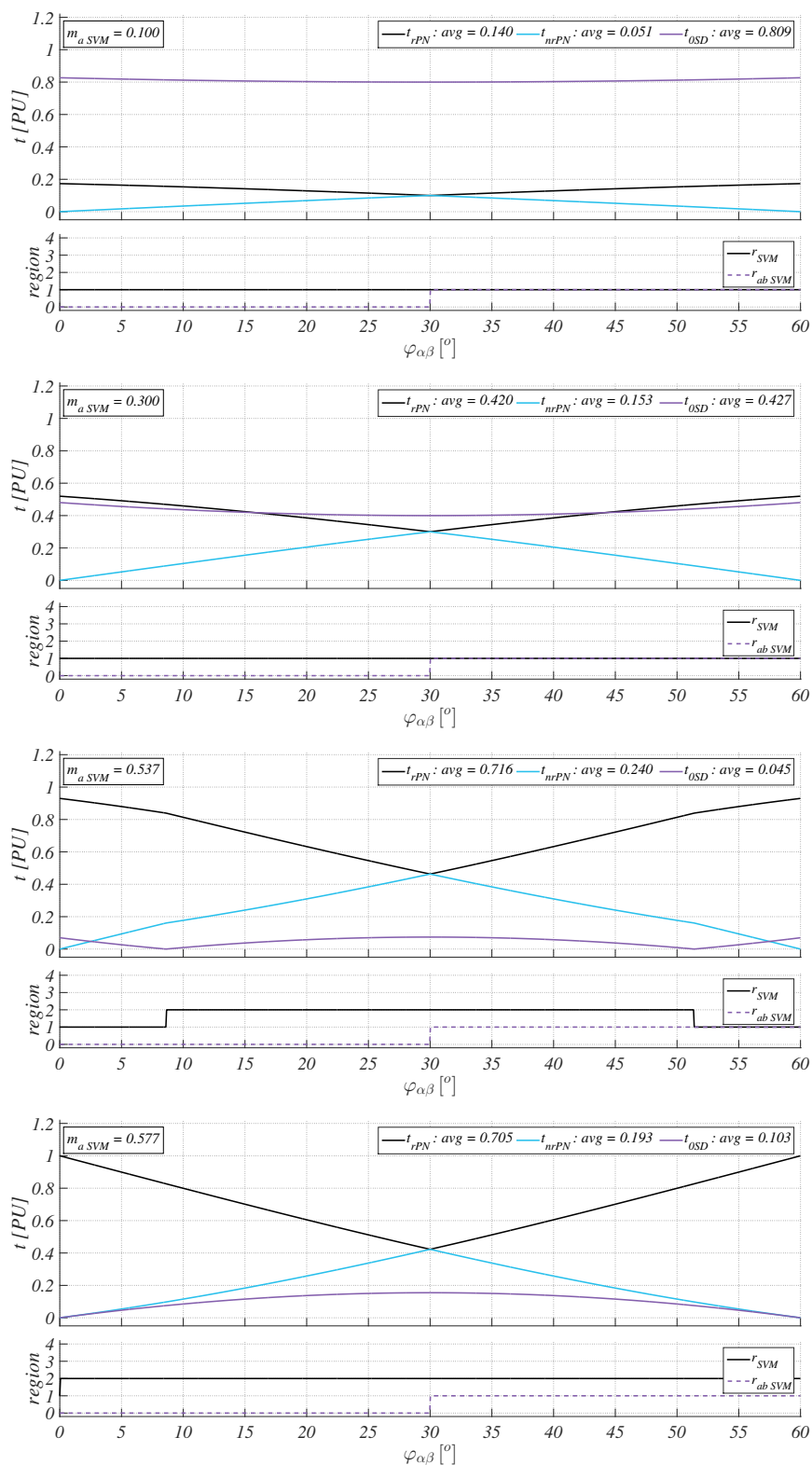
Wyprowadzone zależności 5.13 – 5.17ab wskazują, że poprzez modyfikację czasów trwania krótkich wektorów redundantnych (t_{rP} , t_{rN}), można wpływać na wartość średnią prądu i_M , a tym samym kontrolować poziom napięć zasilających falownik trójpoziomowy typu NPC. Zakładając możliwość wykorzystania pełnego zakresu zadawanego współczynnika zmienności ($\delta_{t_{rP}}$, równanie 5.18a), to efektywność całego procesu równoważenia napięć wejściowego dzielnika pojemnościowego, uzależniona jest od sumarycznej wartości czasu (t_{rPN}), odpowiadającego w każdej sekwencji przełączeń parze krótkich wektorów alternatywnych. Wartość ta, wyliczana jest na podstawie wyprowadzonych równań charakterystycznych dla każdego regionu i zapisanych w postaci znormalizowanej w tabeli 4.7, z uwzględnieniem odpowiedniego przypisania (tożsamość 5.11) do zmiennych czasowych t_I , t_{II} oraz t_{III} . Zatem, czas trwania krótkich wektorów redundantnych (t_{rPN}) determinowany jest przez chwilowe położenie kątowe ($\varphi_{\alpha\beta}$) wektora napięcia referencyjnego oraz aktualny poziom amplitudowego indeksu modulacji

(m_{aSVM}). Z tego względu, w celu wyznaczenia wszystkich możliwych wartości t_{rPN} wygodniej jest wykonać analizę numeryczną, niż bazować na podejściu analitycznym.

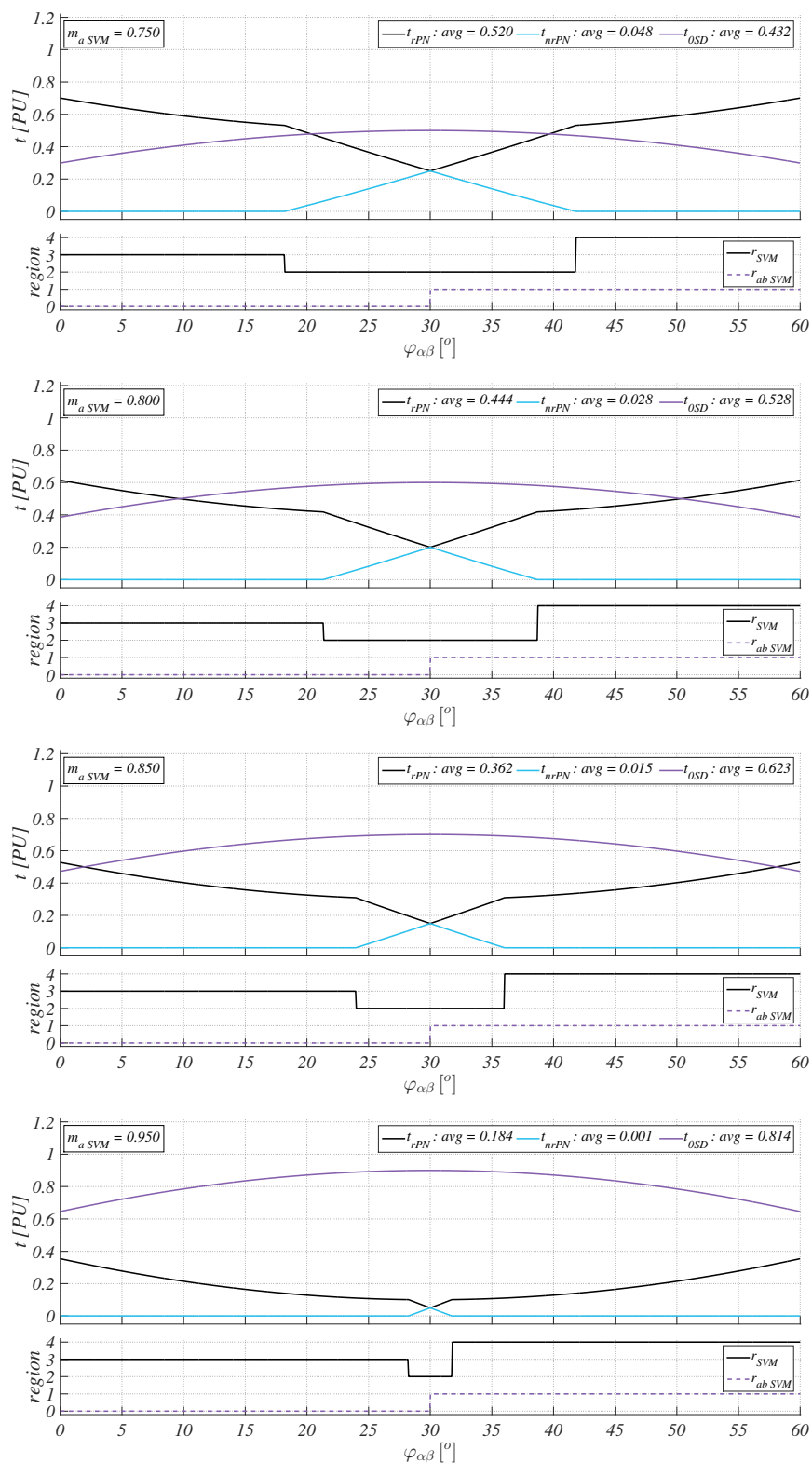
Rezultaty obliczeń numerycznych, wykonanych w środowisku symulacyjnym Matlab\Simulink zaprezentowano na rysunkach 5.11 – 5.12. Zawierają one serie charakterystyk, przedstawiających wartości czasów załączenia danej grupy wektorów dyskretnych w funkcji aktualnego położenia kąтового wektora referencyjnego ($\varphi_{\alpha\beta}$) oraz dla danego poziomu amplitudowego indeksu modulacji (m_{aSVM}). Analizę przeprowadzono dla reprezentatywnego zakresu kąтового pojedynczego sektora ($\varphi_{\alpha\beta} \in \langle 0 : 60 \rangle [^\circ]$). Na potrzeby analizy, wszystkie wektory dyskretne możliwe do wygenerowania przez trójpoziomowy falownik typu NPC, przydzielono do jednej z trzech zmiennych czasowych:

- (a) t_{rPN} – całkowity czas trwania redundantnych wektorów krótkich, występujących w danej sekwencji przełączeń napięć falownika,
- (b) t_{nrPN} – czas trwania wektorów krótkich, które w danej sekwencji przełączeń występują pojedynczo, nie posiadając wektora komplementarnego, dlatego nie mogą być wykorzystane w procesie równoważenia napięć dzielnika pojemnościowego,
- (c) t_{0SD} – czas trwania pozostałych wektorów dyskretnych napięcia: zerowych, średnich oraz długich nie uczestniczących w balansowaniu napięć zasilających falownik.

Dla każdej wartości kąta ($\varphi_{\alpha\beta}$), suma wymienionych trzech zmiennych czasowych, daje znormalizowany wynik równy 1, odpowiadający okresowi impulsowania modulatora SVM. Opisy charakterystyk zawierają obliczone wartości średnie (*avg*) danych czasów, w całym zakresie zmienności pojedynczego sektora, a więc i całego okresu podstawowej harmonicznej (T_1). Przeglądając, wybrane przypadki można zauważyć, że wielkość czasowa t_{rPN} przyjmuje maksymalne wartości chwilowe równe 1, gdy amplitudowy indeks modulacji wynosi $1/\sqrt{3}$ (0.577). Długość wektora napięcia referencyjnego ($\mathbf{u}_{\alpha\beta}$) jest wówczas na granicy pomiędzy regionem drugim i trzecim. Najbardziej interesującym przypadkiem pod względem możliwości równoważenia napięć dzielnika pojemnościowego falownika jest ten, gdzie występuje największa wartość średnia czasu wykorzystania redundantnych wektorów krótkich ($t_{rPN\,avg} \approx 0.716$). Sytuacja taka występuje gdy $m_{aSVM} \approx 0.537$, czyli koniec wektora napięcia referencyjnego porusza się po okręgu przechodzącym przez granice regionów pierwszego oraz drugiego. Tak niska wartość amplitudowego indeksu modulacji, nie jest jednak stosowana w standardowych aplikacjach falowników podłączonych do linii zasilającej napięć przemiennych. Oznaczałoby to działanie falownika z dużą nadwyżką napięcia zasilania DC w stosunku do amplitudy napięcia międzyfazowego linii trójfazowej. Powodowałoby to dodatkowe straty mocy podczas przełączeń układów półprzewodnikowych oraz prowadziło do zwiększenia szczytowej wartości składowej zmiennej o częstotliwości impulsowania w przebiegach generowanych prądów (wzrost THD). Można założyć, że w większości przypadków falowniki podłączone do linii zasilającej są sterowane sygnałami referencyjnymi ustalającymi wartość amplitudowego indeksu modulacji w przedziale $m_{aSVM} \in \langle 0.70 : 0.95 \rangle$. Na rysunku 5.13 przedstawiony został heksagon zawierający rozkład dyskretnych wektorów napięć falow-



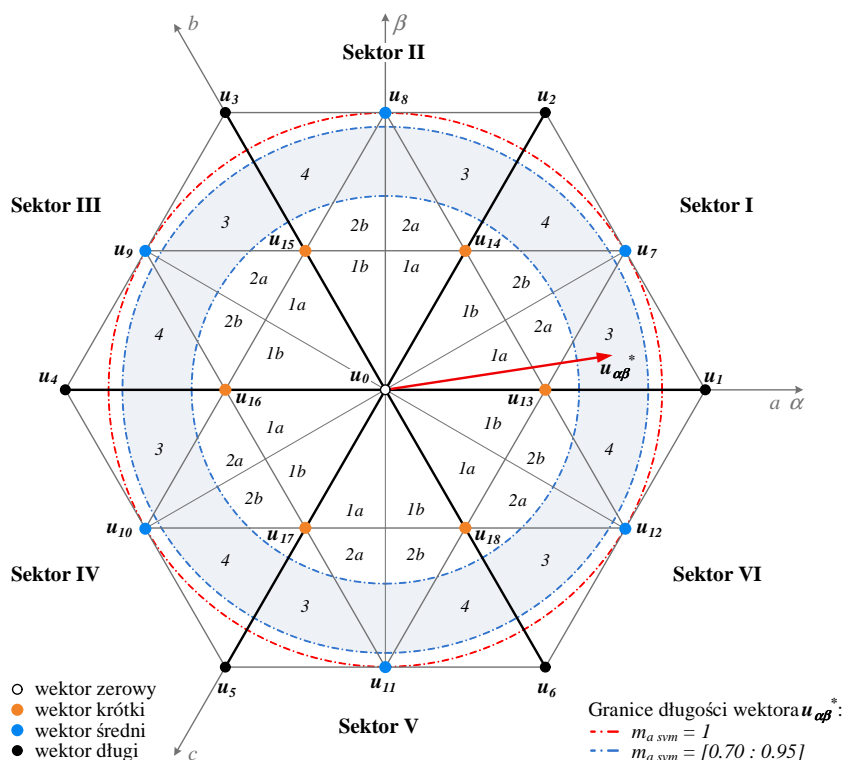
Rys. 5.11: Czasy załączenia poszczególnych typów dyskretnych wektorów napięcia występujących w algorytmie 7-segmentowej SVM dla danego indeksu amplitudowego ($m_{a\text{SVM}}$): t_{rPN} – krótkie wektory redundantne; t_{nrPN} – pozostałe pojedyncze wektory krótkie; t_{0SD} – wektory zerowe, średnie i długie



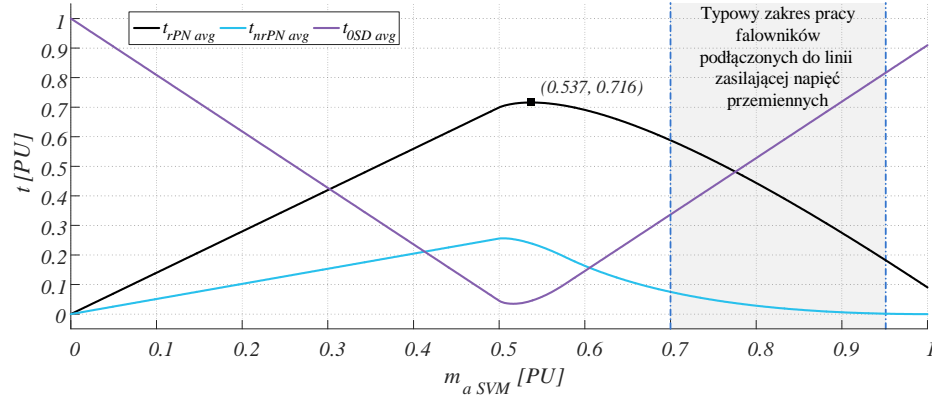
Rys. 5.12: Czasy załączenia poszczególnych typów dyskretnych wektorów napięcia występujących w algorytmie 7-segmentowej SVM dla danego indeksu amplitudowego ($m_{a\text{ SVM}}$): t_{rPN} – krótkie wektory redundantne; t_{nrPN} – pozostałe pojedyncze wektory krótkie; t_{0SD} – wektory zerowe, średnie i długie

nika trójfazowego typu NPC, z zaznaczonym typowym zakresem (obszarem) położenia końca realizowanego wektora referencyjnego napięcia ($\mathbf{u}_{\alpha\beta}^*$). Bez względu na wartość jego szerokości oraz współśrodkowych granic ulega zmianie tak samo jak długości wektorów dyskretnych napięć, w funkcji wartości całkowitego napięcia zasilania (u_{dc}) – $u_{dc}/\sqrt{3} \cdot \langle 0.70 : 0.95 \rangle$.

Wyniki analizy numerycznej obliczeń wartości średnich każdej ze zdefiniowanych zmiennych czasowych wektorów dyskretnych, przeprowadzonej dla całego zakresu zmienności amplitudowego indeksu modulacji ($m_{aSVM} \in \langle 0 : 1 \rangle$) w ramach pojedynczego sektora, zostały zaprezentowane na rysunku 5.14. Uzyskane krzywe, a w szczególności $t_{rPN\,avg}$ może być uznana jako wskaźnik możliwości wykorzystania czasu trwania redundantnych wektorów krótkich (η_{trPN}), przy założeniu maksymalnego poziomu zadawanego współczynnika modulacji dyskretnych wektorów alternatywnych ($\delta_{trP} = \pm 1$). Charakterystyka ta osiąga szczytową wartość $\eta_{trPN} \approx 0.716$ dla amplitudowego indeksu modulacji $m_{aSVM} \approx 0.537$, co potwierdza szczegółowy przypadek zaprezentowany na rysunku 5.11. Falowniki podłączone do linii zasilającej napięć przemiennych przeważnie pracują z amplitudowym indeksem modulacji większym od 0.70. Oznacza to, że w celu zwiększenia możliwości balansowania napięć dzielnika kondensatorowego, algorytm sterowania falownikiem może zwiększyć wartość referencyjną stabilizowanego napięcia w obwodzie wejściowym prądu stałego (u_{dc}^*). Wymusi to działanie modulatora SVM z mniejszym indeksem amplitudowym, a więc spowoduje wzrost skuteczności metody równoważenia napięć, dla tego samego poziomu współczynnika korekty czasów załączania



Rys. 5.13: Rozkład dyskretnych wektorów napięć falownika trójfazowego typu NPC na płaszczyźnie zespolonej $\alpha\beta$, z zaznaczonym typowym zakresem położenia końca realizowanego referencyjnego wektora napięcia ($\mathbf{u}_{\alpha\beta}^*$) w przypadku podłączenia do linii zasilającej napięć przemiennych ($m_{a\,SVM} \in \langle 0.70 : 0.95 \rangle$)



Rys. 5.14: Sumaryczne czasy wykorzystania poszczególnych typów dyskretnych wektorów napięcia w funkcji amplitudowego indeksu modulacji ($m_{a SVM}$): t_{rPN} – krótkie wektory redundantne; t_{nrPN} – pozostałe pojedyncze wektory krótkie; t_{0SD} – wektory zerowe, średnie i długie

krótkich wektorów alternatywnych ($\delta_{t_{rP}}$).

Wyznaczona krzywa maksymalnego czasu trwania redundantnych wektorów krótkich (η_{trPN}), może mieć duże znaczenie na etapie projektowania energoelektronicznego systemu przekształcania energii elektrycznej pochodzącej np. ze źródeł alternatywnych, jak również sterowania jego pracą. Przy jej użyciu, można oszacować m.in. maksymalną, lub chwilową wartość średnią prądu wpływającego, lub wpływającego do węzła środkowego dzielnika kondensatorowego (i_M). Daje to możliwość, wyznaczenia dopuszczalnego poziomu niezrównoważenia mocy źródeł zasilających każdą z części tego dzielnika ($\Delta P'_{dc max} = P'_{dc1} - P'_{dc2}$), przy którym algorytm sterowania falownikiem, będzie jeszcze w stanie kontrolować wartość różnicy napięć wejściowych (Δu_{dc}). Jest to równoznaczne, z możliwością falownika do wywołania maksymalnego niezrównoważenia mocy pobieranej z każdego kondensatora zasilającego ($\Delta P_{dc max}$) dla założonego, lub aktualnie wyznaczonego amplitudowego indeksu modulacji. Warunkiem koniecznym jest wówczas praca modulatora SVM z zadaną maksymalną wartością współczynnika modulacji wektorów krótkich ($|\delta_{t_{rP}}| = 1$). W przypadku ustawienia mniejszej wartości $\delta_{t_{rP}}$ osiągnięta średnia wartość i_M będzie proporcjonalnie niższa, powodując spadek niezrównoważenia mocy pobieranej przez falownik z każdej części dzielnika kondensatorowego (ΔP_{dc}). Pomocną jest zatem znajomość postaci analitycznej charakterystyki czasów trwania wektorów redundantnych. Funkcję taką, można wyznaczyć dokonując dopasowania krzywych opisanych założonym równaniem do wektora danych, uzyskanych na etapie analizy numerycznej. Wykorzystując metodę minimalizacji błędu średniokwadratowego otrzymano uogólnioną postać funkcyjną oraz wartości jej współczynników (tabela 5.5) z dodatkowym uwzględnieniem skalującego wpływu zmiany czasów wektorów alternatywnych ($\delta_{t_{rP}}$):

$$\eta_{trPN}(m_a, \delta_{t_{rP}}) = \delta_{t_{rP}} \frac{p_1 m_a^5 + p_2 m_a^4 + p_3 m_a^3 + p_4 m_a^2 + p_5 m_a + p_6}{q_1 m_a^3 + q_2 m_a^2 + q_3 m_a + q_4} \quad (5.19)$$

Jak można zauważyć, charakterystyka opisana równaniem 5.19 może przyjmować zarówno wartości dodatnie, jak i ujemne za sprawą $\delta_{t_{rP}}$. Dlatego na rysunku 5.15, porównano wartość bezwzględną analitycznej postaci cha-

Tabela 5.5: Wartości współczynników funkcji wielomianowych postaci analitycznej $\eta_{trPN}(m_a, \delta_{trP})$, zapisanej równaniem 5.19

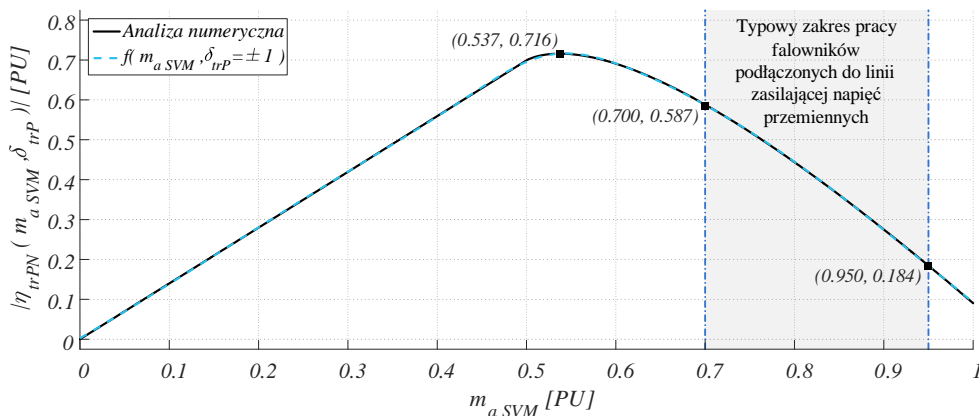
$p_1 = 0.063444$	$q_1 = -2.303301$
$p_2 = -1.300471$	$q_2 = 2.507090$
$p_3 = 2.491163$	$q_3 = -1.292910$
$p_4 = -1.570852$	$q_4 = 0.253186$
$p_5 = 0.331329$	
$p_6 = 0.000576$	

Charakterystyki maksymalnego czasu trwania dyskretnych wektorów redundantnych ($\eta_{trPN}(m_{aSVM}, \delta_{trP})$) z danymi otrzymanymi na podstawie analizy numerycznej, której wyniki przedstawiono na rysunku 5.14 (charakterystyka $t_{rPN avg}(m_{aSVM})$). Współczynnik skalujący postaci funkcyjnej (δ_{trP}) został ustawiony na maksymalną wartość bezwzględną, czyli 1. W typowym zakresie pracy falowników podłączonych do linii zasilającej napięć przemiennych, wskaźnik η_{trPN} przyjmuje wartości z zakresu $(0.184 : 0.587)$ w zależności od wybranego amplitudowego indeksu modulacji (m_{aSVM}).

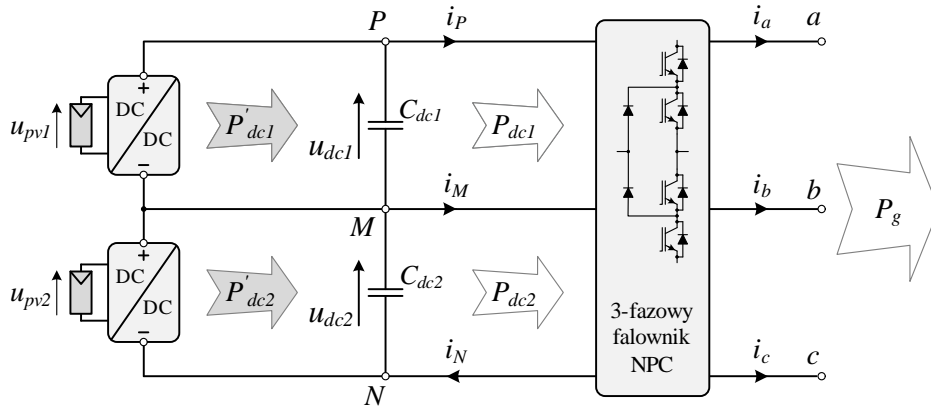
W przypadku generacji mocy czynnej ($\cos(\Delta\varphi_{u,i}) \approx 1$), wartość średnią prądu wypływającego z węzła środkowego dzielnika pojemnościowego ($i_{M avg}$), można odnieść do średniego poziomu przebiegu 6-pulsowego wyprostowanego prądów fazowych falownika (I_{6p}), o danej amplitudzie podstawowej harmonicznej (I_1), w okresie trwania dyskretnych wektorów krótkich redundantnych:

$$I_{6p avg} = \frac{1}{\frac{2\pi}{6}} \int_{-\pi/6}^{\pi/6} I_1 \cos(\varphi) d\varphi = \frac{6}{\pi} I_1 \sin\left(\frac{\pi}{6}\right) = \frac{3}{\pi} I_1 \quad (5.20)$$

W celu wyznaczenia średniego poziomu prądu i_M , wartość określoną równaniem 5.20 należy przeskalować przez względny czas modulacji dyskretnych wektorów alternatywnych, czyli przez współczynnik obliczony na podstawie wyznaczonej krzywej (η_{trPN}), z dodatkowym uwzględnieniem



Rys. 5.15: Charakterystyka maksymalnych wartości czasów załączenia krótkich wektorów redundantnych, osiągnięta na podstawie analizy numerycznej oraz dopasowania analitycznej postaci funkcyjnej, dla maksymalnej wartości $\delta_{trP} = \pm 1$



Rys. 5.16: Schemat trójfazowego falownika napięcia typu NPC z zaznaczonymi symbolicznie wielkościami mocy czynnej pobieranej niezależnie z każdej części dzielnika pojemnościowego (P'_{dc1} , P'_{dc2}) oraz mocy wyjściowej (P_g)

znaku wynikającego z zaznaczonego kierunku prądu. Otrzymana zależność przyjmuje postać:

$$\begin{aligned} i_{M\text{ avg}} &= -\eta_{trPN}(m_a\text{ SVM}, \delta_{trP}) \cdot I_{6\text{ avg}} = \\ &= -\frac{3}{\pi}\eta_{trPN}(m_a\text{ SVM}, \delta_{trP}) \cdot I_1 \end{aligned} \quad (5.21)$$

Z zależności 5.21 wynika, że podczas wykorzystania dodatkowej modulacji alternatywnych wektorów krótkich, wartość średnia prądu i_M zależy nie tylko od sygnałów sterujących ($m_a\text{ SVM}$, δ_{trP}), lecz także wprost proporcjonalnie od amplitudy prądu obciążenia falownika (I_1). Przy założeniu, utrzymywania przez falownik stanu równowagi napięć obwodu pośredniczącego ($u_{dc1} = u_{dc2} = u_{dc}/2$), moc czynna zasilająca każdą z części dzielnika kondensatorowego (C_{dc1} , C_{dc2}) na wyjściu przekształtników DC-DC (P'_{dc1} , P'_{dc2}), musi być równa mocy czynnej pobieranej przez falownik z danych kondensatorów ($P_{dc1} = P'_{dc1}$, $P_{dc2} = P'_{dc2}$). Jej całkowitą wartość oraz poziom niezrównoważenia można zapisać równaniem:

$$\begin{cases} P_{dc} = P_{dc1} + P_{dc2} \\ \Delta P_{dc} = P_{dc1} - P_{dc2} \end{cases} \quad (5.22)$$

Wielkości mocy użyte w równaniu 5.22 zostały symbolicznie przedstawione na rysunku 5.16. Dla założonych kierunków prądów zależność 5.22 przyjmuje formę:

$$\begin{cases} P_{dc} = \frac{u_{dc}}{2} (i_P + i_N) \\ \Delta P_{dc} = \frac{u_{dc}}{2} (i_P - i_N) = -i_M \frac{u_{dc}}{2} \end{cases} \quad (5.23a)$$

$$(5.23b)$$

Uwzględniając wartość średnią prądu i_M (zależność 5.21) w równaniu 5.23b, otrzymuje się wartość niezrównoważenia mocy:

$$\Delta P_{dc} = \frac{3}{2\pi}\eta_{trPN}(m_a\text{ SVM}, \delta_{trP}) \cdot I_1 u_{dc} \quad (5.24)$$

Rozwiązując układ równań 5.22 można wyznaczyć wartość mocy pobieranej z każdej części dzielnika kondensatorowego:

$$\begin{cases} P_{dc1} = \frac{1}{2} (P_{dc} + \Delta P_{dc}) \\ P_{dc2} = \frac{1}{2} (P_{dc} - \Delta P_{dc}) \end{cases} \quad (5.25)$$

Po uwzględnieniu wyprowadzonej wartości niezrównoważenia mocy źródeł zasilających falownik (równanie 5.24), zależności 5.25 przyjmują postać:

$$\begin{cases} P_{dc1} = \frac{1}{2} \left[P_{dc} + \frac{3}{2\pi} \eta_{trPN}(m_a SVM, \delta_{t_rP}) \cdot I_1 u_{dc} \right] \\ P_{dc2} = \frac{1}{2} \left[P_{dc} - \frac{3}{2\pi} \eta_{trPN}(m_a SVM, \delta_{t_rP}) \cdot I_1 u_{dc} \right] \end{cases} \quad (5.26)$$

Poziom mocy czynnej (P_g) generowanej przez falownik trójfazowy o danej sprawności całkowitej (η_f), można wyznaczyć na podstawie amplitudy prądów (I_1) oraz napięć fazowych (U_1) linii zasilającej, z uwzględnieniem jednostkowego współczynnika mocy ($\cos(\Delta\varphi_{u,i}) \approx 1$):

$$\begin{cases} P_g = \frac{3}{2} U_1 I_1 \\ P_g = \eta_f P_{dc} \end{cases} \quad (5.27a)$$

$$(5.27b)$$

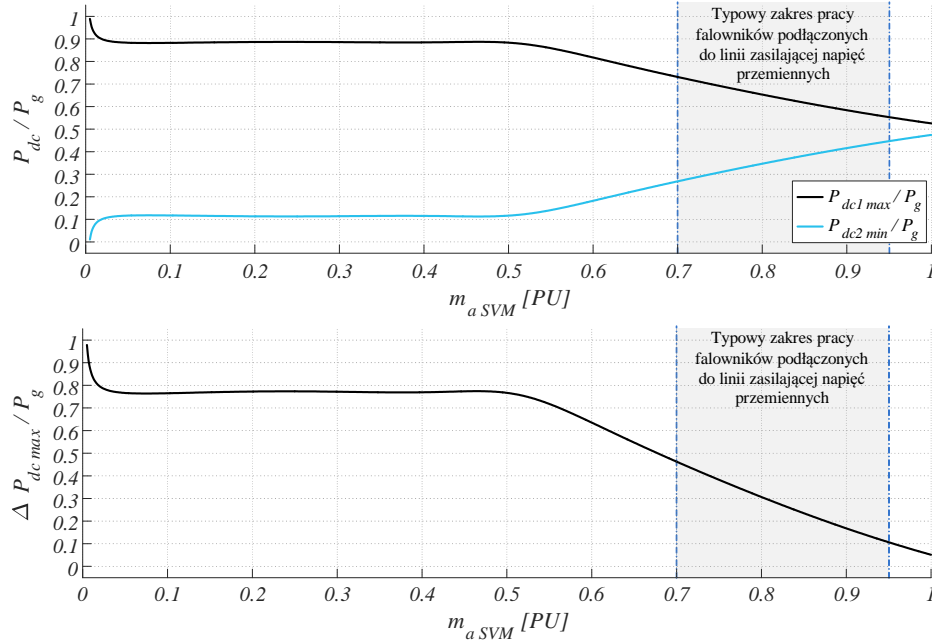
Na podstawie równań 5.26 oraz 5.27ab wartość mocy czynnej pobieranej przez falownik z górnego (P_{dc1}) i dolnego (P_{dc2}) kondensatora wejściowego dzielnika pojemnościowego, w odniesieniu do mocy czynnej oddawanej do linii trójfazowej (P_g), opisuje zależność:

$$\begin{cases} P_{dc1} = \frac{1}{2} P_g \left[\frac{1}{\eta_f} + \frac{u_{dc}}{\pi U_1} \eta_{trPN}(m_a SVM, \delta_{t_rP}) \right] \\ P_{dc2} = \frac{1}{2} P_g \left[\frac{1}{\eta_f} - \frac{u_{dc}}{\pi U_1} \eta_{trPN}(m_a SVM, \delta_{t_rP}) \right] \end{cases} \quad (5.28)$$

Biorąc pod uwagę układ równań 5.28, wartość średnią niezrównoważenia mocy wymuszanej przez działanie falownika z modulacją czasów trwania redundantnych wektorów krótkich, w celu zapewnienia równowagi napięć zasilających ($u_{dc1} = u_{dc2}$), można przedstawić za pomocą zależności:

$$\Delta P_{dc} = \frac{u_{dc} P_g}{\pi U_1} \eta_{trPN}(m_a SVM, \delta_{t_rP}) \quad (5.29)$$

Wyprowadzona zależność 5.29, może również posłużyć do wyznaczenia dopuszczalnej mocy niezrównoważenia niezależnych źródeł wejściowych zasilających każdą z sekcji dzielnika kondensatorowego falownika trójpoziomowego (ΔP_{dcmax}), dla zdefiniowanych warunków pracy. Wówczas należy założyć maksymalną wartość korekty współczynnika modulacji krótkich wektorów redundantnych, która może zostać wprowadzona przez algorytm sterowania – teoretyczne ekstremum jest równe $\delta_{t_rPmax} = \pm 1$. Determinuje ono szczytowy poziom wyznaczonej charakterystyki trwania wybranych wektorów alternatywnych $\eta_{trPN}(m_a SVM, \delta_{t_rPmax})$. Można zatem zależność 5.29 zapisać w postaci:



Rys. 5.17: Charakterystyka dopuszczalnego niezrównoważenia wartości mocy maksymalnych ($\Delta P_{dc\text{ max}} = P_{dc1\text{ max}} - P_{dc2\text{ max}}$) źródeł zasilających każdą z sekcji dzielnika kondensatorowego falownika napięcia typu NPC, uzyskane dla największej dodatniej wartości $\delta_{trP} = 1$

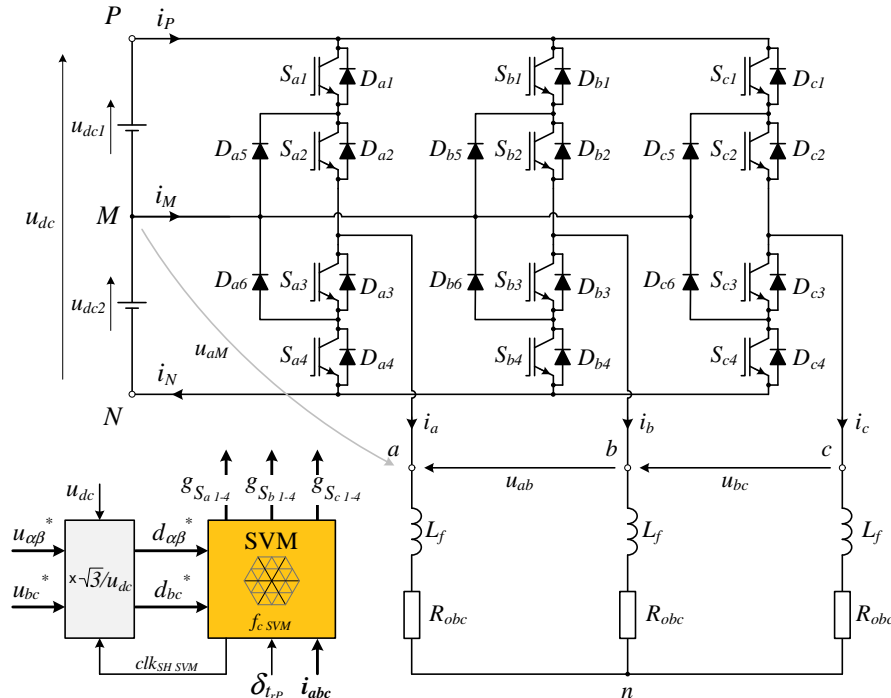
$$\Delta P_{dc\text{ max}} = \frac{u_{dc} P_g}{\pi U_1} \eta_{trPN}(m_{a\text{ SVM}}, \delta_{trP\text{ max}}) \quad (5.30)$$

Wielkość $\Delta P_{dc\text{ max}}$ reprezentuje zatem szczytową wartość różnicy mocy ($P_{dc1} - P_{dc2}$), pomiędzy zasilaniem górnego i dolnego kondensatora (C_{dc1} , C_{dc2}), która może zostać skompensowana przez algorytm równoważenia napięć dzielnika pojemnościowego w 7-segmentowej metodzie modulacji wektorowej. Może być zatem uznana za wskaźnik efektywności procesu równoważenia napięć zasilających falownik typu NPC. Zależność skrajnych wartości mocy ($P_{dc1\text{ max}}$, $P_{dc2\text{ min}}$) i wynikającego z nich maksymalnego niezrównoważenia w funkcji amplitudowego indeksu modulacji zaprezentowano na rysunku 5.17. Charakterystyki uzyskano na podstawie równań 5.28 – 5.30, przy największej dodatniej wartości zadanego współczynnika korekty czasów modulacji wektorów alternatywnych $\delta_{trP} = 1$. Przekroczenie poziomu $\Delta P_{dc\text{ max}}$ spowoduje, że falownik pracujący ze stałą mocą wyjściową (P_g) oraz danym indeksem amplitudowym modulacji nie będzie mógł kontrolować procesu równoważenia napięć. W celu zachowania kontroli konieczne stanie się zwiększenie wartości całkowitego napięcia zasilania (u_{dc}) w dopuszczalnych granicach, aby zmniejszyć wypadkowy poziom indeksu amplitudowego i zgodnie z charakterystyką $\eta_{trPN}(m_{a\text{ SVM}}, \delta_{trP})$ zwiększyć efektywność procesu modulacji krótkich wektorów redundantnych. W skrajnym przypadku, jeżeli niezrównoważenie napięć (Δu_{dc}) będzie się nadal powiększać, to jedynym rozwiązaniem wówczas pozostanie ograniczenie maksymalnej mocy czynnej pozyskiwanej przez przekształtnik DC-DC z danego źródła alternatywnego. Przykładowo, z charakterystyk 5.17 wynika, że maksymalna różnica mocy źródeł zasilających każdą z części wejściowego dzielnika pojemnościowego falownika, pracujące-

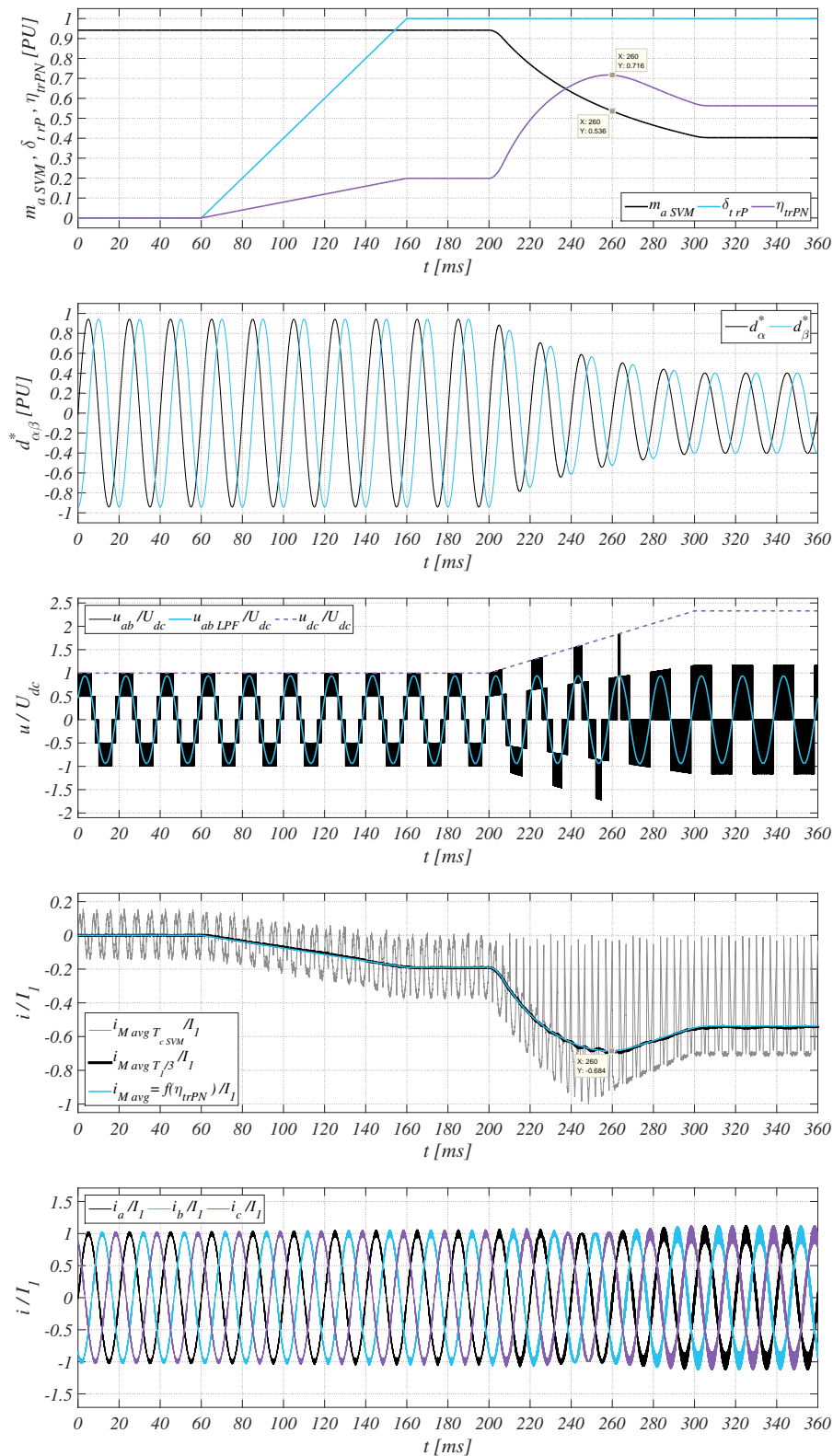
go z indeksem modulacji amplitudowej ($m_{aSVM} \approx 0.8$) może wynieść około 30 [%].

5.3.3 Badania symulacyjne działania algorytmu modulacji wektorowej SVM z dodatkową modyfikacją czasów załączeń wektorów redundantnych

W celu weryfikacji tez oraz wyprowadzonych zależności w rozdziałach 5.3.1 – 5.3.2 przeprowadzone zostały testy symulacyjne wykonane w środowisku Matlab\Simulink. Zaimplementowany został model trójfazowego falownika napięcia typu NPC, podłączonego do obciążenia rezystancyjno-indukcyjnego (R_{obc} , L_f) i zasilanego z dwóch niezależnych źródeł napięciowych (u_{dc1} , u_{dc2}). Schemat poglądowy symulowanego układu zaprezentowany został na rysunku 5.18. Przekształtnik sterowany był za pomocą algorytmu 7-segmentowej modulacji wektorowej z możliwością dodatkowej modyfikacji czasów załączania krótkich wektorów redundantnych ($\delta_{t_{r,P}}$). Szczegółową strukturę opracowanego modulatora zawiera rysunek 5.8. Założono obciążenie falownika głównie mocą czynną (P_g) o stałej wartości, co wymuszało generację napięć fazowych (u_{aM} , u_{bM} , u_{cM}) o niezmiennej amplitudzie (U_1). Ich częstotliwość była równa 50[Hz]. Podstawowym celem przeprowadzonych badań symulacyjnych jest przedstawienie wpływu modulacji czasów załączeń wektorów alternatywnych ($\delta_{t_{r,P}}$) oraz poziomu napięcia zasilania (u_{dc}) na efektywność sterowania wartością średnią prądu wypływającego z węzła środkowego dzielnika kondensatorowego (i_M).



Rys. 5.18: Schemat trójfazowego falownika napięcia typu NPC podłączonego do obciążenia rezystancyjnego i sterowanego za pomocą wektorowego modulatora szerokości impulsów z możliwością dodatkowej modyfikacji ($\delta_{t_{r,P}}$) czasów załączeń redundantnych wektorów krótkich

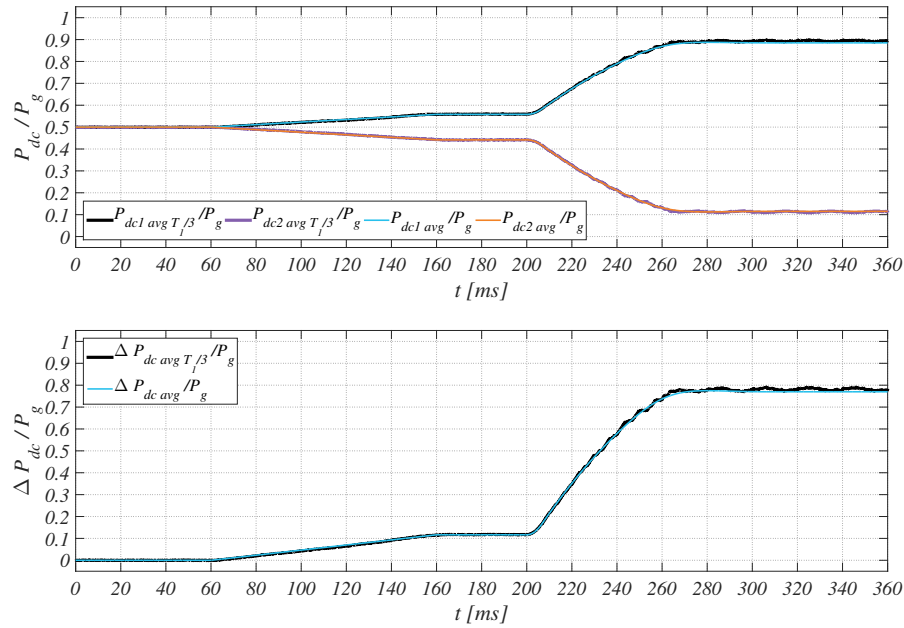


Rys. 5.19: Przebiegi napięć oraz prądów uzyskane w wyniku symulacji pracy trójfazowego falownika typu NPC, sterowanego za pomocą 7-segmentowej SVM z dodatkową modulacją krótkich wektorów redundantnych (δ_{trP}) i zmianą poziomu napięcia zasilania (u_{dc})

Przebiegi prądów, napięć i sygnałów sterujących uzyskane w wyniku przeprowadzonych symulacji przedstawione zostały na rysunku 5.19. Zaprezentowane sygnały znormalizowano względem początkowego poziomu całkowitego napięcia zasilania (U_{dc}) oraz amplitudy składowej podstawowej prądów fazowych (I_1), wynikającej ze stałej mocy obciążenia (P_g). Wartości średnie przebiegów prądu i_M oszacowano w przedziałach czasu równych $1/3$ okresu podstawowej harmonicznej (T_1) i oznaczono jako $i_{M\,avg\,T_1/3}$, lub obliczono względem okresu trwania pojedynczej sekwencji przełączeń wektorów dyskretnych napięcia ($i_{M\,avg\,T_c\,SVM}$). Wielkością sterującą jest wartość odchyłki czasów załączeń krótkich wektorów alternatywnych typu P (δ_{trP}), która zmienia się od poziomu 0 do 1 w czasie 100[ms]. Po osiągnięciu stanu ustalonego modyfikowana jest druga wielkość kontrolowana, czyli napięcie zasilania falownika (u_{dc}). Jego wartość początkowa (U_{dc}) wymuszała pracę falownika NPC, sterowanego za pomocą modulatora SVM, z amplitudowym indeksem modulacji ($m_{a\,SVM}$) równym 0.95[PU]. W 200[ms] rozpoczyna się liniowy wzrost napięcia u_{dc} do poziomu 2.3 wartości nominalnej, powodując spadek indeksu amplitudowego do 0.4[PU] (koniec wektora napięcia referencyjnego ($\mathbf{u}_{\alpha\beta}^*$) wiruje wewnątrz pierwszych regionów poszczególnych sektorów). Zwiększenie wartości napięcia zasilania powoduje widoczny wzrost składowej wysokiej częstotliwości w przebiegach prądów, jednak nie wpływa ono na wartość amplitudy podstawowej harmonicznej (I_1), wynikającej z generacji stałej mocy wyjściowej. Jak można zauważyć zmiana poziomu współczynnika modulacji wektorów redundantnych (δ_{trP}) z 0 na 1 wymusza większe obciążenie górnej części dzielnika pojemnościowego, a więc liniowo zwiększa średnią wartość prądu i_M płynącego w kierunku ujemnym. Po osiągnięciu stanu ustalonego ($i_M \approx -0.2I_1$), w 200[ms] następuje dalszy wzrost jego wartości w kierunku ujemnym, w związku ze spadkiem poziomu amplitudowego indeksu modulacji. Zatem, zgodnie z wyznaczoną charakterystyką 5.15 zwiększeniu ulega wskaźnik możliwości wykorzystania czasu modulacji alternatywnych wektorów krótkich (η_{trPN}), którego poglądowy przebieg wyliczony na podstawie zależności 5.19, został również przedstawiony na rysunku 5.19. Tym samym, następuje wzrost możliwości falownika typu NPC do kontroli stanu niezrównoważenia napięć dzielnika kondensatorowego.

Oprócz średniego poziomu prądu ($i_{M\,avg\,T_1/3}$) wyliczonego bezpośrednio z przebiegu wartości chwilowych i_M , została również wyestymowana jego wartość średnia ($i_{M\,avg}$) zgodnie z wyprowadzonym równaniem 5.21. Obie wielkości o praktycznie pokrywających się przebiegach zostały zestawione na jednym wykresie. Jest to potwierdzeniem poprawności wyznaczonej postaci analitycznej charakterystyki czasu trwania krótkich wektorów alternatywnych (równanie 5.19) oraz jej zastosowania do wyznaczenia średniego poziomu prądu wypływającego z węzła środkowego dzielnika pojemnościowego. Charakterystyczny moment następuje około 260[ms], kiedy obie wielkości średnie prądu i_M osiągają maksimum wartości ujemnej ($i_{M\,avg\,T_1/3} \approx i_{M\,avg} \approx -0.68I_1$), co zachodzi gdy amplitudowy indeks modulacji ($m_{a\,SVM}$) jest równy 0.54[PU]. Jednocześnie, zgodnie z charakterystyką 5.15, $\eta_{trPN}(m_{a\,SVM}, \delta_{trP})$ przyjmuje największą wartość (około 0.72[PU]).

Na rysunku 5.20 przedstawiono przebiegi średnich wartości mocy po-



Rys. 5.20: Przebiegi średnich wartości mocy pobieranych przez falownik z każdego kondensatora wejściowego dzielnika pojemnościowego, uzyskane w wyniku symulacji pracy trójfazowego falownika typu NPC, sterowanego za pomocą 7-segmentowej SVM z dodatkową modulacją krótkich wektorów redundantnych ($\delta_{tr,P}$) i zmianą poziomu napięcia zasilania (u_{dc})

bieranych przez falownik z każdego kondensatora wejściowego dzielnika pojemnościowego (C_{dc1} , C_{dc2}), jak również ich różnice. Dwa z nich zostały obliczone na podstawie uzyskanych przebiegów prądów oraz napięć i uśrednione za przedział czasu równy $1/3$ okresu podstawowej harmonicznej ($P_{dc1\ avg\ T_1/3}$, $P_{dc2\ avg\ T_1/3}$). Kolejną parę stanowią przebiegi uzyskane na podstawie wyprowadzonych zależności 5.28 – 5.29 ($P_{dc1\ avg}$, $P_{dc2\ avg}$), bazujących na charakterystyce maksymalnych czasów trwania krótkich wektorów redundantnych ($\eta_{tr,PN}(m_a\ SVM, \delta_{tr,P})$). Zaprezentowane wyniki, zostały znormalizowane względem zadanej mocy wyjściowej obciążenia falownika (P_g). Można zauważyć, że podobnie jak w przypadku wyznaczenia wartości prądu średniego $i_{M\ avg}$, tak samo estymacja średnich poziomów mocy i ich różnicy ($\Delta P_{dc\ avg}$) poprawnie odwzorowuje wielkości bezpośrednio zmierzone. Przedstawione zestawienie przebiegów koreluje z charakterystykami maksymalnych poziomów mocy oraz ich niezrównoważenia, zaprezentowanymi na rysunku 5.17. Daje to możliwość porównania uzyskanych rezultatów w funkcji amplitudowego indeksu modulacji ($m_a\ SVM$) przy zadanej maksymalnej wartości dodatniej współczynnika modulacji wektorów redundantnych ($\delta_{tr,P} = 1$).

Badania symulacyjne potwierdzają poprawność analizy efektywności działania algorytmu modulacji wektorowej z dodatkową modyfikacją czasów załączeń wektorów redundantnych, która została przeprowadzona w rozdziale 5.3.3. Zarówno wyprowadzone zależności 5.19 – 5.29 jak i charakterystyki (rysunek 5.15, 5.17) pozwalają na dokładne wyznaczenie średnich wartości szczytowych prądu wpływającego z węzła środkowego dzielnika kondensatorowego ($i_{M\ avg}$) oraz mocy pobieranej z każdej jego części ($P_{dc1\ avg}$, $P_{dc2\ avg}$) w aktualnym punkcie pracy falownika napięcia typu NPC. Przedstawione prze-

biegi (rysunek 5.19 – 5.20) wyraźnie pokazują wpływ zadawanego dodatkowego współczynnika modulacji czasu załączenia krótkich wektorów alternatywnych ($\delta_{t_{rP}}$) oraz poziomu amplitudowego indeksu modulacji SVM (m_{aSVM}) na wartość osiąganego niezrównoważenia mocy ($\Delta P_{dc\,avg}$). Zatem, można potwierdzić wniosek postawiony w rozdziale 5.3.3, że wzrost poziomu całkowitego napięcia zasilania falownika (u_{dc}) w dopuszczalnym zakresie, ograniczonym klasą napięciową łączników półprzewodnikowych oraz kondensatorów obwodu pośredniczącego, pozwala na zwiększenie efektywności procesu równoważenia napięć dzielnika pojemnościowego (u_{dc1}, u_{dc2}). Może być on wykorzystany np. do aktywnego sterowania wartością stabilizowanego napięcia u_{dc} , w celu poprawy możliwości kompensacji niezbalansowania mocy źródeł zasilających przez trójfazowy falownik napięcia typu NPC.

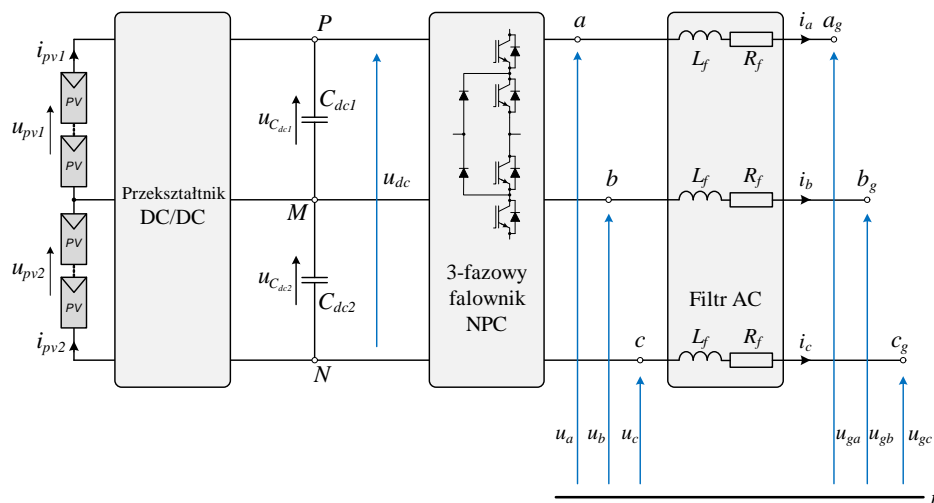
Rozdział 6

Współpraca wielopoziomowego falownika napięcia typu NPC z trójfazową linią zasilającą

6.1 Algorytm sterowania trójpoziomowym falownikiem napięcia

W tym rozdziale opisane zostało zagadnienie związane z algorytmem sterowania falownikiem napięcia typu NPC, w kontekście współpracy z trójfazową linią zasilającą oraz wejściowym przekształtnikiem prądu stałego (DC-DC). Na rysunku 6.1 przedstawiony został poglądowy schemat rozkładu napięć oraz prądów użytych w dalszej analizie.

Obwody powstałe podczas współpracy falownika napięcia z trójfazową linią zasilającą, zaprezentowane na schemacie 6.1, można zapisać za pomocą równania 6.1, wyrażonego w stacjonarnym układzie chwilowych wartości



Rys. 6.1: Ogólny schemat wejściowego przekształtnika napięć stałych (DC-DC) współpracującego z falownikiem napięcia, podłączonym do trójfazowej linii zasilającej

składowych abc :

$$u_k = R_f i_k + L_f \frac{di_k}{dt} + u_{gk} \quad (6.1)$$

gdzie:

- $k \in \{a, b, c\}$ – indeks danej fazy
- R_f – rezystancja szeregową filtra sieciowego
- L_f – indukcyjność szeregową filtra sieciowego
- i_k – prąd obciążenia falownika k -tej fazy
- u_{gk} – napięcie linii zasilającej k -tej fazy
- u_k – napięcie k -tej fazy generowane przez falownik

Zapisując równanie 6.1 w postaci wektorowej składowych $\alpha\beta$ stacjonarnego układu odniesienia otrzymuje się zależność:

$$\mathbf{u}_{\alpha\beta} = R_f \mathbf{i}_{\alpha\beta} + L_f \frac{d\mathbf{i}_{\alpha\beta}}{dt} + \mathbf{u}_{g\alpha\beta} \quad (6.2)$$

Stosując transformację Parka (rozdział A.3), a właściwie jej postać odwrotną (równanie A.28) zależność 6.2, można przedstawić za pomocą składowych dq dwufazowego układu wirującego:

$$\mathbf{u}_{dq} e^{j\omega t} = R_f \mathbf{i}_{dq} e^{j\omega t} + L_f \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{dq} e^{j\omega t} + \mathbf{u}_{gdq} e^{j\omega t} \quad (6.3)$$

Jak można zauważyć w zależności wektorowej 6.3, zespolony operator obrotu ($e^{j\omega t}$) zawiera w wykładniku wartość kąta (ωt), odpowiadającą chwilowej wartości kąta fazowego fazy a napięcia linii zasilającej. Jest to warunek konieczny poprawności przekształcenia równania 6.2 do 6.3 i uzyskania stałych wartości składowych dq napięć oraz prądów. Istotna jest zatem dokładna synchronizacja wartości katowej wykorzystanej w transformacji Parka z kątem wektora napięcia trójfazowego. Zagadnienie to zostało szerzej opisane w rozdziale A.3. W algorytmie sterowania falownikiem napięcia za zapewnienie współfazowości wspomnianych wielkości odpowiedzialny jest układ, lub funkcja pętli synchronizacji fazowej (PLL). Dokonując w równaniu 6.3 różniczkowania oraz dzieląc obustronnie przez $e^{j\omega t}$ otrzymuje się:

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_{dq} &= R_f \mathbf{i}_{dq} + L_f \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{dq} + j\omega L_f \mathbf{i}_{dq} + \mathbf{u}_{gdq} = \\ &= R_f \mathbf{i}_{dq} + L_f \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{dq} + j\omega L_f i_d - \omega L_f i_q + \mathbf{u}_{gdq} \end{aligned} \quad (6.4)$$

Zatem składowe dq napięć falownika wyodrębnione z zależności wektorowej 6.4, jako funkcje prądów obciążenia oraz napięć linii zasilającej, posiadają postać:

$$\begin{cases} u_d = R_f i_d + L_f \frac{d}{dt} i_d - \omega L_f i_q + u_{gd} \\ u_q = R_f i_q + L_f \frac{d}{dt} i_q + \omega L_f i_d + u_{gq} \end{cases} \quad (6.5)$$

Można stwierdzić, że układ równań 6.5 stanowi bardzo dobrą podstawę do zaprojektowania odpowiedniego algorytmu sterowania trójfazowym falownikiem napięcia, dołączonym do linii zasilającej, w celu generacji zadanych wartości prądów fazowych. Na podstawie własności transformacji $abc \rightarrow dq$ (równanie A.26, A.27), w warunkach synchroniczności kąta fazowego operatora obrotu ($e^{j\omega t}$) z napięciem fazy a linii zasilającej, mierzona składowa napięcia u_q przyjmuje wartość zero, natomiast składowa u_d osiąga poziom amplitudy napięcia trójfazowego:

$$\begin{cases} u_{gd} = U_g \\ u_{gq} = 0 \end{cases} \quad (6.6)$$

Ze względu na wysokie sprawności filtrów sieciowych – przeważnie powyżej 99.5[%] – wartość ich rezystancji szeregowych (R_f) osiągają bardzo małe wartości. Z tego powodu wpływ iloczynów $R_f i_d$ oraz $R_f i_q$ na końcową wartość składowych napięcia falownika, odpowiednio u_d oraz u_q jest znikomy (zwłaszcza w aplikacjach średniej i dużej mocy). Zatem, dla uproszczenia struktury algorytmu regulacji prądów falownika, uwzględnianie wartości rezystancji szeregowej (R_f) filtra sieciowego w wielu aplikacjach może zostać pominięte. W przeciwieństwie do rezystancji, istotnym składnikiem układu równań 6.5 jest indukcyjność (L_f), a właściwie reaktancja szeregową filtra:

$$X_f = \omega L_f \quad (6.7)$$

W wyniku przepływu prądów obciążenia falownika (i_d, i_q), jest ona przyczyną powstawania zauważalnych spadków napięć zarówno w stanie ustalonym jak i dynamicznym, które powinny zostać uwzględnione w algorytmie sterowania. W przypadku falowników o jednokierunkowym przepływie energii (większość rozwiązań dla aplikacji źródeł odnawialnych), składowa d prądu generowanego (i_d) przyjmuje wartości dodatnie, a więc zwiększa poprzez reaktancję filtra wartość składowej w osi q napięcia falownika (u_q).

Równania 6.5 zawierają dwa składniki wpływające silnie na dynamikę zmian napięć falownika. Są nimi wyrażenia różniczkowe ($L_f \frac{d}{dt} i_d, L_f \frac{d}{dt} i_q$), przyjmujące wartości niezerowe jedynie w przypadku chwilowych zmian składowych prądów obciążenia. Ponieważ zadaniem układu sterowania jest osiągnięcie stanu pracy ustalonej falownika, w którym składowe prądów przyjmują wartości stałe, dlatego można zapisać:

$$\begin{cases} L_f \frac{d}{dt} i_d = 0 \\ L_f \frac{d}{dt} i_q = 0 \end{cases} \quad (6.8)$$

Uwzględniając zależność 6.8 w równaniu 6.4, składowe napięć falownika (u_d, u_q) w stanie ustalonym dla zadanych wartości prądów obciążenia (i_d, i_q) można zapisać w postaci:

$$\begin{cases} u_d = R_f i_d - \omega L_f i_q + u_{gd} \\ u_q = R_f i_q + \omega L_f i_d + u_{gq} \end{cases} \quad (6.9)$$

W celu wymuszenia przepływu oraz kontrolowania chwilowych wartości generowanych prądów, wprowadzono dodatkowe referencyjne przyrosty napięć

w osiach d oraz q (Δu_d^* , Δu_q^*), które zapewnią wytworzenie przez falownik napięć fazowych o wartościach referencyjnych:

$$\begin{cases} u_d^* = R_f i_d + \Delta u_d^* - \omega L_f i_q + u_{gd} \\ u_q^* = R_f i_q + \Delta u_q^* + \omega L_f i_d + u_{gq} \end{cases} \quad (6.10)$$

Przyrosty referencji napięcia falownika (Δu_d^* , Δu_q^*) mogą być wyznaczone w sposób analityczny, na podstawie np. zadawanych wartości prądów wyjściowych oraz przy znajomości parametrów zastępczych obwodu. Jednak biorąc pod uwagę istnienie chociażby opisywanej w równaniu 6.5 rezystancji szeregowej (R_f) filtra sieciowego, której wartość jest zmienna w funkcji temperatury ($L_f = f(T)$), lub w wyniku procesów starzeniowych, jak również ze względu na zmienność zastępczej indukcyjności szeregowej (L_f) pod wpływem aktualnie przepływającego prądu ($L_f = f(i_{dq})$), podejście analityczne wprowadzałoby bardzo duże błędy. Objawiałyby się one zwłaszcza w stanach dynamicznych. Dlatego, dobrym rozwiązaniem i praktyką, jest stosowanie rozwiązań, które w sposób nadążny będą wyznaczać wartości przyrostów referencyjnych (Δu_d^* , Δu_q^*) w zależności od aktualnych warunków pracy układu przekształtnikowego. Możliwość taką daje wykorzystanie np. regulatorów proporcjonalno-całkujących (PI) [1, 86, 95]:

$$\begin{cases} \Delta u_d^* = K_{P i_d} (i_d^* - i_d) + K_{I i_d} \int (i_d^* - i_d) dt = K_{P i_d} e_{i_d} + K_{I i_d} \int e_{i_d} dt \\ \Delta u_q^* = K_{P i_q} (i_q^* - i_q) + K_{I i_q} \int (i_q^* - i_q) dt = K_{P i_q} e_{i_q} + K_{I i_q} \int e_{i_q} dt \end{cases} \quad (6.11)$$

gdzie:

- i_d^* , i_q^* – wartości referencyjne (zadawane) prądu generowanego przez falownik napięcia w osi d oraz q
- $K_{P i_d}$, $K_{I i_d}$ – współczynnik wzmocnienia członu proporcjonalnego oraz całkującego regulatora PI prądu i_d
- $K_{P i_q}$, $K_{I i_q}$ – współczynnik wzmocnienia członu proporcjonalnego oraz całkującego regulatora PI prądu i_q
- $e_{i_d} = i_d^* - i_d$ – uchyb regulacji prądu obciążenia w osi d
- $e_{i_q} = i_q^* - i_q$ – uchyb regulacji prądu obciążenia w osi q

Zastosowanie regulatorów proporcjonalno-całkujących umożliwia uzyskanie odpowiednich wartości przyrostów napięciowych (Δu_d^* , Δu_q^*) w reakcji na zmianę mierzonych składowych prądów obciążenia (i_d , i_q), jak i referencyjnych wartości zadawanych (i_d^* , i_q^*). Część proporcjonalna regulatora PI odpowiedzialna jest za dynamiczną reakcję na powstały uchyb regulacji prądów (e_{i_d} , e_{i_q}), natomiast część całkująca zapewnia minimalizację wspomnianego uchybu do zera. W idealnych warunkach i przy odpowiednio dobranej wartości współczynnika wzmocnienia członu proporcjonalnego (K_P), część całkująca mogłaby zostać pominięta. Jednak, ze względu na istnienie czynników wymienionych w poprzednim akapicie (zmienność parametrów obwodu zastępczego - R_f , L_f) oraz fabryczny rozrzut parametrów elementów

konstrukcyjnych przekształtnika, usunięcie uchybu regulacji byłoby bardzo trudne do osiągnięcia.

Na podstawie opisu zawartego w rozdziale 6.1 oraz zależności 6.6 – 6.10, układ równań 6.5 można zapisać w formie, umożliwiającej wyznaczenie wartości referencyjnych napięć falownika:

$$\begin{cases} u_d^* = \Delta u_d^* - X_f i_q + u_{gd} \\ u_q^* = \Delta u_q^* + X_f i_d \end{cases} \quad (6.12)$$

$$\begin{cases} u_d^* = K_{P i_d} (i_d^* - i_d) + K_{I i_d} \int (i_d^* - i_d) dt - X_f i_q + u_{gd} \\ u_q^* = K_{P i_q} (i_q^* - i_q) + K_{I i_q} \int (i_q^* - i_q) dt + X_f i_d \end{cases} \quad (6.13)$$

W równaniu 6.13 wielkościami regulowanymi są wartości prądów generowanych przez falownik w osi d oraz q (i_d , i_q). Powodują one obciążenie układu przekształtnikowego pewną mocą pozorną (\mathbf{S}) dostarczaną do odbiorów. W stanie ustalonym wartość tej mocy, jako sumę geometryczną można zapisać za pomocą wektorów napięć oraz prądów linii trójfazowej:

$$\mathbf{S} = P + jQ = \frac{1}{\sqrt{2}} \mathbf{U}_{\mathbf{ga}} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \mathbf{I}_{\mathbf{a}}^{\bullet} + \frac{1}{\sqrt{2}} \mathbf{U}_{\mathbf{gb}} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \mathbf{I}_{\mathbf{b}}^{\bullet} + \frac{1}{\sqrt{2}} \mathbf{U}_{\mathbf{gc}} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \mathbf{I}_{\mathbf{c}}^{\bullet} \quad (6.14)$$

Po przekształceniu zależności 6.14 do stacjonarnego układu dwufazowego składowych $\alpha\beta$ otrzymuje się postać:

$$\mathbf{S} = P + jQ = \frac{3}{2} \mathbf{U}_{\mathbf{g}\alpha\beta} \mathbf{I}_{\alpha\beta}^{\bullet} \quad (6.15)$$

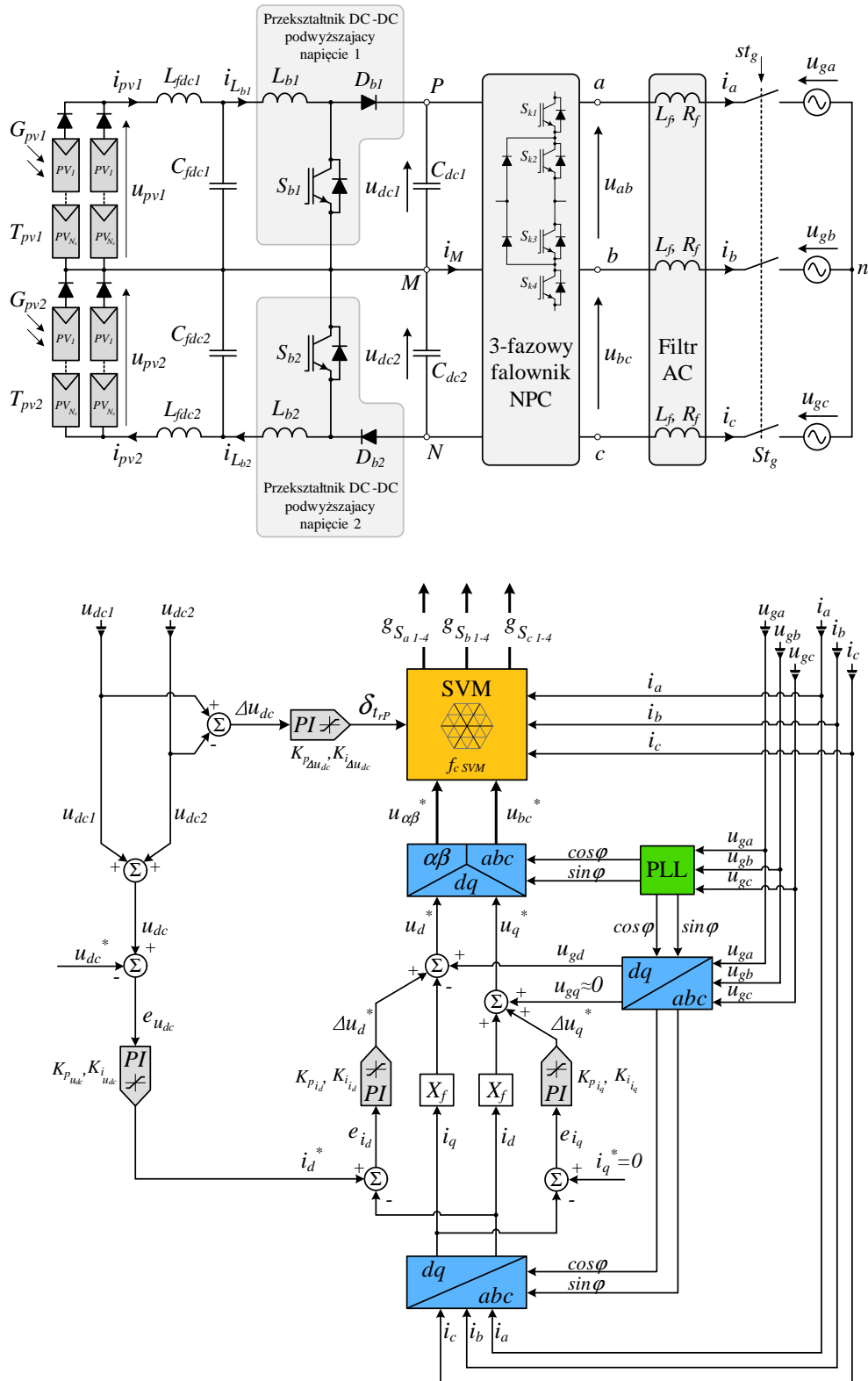
Przekształcenie równania 6.15 za pomocą transformacji A.28 do wirującego układu składowych dq , można zapisać w następujący sposób:

$$\begin{aligned} \mathbf{S} &= \frac{3}{2} \mathbf{U}_{\mathbf{g}\mathbf{dq}} e^{j\omega t} (\mathbf{I}_{\mathbf{dq}} e^{j\omega t})^{\bullet} = \\ &= \frac{3}{2} \mathbf{U}_{\mathbf{g}\mathbf{dq}} e^{j\omega t} \mathbf{I}_{\mathbf{dq}}^{\bullet} e^{-j\omega t} = \\ &= \frac{3}{2} (U_{gd} + jU_{gq})(I_d - jI_q) = \\ &= \frac{3}{2} [U_{gd}I_d + U_{gq}I_q + j(U_{gq}I_d - U_{gd}I_q)] \end{aligned} \quad (6.16)$$

Na podstawie zależności końcowej 6.16 wartości mocy czynnej i biernej w układzie trójfazowym wyrażone są wzorem:

$$\begin{cases} P = \frac{3}{2} (U_{gd}I_d + U_{gq}I_q) \\ Q = \frac{3}{2} (U_{gq}I_d - U_{gd}I_q) \end{cases} \quad (6.17)$$

Przy założeniu 6.6 ($u_{gq} = 0$), z zależności 6.17 wynika, że regulowana składowa prądu obciążenia w osi d (i_d) bezpośrednio wpływa na wartość generowanej mocy czynnej (P), natomiast składowa w osi q (i_q) odpowiada za poziom mocy biernej (Q). Wniosek ten jest bardzo istotny dla stabilizacji całkowitego napięcia stałego ($u_{dc} = u_{dc1} + u_{dc2}$) zasilającego falownik trójfazowy. Aby utrzymać jego wartość na poziomie referencyjnym (u_{dc}^*),



Rys. 6.2: Schemat blokowy algorytmu sterowania trójfazowym falownikiem napięcia typu NPC podłączonym do trójfazowej linii zasilającej, wyposażony w modulator wektorowy szerokości impulsów (SVM), z możliwością równoważenia napięć każdej części dzielnika pojemnościowego obwodu pośredniczącego (u_{dc1}, u_{dc2})

z dzielnika kondensatorowego (C_{dc1}, C_{dc2}) falownik powinien pobrać taką samą wartość mocy czynnej, jaką do niego dostarczą w tym samym czasie wejściowe układy przekształtnikowe napięć stałych (DC-DC). Zatem, podstawowym zadaniem układu regulacji napięcia zasilania falownika jest wyliczenie wartości chwilowej składowej referencyjnej prądu w osi d (i_d^*), a więc generacja mocy czynnej (P). Może to zostać zrealizowane poprzez nadrzędny regulator proporcjonalno-całkujący (PI):

$$\begin{aligned} i_d^* &= K_{P u_{dc}}(u_{dc} - u_{dc}^*) + K_{I u_{dc}} \int (u_{dc} - u_{dc}^*) dt = \\ &= K_{P u_{dc}} e_{u_{dc}} + K_{I u_{dc}} \int e_{u_{dc}} dt \end{aligned} \quad (6.18)$$

gdzie:

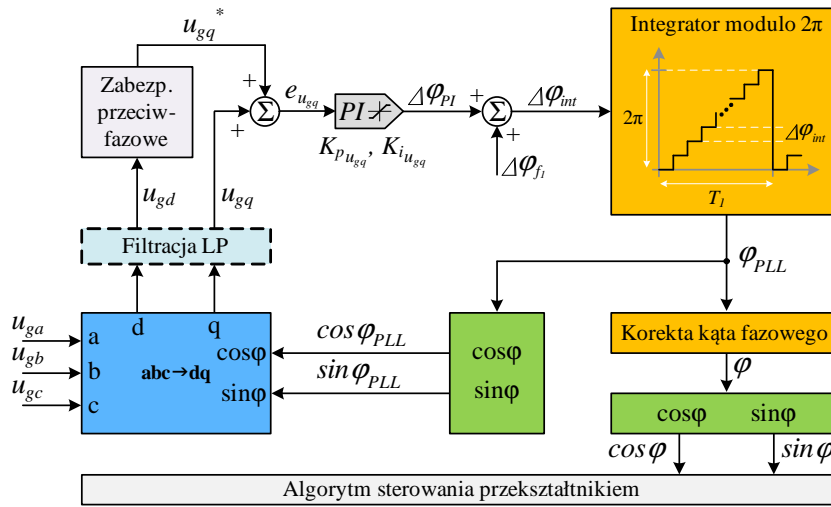
- u_{dc}^* – wartość referencyjna (zadawana) napięcia stałego (u_{dc}), zasilającego falownik
- $K_{P u_{dc}}, K_{I u_{dc}}$ – współczynnik wzmocnienia członu proporcjonalnego oraz całkującego regulatora PI napięcia u_{dc}
- $e_{u_{dc}} = u_{dc} - u_{dc}^*$ – uchyb regulacji napięcia wejściowego u_{dc}

Na podstawie rozważań oraz wyprowadzeń zawartych w tym rozdziale, został opracowany algorytm regulacji wartości prądów generowanych przez falownik napięcia typu NPC, podłączony do trójfazowej linii zasilającej. Schemat blokowy układu regulacji, zawierający również tor odpowiedzialny za stabilizację poziomu całkowitego napięcia stałego w obwodzie pośredniczącym, jak również kontrolę niezrównoważenia napięć (Δu_{dc}) każdej z części dzielnika kondensatorowego (opisaną w rozdziale 5), został przedstawiony na rysunku 6.2. W układzie tym zastosowano wektorowy modulator szerokości impulsów (SVM) z możliwością dodatkowej modulacji czasu trwania krótkich wektorów redundantnych (schemat 5.8). Wartość kąta fazowego (φ), synchronicznego z wektorem napięcia linii zasilającej jest kontrolowana przez algorytm trójfazowej pętli synchronizacji fazowej, który został szerzej opisany w rozdziale 6.2. Znajomość dokładnej wartości tego kąta jest niezbędna do przeprowadzenia prawidłowej transformacji składowych napięć oraz prądów $abc \rightarrow dq$ oraz przekształceń odwrotnych $dq \rightarrow abc$.

6.2 Trójfazowa pętla synchronizacji fazowej PLL

W celu wyznaczenia aktualnej wartości kąta fazowego (φ) wirującego wektora napięć linii zasilającej dla potrzeb algorytmu sterowania falownikiem napięcia, stosowane są układy pętli synchronizacji fazowej (PLL). Umożliwiają one generację sygnałów funkcyjnych $\cos(\varphi)$ oraz $\sin(\varphi)$, wykorzystywanych podczas przekształceń chwilowych wartości prądów i napięć stacjonarnego układu trójfazowego składowych abc do wirującego układu synchronicznego składowych ortogonalnych dq . W publicznych sieciach rozdzielczych dopuszczalne są wahania częstotliwości podstawowej na poziomie 1[%] (49.5 – 50.5[Hz]). Dodatkowo, dynamiczne zmiany częstotliwości oraz kąta fazowego napięć przemiennych mogą zachodzić w sytuacji nagłego załączenia znaczących obciążeń sieciowych

i powodować zaburzenia w działaniu urządzeń podłączonych do linii zasilającej. Dlatego w literaturze technicznej oraz naukowej można znaleźć wiele rozwiązań oraz aplikacji pętli synchronizacji fazowej. Istnieją układy sprzętowe, programowe, lub ich hybrydy [74, 132] dedykowane do napięć jednofazowych [6, 120] oraz trójfazowych [111, 143] o zróżnicowanej dynamice i odporności na możliwe zaburzenia i odkształcenia napięć przemiennych [57, 73, 113]. W niniejszej pracy zastosowano algorytm trójfazowej pętli synchronizacji fazowej, bazujący na składowych ortogonalnych wirującego układu odniesienia (u_{gd}, u_{gq}) – SRF-PLL (ang. *Synchronous Reference Frame PLL*). Jego szczegółowy opis oraz wyniki testów zawarte zostały w autorskiej publikacji [133]. Schemat blokowy sposobu cyfrowej realizacji algorytmu synchronizacji z napięciami linii zasilającej, przedstawiony został na rysunku 6.3.



Rys. 6.3: Schemat blokowy sposobu cyfrowej realizacji algorytmu trójfazowej pętli synchronizacji fazowej typu SRF-PLL

Zasada działania zaprezentowanej programowej metody synchronizacji, wykorzystuje własności transformacji stacjonarnego układu napięć trójfazowych abc (u_a, u_b, u_c) do wirującego układu składowych ortogonalnych dq (u_{gd}, u_{gq}). Zaletą takiego rozwiązania jest użycie mierzonych sygnałów napięć linii trójfazowej bez konieczności stosowania dodatkowych układów elektronicznych. Szczegółowy opis transformacji Clarke'a–Park'a zawarty został w rozdziale A.2 oraz A.3. Bazując na wyprowadzonej ogólnej zależności A.21, wartość składowych ortogonalnych napięć trójfazowych można wyrazić równaniem:

$$\mathbf{u}_{g\,dq} = \mathbf{u}_{g\,\alpha\beta} \cdot e^{-j\omega_{PLL}t} = U_{gm} e^{j\omega t} \cdot e^{-j\omega_{PLL}t} = U_{gm} e^{j(\varphi - \varphi_{PLL})} \quad (6.19)$$

gdzie:

- U_{gm} – długość wirującego wektora napięcia trójfazowego (\mathbf{U}_g), czyli wartość amplitudy napięć trójfazowych ($u_{g\,abc}$) linii zasilającej
- φ – wartość kąta fazowego wirującego wektora napięcia trójfazowego (\mathbf{U}_g)

- φ_{PLL} – wartość argumentu kąтового sygnałów funkcyjnych \cos/\sin wykorzystywanych w algorytmie PLL

Zgodnie z interpretacją geometryczną składowych dq , przedstawioną na rysunku A.6, różnica kątowa (ψ_d) pomiędzy chwilowym położeniem wektora napięcia trójfazowego (\mathbf{U}_g), a osią d wirującego układu współrzędnych ortogonalnych wyrażona jest zależnością:

$$\psi_d = \omega_{PLL}t - \omega t = \varphi_{PLL} - \varphi \quad (6.20)$$

Uwzględniając zależność 6.20 w równaniu 6.19 składowe u_{gd} oraz u_{gq} przyjmują wartości:

$$\begin{cases} u_{gd} = \operatorname{Re}(\mathbf{u}_g \mathbf{d}q) = U_{gm} \cos(\psi_d) \\ u_{gq} = \operatorname{Im}(\mathbf{u}_g \mathbf{d}q) = -U_{gm} \sin(\psi_d) \end{cases} \quad (6.21)$$

Z układu równań wynika, że przedstawione składowe napięcia (u_{gd}, u_{gq}) przyjmują wartości stałe, gdy wartość różnicy kątowej (ψ_d) także jest stała, czyli wektor napięcia trójfazowego (\mathbf{U}_g) wiruje z taką samą prędkością kątową (ωt) jak osie dq układu ortogonalnego ($\omega_{PLL}t$). Jednak pełen synchronizm chwilowych wartości położenia kąтового zostanie osiągnięty jedynie, gdy zdefiniowana różnica kątowa będzie równa zero ($\psi_d = 0$). Wówczas, wyznaczone składowe napięcia (u_{gd}, u_{gq}) przyjmą wartości:

$$\begin{cases} u_{gd} = U_{gm} \\ u_{gq} = 0 \end{cases} \quad (6.22)$$

W tym przypadku składowa w osi d (u_{gd}) ortogonalnego układu wirującego jest równa amplitudzie napięć trójfazowych (u_{ga}, u_{gb}, u_{gc}), a przebieg funkcji trygonometrycznej $\cos(\varphi_{PLL})$ jest współfazowy z przebiegiem napięcia fazy a (u_{ga}). Z równań 6.21–6.22 wynika, że składowa napięcia u_{gq} może być uznana za wskaźnik błędu synchronizacji ($e_{u_{gq}}$). Zatem algorytm sterowania użyty w realizacji pętli synchronizacji fazowej SRF-PLL (rysunek 6.3), powinien dążyć do minimalizacji jej wartości do zera. W tym celu zastosowany został regulator proporcjonalno-całkujący, który wyznacza odpowiedni przyrost kątowy ($\Delta\varphi_{PI}$) względem nominalnej wartości ($\Delta\varphi_{f_1}$). Ta wartość bazowa poddana integracji, zapewnia uzyskanie przebiegu kąta fazowego (φ_{PLL}) w przedziale $\langle 0 : 2\pi \rangle$ o częstotliwości podstawowej ($f_1 = 50[\text{Hz}]$). Obliczona wartość chwilowa argumentu kąтового wykorzystywana jest w sprzężeniu zwrotnym do generacji sygnałów funkcyjnych $\cos(\varphi_{PLL})$ oraz $\sin(\varphi_{PLL})$ używanych w transformacji $abc \rightarrow dq$. Tak zrealizowany algorytm synchronizacji fazowej, umożliwia nadążne śledzenie zmian częstotliwości oraz kąta fazowego trójfazowych napięć linii zasilającej. Dynamika działania oraz czułość funkcji PLL może być kontrolowana poprzez dobór parametrów użytego regulatora PI ($K_{p_{u_{gq}}}, K_{i_{u_{gq}}}$). W celu uniewrażliwienia algorytmu na zaburzenia napięcia mierzonego, można zastosować dodatkową filtrację wyliczanych składowych napięć (u_{gd}, u_{gq}).

Jak zostało opisane, idea działania układu regulacji PLL polega na sprowadzeniu do zera wartości składowej q wirującego układu odniesienia napięć linii zasilającej ($u_{gq} \rightarrow 0$). Na podstawie równania 6.21 można stwierdzić, że w ramach pojedynczego okresu funkcji trygonometrycznych $\langle 0 : 2\pi \rangle$, warunek ten jest spełniony dla dwóch wartości różnicy kątowej (ψ_d):

$$\psi_d = 0 \Rightarrow \begin{cases} u_{gd} = U_{gm} \\ u_{gq} = 0 \end{cases} \quad (6.23)$$

$$\psi_d = \pi \Rightarrow \begin{cases} u_{gd} = -U_{gm} \\ u_{gq} = 0 \end{cases} \quad (6.24)$$

Przypadek opisany zależnością 6.24 prowadzi do zatrzaśnięcia się pętli synchronizacji fazowej w przeciwfazie co stwarza bardzo niebezpieczną sytuację dla działania falownika podłączonego do linii zasilającej. Z tego powodu przedstawiony na schemacie 6.3 algorytm został wyposażony w funkcję zabezpieczającą przed takim zjawiskiem. Poprzez analizę znaku oraz wartości składowej d wektora napięcia mierzonego (u_{gd}) wprowadza ona dodatkowy uchyb regulacji (u_{gq}^*) wymuszając tym samym prawidłowe działanie algorytmu PLL.

W większości praktycznych aplikacji programowych jak i sprzętowych rozwiązań pętli synchronizacji fazowej istnieje konieczność prowadzenia korekty wyznaczonej wartości kąta fazowego (φ_{PLL}), w celu uzyskania wartości funkcji $\cos(\varphi)$ współfazowej z napięciem fazy a linii zasilającej (u_{ga}). Wynika ona z niezerowego czasu propagacji wartości sygnałów mierzonych (u_{ga}, u_{gb}, u_{gc}), liczby cykli obliczeniowych potrzebnych do uzyskania wyniku obliczeń oraz opóźnienia wprowadzanego przez modulator szerokości impulsów napięciowych. Przeważnie korekta ta nie przekracza wartości paru stopni kątowych.

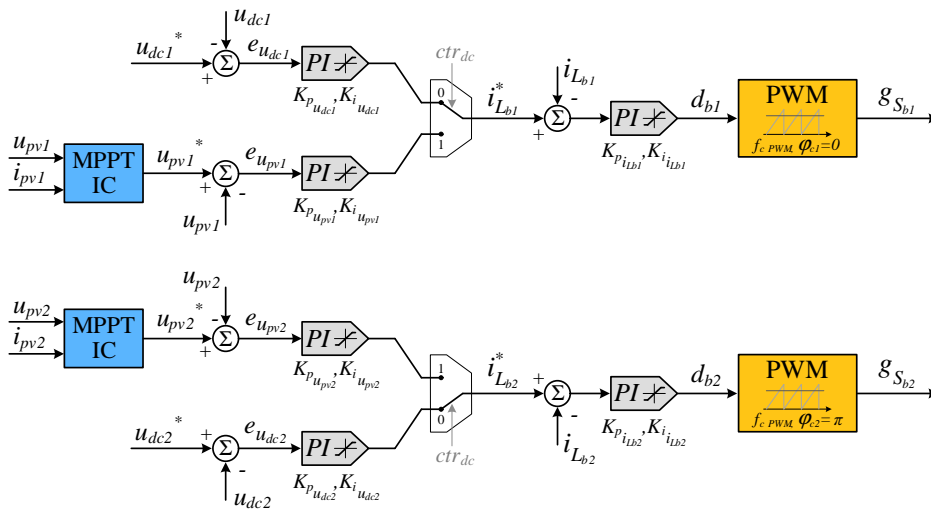
6.3 Algorytm sterowania przekształtnikami DC-DC podwyższającymi napięcie

System fotowoltaiczny, którego schemat przedstawiony został na rysunku 6.2 zawiera dwa przekształtniki DC-DC podwyższające napięcie, połączone w topologię symetryczną. W celu wykorzystania ich do współpracy z trójfazowym falownikiem napięcia typu NPC podłączonym do linii zasilającej, zastosowano kaskadowy układ sterowania o zmiennej strukturze (rysunek 6.4). Dzięki temu każdy z przekształtników może realizować jedną z dwóch funkcji:

- (a) kontrolować wartość napięcia na jednym z kondensatorów dzielnika pojemnościowego (u_{dc1}, u_{dc2}),
- (b) pozyskiwać maksymalną wartość mocy z zestawu modułów fotowoltaicznych podłączonych do jego wejścia, poprzez kontrolę prądu dławika (i_{Lb1}, i_{Lb2}) na poziomie wyznaczonym przez algorytm MPPT oraz regulator całkowitego napięcia danej kaskady paneli (u_{pv1}, u_{pv2}).

Pierwsza z funkcji (a) stosowana jest w celu wstępnego podniesienia wartości napięcia stałego ($u_{dc} = u_{dc1} + u_{dc2}$), zasilającego falownik przed podłączeniem do trójfazowej linii napięć przemiennych. Jego wartość początkowa jest równa sumie napięć obwodu otwartego każdego zestawu modułów fotowoltaicznych ($u_{dc} = u_{pv1OC} + u_{pv2OC}$). Stabilizacja całkowitego napięcia dzielnika kondensatorowego na poziomie przekraczającym wartość szczytową napięcia

międzyfazowego (563[V]), pozwala uniknąć niekontrolowanego przepływu prądu uderowego przez diody tranzystorów falownika w momencie zamknięcia stycznika (St_g). Po podłączeniu falownika do trójfazowej linii zasilającej, następuje zmiana struktury regulacji poprzez układ multipleksera (ctr_{dc}) sygnału referencji prądu dławika (i_{Lb1}^*, i_{Lb2}^*). Od tego momentu każdy z układów DC-DC realizuje drugą funkcję (b), polegającą na śledzeniu punktu mocy maksymalnej (MPPT) danego zestawu modułów fotowoltaicznych. Jak można zauważyć, w każdym przypadku zadaniem przekształtnika DC-DC jest regulacja poziomu tego samego prądu (i_{Lb1}, i_{Lb2}), zmianie ulega jedynie źródło jego wartości referencyjnej (i_{Lb1}^*, i_{Lb2}^*).



Rys. 6.4: Schemat blokowy algorytmu sterowania dwoma przekształtnikami DC-DC podwyższającymi napięcie

6.4 Badania symulacyjne

W rozdziale 6.4 przedstawione zostały rezultaty badań symulacyjnych wykonanych w programie (Matlab\Simulink). Zaimplementowany został model systemu fotowoltaicznego, odpowiadający schematowi blokowemu przedstawionemu na rysunku 6.2. Zawiera on z dwa zestawy równolegle połączonych łańcuchów ośmiu modułów fotowoltaicznych (PV, $N_p = 2, N_s = 8$), których fizyczny model matematyczny opisany został w rozdziale 2.2.2. Każdy zestaw podpięty zostały do wejść jednego z dwóch niezależnych przekształtników DC-DC podwyższających napięcie, skonfigurowanych w topologię symetryczną. Opis takiej topologii oraz algorytm jej sterowania zawarty został w rozdziałach 2.4 oraz 6.3. Podstawowym zadaniem przekształtników DC-DC jest pozyskanie maksymalnej mocy z podłączonej kaskady paneli fotowoltaicznych. Odpowiedzialny jest za to algorytm poszukiwania i śledzenia punktu mocy maksymalnej (MPPT), bazujący na metodzie konduktancji inkrementalnej (IC). Zasadę jego działania przedstawiono w rozdziale 2.3. Zaimplementowany model trójfazowego falownika napięcia typu NPC sprzęgnięty został z obwodem stałonapięciowym za pomocą dzielnika kondensatorowego (C_{dc1}, C_{dc2}). Falownik podłączono do trójfazowej linii zasilającej niskiego napięcia ($U_g = 230[V \text{ RMS}], f_g = 50[\text{Hz}]$) przez filtr AC typu L (L_f, R_f) oraz

stycznik (St_g). Algorytm sterowania falownikiem opisano w rozdziale 6.1, a schemat blokowy przedstawiono na rysunku 6.2. Zadaniem układu falownika jest stabilizacja całkowitego napięcia zasilania na poziomie referencyjnym (u_{dc}^*) oraz zapewnienie równego rozkładu napięć na każdej z części dzielnika pojemnościowego obwodu pośredniczącego (u_{dc1}, u_{dc2}).

W celu weryfikacji symulacyjnej algorytmu sterowania przekształtnikiem DC-DC podwyższającym napięcie oraz metody równoważenia napięć dzielnika pojemnościowego za pomocą trójfazowego falownika napięcia typu NPC z dodatkową modulacją krótkich wektorów redundantnych, w opisaniej 7-segmentowej metodzie modulacji wektorowej (rozdziały 4.2 – 5), zaproponowano sekwencję zdarzeń. Została ona podzielona na 9 kolejno następujących po sobie etapów:

- (a) stan ustalony przed rozpoczęciem pracy energoelektronicznego systemu przekształcania energii elektrycznej,
- (b) ładowanie kondensatorów obwodu pośredniczącego (C_{dc1}, C_{dc2}) oraz stabilizacja napięcia całkowitego (u_{dc}) przez przekształtnik DC-DC, na poziomie referencyjnym (u_{dc}^*), przewyższającym wartość napięcia międzyfazowego linii zasilającej,
- (c) zamknięcie stycznika St_g i podłączenie falownika napięcia typu NPC do trójfazowej linii zasilającej,
- (d) przełączenie stanu pracy przekształtnika DC-DC na tryb poszukiwania i śledzenia punktu mocy maksymalnej (MPPT) każdego zestawu łańcuchów modułów fotowoltaicznych, oraz przejęcie funkcji stabilizacji napięcia DC (u_{dc}) na poziomie referencyjnym (u_{dc}^*) przez układ falownika,
- (e) osiągnięcie punktów mocy maksymalnych dla jednakowych warunków natężenia promieniowania słonecznego oraz temperatury modułów fotowoltaicznych ($G_{pv1} = G_{pv2} = 750[W/m^2], T_{pv1} = T_{pv2} = 25[^\circ C]$),
- (f) zwiększenie mocy generowanej przez jeden z zestawów modułów fotowoltaicznych na skutek wzrostu natężenia promieniowania słonecznego ($G_{pv1} = 950[W/m^2], G_{pv2} = 750[W/m^2], T_{pv1} = T_{pv2} = 25[^\circ C]$),
- (g) działanie systemu fotowoltaicznego w nowym punkcie pracy z nierównoważeniem mocy maksymalnych ($P_{pv1} > P_{pv2}$), skutkującym niezbalansowaniem napięć dzielnika kondensatorowego ($u_{dc1} > u_{dc2}$),
- (h) załączenie algorytmu równoważenia napięć zasilających i powrót do stanu równowagi napięciowej ($u_{dc1} = u_{dc2}$) pomimo nadal występującego nierównoważenia mocy pozyskiwanych z modułów PV ($P_{pv1} > P_{pv2}$),
- (i) stan pracy ustalonej z ustabilizowaną wartością modyfikacji czasów trwania krótkich wektorów redundantnych (δ_{trP}).

Uzyskane przebiegi prądów, napięć, chwilowych wartości mocy oraz wybranych sygnałów sterujących zaprezentowane zostały na rysunkach 6.5 – 6.7. W tabeli 6.1 zamieszczono wartości głównych elementów modelu systemu fotowoltaicznego oraz parametrów zastosowanych w przeprowadzonej symulacji.

Tabela 6.1: Wartości głównych elementów modelu systemu fotowoltaicznego oraz parametrów zastosowanych w przeprowadzonej symulacji

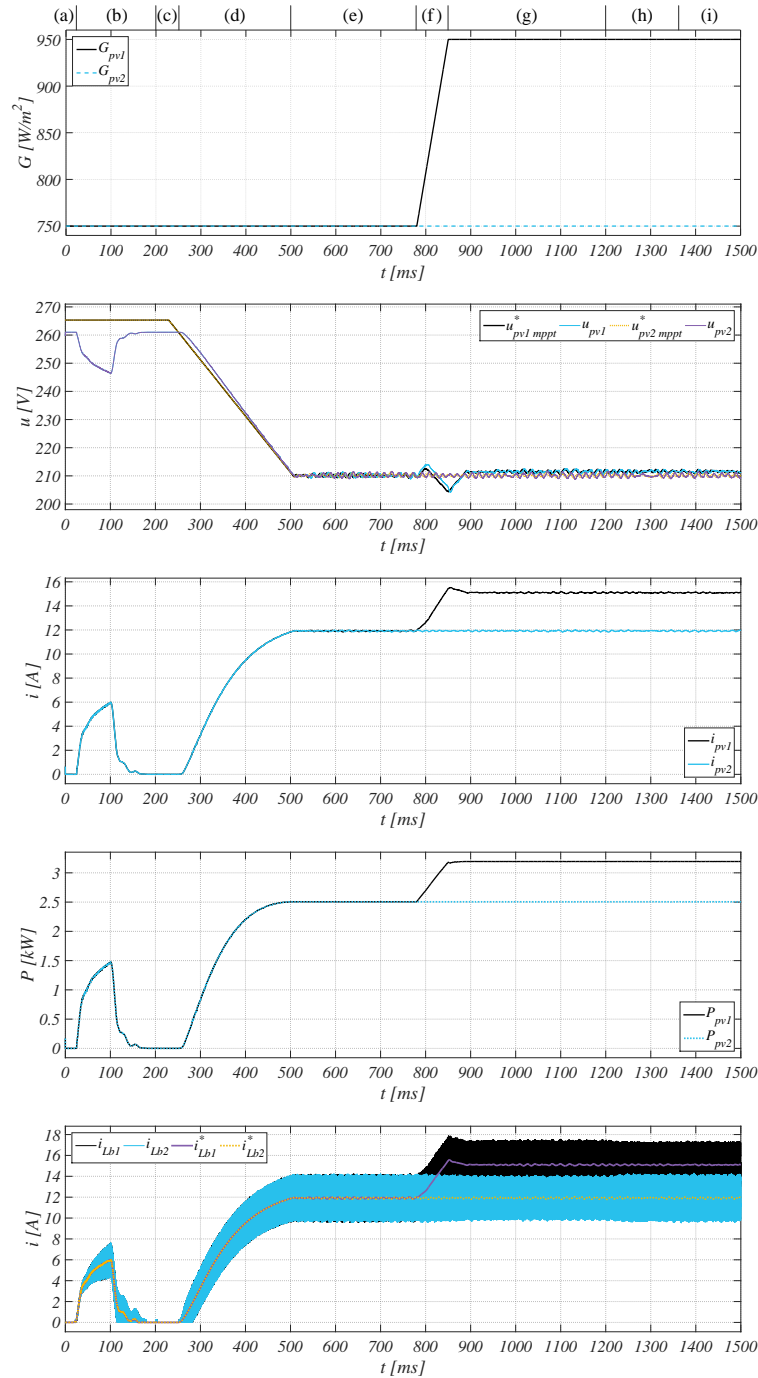
Parametr/ element	Wartość	Opis/komentarz
f_{sim}	2[MHz]	Główna częstotliwość obliczeń wykonywanych w modelu
$f_{c\,SVM}$	16[kHz]	Częstotliwość sygnału licznika modulatora wektorowego oraz próbkowania sygnałów analogowych użytych w algorytmie sterowania falownikiem typu NPC
ΔT_{dt}	0.8[μs]	Czas martwy sygnałów sterujących tranzystorami falownika
$f_{c\,PWM}$	20[kHz]	Częstotliwość sygnału nośnego modulatora PWM użytego w algorytmie sterowania przekształtnikiem DC-DC
$f_{s\,MPPT}$	1[kHz]	Częstotliwość obliczeń algorytmu MPPT typu IC
Δu_{pv}^*	0.2[V]	Zmiana referencji napięcia kaskady modułów PV zadawana przez algorytm MPPT typu IC
$K_{p\,u_{pv}\,12}$	0.001	Wzmocnienie części proporcjonalnej i całkującej regulatora PI napięcia kaskady modułów PV (u_{pv1}, u_{pv2})
$K_{i\,u_{pv}\,12}$	33.3	
I_{sc}	8.58[A]	Prąd zwarcia pojedynczego modułu PV w warunkach STC
U_{oc}	33.2[V]	Napięcie obwodu otwartego modułu PV w STC
I_{mpp}	7.9[A]	Prąd w punkcie mocy maksymalnej modułu PV w STC
U_{mpp}	26.6[V]	Napięcie w punkcie mocy maksymalnej modułu PV w STC
P_{mpp}	210[W]	Moc maksymalna modułu PV w warunkach STC
N_s	8	Liczba modułów PV w pojedynczym łańcuchu
N_p	2	Liczba łańcuchów modułów PV w danym zestawie podłączonym do wejścia każdego przekształtnika DC-DC
$L_{f\,dc\,12}$	200[μH]	Indukcyjność filtra wejściowego DC
$C_{f\,dc\,12}$	150[μF]	Pojemność filtra wejściowego DC
$L_{b\,12}$	1[mH]	Indukcyjność dławika przekształtnika DC-DC
$C_{dc\,12}$	3.5[mF]	Pojemność każdej z części dzielnika kondensatorowego
$L_{f\,abc}$	1.1[mH]	Indukcyjność dławika filtra AC
$R_{f\,abc}$	5[m Ω]	Rezystancja szeregowo dławika filtra AC
$f_{PI\,inv}$	16[kHz]	Częstotliwość próbkowania sygnałów analogowych oraz obliczeń regulatorów PI w algorytmie sterowania falownikiem
$K_{p\,u_{dc}}$	0.2	Wzmocnienie części proporcjonalnej i całkującej regulatora PI napięcia u_{dc}
$K_{i\,u_{dc}}$	9.1	
$K_{p\,\Delta u_{dc}}$	0.05	Wzmocnienie części proporcjonalnej i całkującej regulatora PI układu równoważenia napięć dzielnika pojemnościowego
$K_{i\,\Delta u_{dc}}$	1.25	
$K_{p\,i_{dq}}$	1.3	Wzmocnienie części proporcjonalnej i całkującej regulatora PI składowej d oraz q prądów fazowych falownika (i_d, i_q)
$K_{i\,i_{dq}}$	100	
$f_{PI\,dc}$	1[MHz]	Częstotliwość próbkowania sygnałów analogowych oraz obliczeń regulatorów PI w algorytmie sterowania przekształtnikiem DC-DC
$K_{p\,u_{dc}\,12}$	0.5	Wzmocnienie części proporcjonalnej i całkującej regulatora PI procesu wstępnego ładowania dzielnika pojemnościowego (C_{dc1}, C_{dc2}) przez przekształtnik DC-DC
$K_{i\,u_{dc}\,12}$	200	
$K_{p\,i_{Lb}}$	0.004	Wzmocnienie części proporcjonalnej i całkującej regulatora PI prądów głównych ($i_{Lb\,12}$) przekształtników DC-DC
$K_{i\,i_{Lb}}$	83.3	
f_g	50[Hz]	Częstotliwość napięć linii trójfazowej
U_g	230[V]	Wartość skuteczna napięcia fazowego linii zasilającej

Przed rozpoczęciem pracy system fotowoltaiczny znajduje się w stanie ustalonym – etap (a). Każda z części dzielnika pojemnościowego naładowana jest do napięcia obwodu rozwartego ($u_{dc1} = u_{dc2} = U_{OC} = 261[\text{V}]$) kaskady modułów fotowoltaicznych, znajdujących się w tych samych warunkach natężenia promieniowania słonecznego oraz temperatury ($G_{pv1} = G_{pv2} = 750[\text{W}/\text{m}^2]$, $T_{pv1} = T_{pv2} = 25[^\circ\text{C}]$).

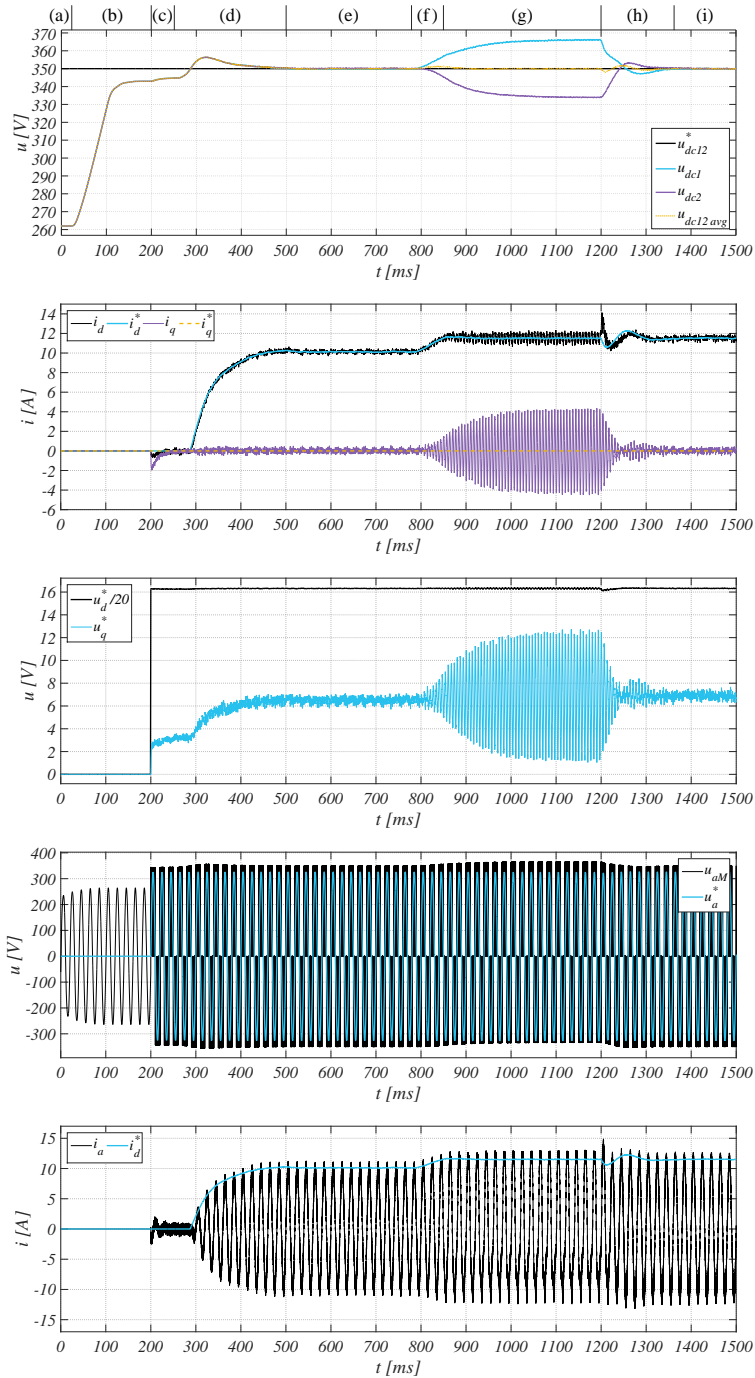
W kolejnym etapie symulacji (b) następuje powolne ładowanie pojemności dzielnika kondensatorowego do wartości całkowitej $u_{dc} = 0.98u_{dc}^* = 686[\text{V}]$ przez przekształtnik DC-DC podnoszący napięcie. Docelowa wartość referencyjna napięcia (u_{dc}^*) obwodu pośredniczącego została ustawiona na $700[\text{V}]$. Początkowe ładowanie do poziomu niższego, ma na celu zapewnienie startu pracy falownika po podłączeniu do linii zasilającej z ujemną wartością uchybu regulacji napięcia ($e_{u_{dc}} < 0$), a zatem z zerową wartością referencyjnej składowej czynnej generowanego prądu (i_d^*). Podczas etapu (b) każdy przekształtnik DC-DC sterowany jest w kaskadowym układzie regulacji (rysunek 6.4) z nadrzędnym regulatorem typu PI napięcia (u_{dc1}, u_{dc2}) i podrzędnym regulatorem prądu (i_{Lb1}, i_{Lb2}). Ze względu na brak obciążenia obwodu DC, napięcie każdej z części dzielnika kondensatorowego kontrolowane jest niezależnie przez podłączony do niej przekształtnik DC-DC. Na rysunku 6.5 można zauważyć chwilowy spadek napięć kaskady modułów fotowoltaicznych zgodnie z charakterystyką prądowo-napięciową, w wyniku obciążenia ich prądem (i_{pv1}, i_{pv2}) płynącym podczas ładowania pojemności wyjściowej (C_{dc1}, C_{dc2}).

Na początku etapu (c) zamykany jest stycznik (St_g) i następuje podłączenie falownika napięcia typu NPC do trójfazowej linii zasilającej. Jednocześnie uruchamiany jest algorytm sterowania falownikiem NPC, z zadaną przez regulator typu PI napięcia (u_{dc}) zerową wartością referencyjnej składowej czynnej prądu fazowego (i_d^*). Sytuację tą obrazują przebiegi zamieszczone na rysunku 6.6.

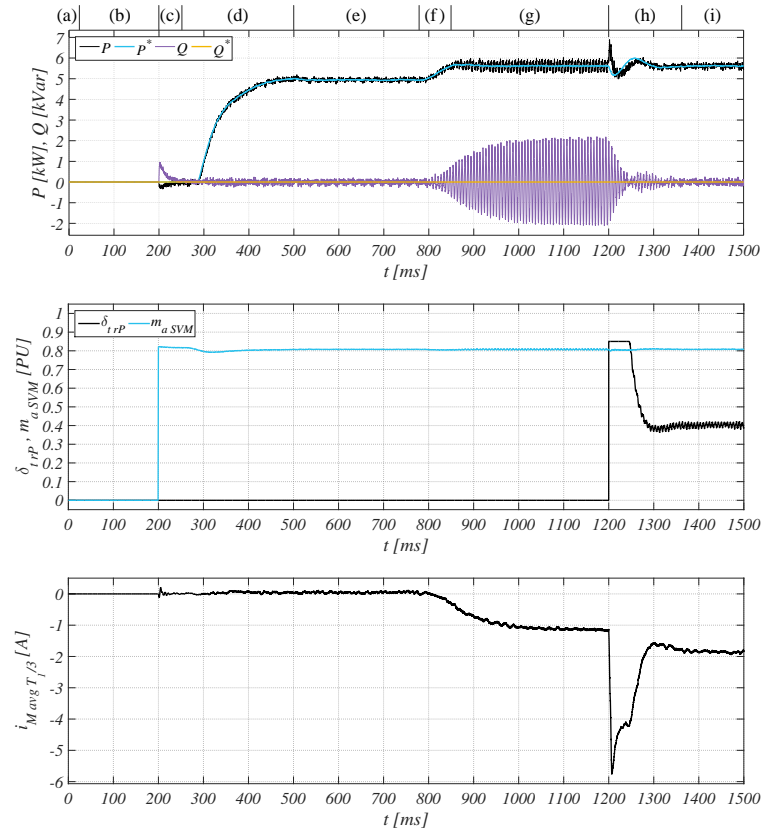
Po podłączeniu systemu fotowoltaicznego do trójfazowej linii zasilającej, następuje zmiana struktury układu sterowania przekształtnika DC-DC – etap (d). Wartość referencyjna prądów głównych (i_{Lb1}^*, i_{Lb2}^*) jest od tego momentu wyznaczana przez algorytm poszukiwania oraz śledzenia punktów mocy maksymalnej (MPPT) oraz regulatory napięć (u_{pv1}, u_{pv2}) każdego zestawu modułów PV. Funkcja stabilizacji całkowitego napięcia na dzielniku kondensatorowym (u_{dc}) na poziomie referencyjnym ($u_{dc}^* = 700[\text{V}]$) realizowana jest przez algorytm sterowania falownika typu NPC (rysunek 6.2). Jak można zauważyć na rysunku 6.5 algorytm MPPT zadaje coraz mniejszą wartość referencyjną napięć modułów PV ($u_{pv1}^*_{mppt}, u_{pv2}^*_{mppt}$), co skutkuje wzrostem kontrolowanych prądów dławików każdego przekształtnika DC-DC (i_{Lb1}, i_{Lb2}). Taka sama wartość średnia prądów pobierana jest z generatorów fotowoltaicznych (i_{pv1}, i_{pv2}), powodując osiągnięcie punktu mocy maksymalnej (MPP) każdego z nich (P_{pv1}, P_{pv2}). Na zamieszczonych przebiegach można również zauważyć skuteczność działania wejściowego filtra typu LC ($L_{fdc1} - C_{fdc1}, L_{fdc2} - C_{fdc2}$), minimalizującego składową zmienną występującą w prądach modułów, pochodzącą od przełączeń tranzystorów przekształtników DC-DC. W momencie nagłego wzrostu wartości generowanej mocy, następuje chwilowe przeregulowanie poziomu stabilizowanych napięć dzielnika pojemnościowego (u_{dc1}, u_{dc2}), które jednak pod koniec etapu (d)



Rys. 6.5: Przebiegi napięć oraz prądów uzyskane w wyniku symulacji przekształtnika DC-DC podwyższającego napięcie oraz 3-fazowego falownika typu NPC, pozyskującego maksymalną wartość mocy (MPP) z modułów fotowoltaicznych w sytuacji zmiennych warunków natężenia promieniowania słonecznego (G). Etapy: (a) stan początkowy; (b) ładowanie kondensatorów obwodu pośredniczącego przez przekształtnik DC-DC; (c) podłączenie systemu do 3-fazowej linii zasilającej; (d) start algorytmów MPPT; (e) osiągnięcie jednakowych punktów mocy maksymalnej ($P_{pv1} = P_{pv2}$); (f) wzrost mocy pozyskiwanej z pierwszego zestawu modułów PV (P_{pv1}); (g) praca systemu fotowoltaicznego w stanie nierównoważenia mocy maksymalnych ($P_{pv1} > P_{pv2}$); (h) załączenia algorytmu równoważenia napięć zasilających falownik; (i) powrót do stanu równowagi napięciowej ($u_{dc1} = u_{dc2}$) przy trwającym nierównoważeniu mocy



Rys. 6.6: Przebiegi napięć oraz prądów uzyskane w wyniku symulacji przekształtnika DC-DC podwyższającego napięcie oraz 3-fazowego falownika typu NPC, pozyskującego maksymalną wartość mocy (MPP) z modułów fotowoltaicznych w sytuacji zmiennych warunków natężenia promieniowania słonecznego (G). Etapy: (a) stan początkowy; (b) ładowanie kondensatorów obwodu pośredniczącego przez przekształtnik DC-DC; (c) podłączenie systemu do 3-fazowej linii zasilającej; (d) start algorytmów MPPT; (e) osiągnięcie jednakowych punktów mocy maksymalnej ($P_{pv1} = P_{pv2}$); (f) wzrost mocy pozyskiwanej z pierwszego zestawu modułów PV (P_{pv1}); (g) praca systemu fotowoltaicznego w stanie niezrównoważenia mocy maksymalnych ($P_{pv1} > P_{pv2}$); (h) załączenia algorytmu równoważenia napięć zasilających falownik; (i) powrót do stanu równowagi napięciowej ($u_{dc1} = u_{dc2}$) przy trwającym niezrównoważeniu mocy



Rys. 6.7: Przebiegi napięć oraz prądów uzyskane w wyniku symulacji przekształtnika DC-DC podwyższającego napięcie oraz 3-fazowego falownika typu NPC, pozyskującego maksymalną wartość mocy (MPP) z modułów fotowoltaicznych w sytuacji zmiennych warunków natężenia promieniowania słonecznego (G). Etapy: (a) stan początkowy; (b) ładowanie kondensatorów obwodu pośredniczącego przez przekształtnik DC-DC; (c) podłączenie systemu do 3-fazowej linii zasilającej; (d) start algorytmów MPPT; (e) osiągnięcie jednakowych punktów mocy maksymalnej ($P_{pv1} = P_{pv2}$); (f) wzrost mocy pozyskiwanej z pierwszego zestawu modułów PV (P_{pv1}); (g) praca systemu fotowoltaicznego w stanie nierównoważenia mocy maksymalnych ($P_{pv1} > P_{pv2}$); (h) załączenia algorytmu równoważenia napięć zasilających falownik; (i) powrót do stanu równowagi napięciowej ($u_{dc1} = u_{dc2}$) przy trwającym nierównoważeniu mocy

zostaje zniwelowane przez wygenerowanie odpowiedniej wartości składowej czynnej prądów trójfazowych (i_d).

Dla takich samych warunków natężenia promieniowania słonecznego ($G_{pv1} = G_{pv2}$) zostaje osiągnięta taka sama wartość mocy maksymalnej każdego zestawu modułów fotowoltaicznych ($P_{pv1} = P_{pv2} = 2.51$ [kW]) – etap (e). Ich suma odpowiada wartości mocy czynnej (P) na wyjściu falownika napięcia (rysunek 6.7). Na rysunku 6.5 można zauważyć, że w stanie ustalonym występują składowe zmienne o różnych wartościach chwilowych przebiegów referencji napięć wypracowanych przez niezależne algorytmy MPPT ($u_{pv1}^*_{mppt}, u_{pv2}^*_{mppt}$). Wynikają one z przesunięcia fazowego o wartości π [rad] pomiędzy sygnałami piłokształtnymi modulatorów PWM przekształtników DC-DC oraz różnic chwilowych pomiarów napięć i prądów danej kaskady modułów, stosowanych w funkcjach MPPT.

W trakcie etapu (f) zadany zostaje przyrost natężenia mocy promieniowania słonecznego ($G_{pv1} = 950$ [W/m²]) padającego na jeden zestaw modu-

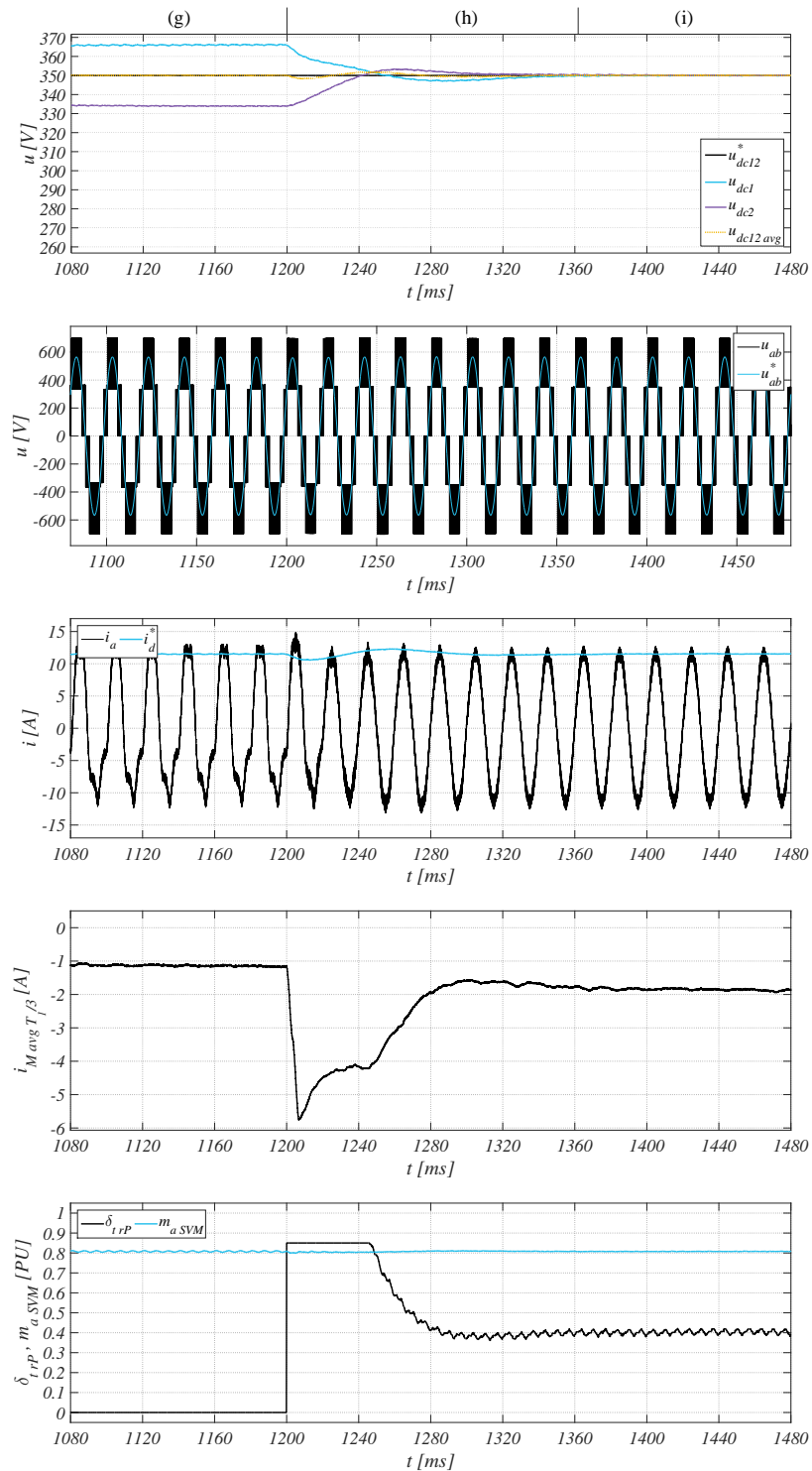
łów fotowoltaicznych, co skutkuje niezbalansowaniem wartości generowanych mocy maksymalnych ($P_{pv1} > P_{pv2}$), pogłębianym przez prawidłowe działanie algorytmu MPPT. Sytuacja taka może mieć miejsce na wskutek np. częściowego zacielenia danego obszaru elektrowni solarnej. Można zauważyć na rysunku 6.5, że wzrost promieniowania słonecznego przekłada się bezpośrednio na zwiększenie wartości prądów modułów (i_{pv1}) oraz przekształtnika DC-DC (i_{Lb1}), przy pomijalnie niewielkim przyroście napięcia całkowitego kaskady paneli PV ($u_{pv1} \approx u_{pv2}$). Jest to potwierdzenie prądowego charakteru źródeł fotowoltaicznych. Zmiana warunków pracy systemu skutkuje postępującym zjawiskiem niezrównoważenia napięć dzielnika kondensatorowego ($u_{dc1} > u_{dc2}$).

Po osiągnięciu stanu ustalonego w nowym punkcie mocy maksymalnej ($P_{pv1} = 3.19[\text{kW}]$), następuje dalszy wzrost poziomu niezrównoważenia napięć dzielnika kondensatorowego ($\Delta u_{dc} = u_{dc1} - u_{dc2}$). Pod koniec etapu (g) jego wartość przekracza już $30[\text{V}]$. Z przebiegów zamieszczonych na rysunkach 6.6 – 6.7 wynika, że zjawisko takie powoduje szereg negatywnych skutków: bardzo wyraźne odkształcenie przebiegu prądu fazowego (i_a), co doprowadza do niekontrolowanych oscylacji chwilowych wartości generowanej mocy czynnej (P) oraz biernej (Q). Efekt ten przenosi się również na sygnały prądów mierzonych składowych ortogonalnych wirującego układu odniesienia (i_d, i_q), a w następstwie na sygnały referencyjne napięć (u_d^*, u_q^*). Warto zauważyć, że pomimo niezrównoważenia mocy źródeł fotowoltaicznych oraz napięć (u_{dc1}, u_{dc2}) algorytm regulacji utrzymuje wartość napięcia całkowitego (u_{dc}) na referencyjnym poziomie ($u_{dc}^* = 700[\text{V}]$).

W opisywanym przedziale czasu (g) falownik napięcia sterowany jest 7-segmentową metodą modulacji wektorowej, z równym (standardowym) rozkładem czasów trwania krótkich wektorów redundantnych ($\delta_{trP} = 0$). Mimo to, w efekcie powstałego niezrównoważenia napięć dzielnika pojemnościowego, następuje zmiana obliczonej średniej wartości (za $1/3$ okresu podstawowej harmonicznej T_1) prądu wypływającego z węzła środkowego wspomnianego dzielnika ($i_{M\text{ avg } T_1/3}$). Znak ujemny poziomu tego prądu oznacza, że przeciwdziała on przyczynie niezbalansowania wartości napięć, a więc stanowi mechanizm częściowego samorównoważenia. Gdyby nie to naturalne zjawisko charakterystyczne dla falownika napięcia typu NPC, występująca nierównowaga mocy źródeł zasilania, skutkowałaby znacznie większą różnicą napięć dzielnika pojemnościowego.

Podczas etapu (h) następuje załączenie algorytmu równoważenia napięć zasilających i powrót do stanu równowagi napięciowej ($u_{dc1} = u_{dc2}$) pomimo nadal występującego niezrównoważenia mocy pozyskiwanych z modułów fotowoltaicznych ($P_{pv1} > P_{pv2}$). Na rysunku 6.7 zamieszczony został przebieg sygnału modulującego czas załączenia krótkich wektorów redundantnych (δ_{trP}). Widać, że tuż po załączeniu osiąga on ustawiony poziom ograniczenia wartości (0.85), powodując nagły spadek średniej wartości prądu węzła środkowego ($i_{M\text{ avg } T_1/3}$). Po czasie około $150[\text{ms}]$ jego przebieg dąży do stanu ustalonego na poziomie $\delta_{trP} = 0.41$ – etap (i). W efekcie ustępują oscylacje generowanej mocy czynnej oraz biernej, a kształt prądu fazowego wraca do prawidłowej postaci. Pod koniec czasu trwania symulacji amplitudowy indeks modulacji ($m_a\text{ SVM}$) osiągnął wartość 0.81.

Przebiegi wybranych sygnałów podczas momentu równoważenia napięć dzielnika pojemnościowego przedstawiono na rysunku 6.8. Odpowiadają one



Rys. 6.8: Przebiegi napięć oraz prądów uzyskane w wyniku symulacji przekształtnika DC-DC podwyższającego napięcie oraz 3-fazowego falownika typu NPC, pozyskującego maksymalną wartość mocy (MPP) z modułów fotowoltaicznych w sytuacji zmiennych warunków natężenia promieniowania słonecznego (G). Etapy: (g) praca systemu fotowoltaicznego w stanie niezrównoważenia mocy maksymalnych ($P_{pv1} > P_{pv2}$); (h) załączenia algorytmu równoważenia napięć zasilających falownik; (i) powrót do stanu równowagi napięciowej ($u_{dc1} = u_{dc2}$) przy trwającym niezrównoważeniu mocy

rezultatom pomiarów uzyskanych podczas testów laboratoryjnych, zrealizowanego energoelektronicznego systemu przekształcania energii elektrycznej (rysunek 7.14). Dodatkowo zaprezentowany został przebieg napięcia międzyfazowego (u_{ab}), w którym w stanie nie zrównowazenia napięć zasilających widoczne są dodatkowe dwa poziomy, niewystępujące w stanie równowagi. Zjawisko występowania tej dodatkowej składowej o częstotliwości 16[kHz], zostało opisane w rozdziale 5.2.

Na podstawie wartości wybranych sygnałów znajdujących się w stanie ustalonym podczas etapu (i) oraz korzystając np. z wyprowadzonej zależności 5.24, można oszacować wartość niezrównowazenia mocy (ΔP_{dc}), pobieranych przez falownik napięcia NPC z każdej części dzielnika kondensatorowego (C_{dc1}, C_{dc2}). Zatem, dla $u_{dc} = 700[V]$, $I_1 = 11.53[A]$, $m_{aSV M} = 0.81$ oraz $\delta_{trP} = 0.41$, otrzymujemy:

$$\begin{aligned} \Delta P_{dc} &= P_{dc1} - P_{dc2} = \frac{3}{2\pi} \eta_{trPN}(m_{aSV M}, \delta_{trP}) \cdot I_1 u_{dc} = \\ &= \frac{3}{2\pi} \eta_{trPN}(0.81, 0.41) \cdot 11.53 \cdot 700 = 682.6[W] \end{aligned} \quad (6.25)$$

Oszacowana wartość 6.25 może zostać porównana z poziomem niezrównowazenia mocy generowanych przez zestawy modułów fotowoltaicznych podczas tego samego etapu symulacji ($P_{pv1} = 3.19[kW]$, $P_{pv2} = 2.51[kW]$), podłączonych do osobnych przekształtników DC-DC:

$$\Delta P_{pv} = P_{pv1} - P_{pv2} = 3190 - 2510 = 680[W] \quad (6.26)$$

Porównując ze sobą dwa otrzymane wyniki, można stwierdzić, że oszacowana wartość (ΔP_{dc}) na podstawie wyprowadzonej zależności 5.24 dobrze przybliża wartość bezpośrednio zmierzoną, na podstawie otrzymanych wyników badań symulacyjnych (ΔP_{pv}). Błąd względny wynosi około 0.38[%].

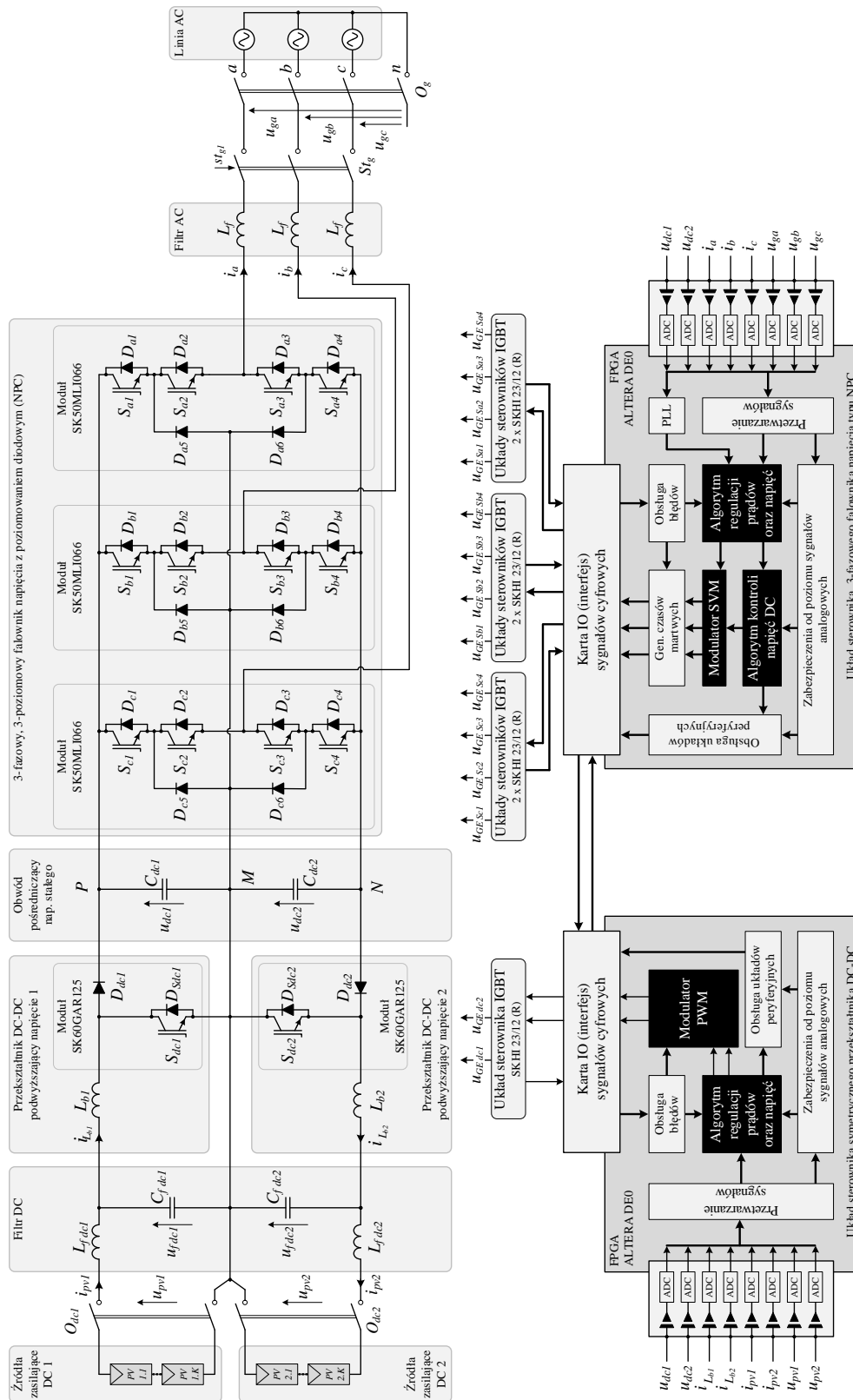
Rozdział 7

Projekt i realizacja laboratoryjnego przekształtnika energoelektronicznego oraz weryfikacja przeprowadzonych badań

7.1 Opis ogólny stanowiska laboratoryjnego

W ramach pracy doktorskiej zaprojektowany i skonstruowany został laboratoryjny system przekształcania energii elektrycznej o mocy nominalnej 20[kW]. Celem takiego działania była praktyczna weryfikacja przeprowadzonych analiz teoretycznych oraz badań symulacyjnych opisanych w rozdziałach 2 – 6. Nadrzędnym założeniem przyjętym podczas realizacji projektu, była konstrukcja zintegrowanego stanowiska laboratoryjnego o modularnej budowie, dającego możliwość przeprowadzania prac badawczych i testów z zakresu energoelektronicznych przekształtników energii pozyskiwanej z modułów fotowoltaicznych. Dodatkowo, układ modelowy miał spełniać rolę edukacyjną i pokazową umożliwiając łatwe zadawanie parametrów pracy układów oraz wizualizację ich wartości za pomocą głównych jednostek sterujących. Wszystkie obwody drukowane wykorzystane do budowy stanowiska laboratoryjnego zaprojektowane zostały w oprogramowaniu Altium Designer.

Poglądowy schemat zbudowanego urządzenia laboratoryjnego przedstawiony został na rysunku 7.1, natomiast wygląd całości z dwóch stron prezentują zdjęcia 7.2–7.3. Stanowisko badawcze składa się z dwóch przekształtników DC-DC podwyższających napięcie, skonfigurowanych w symetryczną topologię oraz z trójfazowego falownika napięcia typu NPC. Jak można zauważyć, w każdym z układów zastosowano moduły tranzystorów bipolarnych z izolowaną bramką (IGBT). Umożliwiają one bowiem stosunkowo łatwy montaż, rekonfigurację obwodu oraz ewentualną wymianę danego podzespołu. Ogólna charakterystyka użytych modułów półprzewodnikowych zawarta jest w rozdziale 7.2. Przykręcone zostały one do górnej płyty radiatora powietrznego o profilu RE2,



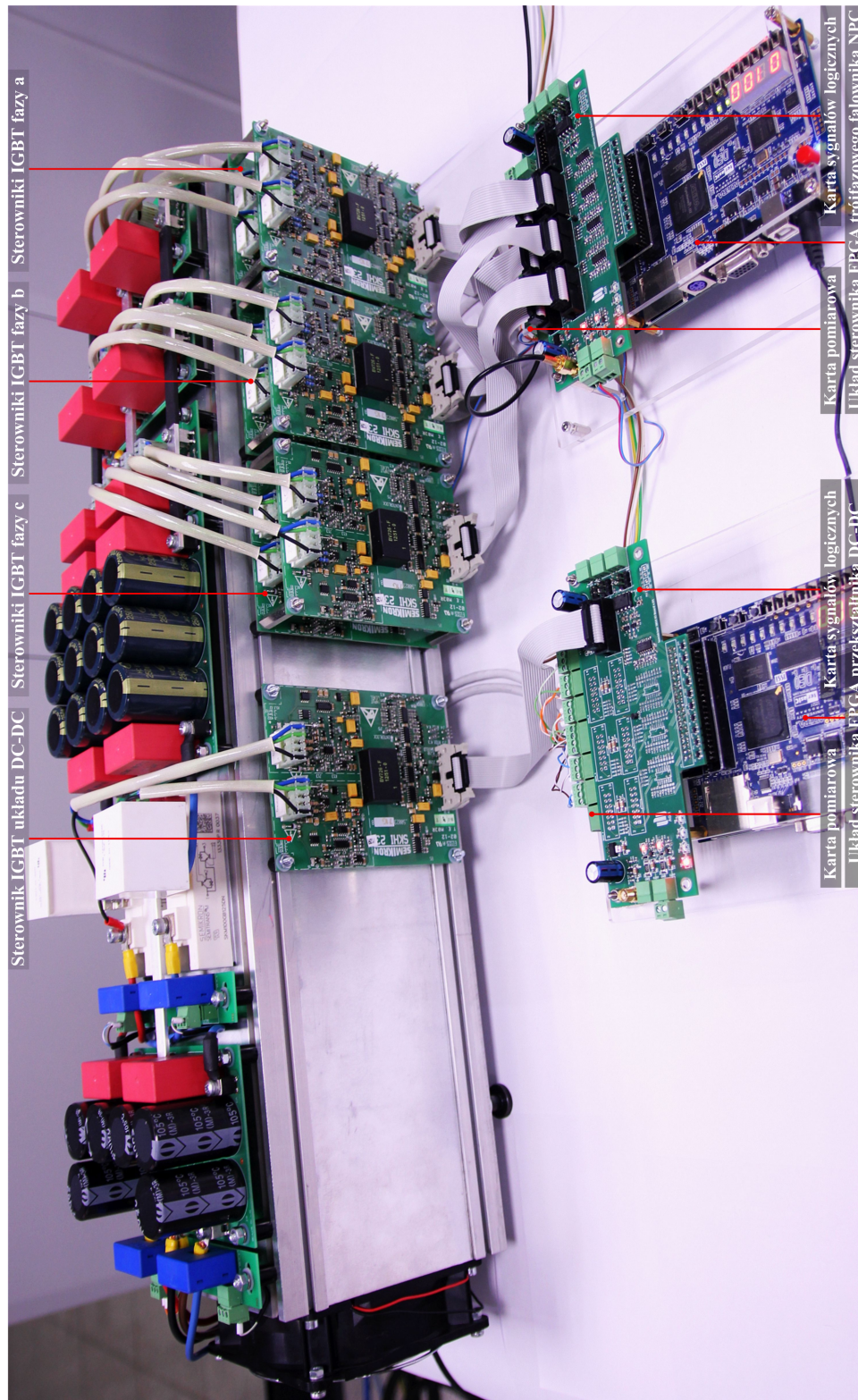
Rys. 7.1: Schemat zbudowanego systemu laboratoryjnego trójfazowego falownika napięcia typu NPC oraz symetrycznego przekształtnika DC-DC podwyższającego napięcie

dzięki czemu zapewnione zostały dobre warunki do odprowadzania ciepła, jako efektu powstałych strat mocy w wyniku przewodzenia oraz komutacji prądu każdego tranzystora. Pomaga w tym również przepływ powietrza przez uźbrowane wnętrze, wymuszony działaniem zamontowanego wentylatora na jednym z końców profilu szynowego. Stan pracy każdego tranzystora kontrolowany jest przez dedykowany sterownik generacji bipolarnych napięć bramkowych (u_{GE}) SKHI 23/12 (R) firmy Semikron. Jest to w pełni konfigurowalny, izolowany układ posiadający dwa tory sterowania oraz szereg zabezpieczeń, przez co bardzo dobrze sprawdza się w urządzeniach o podwyższonych wymogach bezpieczeństwa, takich jak systemy edukacyjne lub demonstracyjne. Szerszy opis konfiguracji oraz zastosowania siedmiu takich sterowników w zbudowanym systemie przekształtnikowym, został zawarty w rozdziale 7.3.3.

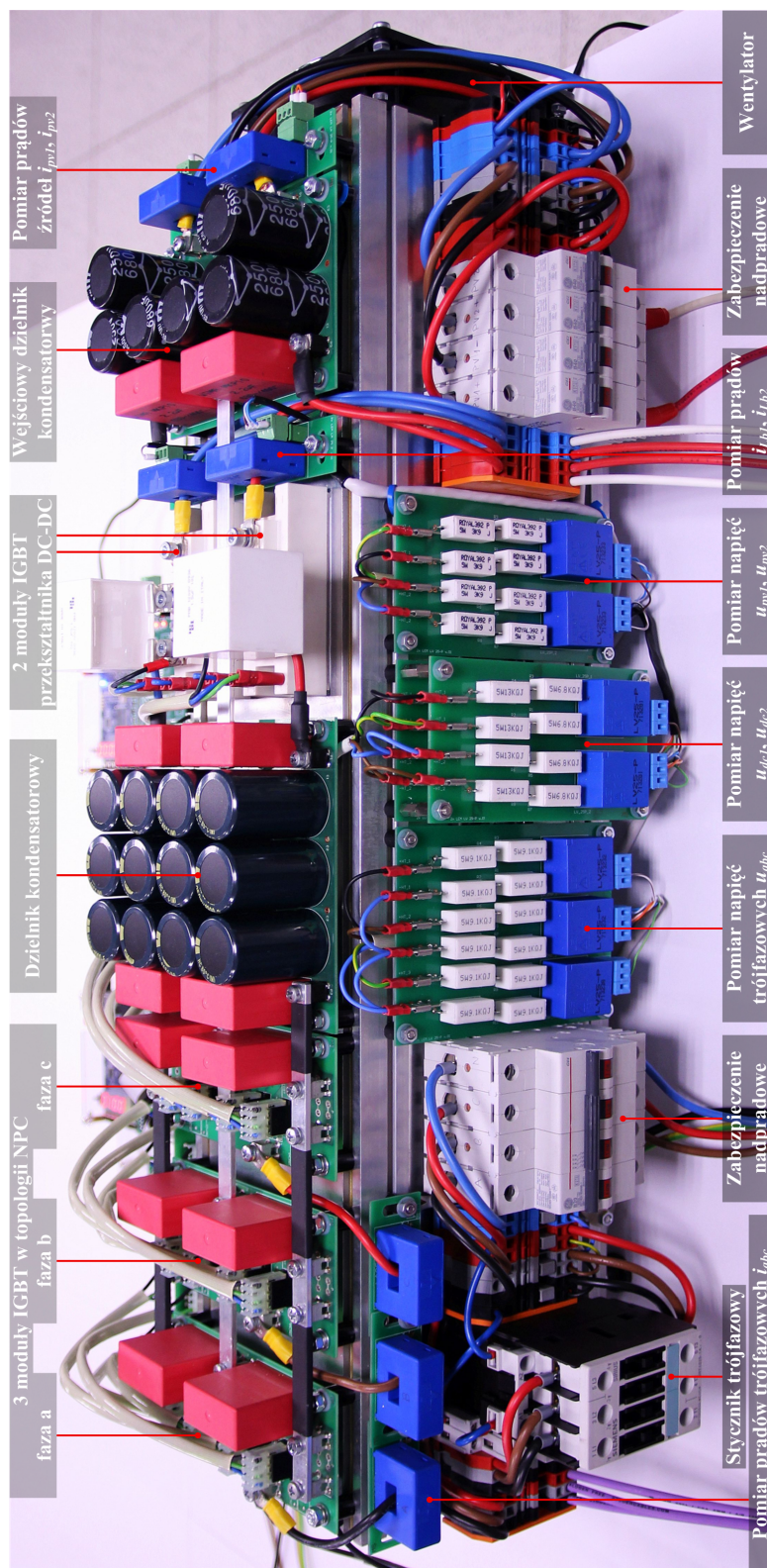
Działanie całego energoelektronicznego systemu przekształcania energii elektrycznej jest nadzorowane przez dwie jednostki obliczeniowe DE0 firmy Altera. Są to zaawansowane sterowniki wyposażone w układy logiki programowalnej FPGA z rodziny Cyclone III. Jedna z jednostek odpowiada za kontrolowanie pracy przekształtnika DC-DC podwyższającego napięcie, natomiast druga odpowiedzialna jest za działanie trójfazowego falownika napięcia typu NPC. Posiadają one szereg przełączników oraz przycisków umożliwiających wybór zaprogramowanego trybu pracy, natomiast aktualne nastawy prezentowane są na wyświetlaczach 7-segmentowych. Rozszerzony opis zastosowanych układów obliczeniowych zamieszczony został w rozdziale 7.3.1. Wykorzystanie dwóch takich sterowników podyktowane było dostępnymi zasobami elementów logicznych programowalnego układu FPGA, wyraźną rozdzielnością funkcji każdego sterownika oraz dużą liczbą sygnałów pomiarowych wymaganych w realizacji zamkniętego układu regulacji prądów oraz napięć, jak również stosowanych w funkcjach zabezpieczeń. Każdy z układów posiada dwa złącza IDC wejść oraz wyjść cyfrowych ogólnego przeznaczenia (GPIO, ang. *General Purpose Input/Output*), umożliwiające podłączenie kart rozszerzeń. Jedną z takich kart jest właśnie wykonana w ramach pracy doktorskiej karta pomiarowa, zawierająca 9 kanałów kondycjonowania oraz przetwarzania na postać cyfrową sygnałów analogowych. Zastosowano w niej szybkie przetworniki analogowo-cyfrowe (ADC, ang. *Analog to Digital Converter*) o maksymalnej częstotliwości próbkowania równej 1[MHz]. Charakterystyka głównych elementów systemu pomiarowego prądów oraz napięć przedstawiona została w części 7.4.

Sygnały sterujące pracą poszczególnych tranzystorów, wysyłane są do skojarzonych układów sterowników IGBT za pomocą dwóch zaprojektowanych i wykonanych kart, pełniących rolę interfejsów sygnałów logicznych. Umożliwiają one dopasowanie poziomów napięć wejść oraz wyjść cyfrowych do przyjętego standardu, poprzez zastosowanie dedykowanych buforów. Wykorzystywane są również do wzajemnej komunikacji pomiędzy jednostkami obliczeniowymi oraz kontrolowania pracy dodatkowych układów peryferyjnych systemu (np. styczników). Budowa oraz opis karty sygnałów logicznych zaprezentowane zostały w rozdziale 7.3.2.

Przekształtnik DC-DC oraz trójfazowy falownik napięcia połączone są ze sobą kondensatorowym obwodem pośredniczącym, pełniącym rolę dynamicznego magazynu energii elektrycznej. Zbudowany jest on z kondensatorów elektrolitycznych połączonych szeregowo-równolegle za pomocą zaprojektowanej



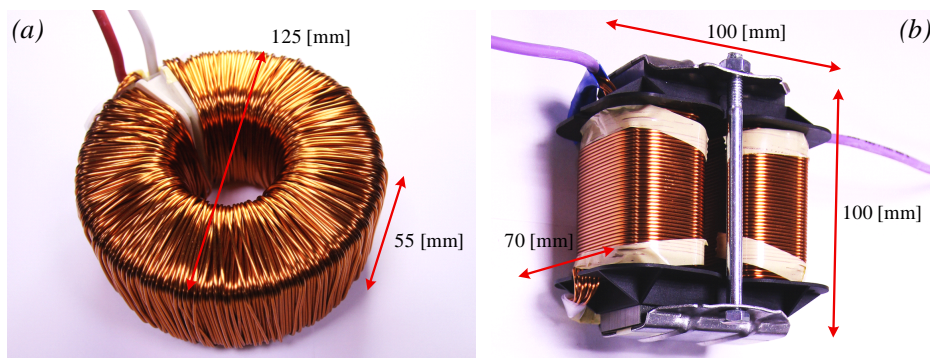
Rys. 7.2: Energoelektroniczny system przekształcania energii elektrycznej wyposażony w trójfazowy falownik napięcia typu NPC oraz symetryczny przekształtnik DC-DC podwyższający napięcie (widok od strony przedniej głównych jednostek obliczeniowych FPGA oraz układów sterowania tranzystorami IGBT)



Rys. 7.3: Energoelektroniczny system przekształcania energii elektrycznej wyposażony w trójfazowy falownik napięcia typu NPC oraz symetryczny przekształtnik DC-DC podwyższający napięcie (widok od strony tylnej układów pomiarowych prądów i napięć, jak również przyłączy obwodów mocy)

plyty obwodu drukowanego (PCB, ang. *Printed Circuit Board*). Całkowita pojemność każdej z połówek dzielnika kondensatorowego (C_{dc1}, C_{dc2}) wynosi 1.5[mF], a ich maksymalne napięcie jest równe 500[V]. Drugi bank kondensatorów (C_{fdc1}, C_{fdc2}), wykonany w analogiczny sposób, umieszczony został na wejściu systemu przekształtnikowego DC-DC. Realizuje on tym samym funkcję filtrującą i ochronną, polegającą na minimalizacji tętnień prądów źródeł wejściowych. W przypadku pracy przekształtnika DC-DC z dużą wartością składowych zmiennych prądów głównych (i_{Lb1}, i_{Lb2}), efekt tłumienia składowych pochodzących od częstotliwości przełączeń w prądach zasilających można zwiększyć poprzez montaż dodatkowych dławików filtrujących (L_{fdc1}, L_{fdc2}). Pojemność każdej części wejściowego dzielnika kondensatorowego wynosi 2.4[mF], a jej napięcie maksymalne to 250[V]. Dodatkowo, blisko każdego modułu tranzystorowego zamontowano metalizowane kondensatory polipropylenowe (MKP10), o bardzo niskiej rezystancji szeregowej (ESR) oraz stratności ($\tan \delta \leq 6 \cdot 10^{-4}$) w porównaniu do kondensatorów elektrolitycznych, dedykowane do obwodów impulsowych wysokich częstotliwości. Pomimo relatywnie niskiej pojemności (2.2[μ F]), stanowią one wysoce dynamiczne źródło energii oraz przyczyniają się do minimalizacji wpływu indukcyjności pasożytniczych połączeń obwodów mocy.

Do testów działania uruchomionego przekształtnika DC-DC użyto dławików toroidalnych z uzwojeniem drutowym, o indukcyjności początkowej $L_{b12} = 1$ [mH] oraz prądzie nasycenia ($I_{Lb12\ sat}$) wynoszącym 30[A]. Zdjęcie pojedynczego układu z zaznaczonymi wymiarami zewnętrznymi, przedstawiono na rysunku 7.4a. Dławiki te posiadają rdzeń ferrytowy (3C92) z rozłożonymi radialnie ośmioma szczelinami (0.8[mm] każda), co skutkuje jedynie 5-procentowym spadkiem wartości indukcyjności dla przewodzonego prądu równego 25[A]. Dławiki o takich parametrach zastosowane w symetrycznym przekształtniku DC-DC podwyższającym napięcie, przy założonej minimalnej częstotliwości przełączeń równej 20[kHz], zapewniają pracę układu w trybie prądu ciągłego (CCM, ang. *Continuous Current Mode*), prawie w całym zakresie mocy. Dzięki temu znacząco zmniejszona została szczytowa wartość składowej zmiennej w prądach stałych ($\Delta i_{Lb1}, \Delta i_{Lb2}$), i przy znaczącej różnicy napięć pomiędzy wejściem, a wyjściem przekształtnika równej 500[V] (250[V] dla pojedynczego dławika) wynosi ona około 4.5[A].

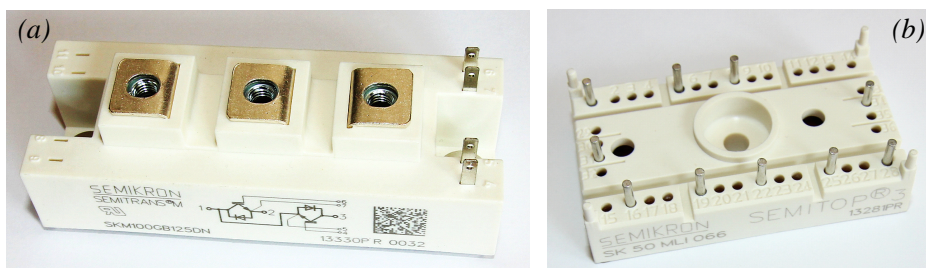


Rys. 7.4: Zdjęcia dławików zastosowanych podczas testów pracy zbudowanego stanowiska laboratoryjnego: (a) jeden z dwóch dławików przekształtnika DC-DC podnoszącego napięcie; (b) jeden z trzech dławików fazowych falownika napięcia typu NPC

Na wyjściu trójfazowego falownika napięcia podłączone zostały trzy niezależne dławiki blokowe o indukcyjności początkowej $L_f = 1.1[\text{mH}]$. Zdjęcie pojedynczego elementu zaprezentowane na rysunku 7.4b. Posiada on dwa szeregowo połączone uzwojenia drutowe, po jednym na każdej kolumnie rdzenia wykonanego ze stali amorficznej JFE (10JNHF600), z czterema szczelinami (1[mm] każda). Dławiki wykonane ze stali amorficznej charakteryzują się ciągłym oraz nieliniowym spadkiem indukcyjności w funkcji prądu obciążenia, jednak nie posiadają wyraźnego punktu nasycenia, tak jak to ma miejsce w przypadku rdzeni ferrytowych. W opisywanym modelu dławika dla wartości prądu $i_{Lb12} = 35[\text{A}]$ zmierzono 20-procentowy spadek indukcyjności.

7.2 Zastosowane tranzystory IGBT

Jak zostało wspomniane w rozdziale 7.1, w zrealizowanym stanowisku laboratoryjnym zastosowano moduły tranzystorów IGBT, których zdjęcia przedstawiono na rysunku 7.5. W przekształtniku DC-DC podnoszącym napięcie użyte zostały układy Semitranz SKM 100GB125DN firmy Semikron, zawierające tranzystory IGBT w konfiguracji pojedynczej gałęzi półmostka. Dzięki temu, wykorzystując elementy tego samego typu możliwe było zbudowanie symetrycznej topologii przekształtnika. Jak można zauważyć na zdjęciu 7.5a, moduł ten posiada złącza śrubowe dla podłączenia obwodu mocy oraz dwie pary pinów typu konektorowego, umożliwiające łatwe przyłączenie sterownika impulsów napięciowych do wejść bramka-emiter każdego tranzystora.



Rys. 7.5: Zdjęcia modułów tranzystorów IGBT zastosowanych w zbudowanym stanowisku laboratoryjnym: (a) jeden z dwóch układów IGBT w topologii półmostka, użyty w przekształtniku DC-DC podnoszącym napięcie; (b) jeden z trzech modułów zawierający pojedynczą gałąź fazową falownika napięcia typu NPC

W konstrukcji trójfazowego falownika napięcia użyte zostały moduły Semitop SK50MLI066 również wyprodukowane przez firmę Semikron. Każdy z nich zawiera pojedynczą gałąź fazową typu NPC (4 tranzystory IGBT i 2 diody poziomego środkowego), co sprawia że w relatywnie małej obudowie, zawierającej tylko jeden centralny otwór montażowy, występuje aż 10 pinów przyłączeniowych obwodu mocy oraz sygnałów sterujących. Zastosowanie tak zintegrowanej topologii modułów, wymagało wykonania dedykowanych obwodów PCB, widocznych m.in. na rysunku 7.3, umożliwiających konfigurację całego falownika trójfazowego oraz podłączenie układów sterowników tranzystorów IGBT.

Maksymalna wartość napięcia pracy pojedynczego tranzystora IGBT

Tabela 7.1: Typowe wartości najważniejszych parametrów tranzystorów IGBT użytych w modułach przekształtnika DC-DC (SKM 100GB125DN) oraz trójfazowego falownika napięcia typu NPC (SK50MLI066)

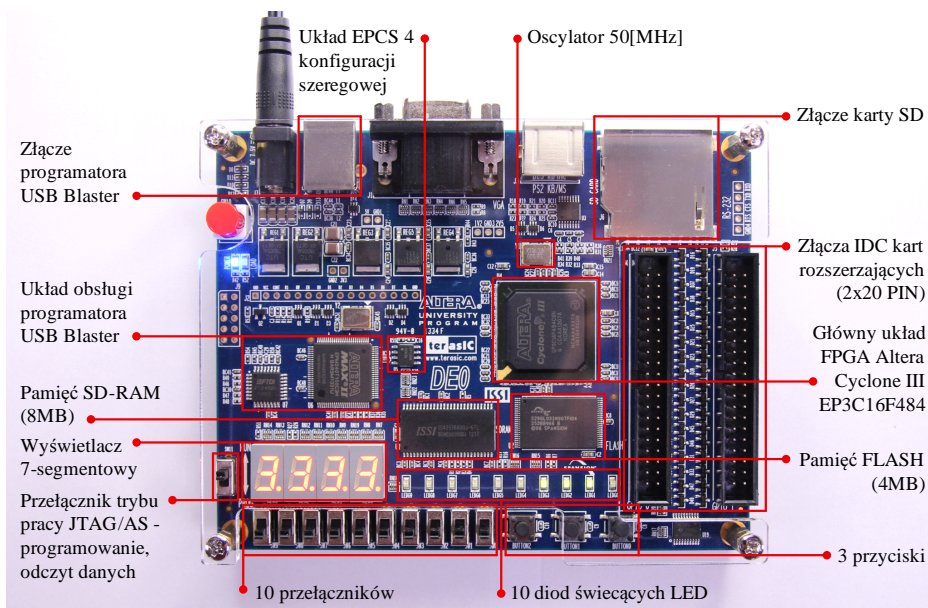
Parametr	SKM 100GB125DN		SK50MLI066	
	Warunki	Wartość	Warunki	Wartość
U_{CEs}	$T_j = 25[^\circ C]$	1200[V]	$T_j = 25[^\circ C]$	600[V]
I_C	$T_j = 150[^\circ C]$	100[A]	$T_j = 150[^\circ C]$	60[A]
	$T_{case} = 25[^\circ C]$		$T_{case} = 25[^\circ C]$	
	$T_j = 150[^\circ C]$	80[A]	$T_j = 150[^\circ C]$	50[A]
	$T_{case} = 80[^\circ C]$		$T_{case} = 70[^\circ C]$	
U_{GEs}		$\pm 20[V]$		$\pm 20[V]$
U_{GEth}	$U_{GE} = U_{CE}$	5.5[V]	$U_{GE} = U_{CE}$	5.8[V]
	$I_C = 2[mA]$		$I_C = 0.8[mA]$	
U_{CEsat}	$I_C = 75[A]$	3.3[V]	$I_C = 50[A]$	1.45[V]
	$U_{GE} = 15[V]$		$U_{GE} = 15[V]$	
	$T_j = 25[^\circ C]$		$T_j = 25[^\circ C]$	
R_{Gint}		5[Ω]		–
t_{don}	$R_{Gon} = 8[\Omega]$	80[ns]	$R_{Gon} = 16[\Omega]$	30[ns]
t_r	$R_{Goff} = 8[\Omega]$	40[ns]	$R_{Goff} = 16[\Omega]$	31[ns]
E_{on}	$U_{CC} = 600[V]$	9[mJ]	$U_{CC} = 300[V]$	1.46[mJ]
t_{doff}	$I_C = 75[A]$	360[ns]	$I_C = 50[A]$	351[ns]
t_f	$T_j = 125[^\circ C]$	20[ns]	$T_j = 150[^\circ C]$	45[ns]
E_{off}	$U_{GE} = \pm 15[V]$	3.5[mJ]	$U_{GE} = -7/ + 15[V]$	2.02[mJ]
	$I_F = 75[A]$	1.8[V]		1.5[V]
	$U_{GE} = 0[V]$		$U_{GE} = 0[V]$	
	$T_j = 125[^\circ C]$		$T_j = 150[^\circ C]$	

(U_{CEs}) przekształtnika DC-DC wynosi 1200[V], natomiast falownika NPC 600[V]. Dzięki temu, zapewniony jest 100[V] margines bezpieczeństwa względem maksymalnego dopuszczalnego poziomu napięcia na połowie dzielnika kondensatorowego obwodu pośredniczącego, który jest równy 500[V]. Typowe wartości najważniejszych parametrów tranzystorów każdego z użytych modułów zestawiono w tabeli 7.1. Pozostałe szczegółowe informacje można znaleźć w dokumentacji producenta [116, 117].

7.3 Układ sterowania przekształtnikami energoelektronicznymi

7.3.1 Zestaw uruchomieniowy wyposażony w układ logiki programowalnej FPGA - ALTERA DE0

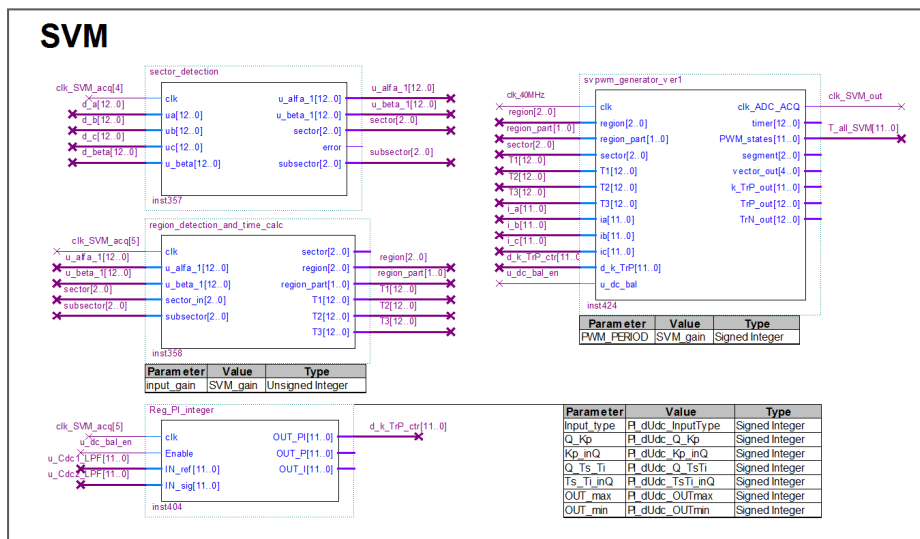
W zaprojektowanym systemie przekształtnikowym zastosowano dwa zestawy jednostek obliczeniowych DE0 firmy ALTERA. Zdjęcie ich górnej powierzchni wraz z opisem najważniejszych podzespołów zostało przedstawione na rysunku 7.6. Głównym elementem każdego sterownika jest układ logiki programowalnej FPGA (ang. *Field-Programmable Gate Array*) z rodziny Cyclone III EP3C16F484. W przeciwieństwie do popularnych procesorów sygnałowych (DSP, ang. *Digital Signal Processors*) wykonujących polecenia



Rys. 7.6: Główna jednostka obliczeniowa DE0 firmy ALTERA oparta na układzie FPGA Cyclone III, stosowana jako sterownik systemu falownika trójpoziomowego oraz przekształtnika DC-DC

w sposób sekwencyjny, układy FPGA charakteryzują się równoległym przetwarzaniem sygnałów, dlatego często są wykorzystywane tam gdzie kluczowa jest szybkość obliczeń [90, 91, 134]. Sposób ich działania definiowany jest przy użyciu rozmieszczonych matrycowo bloków elementów logicznych, w których tworzone są odpowiednie struktury połączeń. To właśnie liczba elementów logicznych stanowi o dostępnych zasobach i możliwościach użycia danego układu FPGA. W zastosowanym układzie Cyclone III EP3C16F484 znajduje się 15408 elementów logicznych [4].

Do tworzenia algorytmów obliczeniowych oraz przetwarzania sygnałów wykorzystany został język opisu sprzętu, używany w tzw. komputerowym projektowaniu układów cyfrowych – VHDL (ang. *Very High Speed Integrated Circuits Hardware Description Language*). Cała struktura sterowania zrealizowana została w graficzno-tekstowym środowisku programistycznym Quartus II. Przykład fragmentu projektu obrazujący implementację algorytmu modulacji wektorowej napięcia trójfazowego falownika typu NPC, zaprezentowano na rysunku 7.7. Wszystkie operacje matematyczne wykonywane są w notacji stałoprzecinkowej na liczbach całkowitych. Komunikacja ze sterownikiem odbywa się poprzez sondę USB Blaster. Przy jej użyciu możliwe jest programowanie macierzy elementów logicznych, jak również odczyt sygnałów przez nią przetwarzanych. Własnością układów FPGA jest to, że po zaniku zasilania, lub wyłączeniu urządzenia resetują do oryginalnej postaci macierzę połączeń logicznych. Dlatego przy użyciu układu szeregowej komunikacji EPCS 4, można wgrać postać binarną skompilowanego algorytmu sterowania do pamięci typu FLASH, która zaprogramuje układ FPGA po ponownym włączeniu urządzenia. Większość funkcji obliczeniowych w cyfrowym przetwarzaniu sygnałów realizowana jest w sposób synchroniczny. W sterowniku DE0 główny sygnał zegarowy pochodzi z zamontowanego oscylatora o częstotliwości 50[MHz]. Przy użyciu czterech układów pętli fazowych (PLL) możliwe jest zwiększenie czę-

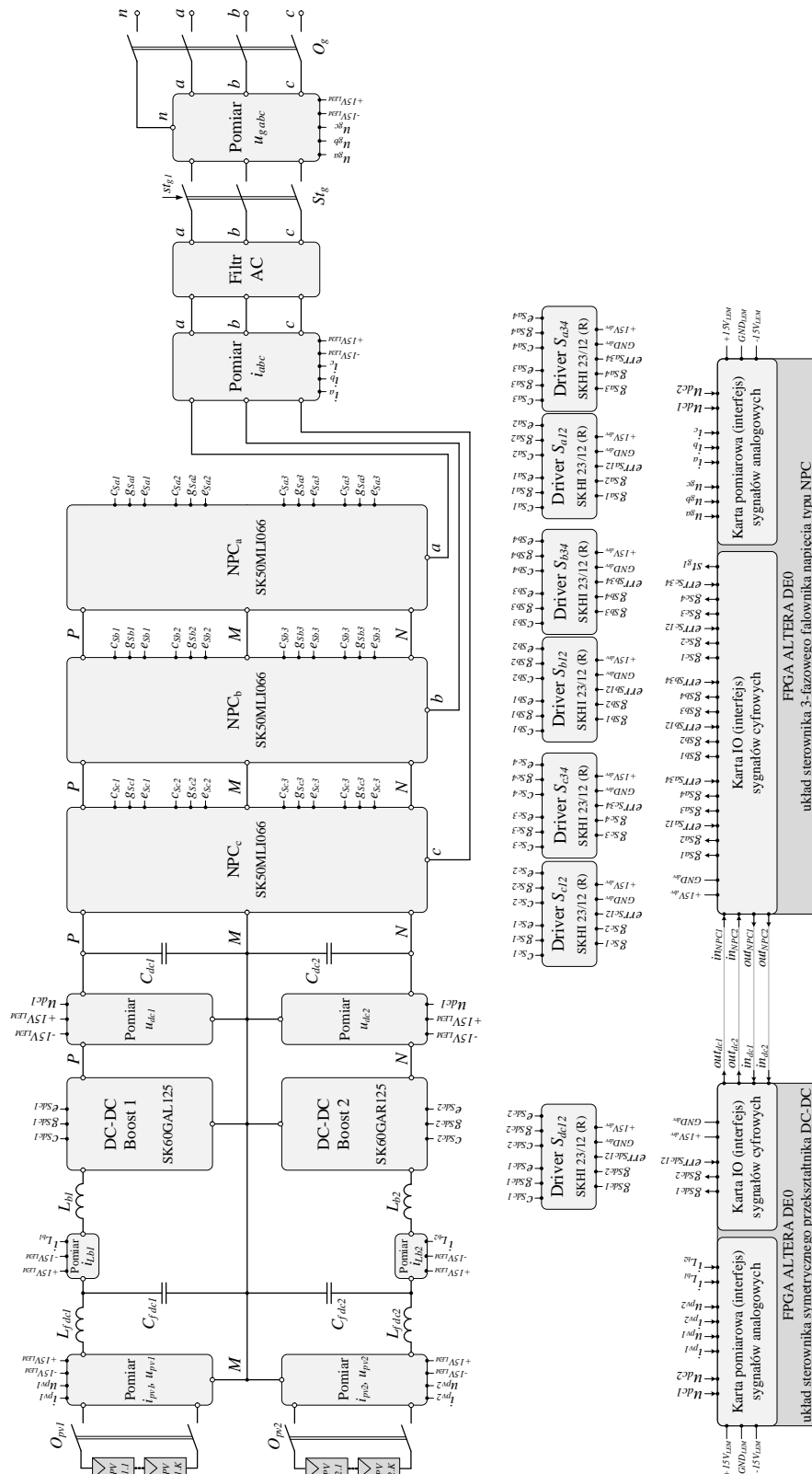


Rys. 7.7: Przykład fragmentu projektu obrazujący implementację algorytmu modulacji wektorowej napięcia trójfazowego falownika typu NPC, w środowisku programistycznym układów FPGA Quartus II firmy ALTERA

stotliwości zegarowej aż do 200[MHz], lub jej obniżenie.

W celu zmiany zdefiniowanych trybów pracy, lub wartości nastaw wybranych parametrów algorytmu sterowania danego przekształtnika energoelektronicznego, wykorzystywane są przełączniki oraz przyciski znajdujące przy dolnej krawędzi sterownika. Prezentacja ustawionych poziomów realizowana jest poprzez układy wyświetlaczy 7-segmentowych. Do dyspozycji jest również linijka 10 diod świecących LED, które wykorzystywane są do sygnalizacji aktualnego stanu pracy przekształtnika. Istotnymi elementami układu sterownika ALTERA DE0 są dwa 40-pinowe złącza IDC, zawierające porty cyfrowych sygnałów wyjściowych oraz wejściowych ogólnego zastosowania (GPIO). W opracowanym systemie sterowania złącza IDC wykorzystane zostały do współpracy z kartą pomiarową sygnałów analogowych oraz interfejsem sygnałów logicznych. Oba wykonane układy zaprezentowane i opisane zostały w rozdziałach 7.3.2 oraz 7.4.1. Algorytmy zaimplementowane w każdym sterowniku FPGA zbudowanego systemu energoelektronicznego, odpowiedzialne są za szereg głównych procesów, takich jak:

- obsługa dziewięciu 12-bitowych przetworników analogowo-cyfrowych (ADC),
- przetwarzanie zmierzonych sygnałów cyfrowych (np. filtracja, dopasowanie poziomów, uśrednianie, decymacja),
- realizacja szeregu funkcji zabezpieczeń od poziomu sygnałów pomiarowych (m.in. detekcja stanów nadprądowych, nad/podnapięciowych),
- realizacja opracowanych algorytmów regulacji prądów oraz napięć,
- generacja sygnałów impulsowych sterujących pracą tranzystorów IGBT poprzez wykonywanie algorytmów PWM/SVM,
- obsługa układów peryferyjnych (styczniki, wyświetlacze, diody LED),



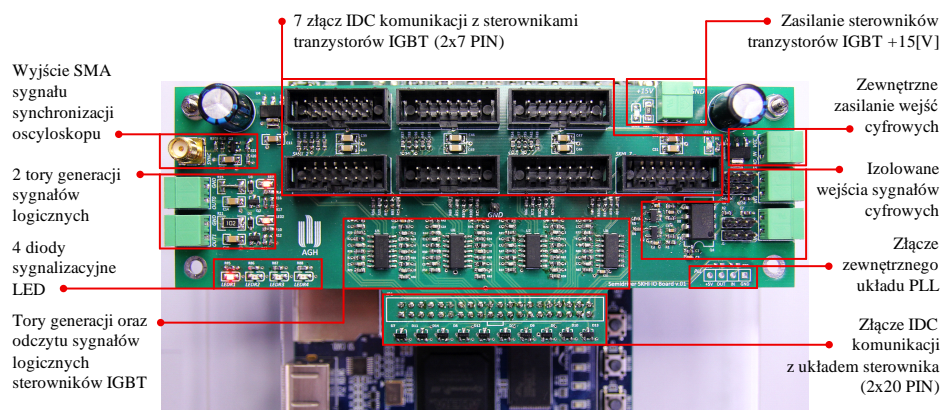
Rys. 7.8: Schemat blokowy systemu trójfazowego falownika napięcia typu NPC oraz symetrycznego przekształtnika DC-DC podwyższającego napięcie z zaznaczeniem głównych sygnałów cyfrowych oraz pomiarowych wykorzystywanych w procesie sterowania

- (g) obsługa błędów zgłaszanych przez układy sterowników tranzystorów IGBT,
- (h) komunikacja z drugim sterownikiem FPGA.

Wszystkie sygnały wykorzystywane w sterowaniu przekształtnikiem DC-DC podwyższającym napięcie oraz trójfazowym falownikiem napięcia typu NPC, przedstawione zostały na rysunku 7.8.

7.3.2 Karta rozszerzeń umożliwiająca generację oraz odczyt sygnałów logicznych

W celu generacji oraz odczytu sygnałów logicznych w odpowiednim standardzie napięciowym, zaprojektowano i wykonano kartę rozszerzającą, której zdjęcie razem z opisem głównych elementów przedstawione zostało na rysunku 7.9. Wszystkie sygnały cyfrowe przekazywane z/do sterownika



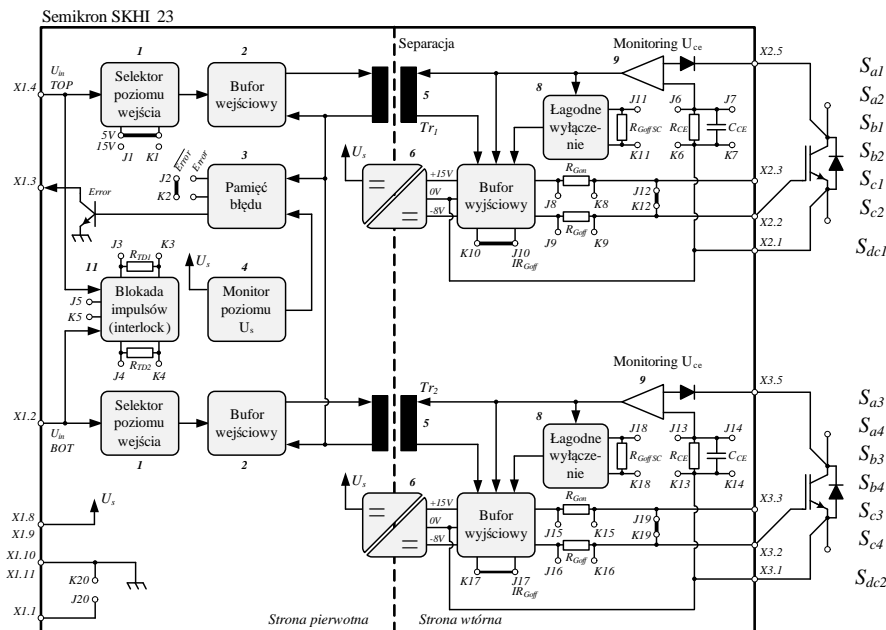
Rys. 7.9: Zaprojektowana karta stosowana do generacji oraz odczytu sygnałów logicznych obsługi sterowników tranzystorów IGBT oraz komunikacji z urządzeniami peryferyjnymi

FPGA przetwarzane są przez dedykowane układy buforów wyposażone w szybkie przerzutniki Schmitta (74HC14), zapewniające jednoznaczność polaryzacji stanów generowanych sygnałów. Tym samym stanowią one efektywne zabezpieczenie uniwersalnych portów GPIO oraz umożliwiają zmianę wartości napięcia wysokiego poziomu logicznego z 3.3[V] na 5.0[V], które jest standardem w komunikacji z układami sterowników tranzystorów IGBT. Poprzez zaznaczone złącza IDC (2x7 PIN) wysyłane są do zewnętrznych sterowników SKHI 23/12 (R) sygnały sterujące pracą danej pary łączników półprzewodnikowych oraz odczytywane są zgłaszane błędy. Dodatkowo, prezentowana karta rozszerzeń wyposażona została w dwa tory generacji sygnałów logicznych o podwyższonej wydajności prądowej, służące do obsługi urządzeń peryferyjnych, lub wykorzystywane do komunikacji z drugim układem sterownika FPGA. Bezpieczny odczyt sygnałów pochodzących z zewnętrznych źródeł, możliwy jest również przez użycie zaprojektowanych dwóch kanałów izolowanych wejść cyfrowych. Schematy elektroniczne oraz projekt obwodów drukowanych interfejsu sygnałów logicznych zamieszczony został w dodatku B.1.

7.3.3 Układ sterujący pracą tranzystorów IGBT

W zaprojektowanym systemie przekształcania energii elektrycznej do sterowania pracą tranzystorów IGBT wybrany został układ SKHI 23/12 (R) firmy Semikron (ang. *Driver*). Sterownik ten należący do rodziny Semidriver, umożliwia kontrowanie procesu łączeniowego dwóch tranzystorów mocy w trybie pracy niezależnej (stosowanym w opisywanym systemie), jak i równoległej. Jest to zaawansowany układ w pełni konfigurowalny, który zapewnia separację galwaniczną pomiędzy wejściem i wyjściem oraz między sąsiednimi torami na poziomie 4[kV]. Maksymalna, dozwolona wartość napięcia pracy (u_{CE}) każdego tranzystora wynosi 1200[V]. Schemat blokowy zawierający główne elementy struktury układu, przedstawiony został na rysunku 7.10. Poziom wejściowych sygnałów sterujących pracą tranzystorów ($X1.2, X1.4$) może być wybrany za pomocą obwodu selektora (1) i wynieść +5 lub +15[V]. Ze względu na relatywnie krótkie (poniżej 35[cm]) połączenia taśmowe pomiędzy kartą sygnałów binarnych sterownika (rozdział 7.3.2), a wejściem układów SKHI 23/12 (R), zastosowano logiczny standard napięciowy TTL-HCMOS wynoszący +5[V]. Użycie w każdym z dwóch torów sterujących (TOP, BOT), transformatorów wysokiej częstotliwości zbudowanych na rdzeniu ferrytowym (5), zapewnia dwukierunkowy przekaz informacji oraz wymagany poziom izolacji. Napięcie strony pierwotnej generowane jest przez układ bufora wejściowego (2), wzmacniającego sygnały wejściowe, zmniejszając tym samym ich podatność na zakłócenia. Zasilanie strony wysokonapięciowej, zrealizowane jest za pomocą separowanej przetwornicy DC-DC, wytwarzającej napięcie bipolarne (+15, -8[V]), używane do załączania oraz wyłączenia łączników półprzewodnikowych. Przekazywane jest ono poprzez bufor wyjściowy, wzmacniający sygnał sterujący wtórnej strony transformatorów separujących (5), na wejście bramka-emiter danego tranzystora IGBT ($X2.2 - X2.1, X3.2 - X3.1$). Stopień wyjściowy bufora posiada komplementarną parę szybkich tranzystorów typu MOSFET, co umożliwia generację prądu ładowania oraz rozładowania pojemności bramkowej (C_{GE}) o wartości szczytowej 8[A]. Poziom maksymalny tego prądu nie powinien być przekraczany. W tym celu niezbędny jest odpowiedni dobór wartości rezystorów brakowych w torze załączania (R_{Gon}), jak również wyłączenia (R_{Goff}) z uwzględnieniem istnienia wewnętrznej rezystancji bramkowej (R_{Gint}) danego modelu tranzystora [116, 117]. W praktyce największa wartość impulsu prądu ładowania ograniczana jest również przez indukcyjność pasożytniczą obwodu bramkowego.

Wybrany układ sterownika tranzystorów IGBT wyposażony jest w szereg konfigurowalnych systemów zabezpieczeń. Pierwszy z nich dotyczy detekcji zbyt niskiego poziomu zasilania obwodów (U_s), który nominalnie powinien wynosić 15[V]. Poniżej progu 13[V] układ monitora napięcia (4) sygnalizuje stan awaryjny, który zatrzaszkwany w pamięci błędu (3), a następnie ta informacja przekazana zostaje poprzez wyjście typu otwarty kolektor ($X1.3$) do głównego sterownika. Drugi system zabezpieczeń dotyczy detekcji prądu zwarciovego płynącego przez sterowany tranzystor IGBT. W tym celu, w stanie pełnego wysterowania łącznika dokonywany jest pomiar napięcia saturacji (U_{CEsat}) i komparowany z wewnętrznym poziomem referencyjnym, którego wartość może być ustawiona za pomocą rezystora R_{CE} , a opóźnienie momentu pomiaru (tzw. czas ślepy) definiuje kondensator C_{CE} . W sytuacji



Rys. 7.10: Schemat blokowy układu SKHI 23/12 (R) firmy Semikron, wykorzystywanego do sterowania tranzystorami IGBT

wykrycia prądu zwarciovego płynącego przez łącznik półprzewodnikowy, następuje tzw. łagodne (powolne) wyłączenie danego tranzystora w celu ograniczenia przepięcia, spowodowanego gwałtownym przerwaniem impulsu prądowego. Dynamika wyłączenia określona jest przez rezystor $R_{Goff-SC}$ (8). Zgrubna konfiguracja poziomu napięcia saturacji może zostać dokonana na podstawie charakterystyki wyjściowej ($u_{CE}(i_C)$) danego tranzystora IGBT, jednak dokładne ustawienie zabezpieczenia wymaga szczegółowych testów przeciążeniowych przy odpowiednim poziomie napięcia zasilania.

Bardzo istotną funkcją sterownika SKHI 23/12 (R) jest zabezpieczenie przeciw jednoczesnemu załączeniu dwóch tranzystorów mających pracować w sposób komplementarny (ang. *Interlock*). Układ ten umożliwia analogową konfigurację zadawanych czasów martwych pomiędzy impulsami sterującymi pracą danej pary tranzystorów IGBT, za pomocą rezystorów R_{TD1} , R_{TD2} (11). Funkcja ta, może również zostać wyłączona, lub stanowić redundancję dla generatora opóźnień zboczy narastających impulsów sterujących, stosowanego w algorytmie sterowania danym przekształtnikiem. Takie podejście wykorzystano w zbudowanym systemie przekształtnikowym, gdzie każdy układ SKHI 23/12 (R) steruje w sposób komplementarny parą łączników gałęzi fazowej falownika typu NPC ($S_1 - S_3$, $S_2 - S_4$).

W przekształtniku DC-DC podwyższającym napięcie, funkcja interlock pomiędzy sygnałami sterującymi pracą tranzystorów ($S_{dc1} - S_{dc2}$) została wyłączona. Wszystkie informacje o ewentualnych stanach awaryjnych wykrytych po stronie wtórnej obwodu, transmitowane są na stronę niskonapięciową poprzez transformatory separujące. Zastosowanie układów sterujących pracą modułów IGBT w zaprojektowanym przekształtniku energii elektrycznej pokazano na zdjęciu 7.2. Widoczne są trzy pary układów, z których każda obsługuje pojedynczą gałąź fazową (4 tranzystory IGBT) falownika NPC. Pojedyncza płyta SKHI 23/12 (R) stosowana jest w systemie

Tabela 7.2: Wybrane parametry elementów konfiguracyjnych pojedynczego toru sterowników SKHI 23/12 (R) tranzystorów IGBT, stosowanych w falowniku trójfazowym typu NPC oraz symetrycznym przekształtniku DC-DC

Piny	Element	Wybrana wartość		Funkcja/opis konfiguracji
		Falownik	DC-DC	
J1–K1	Zwora	5[V]	5[V]	Wybór poziomu sygnałów wejściowych
J2–K2	Zwora	\overline{Error}	\overline{Error}	Wybór poziomu logicznego sygnału błędu
J3–K3	R_{TD1}	4.6[Ω]	Brak	Ustawienie czasów martwych – 450[ns]
J5–K5	Zwora	Blokada impulsów aktywna	Blokada impulsów nieaktywna	Ustawienie detekcji jednoczesnego wysterowania obu tranzystorów IGBT oraz blokady impulsów sterujących
J6–K6	R_{CE}	10[Ω]	18[Ω]	Poziom detekcji napięcia saturacji
J7–K7	C_{CE}	330[pF]	330[pF]	Opóźnienie detekcji napięcia saturacji
J8–K8	R_{Gon}	4.7[Ω]	2.4[Ω]	Rezystor równoległy w torze ładowania pojemności bramkowej tranzystora IGBT
J9–K9	R_{Goff}	4.7[Ω]	2.4[Ω]	Rezystor równoległy w torze rozładowania pojemności bramkowej tranzystora IGBT
J10–K10	IR_{Goff}	0[Ω]	0[Ω]	Rozładowanie napięcia bramkowego IGBT źródłem napięciowym bufora wyjściowego
J11–K11	R_{GoffSC}	Brak	Brak	Ustawienie czasu łagodnego wyłączenia tranzystora po detekcji stanu zwarciovego
J12–K12	Zwora	u_{GE} bipolarne	u_{GE} bipolarne	Wybór bipolarnego napięcia sterowania $u_{GE} = +15/ - 8[V]$

przekształtnika DC-DC podnoszącego napięcie.

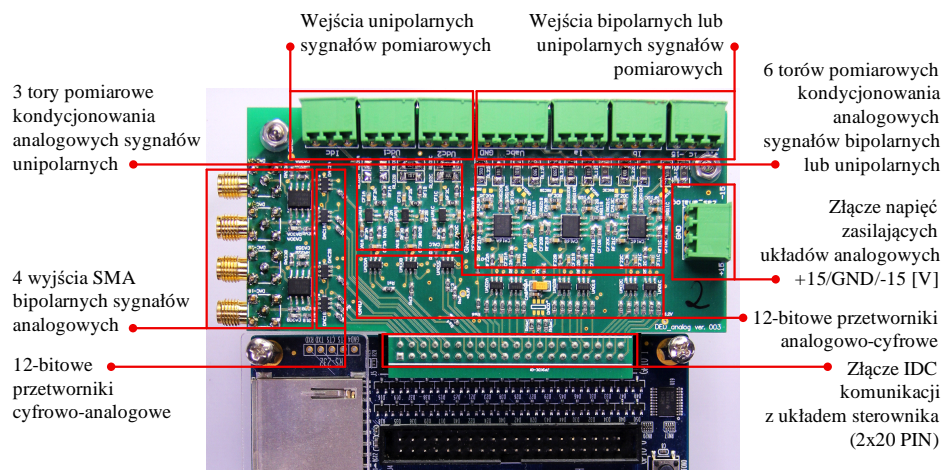
Szczegółowe informacje dotyczące konfiguracji każdego podsystemu układu sterownika oraz jego obsługi, można znaleźć w dokumentacji producenta [115]. W tabeli 7.2 zamieszczono wartości głównych elementów pojedynczego toru sterownika, zastosowanych w trójfazowym falowniku napięcie typu NPC oraz symetrycznym przekształtniku DC-DC podwyższającym napięcie.

7.4 System pomiarowy prądów i napięć

7.4.1 Karta pomiaru oraz generacji sygnałów analogowych

W celu pomiaru sygnałów analogowych dla potrzeb algorytmów sterowania pracą przekształtników energoelektronicznych, wykonano kartę pomiarową kompatybilną ze standardem złącz rozszerzających, używanego układu sterownika DE0 firmy ALTERA. Zdjęcie z naniesionymi opisami głównych elementów obwodu drukowanego przedstawiono na rysunku 7.11. Zaprojektowana karta posiada 3 tory kondycjonowania i pomiaru analogowych sygnałów unipolarnych oraz 6 torów pomiarowych napięć bipolarnych z możliwością prostej modyfikacji do standardu wyłącznie unipolarnego. Wykorzystano w niej układy 12-bitowych przetworników analogowo-cyfrowych ADS7886 z sukcesywną aproksymacją (ang. *Successive Approximation Register* – SAR) firmy Texas Instruments o maksymalnej częstotliwości próbkowania równej 1[MSPS]. Układy te posiadają szeregowy interfejs komunikacyjnym (SPI) o częstotliwości pracy równej 20[MHz]. Więcej szczegółów na temat przetworników ADS7886 można

znaleźć w dokumentacji producenta [141]. Każdy tor kondycjonowania sygnału analogowego zawiera aktywny filtr dolnoprzepustowy drugiego rzędu typu Sallen–Key. Został on zaprojektowany na bazie układu wzmacniacza operacyjnego OPA2340 [139]. Poziom częstotliwości granicznej (-3 [dB]) tego filtra ustawiony został na połowę wartości częstotliwości próbkowania – 500 [kHz], dzięki czemu spełnia on funkcję antyaliasingową. Przyjęty zakres pomiarowy napięć unipolarnych wynosi $\langle 0; 3.3 \rangle$ [V], natomiast bipolarnych $\langle -1.65; 1.65 \rangle$ [V]. Karta pomiarowa posiada również dodatkowe wejście, umożliwiające podłączenie zewnętrznego źródła napięciowego ($+15/0/-15$ [V]) do zasilania wykorzystywanych czujników pomiarowych prądów i napięć firmy LEM.



Rys. 7.11: Wykonana karta pomiarowa unipolarnych oraz bipolarnych sygnałów analogowych, stosowana w układzie sterowania trójpoziomym falownikiem napięcia oraz przekształtnikiem DC-DC

Wykonana karta rozszerzeń wyposażona została w dwa dwukanałowe, 12-bitowe przetworniki cyfrowo-analogowe (DAC, ang. *Digital to Analog Converter*) typu DAC121S101 firmy Texas Instruments. Umożliwiają one wizualizację sygnałów obliczeniowych na ekranie oscyloskopu podłączonego do wyjść typu SMA. Komunikacja cyfrowa pomiędzy jednostką sterującą, a układem przetwornika odbywa się za pomocą interfejsu szeregowego (SPI) z maksymalną częstotliwością sygnału zegarowego, wynoszącą 30 [MHz]. Układ przetwornika cyfrowo-analogowego posiada wyjście napięciowe typu unipolarnego o zakresie $\langle 0; 3.3 \rangle$ [V], jednak zostało ono przekształcone na postać bipolarną w przedziale pracy $\langle -3.3; 3.3 \rangle$ [V]. Zmiany polaryzacji dokonano za pomocą dodatkowego obwodu podłączonego do wyjścia przetwornika, zaprojektowanego na bazie wzmacniacza operacyjnego OPA2743 firmy Burr-Brown [140]. Więcej informacji na temat sposobu działania i obsługi przetwornika cyfrowo-analogowego można znaleźć w nocie katalogowej producenta [142]. Schematy elektroniczne głównych obwodów oraz projekt PCB przedstawionej karty pomiaru oraz generacji sygnałów analogowych zamieszczony został w rozdziale B.2.

7.4.2 Zastosowane czujniki pomiarowe wartości prądów stałych oraz przemiennych

W zaprojektowanym energoelektronicznym systemie laboratoryjnym do pomiaru wartości prądów przemiennych oraz stałych wykorzystany został ten sam czujnik LA-25P firmy LEM. Jest to układ skompensowany o zamkniętej pętli sprzężenia zwrotnego, którego zasada działania bazuje na efekcie Halla. Przekładnia prądowa czujnika równa jest $1/1000[A/A]$, a zakres pomiarowy przy napięciu zasilania $\pm 15[V]$ wynosi $\pm 55[A]$. Podawana przez producenta częstotliwość graniczna ($-1[dB]$) pasma pomiarowego osiąga wartość $200[kHz]$. Więcej szczegółów dotyczących czujnika prądu LA-25P można znaleźć w dokumentacji producenta [69]. Wyjście pomiarowe układu ma charakter prądowy, dlatego charakteryzuje się dużą odpornością na zakłócenia elektromagnetyczne powstałe podczas pracy przekształtników energoelektronicznych. Wszystkie użyte w zbudowanym stanowisku czujniki prądu, zostały zaznaczone na zdjęciu 7.3 i wykorzystane do pomiaru wartości:

- (a) prądów fazowych falownika (i_a, i_b, i_c)
- (b) prądów stałych kontrolowanych przez przekształtnik DC-DC podnoszący napięcie (i_{Lb1}, i_{Lb2})
- (c) prądów źródeł zasilających (i_{pv1}, i_{pv2})

7.4.3 Zastosowane czujniki pomiarowe wartości napięć stałych oraz przemiennych

Do pomiaru zarówno wartości napięć stałych jak i przemiennych wykorzystywanych w algorytmie sterowania przekształtnikiem DC-DC oraz trójfazowym falownikiem napięcia typu NPC, wykorzystano czujnik LV-25P firmy LEM. Tak samo jak w przypadku opisanego w rozdziale 7.4.2 układu LA-25P, jest to czujnik skompensowany bazujący na efekcie Halla. Umożliwia on pośredni pomiar wartości danego napięcia, poprzez bezpośredni pomiar prądu, którego przepływ przez rezystor pomiarowy (R_M) wymuszony jest właśnie napięciem mierzonym. Przekładnia prądowa układu równa jest $2500/1000[A/A]$, a zakres pomiarowy przetwornika to $\pm 14[mA]$. Dlatego rezystancja pomiarowa (R_M) po stronie pierwotnej powinna być dobrana do maksymalnego mierzonego napięcia, aby zapewnić przepływ prądu w założonym zakresie. Czujnik LV-25P zapewnia izolację galwaniczną na poziomie $1600[V]$, co jest bardzo istotne ze względu na bezpieczeństwo pracy systemu sterowania. Więcej szczegółów dotyczących aplikacji układu LV-25P można znaleźć w dokumentacji producenta [70]. Wszystkie czujniki pomiarowe użyte w zbudowanym urządzeniu prototypowym, zostały zaznaczone na rysunku 7.3 i wykorzystane do pomiaru wartości:

- (a) napięć trójfazowych linii zasilającej (u_{ga}, u_{gb}, u_{gc})
- (b) napięć stałych dzielnika kondensatorowego w obwodzie pośredniczącym (u_{dc1}, u_{dc2})
- (c) napięć źródeł zasilających (u_{pv1}, u_{pv2})

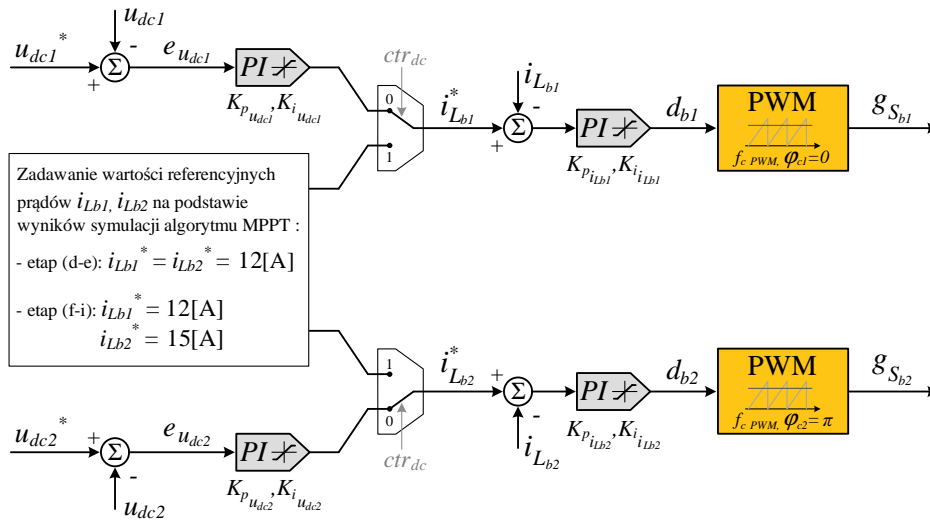
Projekty obwodów drukowanych zastosowanych do montażu czujników pomiarowych napięć oraz prądów, zamieszczone zostały w rozdziale B.3.

7.5 Praktyczna weryfikacja badań teoretycznych oraz symulacyjnych

Opisane w rozdziałach 7.1 – 7.4.3, skonstruowane w ramach pracy doktorskiej stanowisko laboratoryjne, zostało użyte do weryfikacji opracowania teoretycznego (rozdziały 3 – 6.3) oraz badań symulacyjnych (rozdział 6.4) metody wektorowego sterowania trójfazowym falownikiem napięcia typu NPC, z możliwością równoważenia napięć dzielnika kondensatorowego w sytuacji niezbalansowania mocy źródeł zasilających. Warunki przeprowadzenia testów praktycznych oraz te zastosowane w przedstawionych badaniach symulacyjnych, zostały do siebie dopasowane w celu umożliwienia porównania otrzymanych rezultatów. Algorytmy sterowania przekształtnikami DC-DC oraz trójfazowym falownikiem napięcia przedstawione w rozdziale 6 zaimplementowano w sterownikach FPGA ALTERA DE0. Nastawy wszystkich użytych regulatorów oraz częstotliwości pracy modulatorów szerokości impulsów i przetworników analogowo-cyfrowych odpowiadają tym zawartym w tabeli 6.1, z uwzględnieniem współczynników wzmocnień torów pomiarowych sygnałów analogowych oraz ich zakresów bitowych. System przekształtnikowy podłączony został do linii trójfazowej niskiego napięcia (230[V], 50[Hz]).

Kluczowym aspektem przeprowadzenia wiarygodnych i porównawczych testów laboratoryjnych była możliwość zadawania niezrównoważenia mocy źródeł zasilania o powtarzalnych parametrach i kontrolowanej dynamice. Spełnienie takich warunków przez dwa zestawy modułów fotowoltaicznych wystawionych na działanie promieniowania słonecznego nie było praktycznie możliwe. Z tego względu, zamiast nich zastosowano dwa niezależne układy zasilaczy napięć stałych (TopCon firmy Regatron). Na podstawie wykonanych symulacji pokazano (rysunek 6.5), że różnica pomiędzy napięciami łańcuchów modułów PV, pracujących w dwóch różnych punktach mocy maksymalnej jest pomijalnie mała. Ich wartości w zastosowanym modelu były równe 210[V] ($u_{pv1 mpp} \approx u_{pv2 mpp}$) i taki też poziom napięć zasilania został ustawiony. Ponieważ moduły fotowoltaiczne, ze względu na ich charakterystykę pracy można uznać za źródła o charakterze prądowym, dlatego ważna jest wartość średnia prądu z nich pozyskiwanego za pomocą kontrolowanych przekształtników DC-DC (i_{Lb1}, i_{Lb2}). W nawiązaniu do wyników badań symulacyjnych, podczas testów laboratoryjnych zadawane zatem były odpowiednie wartości referencji regulowanych prądów: $i_{Lb1}^* = i_{Lb2}^* = 12[A]$ w stanie równowagi mocy źródeł oraz $i_{Lb1}^* = 15[A]$, $i_{Lb2}^* = 12[A]$ w sytuacji niezrównoważenia. Zmodyfikowany schemat blokowy sposobu zadawania wartości referencyjnych regulowanych prądów przekształtników DC-DC, zaprezentowano na rysunku 7.12. Podstawowym efektem, który przy takim podejściu nie będzie zauważalny w porównaniu do przeprowadzonych symulacji, to tętnienia napięć źródeł o amplitudzie około 1.5[V]. Powstają one jako wynik oddziaływania algorytmu MPPT, bazującego na metodzie konduktancji inkrementalnej (IC) i pracującego w otoczeniu punktu mocy maksymalnej (MPP). Efekt ten nie wpływa jednak na wartość średnią prądów pobieranych ze źródeł oraz na poziom niezrównoważenia mocy.

Analogicznie jak w przypadku badań symulacyjnych przedstawionych w rozdziale 6.4, podczas weryfikacji praktycznej algorytmu sterowania przekształtnikami DC-DC podwyższającym napięcie oraz metody równoważenia



Rys. 7.12: Schemat blokowy algorytmu sterowania dwoma przekształtnikami DC-DC podwyższającymi napięcie, zaimplementowanego w sterownikach FPGA podczas testów laboratoryjnych systemu przekształcania energii elektrycznej

napięć dzielnika pojemnościowego za pomocą trójfazowego falownika napięcia typu NPC z dodatkową modulacją krótkich wektorów redundantnych, zrealizowano sekwencję 9 kolejno następujących po sobie etapów:

- stan ustalony przed rozpoczęciem pracy energoelektronicznego systemu przekształcania energii elektrycznej,
- ładowanie kondensatorów obwodu pośredniczącego (C_{dc1}, C_{dc2}) oraz stabilizacja napięcia całkowitego (u_{dc}) przez przekształtnik DC-DC, na poziomie referencyjnym (u_{dc}^*), przewyższającym wartość napięcia międzyfazowego linii zasilającej,
- zamknięcie stycznika St_g i podłączenie falownika napięcia typu NPC do trójfazowej linii zasilającej,
- przełączenie stanu pracy przekształtnika DC-DC na tryb realizacji zadawanej referencji prądu ($i_{Lb1}^* = i_{Lb2}^* = 12[A]$, odpowiednik działania algorytmu MPPT), oraz przejęcie funkcji stabilizacji napięcia DC (u_{dc}) na poziomie referencyjnym (u_{dc}^*) przez układ falownika,
- osiągnięcie jednakowych wartości mocy pobieranych z obu źródeł ($P_{dc1} = P_{dc2} = 2.52[kW]$),
- zwiększenie poziomu zadawanej referencji prądu jednego przekształtnika DC-DC ($i_{Lb1}^* = 15[A]$), a zatem mocy pobieranej z podłączonego do niego źródła napięcia stałego ($P_{dc1} = 3.15[kW]$),
- działanie systemu przekształtnikowego w nowym punkcie pracy z niezrównoważeniem mocy maksymalnych ($P_{dc1} > P_{dc2}$), skutkującym niezbalansowaniem napięć dzielnika kondensatorowego ($u_{dc1} > u_{dc2}$),
- załączenie algorytmu równoważenia napięć zasilających i powrót do stanu równowagi napięciowej ($u_{dc1} = u_{dc2}$) pomimo nadal występującego niezrównoważenia mocy pozyskiwanych ze źródeł ($P_{dc1} > P_{dc2}$),

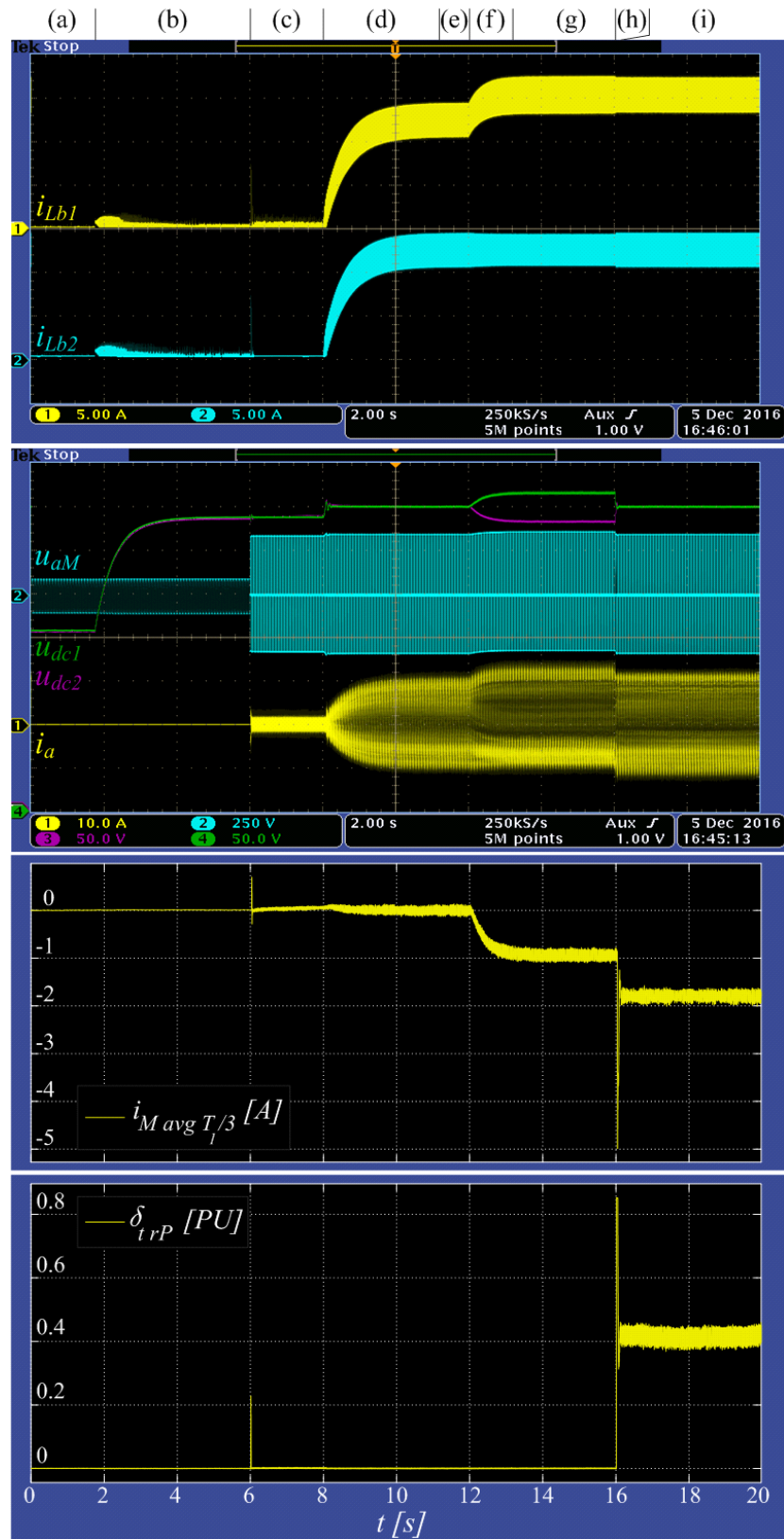
- (i) stan pracy ustalonej z ustabilizowaną wartością modyfikacji czasów trwania krótkich wektorów redundantnych (δ_{trP}).

Oscylogramy zawierające uzyskane przebiegi prądów, napięć oraz sygnałów sterujących, zostały przedstawione na rysunkach 7.13 – 7.16. Podczas przeprowadzonego eksperymentu zarejestrowano w postaci wektora próbek przebieg prądu (i_M), wypływającego z węzła środkowego dzielnika kondensatorowego. Na tej podstawie w programie Matlab wyliczono przebieg jego chwilowej wartości średniej ($i_{M\text{ avg } T_1/3}$) za 1/3 okresu podstawowej harmonicznej (T_1). Na rysunkach zawartych w tym rozdziale przedstawiono również sygnał sterujący, modulujący czas załączenia dyskretnych wektorów redundantnych napięcia falownika (δ_{trP}). Został wyprowadzony z algorytmu sterowania falownikiem napięcia zaimplementowanego w układzie FPGA i bezpośrednio zmierzony na wyjściu jednego z przetworników cyfrowo-analogowych karty pomiarowej, przedstawionej w rozdziale 7.4.1. Jego wartość unormowano do jedności, aby odpowiadała przyjętemu zakresowi zawartemu w opisach metody modulacji wektorowej (rozdziały 5 – 6.1) oraz w przeprowadzonych badaniach symulacyjnych (rozdział 6.4).

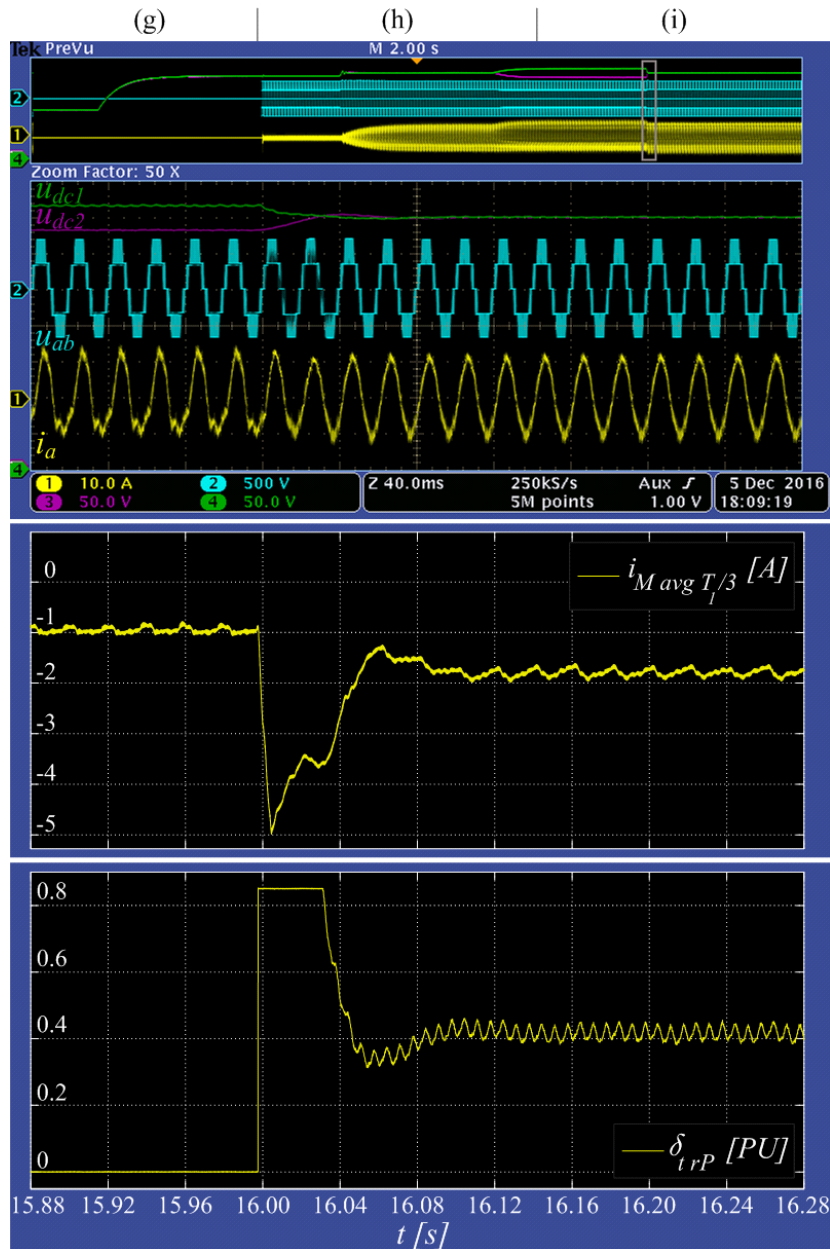
Na samym początku system przekształtnikowy znajdował się w stanie ustalonym – etap (a). Każda z części dzielnika pojemnościowego nalicowana została do ustalonego poziomu napięcia źródeł zasilających ($u_{dc1} = u_{dc2} = 210[\text{V}]$). Podczas etapu (b) następuje ładowanie pojemności dzielnika kondensatorowego do wartości całkowitej $u_{dc} \approx 680[\text{V}]$ ($0.97u_{dc}^*$) przez przekształtniki DC-DC podnoszące napięcie. Tak samo jak w przeprowadzonych symulacjach docelowa wartość referencyjna napięcia (u_{dc}^*) obwodu pośredniczącego została ustawiona na $700[\text{V}]$. Podczas etapu (b) każdy z dwóch przekształtników DC-DC sterowanych w kaskadowym układzie regulacji (rysunek 6.4), kontroluje napięcie danej części dzielnika kondensatorowego. Od około 5[s] czasu pomiaru, napięcie zasilające falownik jest ustabilizowane na właściwym poziomie.

Na początku etapu (c) zamykany jest stycznik (St_g) i następuje podłączenie falownika napięcia typu NPC do trójfazowej linii zasilającej. W tym samym momencie uruchamiany jest algorytm sterowania falownikiem NPC, z zadaną przez regulator typu PI napięcia (u_{dc}) zerową wartością referencyjnej składowej czynnej prądu fazowego (i_d^*). Jak widać na rysunku 7.13, podczas przyłączenia pojawia się niewielka wartość prądu wyrównawczego (i_a) płynącego pomiędzy dwoma sprzęganymi przed dławiki filtru AC źródłami napięcia.

Po zakończeniu etapu (c) następuje zmiana sposobu zadawania wartości referencyjnej prądu regulowanego przez przekształtniki DC-DC (i_{Lb1}^*, i_{Lb2}^*) zgodnie z rysunkiem 7.12. Nadrzędnymi wielkościami regulowanymi nie są już napięcia każdej części dzielnika kondensatorowego (u_{dc1}, u_{dc2}). Funkcja stabilizacji całkowitego napięcia obwodu pośredniczącego (u_{dc}) na poziomie referencyjnym ($u_{dc}^* = 700[\text{V}]$) realizowana jest przez algorytm sterowania falownikiem typu NPC (rysunek 6.2). W przedziale czasu (d) następuje jednakowy wzrost wartości prądów stałych, pobieranych ze źródeł zasilających, które w stanie ustalonym (etap (e)) osiągają średni poziom $i_{Lb1} = i_{Lb2} = 12[\text{A}]$, skutkujący poborem wartości mocy $P_{dc1} = P_{dc2} = 2.52[\text{kW}]$. Na początku etapu (d) można zauważyć (oscylogram 7.13) trwające około 200[ms] niewielkie przeregulowanie w przebiegach zarejestrowanych napięć każdej



Rys. 7.13: Wyniki pomiarów całej sekwencji pracy energoelektronicznego systemu przekształcania energii elektrycznej podłączonego do trójfazowej linii zasilającej



Rys. 7.14: Wyniki pomiarów uzyskane podczas pracy energoelektronicznego systemu przekształcania energii elektrycznej podłączonego do trójfazowej linii zasilającej w momencie równoważenia napięć dzielnika kondensatorowego (u_{dc1}, u_{dc2})

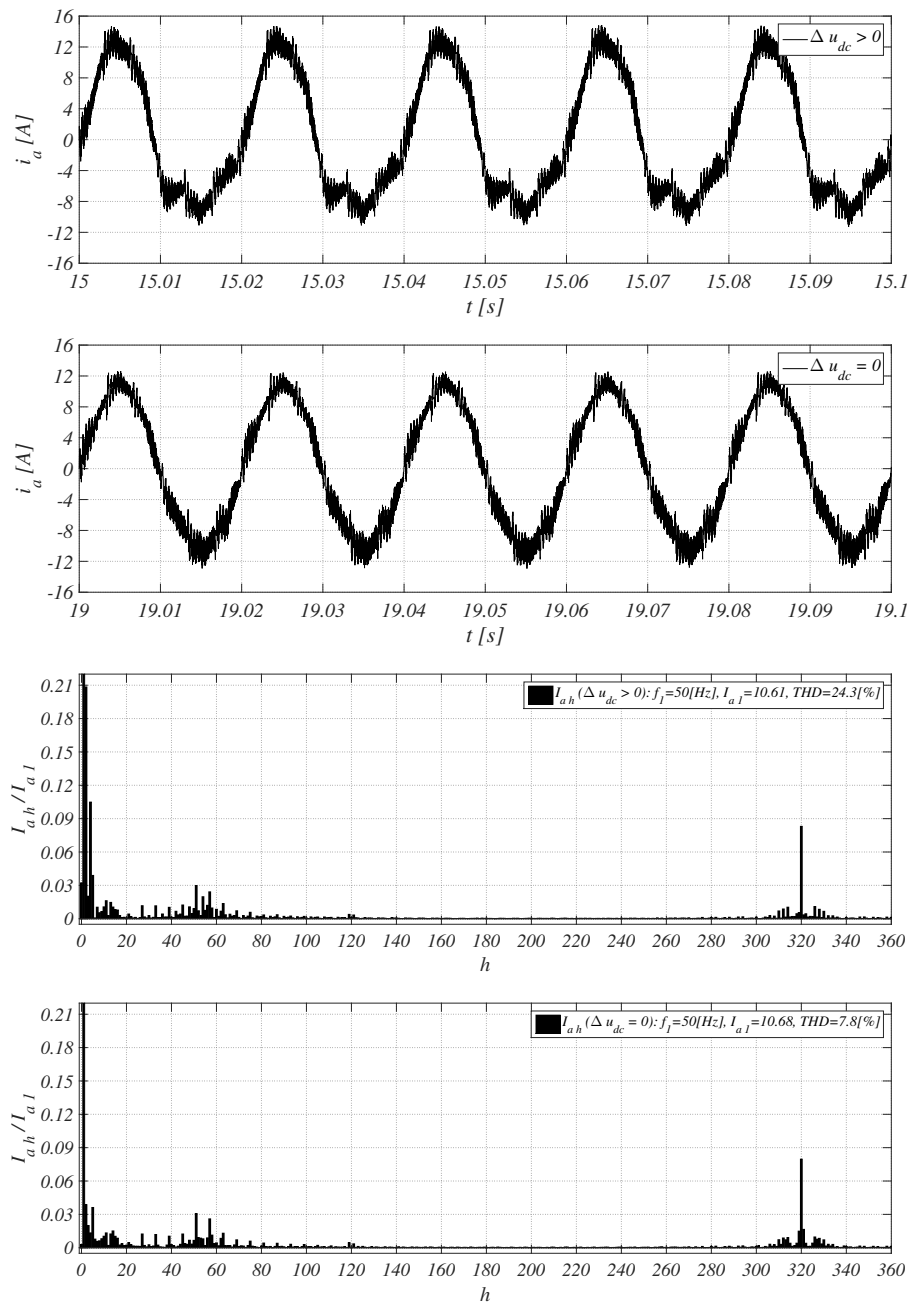
części dzielnika pojemnościowego (u_{dc1}, u_{dc2}) ponad ustawioną wartość referencyjną, wynikające z dynamicznego wzrostu wartości generowanych mocy chwilowych. W odpowiedzi, falownik typu NPC generuje do trójfazowej linii zasilającej prąd czynny (i_a) o amplitudzie $10.3[A]$.

Tak samo jak podczas badań symulacyjnych, w trakcie etapu (f) następuje przyrost wartości jednego z prądów przekształtników DC-DC ($i_{Lb1} = 15[A]$). Zmiana warunków pracy systemu skutkuje postępującym zjawiskiem niezrównoważenia napięć dzielnika kondensatorowego ($u_{dc1} > u_{dc2}$). Po osiągnięciu stanu ustalonego w nowym punkcie mocy źródeł ($P_{dc1} = 3.20[kW]$, $P_{dc2} = 2.52[kW]$), następuje dalszy wzrost poziomu niezrównoważenia napięć

dzielnika kondensatorowego ($\Delta u_{dc} = u_{dc1} - u_{dc2}$). Na początku etapu (g) jego wartość przekracza już 30[V]. Wzrost całkowitej mocy czynnej pobieranej ze źródeł DC przekłada się na zwiększenie amplitudy generowanego prądu falownika (i_a). Jak można zauważyć na rysunku 7.13 w wyniku występowania niezbalansowania napięć zasilających falownik NPC, występuje wyraźna składowa stała w napięciu fazowym falownika (u_{aM}), skutkująca asymetrią oraz odkształceniem przebiegu prądu linii (i_a). Efekt ten dokładniej widoczny jest na powiększeniu przebiegów zaprezentowanym na rysunku 7.14. W przedstawionym tam przebiegu napięcia międzyfazowego falownika (u_{ab}) można zauważyć dodatkowe poziomy napięciowe. Zjawisko to zostało szerzej opisane w rozdziale 7.14. Charakterystycznym efektem powstania niezrównoważenia napięć dzielnika kondensatorowego jest również zmiana poziomu składowej zmiennej pochodzącej od impulsowania w przebiegach prądów dławików przekształtników DC-DC – zmniejszenie wartości w przypadku i_{Lb2} oraz jej zwiększenie w prądzie i_{Lb1} .

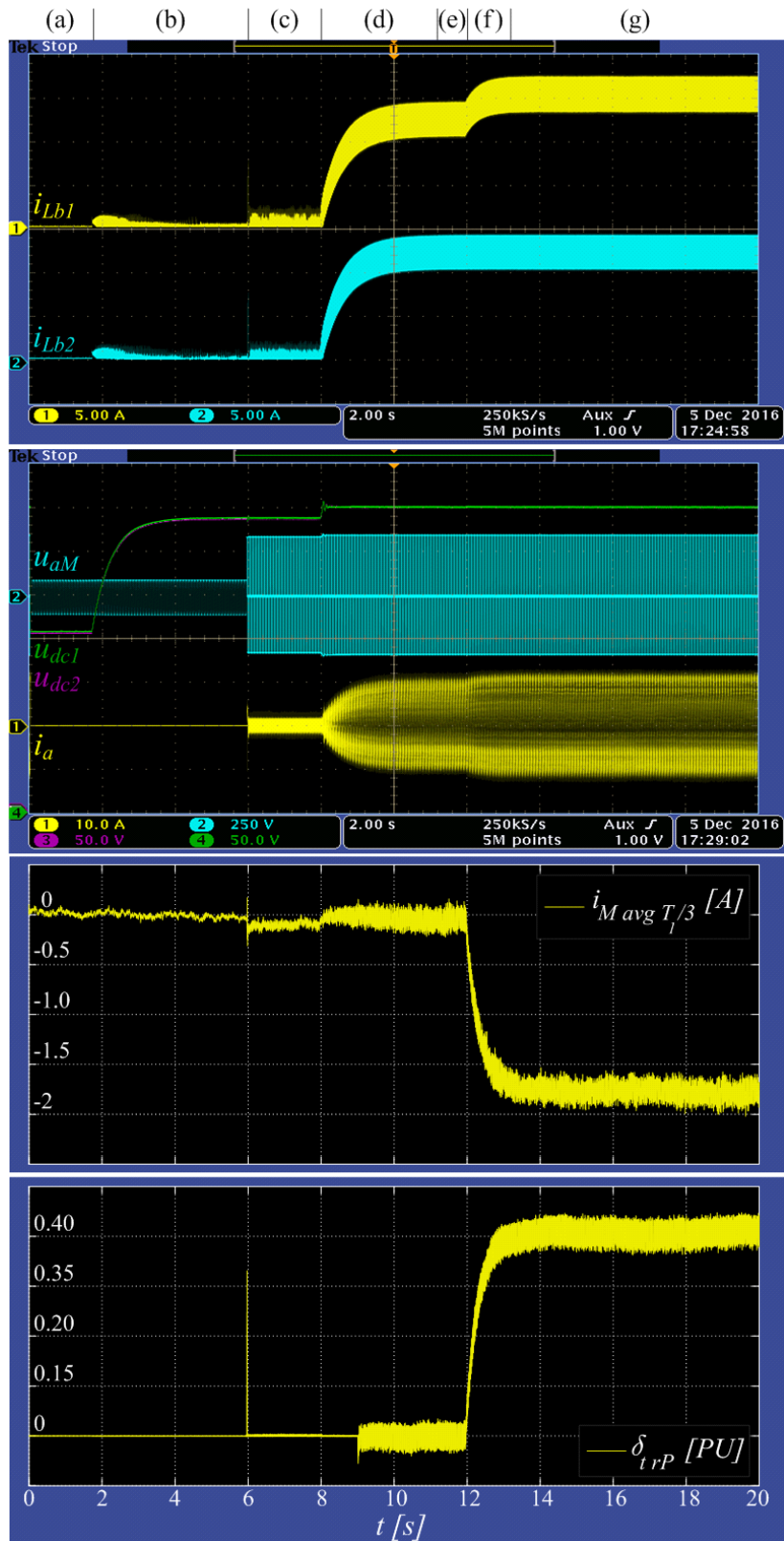
W przedziałach czasu (f) – (g) na rysunku 7.13 zauważalna jest zmiana obliczonej średniej wartości (za $1/3$ okresu podstawowej harmonicznej – T_1) prądu, wypływającego z węzła środkowego dzielnika pojemnościowego ($i_{M\text{ avg } T_1/3}$), pomimo braku modulacji krótkich wektorów redundantnych ($\delta_{trP} = 0$). Analogicznie jak miało to miejsce w badaniach symulacyjnych (rysunek 6.7), znak ujemny poziomu tego prądu oznacza, że przeciwdziała on przyczynie niezbalansowania wartości napięć zasilających (u_{dc1}, u_{dc2}), a więc stanowi mechanizm częściowego samorównoważenia. Umożliwia zatem, samoczynny powrót napięć do stanu równowagi po ewentualnym ustąpieniu niezbalansowania mocy, pobieranych ze źródeł zasilających każdą z części dzielnika kondensatorowego (P_{dc1}, P_{dc2}).

Podczas etapu (h) następuje załączenie algorytmu równoważenia napięć zasilających i powrót do stanu równowagi napięciowej ($u_{dc1} = u_{dc2}$), mimo nadal występującego niezrównoważenia prądów (mocy) pozyskiwanych ze źródeł zasilających ($i_{Lb1} > i_{Lb2}$). Na rysunku 7.14 zamieszczono przebiegi obrazujące dokładnie ten moment podczas całej sekwencji opisywanych etapów. Występuje tam przebieg sygnału modulującego czas załączenia krótkich wektorów redundantnych (δ_{trP}). Tuż po załączeniu osiąga on ustaloną wartość graniczną (0.85), powodując nagły spadek średniego poziomu prądu węzła środkowego ($i_{M\text{ avg } T_1/3}$). Po czasie około 150[ms] jego przebieg dąży do stanu ustalonego na poziomie 0.41 – etap (i). W efekcie modulacji czasów wektorów alternatywnych wartość średnia prądu i_M ustala się na poziomie około -1.85[A], utrzymując napięcia dzielnika kondensatorowego w stanie równowagi. Zauważalny jest brak składowej stałej w przebiegu napięcia fazowego falownika (u_{aM}), a w napięciu międzyfazowym (u_{ab}) nie występują dodatkowe poziomy. Następuje symetryzacja prądu generowanego przez falownik (i_a) oraz wyraźna poprawa jego kształtu. Rezultaty pomiarów procesu równoważenia napięć zasilania falownika trójfazowego typu NPC, zamieszczone na rysunku 7.14 są porównywalne z wynikami testów symulacyjnych (rysunek 6.8). Okres rejestracji sygnałów na obu rysunkach jest taki sam i wynosi 400[ms]. Jak można zauważyć, uzyskane w stanach ustalonych poziomy średnie prądów i_M ($i_{M\text{ avg } T_1/3}$) oraz wartości sygnałów sterujących δ_{trP} dokładnie sobie odpowiadają. Drobnych różnic można dopatrzeć się jedynie podczas stanów dynamicznych.



Rys. 7.15: Porównanie przebiegów generowanego prądu falownika jednej fazy (i_a) oraz ich analiza częstotliwościowa (FFT) w przypadku nierównoważenia ($\Delta u_{dc} > 0$) oraz równowagi napięć zasilających ($\Delta u_{dc} = 0$)

Na rysunku 7.15 zestawiono przebiegi prądu fazowego falownika (i_a) w przypadku nierównoważenia ($\Delta u_{dc} > 0$, etap (g)) oraz równowagi napięć zasilających ($\Delta u_{dc} = 0$, etap (i)). Przeprowadzona została ich analiza częstotliwościowa (FFT) w programie Matlab, której rezultaty również zaprezentowano. Jak można zauważyć, w sytuacji nierównoważenia napięć dzielnika kondensatorowego, dochodzi nie tylko do pojawienia się składowej stałej (I_{a0}), lecz także asymetrii czasu trwania półokresów przebiegu prądu. Powstałe odkształcenie skutkuje pojawieniem się wyraźnych harmonicznich



Rys. 7.16: Wyniki pomiarów całej sekwencji pracy energoelektronicznego systemu przekształcania energii elektrycznej podłączonego do trójfazowej linii zasilającej z załączonym algorytmem równoważenia napięć dzielnika kondensatorowego (u_{dc1} , u_{dc2})

parzystych niższych rzędów (I_{a2}, I_{a4}) oraz ponad 4-krotnie wyższą wartością obliczonego współczynnika zawartości wyższych harmonicznych (THD = 24.3[%]), niż w przypadku równowagi napięć (THD = 7.8[%]). Na obu charakterystykach częstotliwościowych amplituda podstawowej harmonicznej nie została w pełni pokazana, ale jej bezwzględna wartość podano w opisie każdego wykresu. Prążki składowych o częstotliwości impulsowania ($h = 320, f_{cSVM} = 16[\text{kHz}]$) posiadają zbliżone do siebie wartości ($I_{a320}/I_{a1} \approx 0.08$).

W ramach badań laboratoryjnych, powtórzona została sekwencja testowa przedstawiona na oscylogramach 7.13 – 7.14 z tą różnicą, że algorytm równoważenia napięć dzielnika kondensatorowego załączono w początkowym momencie działania systemu przekształtnikowego, zanim doszło do niezbalansowania mocy pobieranej ze źródeł zasilania. Jest to sytuacja bliższa rzeczywistemu zastosowaniu opracowanej metody, gdyż polega na zapobieganiu niezrównoważeniu napięć zasilających falownik. Rezultaty pomiaru uzyskanych przebiegów zamieszczono na rysunku 7.16. Jak można zauważyć na podstawie przebiegu sygnału modulującego czas załączenia wektorów redundantnych (δ_{trP}), funkcja kontroli napięć dzielnika pojemnościowego została uruchomiona na początku etapu (d), gdy składowa czynna (i_a) generowanych prądów falownika osiągnęła minimalną wartość. Od tego momentu, aż do końca rejestracji wartości chwilowe napięć stałych (u_{dc1}, u_{dc2}) utrzymywane są na jednakowym poziomie, pomimo wystąpienia podczas etapu (f) – (g) niezrównoważenia prądów (mocy) pobieranych ze źródeł zasilających (i_{Lb1}, i_{Lb2}). Wzrostowi całkowitej wartości mocy wyjściowej towarzyszy w tym przypadku symetryczny wzrost amplitudy prądu fazowego (i_a). Zarówno wartość średnia prądu wpływającego z węzła środkowego dzielnika kondensatorowego ($i_{MavgT_1/3}$), jak i sygnał modulacji wektorów alternatywnych (δ_{trP}), po zakończeniu przejściowego etapu (f), osiągają wartości ustalone na poziomie porównywalnym z przebiegami przedstawionymi na rysunkach 7.13 – 7.14.

Rozdział 8

Podsumowanie opracowanych celów badawczych

W ramach pracy doktorskiej zrealizowane zostały wszystkie zaplanowane i przedstawione w rozdziale 1 cele badawcze i wdrożeniowe. W rozdziale 2.2 omówiono i wyprowadzono zależności opisujące sposób działania ogniwa fotowoltaicznego, umożliwiające implementację modelu symulacyjnego całego łańcucha modułów PV. Zrealizowany model zastosowany został do zobrazowania wpływu zmiany natężenia promieniowania słonecznego (G) oraz temperatury struktury półprzewodnikowej (T) na rozkład charakterystyk prądowo-napięciowych modułów PV (rysunek 2.3 – 2.4) oraz wykorzystany podczas badań symulacyjnych kompletnego systemu fotowoltaicznego (rozdział 6.4). W ramach badań symulacyjnych zaimplementowany został również algorytm poszukiwania punktów mocy maksymalnej, bazujący na metodzie konduktancji inkrementalnej (IC-MPPT), którego zasadę działania omówiono w rozdziale 2.3.

W rozdziale 3 omówiono zasadę działania trójpoziomowego, trójfazowego falownika napięcia typu NPC oraz wyznaczono wszystkie możliwe dyskretne wektory napięciowe, ze zwróceniem szczególnej uwagi na grupę redundantnych wektorów krótkich typu P oraz N. Określono wpływ realizowanych wszystkich typów wektorów napięciowych na poziom napięć wejściowego dzielnika pojemnościowego, zasilającego falownik NPC (rozdział 4.2.3). Przeanalizowane zostały możliwe sekwencje przełączeń (3, 5, 7-segmentowa) wyznaczonych wektorów dyskretnych, w celu odwzorowania referencyjnego wektora napięcia trójfazowego, zgodnie z przyjętymi w rozdziale 4.2.4 zasadami projektowania efektywnej sekwencji przełączeń. Rezultatem była implementacja algorytmu 7-segmentowej modulacji wektorowej oraz przeprowadzona analiza symulacyjna jego działania (rozdział 4.3.2). Wyznaczono zmienność amplitud wybranych harmonicznnych, występujących w napięciu fazowym i międzyfazowym falownika w zależności od aktualnej wartości amplitudowego indeksu modulacji (rysunek 4.18), jak również zmienność przebiegów napięć fazowych (rysunek 4.19).

W rozdziale 5 określono potencjalne przyczyny niezrównoważenia napięć zasilających falownik typu NPC oraz zaprezentowano ich skutki. Wyprowadzone zostały równania opisujące dyskretne wektory napięć falownika w zależności od stopnia niezbalansowania napięć stałych dzielnika kondensatorowego ($u_{dc1} \neq u_{dc2}$). Zmienność ich rozkładu na płaszczyźnie heksagonalnej składowych $\alpha\beta$ w zależności od stopnia niezrównoważenia (Δu_{dc}), wy-

znaczono analitycznie i zaprezentowano na rysunku 5.1 – 5.2. Na podstawie przeprowadzonych badań symulacyjnych, przedstawiono powstałe odkształcenia przebiegów napięć oraz prądów generowanych przez falownik. Zaproponowano metodę równoważenia napięć, wykorzystującą dodatkową modulację ($\delta_{t_{rP}}$) czasów trwania krótkich wektorów redundantnych (t_{rPN}), występujących w danej sekwencji przełączeń. Schemat blokowy zmodyfikowanego algorytmu 7-segmentowego modulatora wektorowego przedstawiono na rysunku 5.8. Wpływ stopnia modulacji na rozkład wektorów napięciowych oraz wartość chwilową (i_M) i średnią prądu węzła środkowego dzielnika pojemnościowego ($i_{M_{avg}T_1/3}$), zaprezentowano na rysunkach 5.9 – 5.10.

Na podstawie zaimplementowanego w programie Matlab algorytmu SVM, wykonano analizę numeryczną czasów trwania zdefiniowanych grup wektorów napięcia w funkcji amplitudowego indeksu modulacji (m_{aSVM}). Otrzymane charakterystyki zamieszczono na rysunku 5.14. Wyznaczona postać funkcyjna sumarycznych czasów załączenia krótkich wektorów redundantnych, z uwzględnieniem współczynnika ich modulacji ($\eta_{trPN}(m_{aSVM}, \delta_{t_{rP}})$), została wykorzystana do estymacji wartości średniej prądu węzła środkowego dzielnika pojemnościowego ($i_{M_{avg}}$, równanie 5.21). Na tej podstawie uzyskano zależność analityczną, umożliwiającą wyznaczenie wartości chwilowej (ΔP_{dc} , równanie 5.29), bądź maksymalnej (ΔP_{dcmax} , równanie 5.30), możliwego do wprowadzenia w danych warunkach pracy, niezrównoważenia mocy pobieranej przez falownik trójfazowy typu NPC, z każdej części dzielnika kondensatorowego (C_{dc1}, C_{dc2}). Równanie 5.30 jest bardzo istotne, gdyż pozwala określić maksymalny poziom niezbalansowania mocy źródeł np. fotowoltaicznych, zasilających falownik znajdujący się w danym punkcie pracy, który umożliwi jeszcze poprawne i bezpieczne działanie systemu przekształcania energii elektrycznej. Jak wynika z wyprowadzonej zależności, efektywność zaproponowanej metody równoważenia napięć DC, podczas generacji mocy czynnej o wartości P_g , można poprawić poprzez zwiększenie wartości całkowitego napięcia zasilania (u_{dc}), a zatem zmniejszenie amplitudowego indeksu modulacji. Przykładowo, dla zdefiniowanego zakresu pracy falowników podłączonych do linii zasilającej ($m_{aSVM} \in \langle 0.70 : 0.95 \rangle$), wartość $\Delta P_{dcmax} \in \langle 0.47 : 0.10 \rangle P_g$. Na podstawie wykonanych badań symulacyjnych, których rezultaty przedstawiono w rozdziale 5.3.3, udowodniono poprawność wyprowadzeń analitycznych i postawionych wniosków.

W rozdziale 6.1 przedstawiono opis analityczny obwodu falownika napięcia typu NPC podłączonego do trójfazowej linii zasilającej. Na tej podstawie zaproponowano układ sterowania (rysunek 6.2), umożliwiający stabilizację przez falownik całkowitego napięcia zasilania (u_{dc}) na referencyjnym poziomie (u_{dc}^*) oraz generację zadanej wartości mocy czynnej. Zastosowany, zmodyfikowany modulator SVM umożliwił niezależną kontrolę napięć dzielnika pojemnościowego. W celu zapewnienia poprawnej pracy falownika, w rozdziale 6.2 zaprezentowano algorytm trójfazowej pętli synchronizacji fazowej, bazujący na zależnościach synchronicznego, wirującego układu odniesienia składowych dq (SRF-PLL). Wstępne ładowanie pojemności obwodu pośredniczącego napięcia stałego (C_{dc1}, C_{dc2}), przez przekształtnik DC-DC podwyższający napięcie, tuż przed podłączeniem falownika do trójfazowej linii zasilającej, było możliwe za pomocą zaproponowanego układu sterowania o zmiennej strukturze (jego schemat blokowy zamieszczono

na rysunku 6.4). Rezultaty badań symulacyjnych całego zamodelowanego systemu fotowoltaicznego przedstawiono w rozdziale 6.4, a uzyskane przebiegi zamieszczono na rysunkach 6.5 – 6.8. W celu sprawdzenia sposobu działania zaimplementowanych funkcji IC-MPPT oraz układów regulacji prądów i napięć przekształtników DC-DC, jak również falownika napięcia typu NPC, zaproponowano całą sekwencję zdarzeń. Otrzymane wyniki potwierdzają skuteczność algorytmów sterowania oraz metody równoważenia napięć dzielnika kondensatorowego za pomocą modulacji czasów trwania redundantnych wektorów napięcia.

W ramach pracy doktorskiej zaprojektowane i wykonane zostało stanowisko laboratoryjne w postaci energoelektronicznego systemu przekształcania energii elektrycznej. Składał się on z dwóch przekształtników DC-DC podwyższających napięcie i zasilających osobne części dzielnika kondensatorowego, podłączonego do trójfazowego falownika napięcia typu NPC. Schemat ogólny układu testowego został pokazany na rysunku 7.1, a jego szczegółowy opis przedstawiono w rozdziałach 7.1 – 7.4. Schematy elektroniczne oraz wykonane projekty obwodów drukowanych (PCB) zamieszczono w dodatku B. Opracowane i przetestowane symulacyjnie algorytmy sterowania przekształtnikami, zaimplementowane zostały w sterownikach wyposażonych w układy logiki programowalnej FPGA. W tym celu użyto języka opisu sprzętu VHDL. Badania laboratoryjne przeprowadzono przy użyciu zasilaczy napięć stałych zamiast rzeczywistych łańcuchów modułów. Takie podejście umożliwiło wykonanie serii testów w jednakowych, powtarzalnych i w pełni kontrolowanych warunkach. Zarówno wszystkie zadawane parametry pracy układów (za wyjątkiem funkcji MPPT) jak i zaprogramowana sekwencja zdarzeń, zostały możliwie najdokładniej dopasowane do tych stosowanych na etapie badań symulacyjnych. Jak zostało pokazane w rozdziale 7.5, podobnie jak w przypadku badań symulacyjnych, uzyskane rezultaty potwierdzają skuteczność działania zaproponowanej metody balansowania napięć zasilających falownik. W momencie osiągnięcia równowagi napięciowej (rysunek 7.14 oraz 7.15), pomimo nadal występującego niezrównoważenia mocy ($\Delta P_{dc} \approx 680[W]$), znaczącej poprawie ulega jakość generowanego prądu fazowego (i_a) – następuje ponad 4-krotna redukcja współczynnika zawartości wyższych harmonicznych z poziomu 24.3[%] na 7.8[%]. Wartości zarejestrowanych sygnałów prądów oraz napięć, w stanie ustalonym dobrze odpowiadają przebiegom uzyskanym na podstawie badań symulacyjnych.

Wykonane badania symulacyjne oraz testy laboratoryjne pokazały duży potencjał opracowanego i wdrożonego algorytmu sterowania trójpoziomym falownikiem napięcia typu NPC, umożliwiającego równoważenie napięć zasilających falownik, za pomocą dodatkowej modulacji czasów załączeń krótkich wektorów redundantnych. Umożliwia on prawidłową i bezpieczną pracę systemu podczas szerokiego zakresu zmienności stanu niezrównoważenia mocy źródeł zasilania.

Opracowania teoretyczne oraz testy wdrożeniowe wskazały możliwy kierunek dalszych prac badawczych. Mógłby on polegać na zastosowaniu aktywnej metody sterowania wartością stabilizowanego przez układ falownika, napięcia całkowitego obwodu DC (u_{dc}), w celu zwiększenia efektywności metody równoważenia napięć dzielnika kondensatorowego, w sytuacji skrajnych poziomów niezbalansowania mocy źródeł. Niewątpliwie, także dużo

informacji na temat skuteczności działania wdrożonych algorytmów sterowania mogą przynieść długotrwałe testy układu przekształtnikowego, podłączonego do dwóch niezależnych łańcuchów modułów fotowoltaicznych.

Dodatek A

Układy trójfazowe i ich transformacje

W dodatku A zamieszczono definicje układów trójfazowych oraz ich transformacji, wykorzystywanych w wyprowadzeniach matematycznych zawartych w rozprawie doktorskiej.

A.1 Klasyfikacja układów trójfazowych

W ogólnym przypadku, *układem wielofazowym określa się zbiór obwodów elektrycznych, w których działają napięcia źródłowe sinusoidalne o jednakowej częstotliwości, przesunięte względem siebie o dane kąty fazowe i wytwarzane przeważnie w jednym źródle energii, zwanym generatorem wielofazowym. Zbiór napięć i prądów układu wielofazowego nazywa się wielofazowym układem napięć i prądów* [10,11].

Jeżeli poszczególne obwody układu wielofazowego (zwane fazami) nie są połączone galwanicznie, wówczas taki układ wielofazowy jest nazywany *nieskojarzonym*. W przypadku zaś połączenia wszystkich obwodów otrzymuje się układ wielofazowy *skojarzony*. Napięcia wielofazowe tworzą układ symetryczny jeżeli ich wszystkie fazy charakteryzują się tą samą wartością skuteczną, lub maksymalną oraz są przesunięte względem siebie o kąt fazowy równy:

$$\psi = q \frac{2\pi}{N} \quad (\text{A.1})$$

gdzie:

- N – liczba faz układu wielofazowego
- $q \in \langle 0, 1, \dots, N - 1 \rangle$

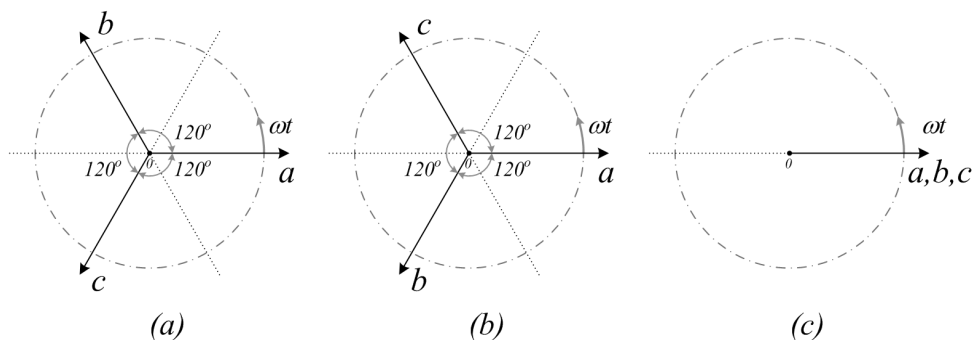
Jeżeli w zależności A.1 zostanie przyjęte $N = 3$, a zatem $q \in \{0, 1, 2\}$, to wynikiem tego działania będą trzy symetryczne układy napięć trójfazowych, których osie oraz wektory zostały przedstawione odpowiednio na rysunkach A.1. i A.2. Dla wartości $N = 3$ oraz $q = 1$, ze wzoru A.1 wynika, że napięcia

faz a, b, c są przesunięte względem siebie o kąt $\psi = 2\pi/3$, a ich postać czasowa i zespolona może zostać zapisana następująco:

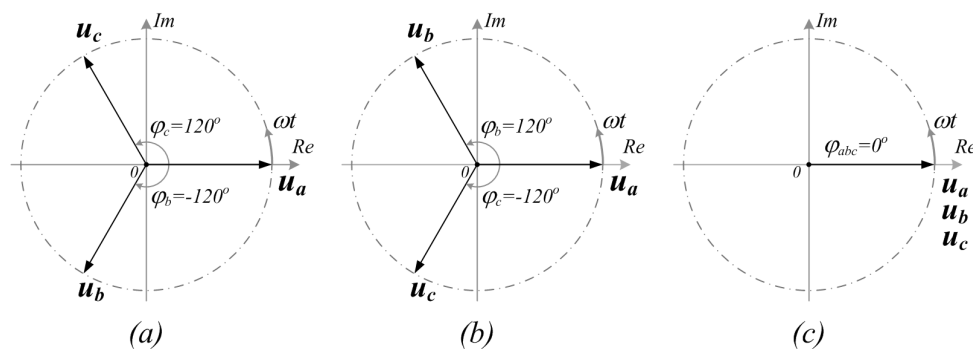
$$\begin{cases} u_a = U_m \cos(\omega t) \\ u_b = U_m \cos(\omega t - \psi) = U_m \cos(\omega t - 2\pi/3) \\ u_c = U_m \cos(\omega t + \psi) = U_m \cos(\omega t + 2\pi/3) \end{cases} \quad (\text{A.2})$$

$$\begin{cases} \mathbf{u}_a = U_m e^{j0} \\ \mathbf{u}_b = U_m e^{-j2\pi/3} \\ \mathbf{u}_c = U_m e^{j2\pi/3} \end{cases} \quad (\text{A.3})$$

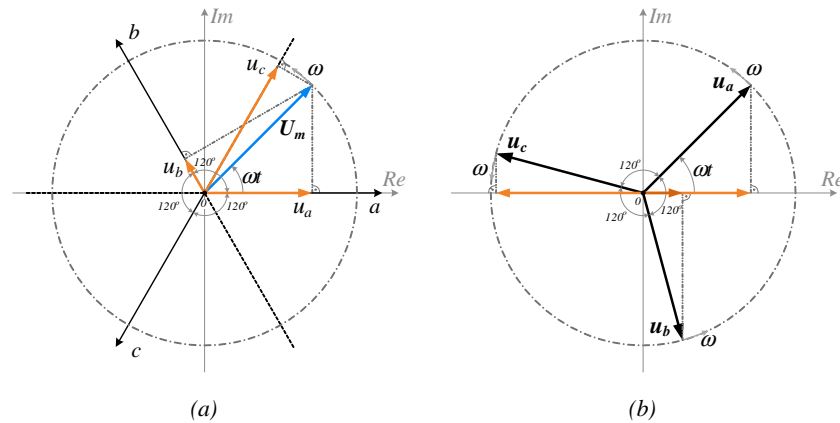
Taki układ napięć trójfazowych nazywamy układem *symetrycznym zgodnym*, gdyż przy zaznaczonych na rysunkach A.1a oraz A.2a dodatnich kierunkach przyrostu kąta fazowego (ωt), następstwo chwilowych wartości napięć fazowych jest uznane za zgodne, czyli kolejno a, b, c . Dla wartości $N = 3$ oraz $q = 2$, napięcia faz a, b, c są przesunięte względem siebie o kąt $\psi = 4/3\pi = -2\pi/3$, a układ napięć trójfazowych nazywamy układem *symetrycznym przeciwnym*. Wówczas, następstwo chwilowych wartości napięć fazowych jest przeciwne, czyli kolejno a, c, b (Rys.A.1b, A.2b). Analogicznie rozumując, dla wartości $N = 3$ oraz $q = 0$ napięcia faz a, b, c są przesunięte względem siebie o kąt $\psi = 0$. W tym przypadku taki układ nazywany jest układem *symetrycznym zerowym* (Rys.A.1c, A.2c).



Rys. A.1: Główne osie (a, b, c) układów trójfazowych: (a) układ zgodny, (b) układ przeciwny, (c) układ zerowy



Rys. A.2: Zespolone wektory napięć w poszczególnych układach trójfazowych: (a) układ zgodny, (b) układ przeciwny, (c) układ zerowy



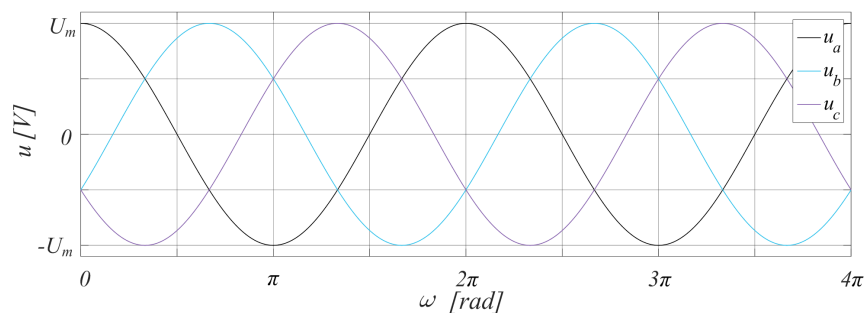
Rys. A.3: Realizacja chwilowych wartości napięcia trójfazowego zgodnego (u_a , u_b , u_c) za pomocą: (a) wektora napięcia (\mathbf{U}_m) oraz (b) przy zastosowaniu trzech wektorów fazowych (\mathbf{u}_a , \mathbf{u}_b , \mathbf{u}_c) wirujących w kierunku dodatnim z prędkością kątową ω

Ważną cechą układów symetrycznych zgodnych i przeciwnych jest to, że spełniają one równanie:

$$\mathbf{u}_a + \mathbf{u}_b + \mathbf{u}_c = 0 \quad (\text{A.4})$$

Zależność A.4 nie jest spełniona przez symetryczne układy zerowe.

Opracowania teoretyczne oraz badania symulacyjne zawarte w niniejszej pracy, zostały przeprowadzone dla układów trójfazowych symetrycznych zgodnych (równania A.2, A.3). Wartości chwilowe (u_a , u_b , u_c) napięć takiego układu, mogą być wyznaczone na wiele sposobów. Dwa z nich zostały zaprezentowane odpowiednio na rysunkach A.3 a oraz b. Pierwszy z nich (Rys. A.3a) polega na rzutowaniu wektora \mathbf{U}_m , wirującego w kierunku dodatnim z prędkością kątową ω , na każdą z nieruchomych osi (a , b , c). Amplituda napięć fazowych jest wówczas równa modułowi tego wektora ($U_m = |\mathbf{U}_m|$). Druga metoda (Rys. A.3b) wyznaczania wartości chwilowych napięć trójfazowych polega na rzutowaniu każdego z trzech wektorów fazowych (\mathbf{u}_a , \mathbf{u}_b , \mathbf{u}_c) opisanych zależnością A.3, wirujących w kierunku dodatnim z prędkością kątową ω , na oś składowych rzeczywistych (Re). Używając zatem czasowego operatora obrotu $e^{j\omega t}$ oraz zespolonych operatorów fazowych wyrażonych równaniem A.3, wartości chwilowe napięć trójfazowych można zapisać w postaci:



Rys. A.4: Przebieg chwilowych wartości napięcia trójfazowego zgodnego (u_{abc})

$$\begin{cases} u_a = \operatorname{Re}(\mathbf{u}_a e^{j\omega t}) = \operatorname{Re}(U_m e^{j\omega t}) \\ u_b = \operatorname{Re}(\mathbf{u}_b e^{j\omega t}) = \operatorname{Re}(U_m e^{-j2\pi/3} e^{j\omega t}) \\ u_c = \operatorname{Re}(\mathbf{u}_c e^{j\omega t}) = \operatorname{Re}(U_m e^{j2\pi/3} e^{j\omega t}) \end{cases} \quad (\text{A.5})$$

Na rysunku A.4 przedstawiono przebiegi każdej z trzech faz napięcia trójfazowego zgodnego.

A.2 Transformacja układu trójfazowego (abc) do ortogonalnego przestrzennego układu stacjonarnego ($\alpha\beta 0$)

Trójfazowy układ stacjonarny dowolnych wielkości elektrycznych \mathbf{x}_{abc} (np. napięcie, prądów, strumieni) może zostać przekształcony do również stacjonarnego układu ortogonalnego i wyrażony za pomocą składowych $\mathbf{x}_{\alpha\beta 0}$. Takie przekształcenie o charakterze liniowym jest często nazywane *transformacją Clarke'a*. W przypadku ogólnym (układ trójfazowy z przewodem neutralnym), biorącym pod uwagę występowanie składowej symetrycznej kolejności zerowej w przebiegach trójfazowych wielkości fizycznych:

$$X_0 = \frac{1}{3}(x_a + x_b + x_c) \neq 0 \quad (\text{A.6})$$

zależność opisująca przekształcenie $abc/\alpha\beta 0$ przyjmuje następującą postać:

$$\begin{cases} \mathbf{x}_{\alpha\beta} = \frac{2}{3}(x_a + \mathbf{a}x_b + \mathbf{a}^2x_c) \\ x_0 = \frac{1}{3}(x_a + x_b + x_c) \end{cases} \quad (\text{A.7a})$$

$$\quad \quad \quad \begin{cases} x_0 = \frac{1}{3}(x_a + x_b + x_c) \end{cases} \quad (\text{A.7b})$$

gdzie:

- $\mathbf{a} = e^{j2\pi/3} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$ – operator obrotu o kąt $\frac{2\pi}{3}$ [rad]
- $\mathbf{a}^2 = e^{j4\pi/3} = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}$ – operator obrotu o kąt $\frac{4\pi}{3}$ [rad]

Równania A.7a oraz A.7b można również zapisać w postaci macierzowej:

$$\mathbf{x}_{\alpha\beta 0} = \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ 0 & \sqrt{3} & -\sqrt{3} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{A.8})$$

Cechą charakterystyczną takiej transformacji jest to, że elementy jej macierzy przekształcenia są liczbami rzeczywistymi, a więc może być ona zastosowana do chwilowych wartości wielkości trójfazowych. Dlatego przekształcenie $abc/\alpha\beta 0$ bywa wykorzystywane do badania niesymetrycznych obwodów elektrycznych w stanach nieustalonych.

Przekształcenie odwrotne ($\alpha\beta 0/abc$) można zapisać za pomocą równania:

$$\mathbf{x}_{abc} = \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.9})$$

W aplikacjach przemysłowych, układy trójfazowe z przewodem neutralnym (czteroprzewodowe) stosowane są niezwykle rzadko. Większość trójfazowych systemów energoelektronicznych jest zasilana, lub zasila obciążenia trójprzewodowe. Dlatego w algorytmach sterowania znacznie częściej wykorzystuje się uproszczoną transformację Clarke'a ($abc/\alpha\beta$), w których nie występuje składowa symetryczna kolejności zerowej:

$$X_0 = \frac{1}{3}(x_a + x_b + x_c) = 0 \quad (\text{A.10})$$

Na podstawie równania A.8, z uwzględnieniem warunku A.10 przekształcenie naturalnego układu trójfazowego (abc) do dwufazowego, stacjonarnego układu składowych ortogonalnych $\alpha\beta$ można przedstawić w postaci:

$$\mathbf{x}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{\sqrt{3}}{3} & \frac{2\sqrt{3}}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \end{bmatrix} \quad (\text{A.11})$$

Bazując na zależności A.11 można stwierdzić, że przebieg wielkości fizycznej w fazie a (x_a) jest tożsamy z przebiegiem składowej w osi α (x_α) układu dwufazowego. Dodatkowo, przekształcenie to zachowuje zgodność chwilowych wartości przebiegów przed i po transformacji, dlatego często stosowane jest w cyfrowych algorytmach sterowania układami energoelektronicznymi [95].

Przekształcając równanie A.11, transformację odwrotną ($\alpha\beta/abc$) można zapisać w następujący sposób:

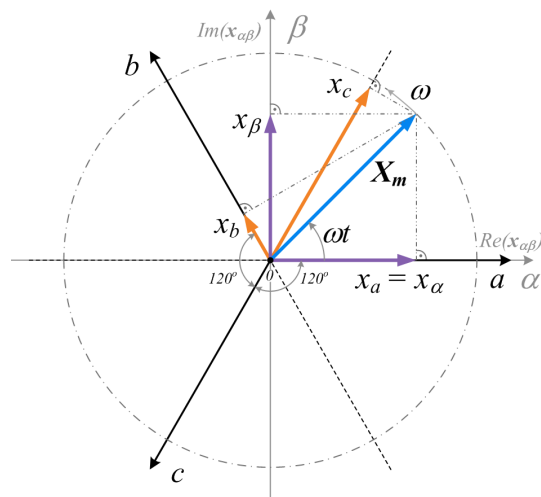
$$\mathbf{x}_{abc} = \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{A.12})$$

Na rysunku A.5 przedstawiona została graficzna interpretacja zależności składowych układu ortogonalnego $\alpha\beta$ oraz trójfazowego abc od położenia wektora wirującego \mathbf{X}_m na płaszczyźnie zespolonej. Wartości chwilowe poszczególnych wielkości fazowych układu trójfazowego (x_a, x_b, x_c) otrzymuje się poprzez rzutowanie wektora wirującego \mathbf{X}_m na nieruchome osie abc (analogicznie jak na rysunku A.3). Natomiast, wartości chwilowe ortogonalnego układu dwufazowego (x_α, x_β) wyznaczane są poprzez rzut tego samego wektora na osie $\alpha\beta$, pokrywające się z osiami płaszczyzny zespolonej, odpowiednio rzeczywistej (Re) oraz urojonej (Im). Na tej podstawie można zapisać wektor zespolony wartości chwilowych składowych $\alpha\beta$:

$$\mathbf{x}_{\alpha\beta} = x_\alpha + jx_\beta = X_m e^{j\omega t} \quad (\text{A.13})$$

Symetryczny oraz zgodny układ trójfazowy został zdefiniowany w postaci symbolicznej (zespolonej) układem równań A.3. Uwzględniając tak zapisane wielkości trójfazowe ($\mathbf{x}_a, \mathbf{x}_b, \mathbf{x}_c$), przekształcenie A.11 ($abc/\alpha\beta$) można wyrazić w następującej postaci:

$$\mathbf{x}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_\alpha \\ \mathbf{x}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_a \\ \mathbf{x}_b \\ \mathbf{x}_c \end{bmatrix} \quad (\text{A.14})$$



Rys. A.5: Interpretacja geometryczna zależności składowych układu ortogonalnego $\alpha\beta$ oraz trójfazowego abc od położenia wektora wirującego \mathbf{X}_m na płaszczyźnie zespolonej

Zatem:

$$\begin{cases} \mathbf{x}_\alpha = \mathbf{x}_a \\ \mathbf{x}_\beta = \frac{\sqrt{3}}{3}(\mathbf{x}_b - \mathbf{x}_c) = \frac{\sqrt{3}}{3}(\mathbf{x}_a e^{-j2\pi/3} - \mathbf{x}_a e^{j2\pi/3}) = -j\mathbf{x}_a \end{cases} \quad (\text{A.15})$$

Na podstawie operatorów fazowych (fazorów) wyrażonych zależnością A.15, można stwierdzić, iż w symetrycznych układach trójfazowych składowe α i β zawsze są przesunięte względem siebie o kąt $-\frac{\pi}{2}$ (składowa β jest opóźniona względem składowej α). Stosując czasowy operator obrotu ($e^{j\omega t}$), chwilowe wartości składowych układu dwufazowego $\alpha\beta$ mogą być również wyznaczone w następujący sposób:

$$\begin{cases} x_\alpha = \text{Re}(\mathbf{x}_a e^{j\omega t}) = \text{Re}[X_m \cos(\omega t) + jX_m \sin(\omega t)] = X_m \cos(\omega t) \\ x_\beta = \text{Re}(-j\mathbf{x}_a e^{j\omega t}) = \text{Re}[X_m \sin(\omega t) - jX_m \cos(\omega t)] = X_m \sin(\omega t) \end{cases} \quad (\text{A.16})$$

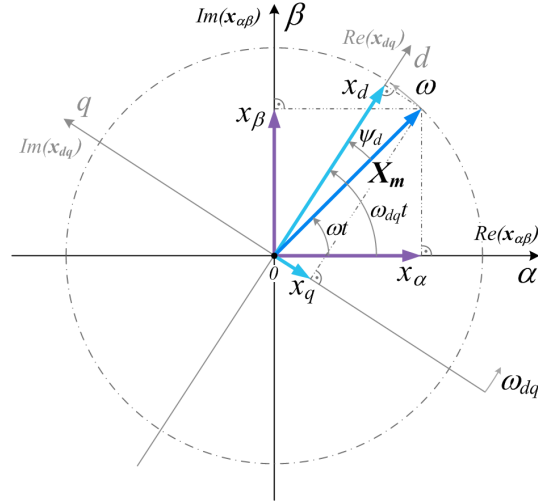
Uwzględniając wartości otrzymane w równaniu A.16, położenie wektora wirującego \mathbf{X}_m w układzie odniesienia $\alpha\beta$ określone jest przez postać zespoloną:

$$\mathbf{X}_m = x_\alpha + jx_\beta = X_m[\cos(\omega t) + j\sin(\omega t)] \quad (\text{A.17})$$

A.3 Transformacja dwufazowego układu stacjonarnego ($\alpha\beta$) do ortogonalnego układu wirującego (dq)

Przekształcenie to umożliwia transformację współrzędnych (x_α, x_β) wektora wirującego \mathbf{X}_m z prędkością kątową ω , opisanych w dwufazowym układzie stacjonarnym ($\alpha\beta$), do ortogonalnego układu (dq) wirującego z prędkością ω_{dq} oraz wyrażonego we współrzędnych (x_d, x_q) . Takie przejście jest często

nazywane *transformacją Park'a* i oznaczane skrótowo $\alpha\beta/dq$. Wartości współrzędnych (x_d, x_q) otrzymuje się poprzez rzutowanie wektora \mathbf{X}_m odpowiednio na oś d oraz q układu wirującego. Interpretacja geometryczna przekształcenia $\alpha\beta/dq$ została zobrazowana na rysunku A.6.



Rys. A.6: Interpretacja geometryczna zależności składowych układu ortogonalnego dq , wirującego z prędkością kątową ω_{dq} , od położenia wektora wirującego \mathbf{X}_m na płaszczyźnie zespolonej

Znając współrzędne $\mathbf{x}_{\alpha\beta}$ wektora wirującego \mathbf{X}_m (wyznaczone za pomocą metody opisanej w rozdziale A.2), wartości zespolonych składowych \mathbf{x}_{dq} można otrzymać w następujący sposób:

$$\mathbf{x}_{dq} = x_d + jx_q = \mathbf{x}_{\alpha\beta} \cdot e^{-j\omega_{dq}t} \quad (\text{A.18})$$

Równanie A.18 opisuje transformację układów $\alpha\beta/dq$. Dokonując kolejnych przekształceń, wartości chwilowe zespolonych współrzędnych (\mathbf{x}_{dq}) mogą być wyznaczone za pomocą zależności analitycznej:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{dq} &= (x_\alpha + jx_\beta) \cdot [\cos(\omega_{dq}t) - j\sin(\omega_{dq}t)] = \\ &= x_\alpha \cos(\omega_{dq}t) + x_\beta \sin(\omega_{dq}t) + j[x_\beta \cos(\omega_{dq}t) - x_\alpha \sin(\omega_{dq}t)] \end{aligned} \quad (\text{A.19})$$

Wektor składowych (x_d, x_q) można przedstawić również w postaci macierzowej:

$$\mathbf{x}_{dq} = \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega_{dq}t) & \sin(\omega_{dq}t) \\ -\sin(\omega_{dq}t) & \cos(\omega_{dq}t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{A.20})$$

Uwzględniając zależność A.13, opisującą wartości współrzędnych (x_α, x_β) wektora wirującego \mathbf{X}_m , w funkcji jego długości (X_m) oraz kąta obrotu (ωt), równanie A.18 przyjmuje następującą postać:

$$\mathbf{x}_{dq} = \mathbf{x}_{\alpha\beta} \cdot e^{-j\omega_{dq}t} = X_m e^{j\omega t} \cdot e^{-j\omega_{dq}t} = X_m e^{j(\omega - \omega_{dq})t} \quad (\text{A.21})$$

Jak można zauważyć, w zależności A.21 występują dwie chwilowe wielkości katowe: ωt - aktualny kąt obrotu wektora wirującego \mathbf{X}_m ; oraz $\omega_{dq}t$ - aktualne położenie katowe ortogonalnego układu współrzędnych dq . Zgodnie

z interpretacją geometryczną transformacji $\alpha\beta/dq$ (Rys. A.6), związane są one zależnościami:

$$\omega_{dq}t = \omega t + \psi_d \Rightarrow \psi_d = \omega_{dq}t - \omega t \quad (\text{A.22})$$

Wartość ψ_d określa różnicę kątową pomiędzy aktualnym położeniem osi d układu dq , a chwilowym obrotem wektora \mathbf{X}_m (za dodatni został przyjęty ruch w kierunku przeciwnym do wirowania wskazówek zegara). Zatem, biorąc pod uwagę zależność A.22, równanie A.21 przybiera formę:

$$\mathbf{x}_{dq} = X_m e^{-j\psi_d} = X_m [\cos(\psi_d) - j \sin(\psi_d)] \quad (\text{A.23})$$

Składowa x_d oraz x_q przyjmują wartości:

$$\begin{cases} x_d = \text{Re}(\mathbf{x}_{dq}) = X_m \cos(\psi_d) \\ x_q = \text{Im}(\mathbf{x}_{dq}) = -X_m \sin(\psi_d) \end{cases} \quad (\text{A.24})$$

Ideą transformacji Park'a jest uzyskanie w stanie ustalonym stałych wartości współrzędnych (x_d, x_q) , opisujących długość i położenie wektora \mathbf{X}_m . Aby to osiągnąć, zgodnie z zależnością A.24 oraz przy założeniu niezmiennej w czasie długości X_m , wartość kąta ψ_d również powinna być stała. Na podstawie równania A.22 można stwierdzić, że jest ona funkcją czasu ($\psi_d = f(t)$). Może osiągnąć stały poziom jedynie w momencie, gdy prędkości obrotowe (częstotliwości wirowania) wektora \mathbf{X}_m oraz układu ortogonalnego dq będą sobie równe ($\omega = \omega_{dq}$). Wówczas prawdziwa jest zależność:

$$\omega = \omega_{dq} \Rightarrow \psi_d = \text{const} \Rightarrow \begin{cases} x_d = \text{const} \\ x_q = \text{const} \end{cases} \quad (\text{A.25})$$

W przypadku gdy osiągnięty jest pełen synchronizm pomiędzy kątem położenia osi d układu wirującego, a pozycją wektora \mathbf{X}_m , wówczas spełnione jest równanie:

$$\omega t = \omega_{dq}t \Rightarrow \psi_d = 0 \quad (\text{A.26})$$

Gdy zapewniony jest warunek A.26, składowe (x_d, x_q) wyznaczone na podstawie zależności A.24 przyjmują wartość:

$$\begin{cases} x_d = X_m \\ x_q = 0 \end{cases} \quad (\text{A.27})$$

Składowa w osi d (x_d) układu wirującego jest w tym przypadku równa amplitudzie przebiegów wielkości trójfazowych, natomiast składowa w osi q (x_q) przyjmuje wartość zero. Aby to osiągnąć, dla symetrycznego i zgodnego układu trójfazowego opisanego zależnością A.2, funkcja trygonometryczna $\cos(\omega_{dq}t)$ użyta w przekształceniu $\alpha\beta/dq$ (równanie A.20) musi być zsynchronizowana (współfazowa) z przebiegiem fazy a (x_a). Do uzyskania wartości kąta $\omega_{dq}t$ (argument funkcji \cos oraz \sin) synchronicznego z rzeczywistym kątem elektrycznym ωt , przeważnie wektora napięcia sieci trójfazowej (\mathbf{U}_m), wykorzystuje się układy elektroniczne lub funkcje programowe pętli synchronizacji fazowej (ang. *Phase-Locked Loop* – PLL). Mogą one mieć charakter trójfazowy, lub jednofazowy bazując jedynie na

przebiegu sygnału napięcia fazy a [6,57,73,74,95,111,113,120,132,133,135,143]. Sposób realizacji trójfazowej, programowej pętli synchronizacji fazowej został przedstawiony w rozdziale 6.2.

Na podstawie równania A.18 odwrotną transformację Park'a ($dq/\alpha\beta$) można zapisać w postaci:

$$\mathbf{x}_{\alpha\beta} = x_\alpha + jx_\beta = \mathbf{x}_{dq} \cdot e^{j\omega_{dq}t} \quad (\text{A.28})$$

Rozpisując zależność A.28, otrzymujemy wartości chwilowe zespolonych składowych stacjonarnego układu dwufazowego $\alpha\beta$:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{\alpha\beta} &= (x_d + jx_q) \cdot [\cos(\omega_{dq}t) + j\sin(\omega_{dq}t)] = \\ &= x_d \cos(\omega_{dq}t) - x_q \sin(\omega_{dq}t) + j[x_q \cos(\omega_{dq}t) + x_d \sin(\omega_{dq}t)] \end{aligned} \quad (\text{A.29})$$

Wektor współrzędnych (x_α, x_β) można przedstawić również w formie macierzowej:

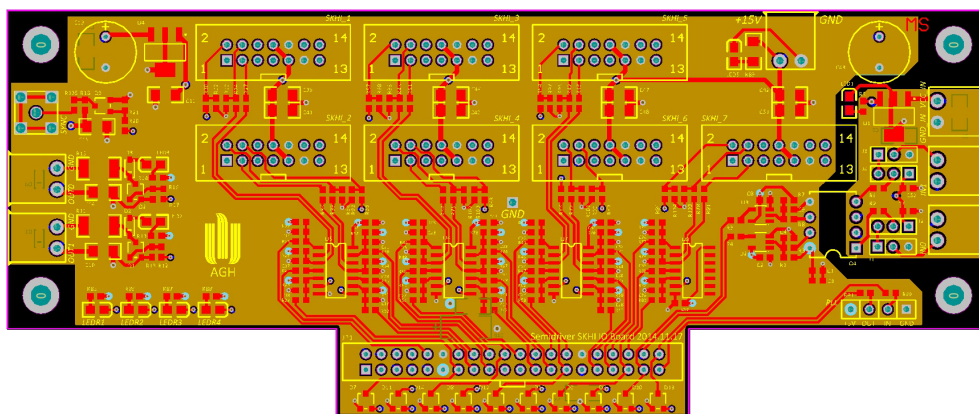
$$\mathbf{x}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\omega_{dq}t) & -\sin(\omega_{dq}t) \\ \sin(\omega_{dq}t) & \cos(\omega_{dq}t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (\text{A.30})$$

Dodatek B

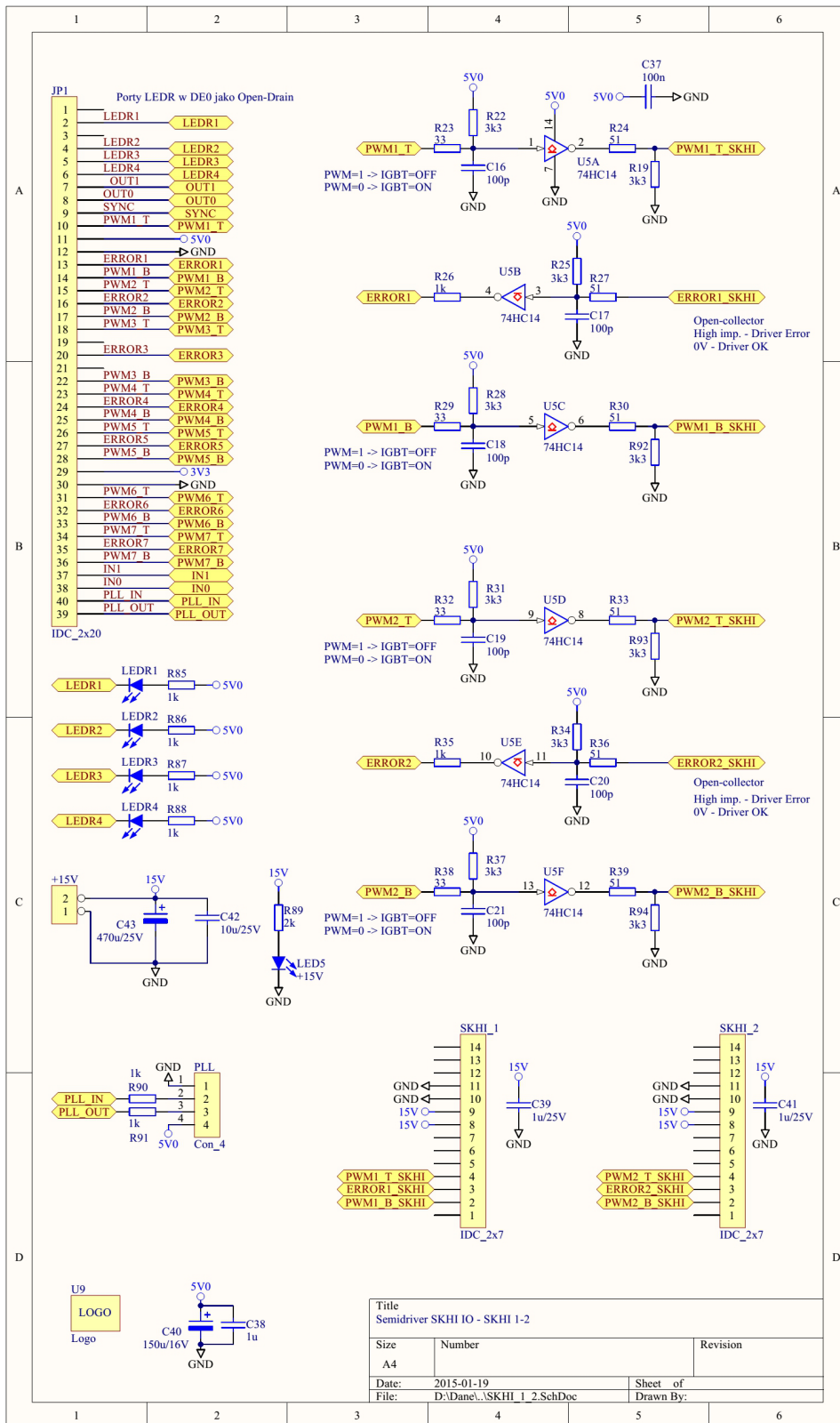
Schematy elektroniczne oraz projekty obwodów drukowanych (PCB)

W ramach pracy doktorskiej zaprojektowano i skonstruowano testowy system energoelektroniczny, który przedstawiony został w rozdziale 7. Opisano w nim budowę i poszczególne podzespoły przekształtnika DC-DC podwyższającego napięcie oraz trójfazowego falownika napięcia typu NPC. W kolejnych rozdziałach B.1–B.4 zamieszczono główne schematy elektroniczne oraz projekty obwodów drukowanych (PCB) najważniejszych części stanowiska laboratoryjnego, wykonane w programie Altium Designer. W większości zamieszczonych układów, zaprezentowane zostały wybrane warstwy danego projektu PCB.

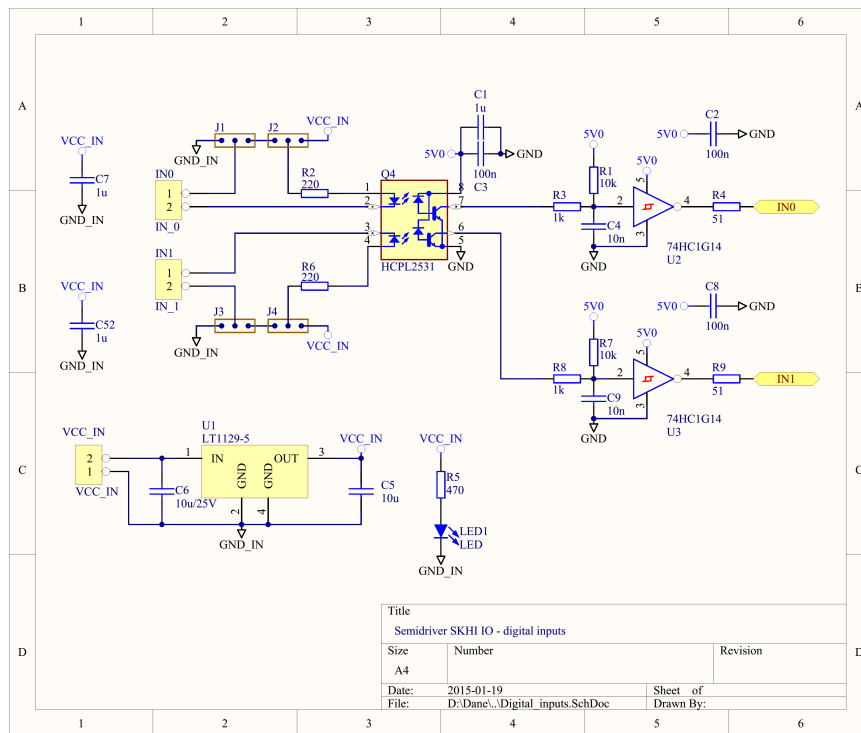
B.1 Karta rozszerzeń umożliwiająca generację oraz odczyt sygnałów logicznych



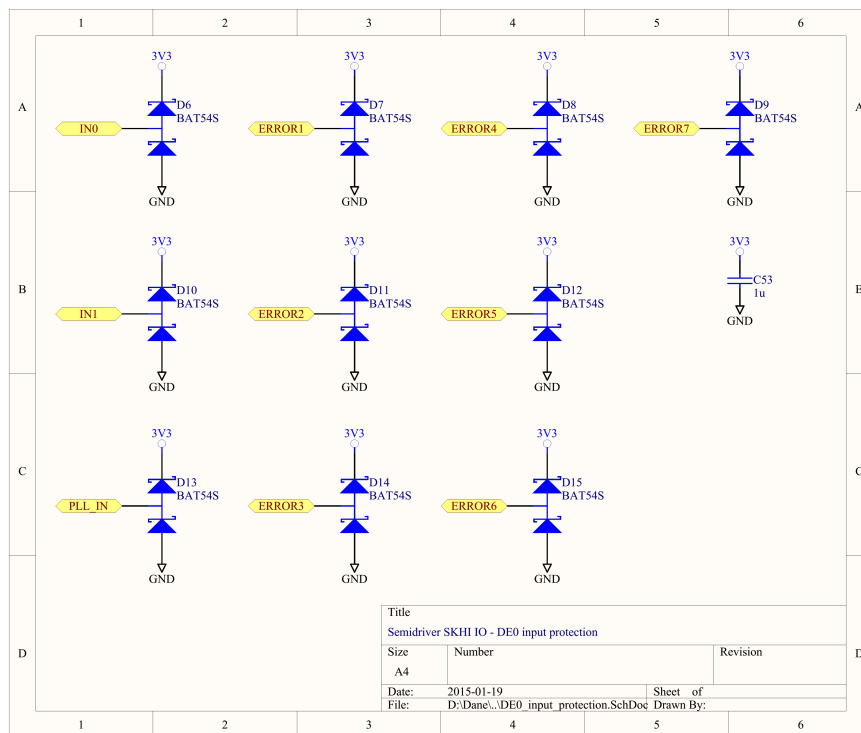
Rys. B.1: Projekt 4-warstwowego obwodu drukowanego (PCB) karty generacji oraz odczytu sygnałów logicznych



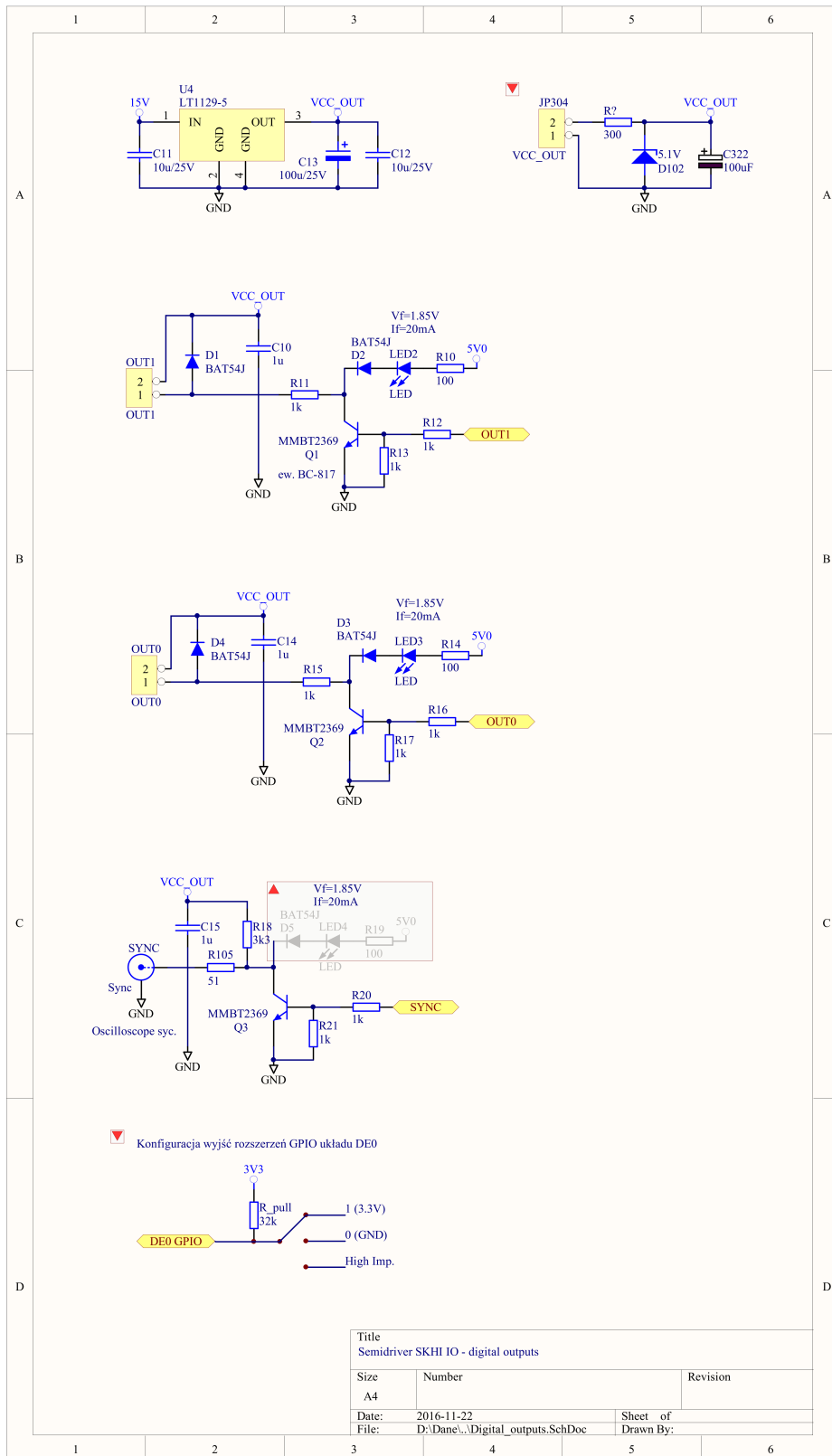
Rys. B.2: Schemat elektroniczny głównego obwodu karty rozszerzeń, stanowiącego interfejs pomiędzy jednostką obliczeniową, a układem sterownika tranzystorów IGBT – SKHI 23 (kanał 1–2). Pozostałe kanały przetwarzania sygnałów (3–7) zostały zrealizowane w analogiczny sposób



Rys. B.3: Schemat elektroniczny obwodu dwóch izolowanych wejść cyfrowych

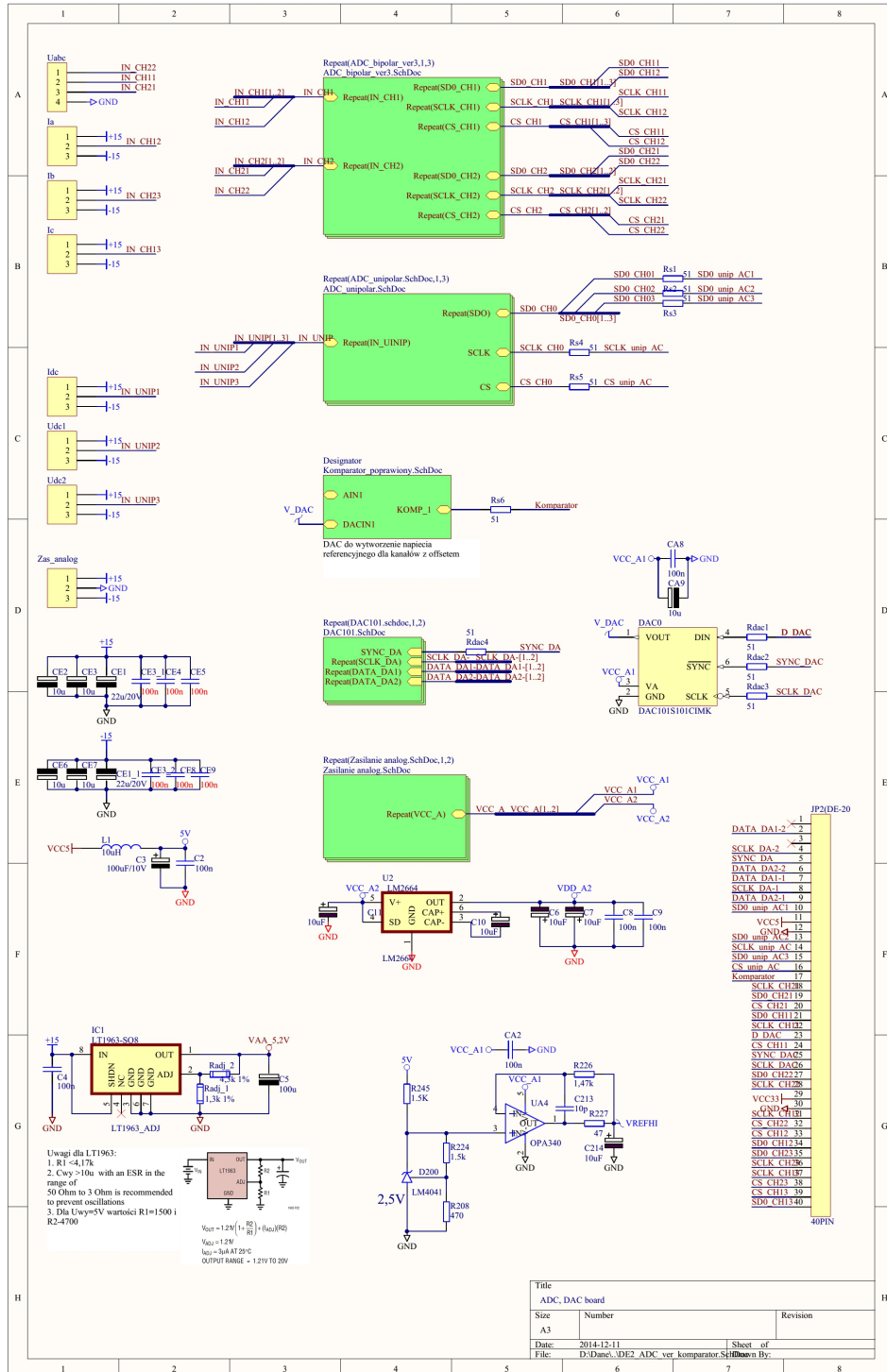


Rys. B.4: Schemat elektroniczny obwodu zabezpieczeń wejść cyfrowych głównej jednostki obliczeniowej – zestawu uruchomieniowego ALTERA DE0

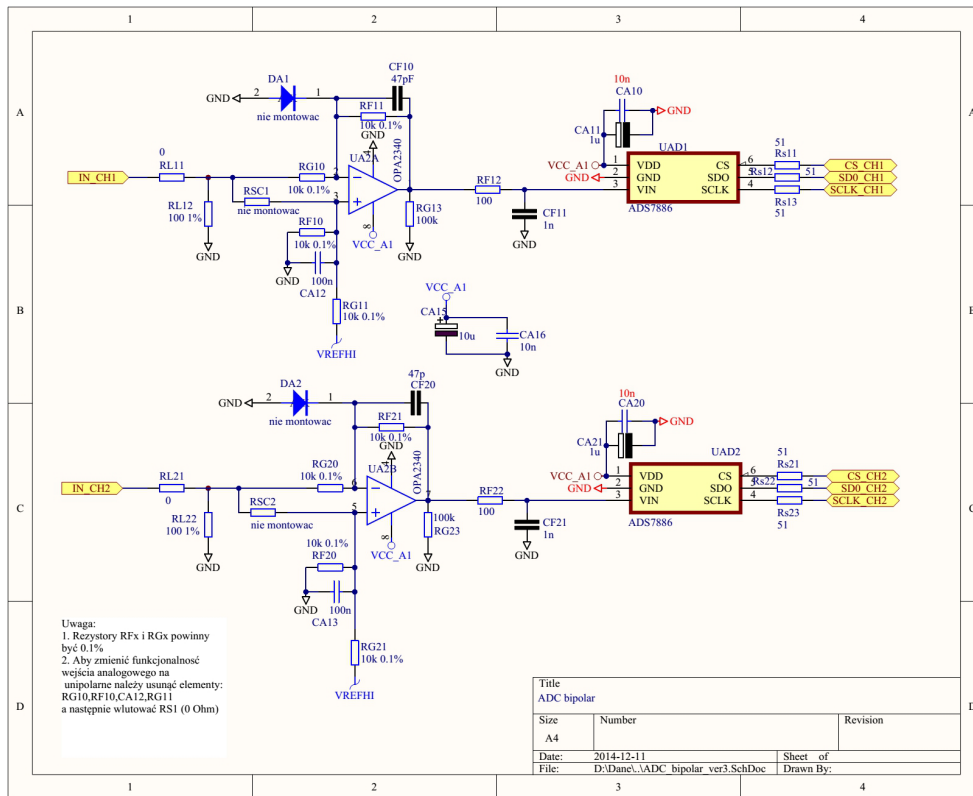


Rys. B.5: Schemat elektroniczny obwodu dwóch uniwersalnych wyjść cyfrowych oraz kanału służącego do synchronizacji oscyloskopu

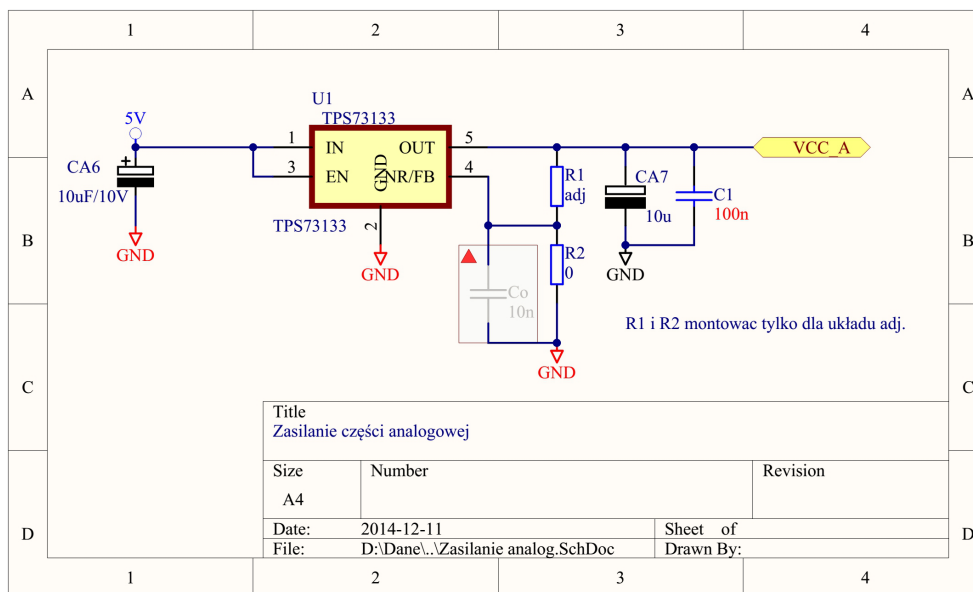
B.2 Karta pomiaru oraz generacji sygnałów analogowych



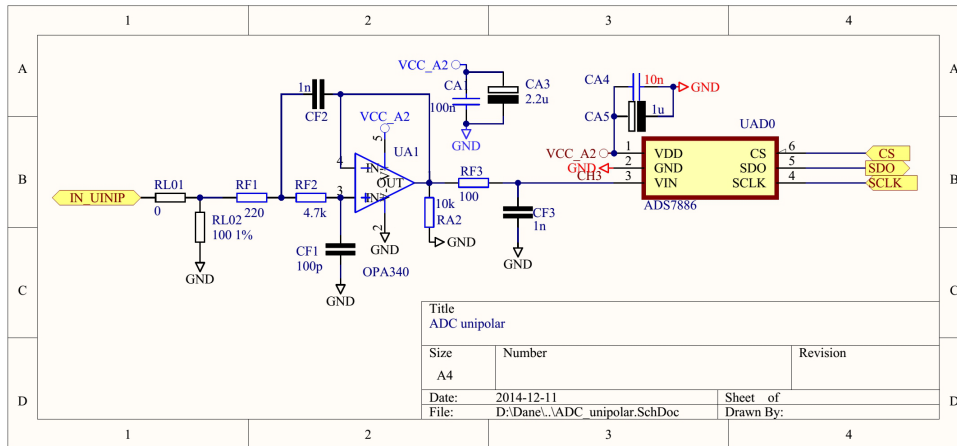
Rys. B.6: Nadrzędny schemat elektroniczny karty pomiaru oraz generacji sygnałów analogowych



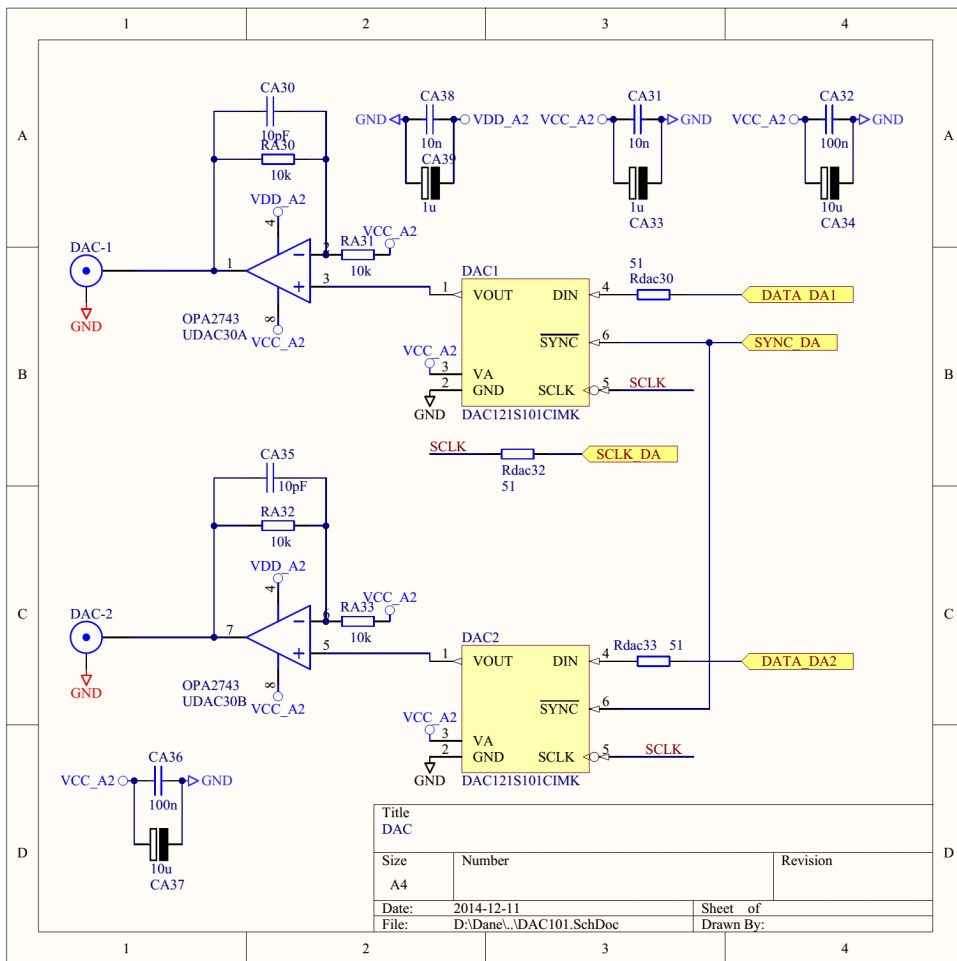
Rys. B.7: Schemat elektroniczny obwodu przetworników analogowo-cyfrowych do pomiaru sygnałów bipolarnych



Rys. B.8: Schemat elektroniczny obwodu generacji napięć zasilających przetworniki analogowo-cyfrowe

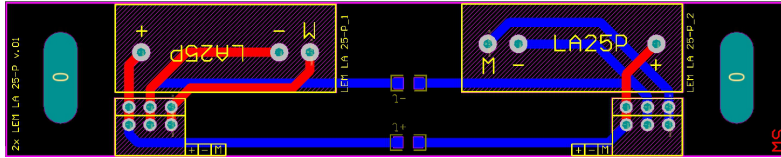


Rys. B.9: Schemat elektroniczny obwodu przetworników analogowo-cyfrowych do pomiaru sygnałów unipolarnych

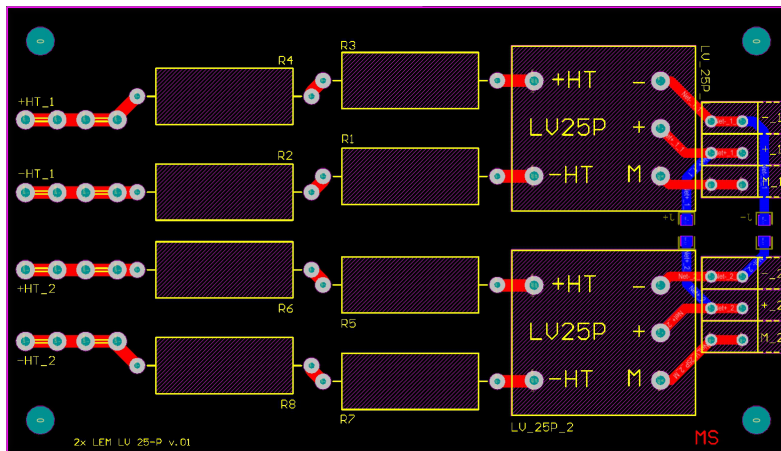


Rys. B.10: Schemat elektroniczny obwodu przetworników cyfrowo-analogowych

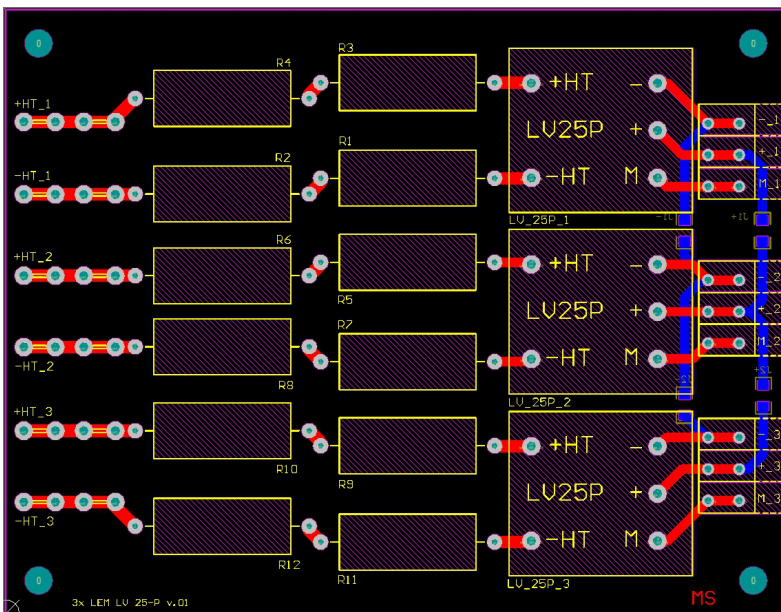
B.3 Obwody drukowane czujników pomiaru wartości prądów oraz napięć



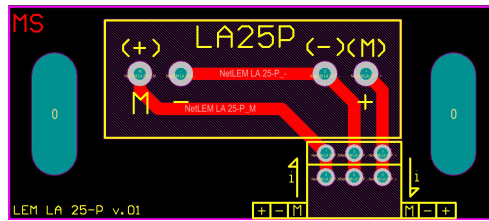
Rys. B.11: Projekt obwodu drukowanego układu zastosowanego do pomiaru dwóch prądów stałych



Rys. B.12: Projekt obwodu drukowanego układu zastosowanego do pomiaru wartości napięć stałych

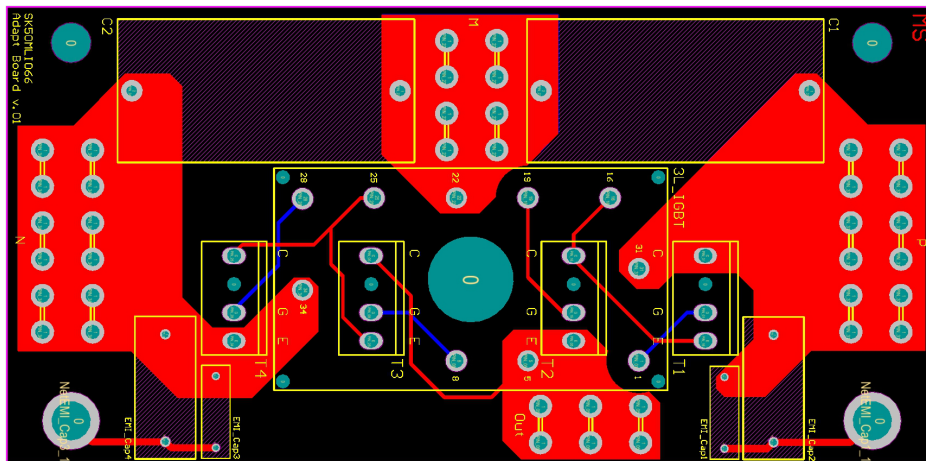


Rys. B.13: Projekt obwodu drukowanego układu zastosowanego do pomiaru wartości napięć trójfazowych



Rys. B.14: Projekt obwodu drukowanego układu zastosowanego do pomiaru prądu przemiennego

B.4 Obwód drukowany adaptera modułu tranzystorów IGBT pojedynczej gałęzi fazowej falownika NPC



Rys. B.15: Projekt obwodu drukowanego adaptera modułu tranzystorów IGBT, Semitop SK50MLI066 firmy Semikron, pojedynczej gałęzi fazowej falownika NPC

Spis rysunków

1.1	Światowy poziom zainstalowanej mocy odnawialnych źródeł energii (OZE) na rok 2015 z uwzględnieniem wybranych regionów (bez udziału elektrowni wodnych) [104]	11
1.2	Światowy poziom zainstalowanej mocy szczytowej elektrowni fotowoltaicznych w latach 2005-2015 z uwzględnieniem wybranych regionów [99, 104]	12
1.3	Poglądowy schemat blokowy systemu elektrowni fotowoltaicznej: (a) konfiguracja z centralnym falownikiem trójfazowym, realizującym funkcję MPPT; (b) układ z wieloma łańcuchami modułów PV podłączonych do wspólnej linii DC za pomocą przekształtników prądu stałego, szukających indywidualnych wartości punktów mocy maksymalnej (MPPT)	13
1.4	Schemat blokowy systemu fotowoltaicznego składającego się z rozproszonych źródeł mocy podłączonych do wspólnej, rozdzielonej linii napięć stałych (DC) zasilającej centralny 3-fazowy falownik napięcia typu NPC	14
2.1	Mapa świata przedstawiająca średnią z długoletnich pomiarów nasłonecznienia powierzchni Ziemi, jako sumę składowej bezpośredniej oraz dyfuzyjnej (GHI) [www.solargis.com]	20
2.2	Kolejne elementy składowe źródeł systemu fotowoltaicznego: (a) ogniwo fotowoltaiczne, (b) moduł, (c) panel (w tym przypadku połączenie szeregowe modułów)	21
2.3	Charakterystyki wyjściowe pojedynczego modułu fotowoltaicznego uzyskane na podstawie opracowanego modelu fizycznego dla zmiennego natężenia promieniowania słonecznego (G) oraz stałej temperatury złącza półprzewodnikowego ($T = 25[^\circ\text{C}]$)	23
2.4	Charakterystyki wyjściowe pojedynczego modułu fotowoltaicznego uzyskane na podstawie opracowanego modelu fizycznego dla stałej wartości natężenia promieniowania słonecznego ($G = 1000[\text{W}/\text{m}^2]$) oraz zmiennej temperatury złącza półprzewodnikowego (T)	23
2.5	Schemat elektryczny uproszczonego modelu ogniwa fotowoltaicznego (a) oraz sposób wyznaczania zastępczej rezystancji szeregowej (R_s) modułu fotowoltaicznego na podstawie liniowej części charakterystyki $i_{pv} = f(u_{pv})$ (b)	26
2.6	Idea działania algorytmu poszukiwania punktu mocy maksymalnej (MPPT) łańcucha modułów fotowoltaicznych, bazującego na metodzie konduktancji inkrementalnej (IC)	29

2.7	Schemat algorytmu poszukiwania punktu mocy maksymalnej (MPPT) łańcucha modułów fotowoltaicznych, bazującego na metodzie konduktancji inkrementalnej (IC)	31
2.8	Schemat blokowy układu sterowania dwoma niezależnymi przekształtnikami prądu stałego (DC-DC), podwyższającymi napięcie, połączonymi w topologię symetryczną	32
3.1	Uproszczony schemat trójfazowego, trójpoziomowego falownika napięcia z poziomowaniem diodowym (NPC)	35
3.2	Trzy postacie pojedynczej gałęzi fazowej falownika NPC: (a) łącznik trójpozycyjny - idea działania, (b) układ składający się z idealnych łączników funkcjonalnych, (c) układ zawierający tranzystory IGBT	36
3.3	Uproszczona topologia trójfazowego falownika trójpoziomowego typu T-NPC	37
3.4	Uproszczona topologia pojedynczej gałęzi falownika z poziomowaniem diodowym (NPC) wraz z trzema konfiguracjami stanów łączników półprzewodnikowych i odpowiadającymi im napięciami fazowymi u_{kM} dla $i_k > 0$	38
3.5	Uproszczona topologia pojedynczej gałęzi falownika z poziomowaniem diodowym (NPC) wraz z trzema konfiguracjami stanów łączników półprzewodnikowych i odpowiadającymi im napięciami fazowymi u_{kM} dla $i_k < 0$	39
3.6	Uproszczona topologia pojedynczej gałęzi falownika z poziomowaniem diodowym (NPC) wraz z trzema zabronionymi konfiguracjami stanów łączników półprzewodnikowych i odpowiadającymi im napięciami fazowymi u_{kM}	40
3.7	Sposób wprowadzania opóźnienia (ΔT_{dt}) zbocza narastającego sygnałów sterujących łącznikami półprzewodnikowymi oraz jego wpływ na napięcie wyjściowe (u_{kM}) pojedynczej gałęzi fazowej falownika NPC	42
3.8	Schemat ideowy trójfazowego, trójpoziomowego falownika napięcia typu NPC, zawierający trójpozycyjne łączniki funkcjonalne	45
3.9	Przykłady obwodów powstałych podczas realizacji głównych rodzajów wektorów napięcia: (a) wektor zerowy – \mathbf{u}_{0M} [MMM], (b) wektor długi – \mathbf{u}_1 [PNN], (c) wektor średni – \mathbf{u}_7 [PMN], (d) wektor krótki typu P – \mathbf{u}_{13P} [PMM], (e) wektor krótki typu N – \mathbf{u}_{13N} [MNN]	47
3.10	Wszystkie wektory napięcia możliwe do wygenerowania za pomocą trójfazowego, trójpoziomowego falownika typu NPC	48
3.11	Przykładowe przebiegi napięć fazowych (u_{aM}, u_{bM}, u_{cM}) i napięcia międzyfazowego (u_{ab}) generowanego przez trójpoziomowy falownik typu NPC	49
4.1	Ogólny podział wybranych metod modulacji, stosowanych w wielopoziomowych przekształtnikach energii elektrycznej	52
4.2	Ideowy schemat blokowy obrazujący zasadę zastosowania dowolnego modulatora w procesie sterowania wielopoziomowym falownikiem napięcia typu NPC	53

4.3	Podział płaszczyzny $\alpha\beta$ na trójkątne sektory oraz regiony, wyznaczone przez wektory napięć, możliwych do wygenerowania za pomocą trójpoziomowego falownika NPC	60
4.4	Wektory napięć znajdujące się w sektorze I oraz odpowiadające im przedziały czasu ich realizacji (t_I, t_{II}, t_{III})	61
4.5	Schemat trójpoziomowego falownika typu NPC obrazujący rozływ prądów w obwodzie pojemnościowego dzielnika napięcia (C_{dc1}, C_{dc2})	66
4.6	Wpływ przykładowych realizacji wektorów napięcia trójfazowego na poziom napięć wejściowych: (a) wektor zerowy – \mathbf{u}_{0M} [MMM], (b) wektor długi – \mathbf{u}_1 [PNN], (c) wektor średni – \mathbf{u}_7 [PMN], (d) wektor krótki typu P – \mathbf{u}_{13P} [PMM], (e) wektor krótki typu N – \mathbf{u}_{13N} [MNN]	67
4.7	3-segmentowa sekwencja przełączeń wektorów napięcia trójfazowego dla regionu 2. należącego do sektora I (wariant (a) z tabeli 4.1), przy założeniu równości czasów ich realizacji ($t_I = t_{II} = t_{III} = 1/3T_s$)	70
4.8	5-segmentowa sekwencja przełączeń wektorów napięcia trójfazowego dla regionu 2. należącego do sektora I (wariant (a) z tabeli 4.2), przy założeniu równości czasów ich realizacji ($t_I = t_{II} = t_{III} = 1/3T_s$)	71
4.9	7-segmentowa sekwencja przełączeń wektorów napięcia trójfazowego dla regionu 3. należącego do sektora I (Tab.4.4), przy założeniu równości czasów ich realizacji ($t_I = t_{II} = t_{III} = 1/3T_s$)	73
4.10	Wektory napięć znajdujące się w sektorze I z dodatkowym podziałem regionu 1. (1a, 1b) oraz 2. (2a, 2b)	73
4.11	Heksagon wektorów napięcia trójfazowego z zaznaczonymi punktami występowania dodatkowego przełączenia łączników półprzewodnikowych na granicy regionów 1a–1b oraz 2a–2b	75
4.12	Przykłady kompozycji referencyjnego wektora napięcia ($\mathbf{u}_{\alpha\beta}^*$) za pomocą wektorów dyskretnych w 7-segmentowej metodzie modulacji	76
4.13	Schemat blokowy realizacji modulatora wektorowego szerokości impulsów	81
4.14	Trójfazowy falownik napięcia typu NPC podłączony do obciążenia rezystancyjnego i sterowany za pomocą wektorowego modulatora szerokości impulsów	83
4.15	Przebiegi głównych sygnałów występujących w algorytmie 7-segmentowej wektorowej modulacji szerokości impulsów dla indeksu amplitudowego (m_{aSVM}) równego 0.95	85
4.16	Przebiegi napięć oraz prądów uzyskane w wyniku działania trójfazowego falownika typu NPC, sterowanego za pomocą 7-segmentowej modulacji wektorowej dla indeksu amplitudowego (m_{aSVM}) równego 0.95	86
4.17	Analiza częstotliwościowa napięcia fazowego (u_{aM}) oraz międzyfazowego (u_{ab}) na wyjściu falownika dla amplitudowego indeksu modulacji ($m_{aSVM} = 0.95$). Na wykresie nie pokazano wartości amplitud podstawowych harmonicznnych, które są równe: $U_{aM1} = 0.55U_{dc}$, $U_{ab1} = 0.95U_{dc}$	87

4.18	Analiza poziomów wybranych harmonicznym w napięciu fazowym (U_{aMh}) oraz międzyfazowym (U_{abh}) falownika w funkcji amplitudowego indeksu modulacji (m_{aSVM}). Na wykresie nie pokazano całych charakterystyk amplitudowych podstawowych harmonicznym ($h = 1$), które narastają liniowo i dla $m_{aSVM} = 1$ osiągają wartości: $U_{aM1} = 1/\sqrt{3}U_{dc}$, $U_{ab1} = 1U_{dc}$	88
4.19	Przebiegi napięcia referencyjnego falownika (u_{aM}^*), uśrednionych wartości napięć fazowych (u_{aMLPF}) oraz dodatkowych składowych (Δu_{aM}) o potrójnej częstotliwości harmonicznej podstawowej w funkcji amplitudowego indeksu modulacji (m_{aSVM})	89
4.20	Przebiegi wartości średniej prądu i_M wyliczonej za okres trwania pojedynczej sekwencji przełączeń wektorów napięciowych w 7-segmentowej SVM ($i_{MavgT_{eSVM}}$), jak również za $1/3$ okresu podstawowej harmonicznej ($i_{MavgT_{1/3}}$) w sytuacji równowagi napięć zasilających ($u_{dc1} = u_{dc2}$)	90
5.1	Rozkład wektorów napięć na płaszczyźnie zespolonej $\alpha\beta$, możliwych do wygenerowania za pomocą trójfazowego falownika NPC, w przypadku niezrównoważenia napięć zasilających ($u_{dc1} = 0.7u_{dc}$, $u_{dc2} = 0.3u_{dc}$, $\Delta u_{dc} = 0.4u_{dc}$)	97
5.2	Rozkład wektorów napięć na płaszczyźnie zespolonej $\alpha\beta$, możliwych do wygenerowania za pomocą trójfazowego falownika NPC, w przypadku niezrównoważenia napięć zasilających ($u_{dc1} = 0.4u_{dc}$, $u_{dc2} = 0.6u_{dc}$, $\Delta u_{dc} = -0.2u_{dc}$)	97
5.3	Przebiegi napięć oraz prądów uzyskane w wyniku działania trójfazowego falownika typu NPC, sterowanego za pomocą 7-segmentowej modulacji wektorowej dla indeksu amplitudowego (m_{aSVM}) równego 0.95, w sytuacji niezrównoważenia napięć zasilających ($u_{dc1} = 0.4u_{dc}$, $u_{dc2} = 0.6u_{dc}$, $\Delta u_{dc} = -0.2u_{dc}$)	98
5.4	Przebieg dodatkowej składowej występującej w napięciu międzyfazowym (u_{ab}) falownika w sytuacji niezrównoważenia napięć zasilających ($\Delta u_{dc} = -0.2u_{dc}$) oraz jego analiza częstotliwościowa (FFT)	99
5.5	Analiza częstotliwościowa napięcia fazowego (u_{aM}) oraz międzyfazowego (u_{ab}) na wyjściu falownika dla amplitudowego indeksu modulacji ($m_{aSVM} = 0.95$) oraz w sytuacji niezrównoważenia napięć zasilających ($\Delta u_{dc} = -0.2u_{dc}$). Na wykresie nie pokazano wartości amplitud podstawowych harmonicznym, które są równe: $U_{aM1} = 0.55U_{dc}$, $U_{ab1} = 0.95U_{dc}$	100
5.6	Przebiegi wartości średniej prądu i_M wyliczonej za okres trwania pojedynczej sekwencji przełączeń wektorów napięciowych w 7-segmentowej SVM ($i_{MavgT_{eSVM}}$), jak również za $1/3$ okresu podstawowej harmonicznej ($i_{MavgT_{1/3}}$) w sytuacji niezrównoważenia wartości napięć zasilających ($\Delta u_{dc} = -0.2u_{dc}$)	101
5.7	Schemat trójfazowego falownika napięcia zasilanego z wejściowego dzielnika kondensatorowego	103

5.8	Schemat blokowy realizacji modulatora wektorowego szerokości impulsów, umożliwiającego równoważenie napięć wejściowego dzielnika kondensatorowego	107
5.9	Przykładowe przebiegi napięć oraz prądów falownika trójfazowego typu NPC dla zadanej wartości korekty jednostkowego współczynnika modulacji alternatywnych wektorów krótkich typu P: $\delta_{t_{rP}} = 0$ ($k_{t_{rP}} = 1$), w trzecim regionie sektora I ($m_{aSVM} = 0.8$)	109
5.10	Przykładowe przebiegi napięć oraz prądów falownika trójfazowego typu NPC dla zadanej wartości korekty jednostkowego współczynnika modulacji alternatywnych wektorów krótkich typu P: $\delta_{t_{rP}} = 0.5$ ($k_{t_{rP}} = 1.5$), w trzecim regionie sektora I ($m_{aSVM} = 0.8$)	109
5.10	Przykładowe przebiegi napięć oraz prądów falownika trójfazowego typu NPC dla zadanej wartości korekty jednostkowego współczynnika modulacji alternatywnych wektorów krótkich typu P: $\delta_{t_{rP}} = 0.95$ ($k_{t_{rP}} = 1.95$), w trzecim regionie sektora I ($m_{aSVM} = 0.8$)	110
5.11	Czasy załączenia poszczególnych typów dyskretnych wektorów napięcia występujących w algorytmie 7-segmentowej SVM dla danego indeksu amplitudowego (m_{aSVM}): t_{rPN} – krótkie wektory redundantne; t_{nrPN} – pozostałe pojedyncze wektory krótkie; t_{0SD} – wektory zerowe, średnie i długie	112
5.12	Czasy załączenia poszczególnych typów dyskretnych wektorów napięcia występujących w algorytmie 7-segmentowej SVM dla danego indeksu amplitudowego (m_{aSVM}): t_{rPN} – krótkie wektory redundantne; t_{nrPN} – pozostałe pojedyncze wektory krótkie; t_{0SD} – wektory zerowe, średnie i długie	113
5.13	Rozkład dyskretnych wektorów napięć falownika trójfazowego typu NPC na płaszczyźnie zespolonej $\alpha\beta$, z zaznaczonym typowym zakresem położenia końca realizowanego referencyjnego wektora napięcia ($\mathbf{u}_{\alpha\beta}^*$) w przypadku podłączenia do linii zasilającej napięć przemiennych ($m_{aSVM} \in \langle 0.70 : 0.95 \rangle$)	114
5.14	Sumaryczne czasy wykorzystania poszczególnych typów dyskretnych wektorów napięcia w funkcji amplitudowego indeksu modulacji (m_{aSVM}): t_{rPN} – krótkie wektory redundantne; t_{nrPN} – pozostałe pojedyncze wektory krótkie; t_{0SD} – wektory zerowe, średnie i długie	115
5.15	Charakterystyka maksymalnych wartości czasów załączenia krótkich wektorów redundantnych, osiągnięta na podstawie analizy numerycznej oraz dopasowania analitycznej postaci funkcyjnej, dla maksymalnej wartości $\delta_{t_{rP}} = \pm 1$	116
5.16	Schemat trójfazowego falownika napięcia typu NPC z zaznaczonymi symbolicznie wielkościami mocy czynnej pobieranej niezależnie z każdej części dzielnika pojemnościowego (P_{dc1} , P_{dc2}) oraz mocy wyjściowej (P_g)	117

5.17	Charakterystyka dopuszczalnego niezrównoważenia wartości mocy maksymalnych ($\Delta P_{dc\ max} = P_{dc1\ max} - P_{dc2\ max}$) źródeł zasilających każdą z sekcji dzielnika kondensatorowego falownika napięcia typu NPC, uzyskane dla największej dodatniej wartości $\delta_{t_{rP}} = 1$	119
5.18	Schemat trójfazowego falownika napięcia typu NPC podłączonego do obciążenia rezystancyjnego i sterowanego za pomocą wektorowego modulatora szerokości impulsów z możliwością dodatkowej modyfikacji ($\delta_{t_{rP}}$) czasów załączeń redundantnych wektorów krótkich	120
5.19	Przebiegi napięć oraz prądów uzyskane w wyniku symulacji pracy trójfazowego falownika typu NPC, sterowanego za pomocą 7-segmentowej SVM z dodatkową modulacją krótkich wektorów redundantnych ($\delta_{t_{rP}}$) i zmianą poziomu napięcia zasilania (u_{dc})	121
5.20	Przebiegi średnich wartości mocy pobieranych przez falownik z każdego kondensatora wejściowego dzielnika pojemnościowego, uzyskane w wyniku symulacji pracy trójfazowego falownika typu NPC, sterowanego za pomocą 7-segmentowej SVM z dodatkową modulacją krótkich wektorów redundantnych ($\delta_{t_{rP}}$) i zmianą poziomu napięcia zasilania (u_{dc})	123
6.1	Ogólny schemat wejściowego przekształtnika napięć stałych (DC-DC) współpracującego z falownikiem napięcia, podłączonym do trójfazowej linii zasilającej	125
6.2	Schemat blokowy algorytmu sterowania trójpoziomowym falownikiem napięcia typu NPC podłączonym do trójfazowej linii zasilającej, wyposażony w modulator wektorowy szerokości impulsów (SVM), z możliwością równoważenia napięć każdej części dzielnika pojemnościowego obwodu pośredniczącego (u_{dc1}, u_{dc2})	130
6.3	Schemat blokowy sposobu cyfrowej realizacji algorytmu trójfazowej pętli synchronizacji fazowej typu SRF-PLL	132
6.4	Schemat blokowy algorytmu sterowania dwoma przekształtnikami DC-DC podwyższającymi napięcie	135
6.5	Przebiegi napięć oraz prądów uzyskane w wyniku symulacji przekształtnika DC-DC podwyższającego napięcie oraz 3-fazowego falownika typu NPC, pozyskującego maksymalną wartość mocy (MPP) z modułów fotowoltaicznych w sytuacji zmiennych warunków natężenia promieniowania słonecznego (G). Etapy: (a) stan początkowy; (b) ładowanie kondensatorów obwodu pośredniczącego przez przekształtnik DC-DC; (c) podłączenie systemu do 3-fazowej linii zasilającej; (d) start algorytmów MPPT; (e) osiągnięcie jednakowych punktów mocy maksymalnej ($P_{pv1} = P_{pv2}$); (f) wzrost mocy pozyskiwanej z pierwszego zestawu modułów PV (P_{pv1}); (g) praca systemu fotowoltaicznego w stanie niezrównoważenia mocy maksymalnych ($P_{pv1} > P_{pv2}$); (h) załączenia algorytmu równoważenia napięć zasilających falownik; (i) powrót do stanu równowagi napięciowej ($u_{dc1} = u_{dc2}$) przy trwającym niezrównoważeniu mocy	139

- 6.6 Przebiegi napięć oraz prądów uzyskane w wyniku symulacji przekształtnika DC-DC podwyższającego napięcie oraz 3-fazowego falownika typu NPC, pozyskującego maksymalną wartość mocy (MPP) z modułów fotowoltaicznych w sytuacji zmiennych warunków natężenia promieniowania słonecznego (G). Etapy: (a) stan początkowy; (b) ładowanie kondensatorów obwodu pośredniczącego przez przekształtnik DC-DC; (c) podłączenie systemu do 3-fazowej linii zasilającej; (d) start algorytmów MPPT; (e) osiągnięcie jednakowych punktów mocy maksymalnej ($P_{pv1} = P_{pv2}$); (f) wzrost mocy pozyskiwanej z pierwszego zestawu modułów PV (P_{pv1}); (g) praca systemu fotowoltaicznego w stanie niezrównoważenia mocy maksymalnych ($P_{pv1} > P_{pv2}$); (h) załączenia algorytmu równoważenia napięć zasilających falownik; (i) powrót do stanu równowagi napięciowej ($u_{dc1} = u_{dc2}$) przy trwającym niezrównoważeniu mocy . . . 140
- 6.7 Przebiegi napięć oraz prądów uzyskane w wyniku symulacji przekształtnika DC-DC podwyższającego napięcie oraz 3-fazowego falownika typu NPC, pozyskującego maksymalną wartość mocy (MPP) z modułów fotowoltaicznych w sytuacji zmiennych warunków natężenia promieniowania słonecznego (G). Etapy: (a) stan początkowy; (b) ładowanie kondensatorów obwodu pośredniczącego przez przekształtnik DC-DC; (c) podłączenie systemu do 3-fazowej linii zasilającej; (d) start algorytmów MPPT; (e) osiągnięcie jednakowych punktów mocy maksymalnej ($P_{pv1} = P_{pv2}$); (f) wzrost mocy pozyskiwanej z pierwszego zestawu modułów PV (P_{pv1}); (g) praca systemu fotowoltaicznego w stanie niezrównoważenia mocy maksymalnych ($P_{pv1} > P_{pv2}$); (h) załączenia algorytmu równoważenia napięć zasilających falownik; (i) powrót do stanu równowagi napięciowej ($u_{dc1} = u_{dc2}$) przy trwającym niezrównoważeniu mocy . . . 141
- 6.8 Przebiegi napięć oraz prądów uzyskane w wyniku symulacji przekształtnika DC-DC podwyższającego napięcie oraz 3-fazowego falownika typu NPC, pozyskującego maksymalną wartość mocy (MPP) z modułów fotowoltaicznych w sytuacji zmiennych warunków natężenia promieniowania słonecznego (G). Etapy: (g) praca systemu fotowoltaicznego w stanie niezrównoważenia mocy maksymalnych ($P_{pv1} > P_{pv2}$); (h) załączenia algorytmu równoważenia napięć zasilających falownik; (i) powrót do stanu równowagi napięciowej ($u_{dc1} = u_{dc2}$) przy trwającym niezrównoważeniu mocy 143
- 7.1 Schemat zbudowanego systemu laboratoryjnego trójfazowego falownika napięcia typu NPC oraz symetrycznego przekształtnika DC-DC podwyższającego napięcie 146
- 7.2 Energoelektroniczny system przekształcania energii elektrycznej wyposażony w trójfazowy falownik napięcia typu NPC oraz symetryczny przekształtnik DC-DC podwyższający napięcie (widok od strony przedniej głównych jednostek obliczeniowych FPGA oraz układów sterowania tranzystorami IGBT) . . 148

7.3	Energoelektroniczny system przekształcania energii elektrycznej wyposażony w trójfazowy falownik napięcia typu NPC oraz symetryczny przekształtnik DC-DC podwyższający napięcie (widok od strony tylnej układów pomiarowych prądów i napięć, jak również przyłączy obwodów mocy)	149
7.4	Zdjęcia dławików zastosowanych podczas testów pracy zbudowanego stanowiska laboratoryjnego: (a) jeden z dwóch dławików przekształtnika DC-DC podnoszącego napięcie; (b) jeden z trzech dławików fazowych falownika napięcia typu NPC . . .	150
7.5	Zdjęcia modułów tranzystorów IGBT zastosowanych w zbudowanym stanowisku laboratoryjnym: (a) jeden z dwóch układów IGBT w topologii półmostka, użyty w przekształtniku DC-DC podnoszącym napięcie; (b) jeden z trzech modułów zawierający pojedynczą gałąź fazową falownika napięcia typu NPC	151
7.6	Główna jednostka obliczeniowa DE0 firmy ALTERA oparta na układzie FPGA Cyclone III, stosowana jako sterownik systemu falownika trójpoziomowego oraz przekształtnika DC-DC . . .	153
7.7	Przykład fragmentu projektu obrazujący implementację algorytmu modulacji wektorowej napięcia trójfazowego falownika typu NPC, w środowisku programistycznym układów FPGA Quartus II firmy ALTERA	154
7.8	Schemat blokowy systemu trójfazowego falownika napięcia typu NPC oraz symetrycznego przekształtnika DC-DC podwyższającego napięcie z zaznaczeniem głównych sygnałów cyfrowych oraz pomiarowych wykorzystywanych w procesie sterowania .	155
7.9	Zaprojektowana karta stosowana do generacji oraz odczytu sygnałów logicznych obsługi sterowników tranzystorów IGBT oraz komunikacji z urządzeniami peryferyjnymi	156
7.10	Schemat blokowy układu SKHI 23/12 (R) firmy Semikron, wykorzystywanego do sterowania tranzystorami IGBT	158
7.11	Wykonana karta pomiarowa unipolarnych oraz bipolarnych sygnałów analogowych, stosowana w układzie sterowania trójpoziomowym falownikiem napięcia oraz przekształtnikiem DC-DC	160
7.12	Schemat blokowy algorytmu sterowania dwoma przekształtnikami DC-DC podwyższającymi napięcie, zaimplementowanego w sterownikach FPGA podczas testów laboratoryjnych systemu przekształcania energii elektrycznej	163
7.13	Wyniki pomiarów całej sekwencji pracy energoelektronicznego systemu przekształcania energii elektrycznej podłączonego do trójfazowej linii zasilającej	165
7.14	Wyniki pomiarów uzyskane podczas pracy energoelektronicznego systemu przekształcania energii elektrycznej podłączonego do trójfazowej linii zasilającej w momencie równoważenia napięć dzielnika kondensatorowego (u_{dc1}, u_{dc2})	166
7.15	Porównanie przebiegów generowanego prądu falownika jednej fazy (i_a) oraz ich analiza częstotliwościowa (FFT) w przypadku niezrównoważenia ($\Delta u_{dc} > 0$) oraz równowagi napięć zasilających ($\Delta u_{dc} = 0$)	168

7.16	Wyniki pomiarów całej sekwencji pracy energoelektronicznego systemu przekształcania energii elektrycznej podłączonego do trójfazowej linii zasilającej z załączonym algorytmem równoważenia napięć dzielnika kondensatorowego (u_{dc1}, u_{dc2}) .	169
A.1	Główne osie (a, b, c) układów trójfazowych: (a) układ zgodny, (b) układ przeciwny, (c) układ zerowy	176
A.2	Zespolone wektory napięć w poszczególnych układach trójfazowych: (a) układ zgodny, (b) układ przeciwny, (c) układ zerowy	176
A.3	Realizacja chwilowych wartości napięcia trójfazowego zgodnego (u_a, u_b, u_c) za pomocą: (a) wektora napięcia (\mathbf{U}_m) oraz (b) przy zastosowaniu trzech wektorów fazowych ($\mathbf{u}_a, \mathbf{u}_b, \mathbf{u}_c$) wirujących w kierunku dodatnim z prędkością kątową ω	177
A.4	Przebieg chwilowych wartości napięcia trójfazowego zgodnego (u_{abc})	177
A.5	Interpretacja geometryczna zależności składowych układu ortogonalnego $\alpha\beta$ oraz trójfazowego abc od położenia wektora wirującego \mathbf{X}_m na płaszczyźnie zespolonej	180
A.6	Interpretacja geometryczna zależności składowych układu ortogonalnego dq , wirującego z prędkością kątową ω_{dq} , od położenia wektora wirującego \mathbf{X}_m na płaszczyźnie zespolonej .	181
B.1	Projekt 4-warstwowego obwodu drukowanego (PCB) karty generacji oraz odczytu sygnałów logicznych	185
B.2	Schemat elektroniczny głównego obwodu karty rozszerzeń, stanowiącego interfejs pomiędzy jednostką obliczeniową, a układem sterownika tranzystorów IGBT – SKHI 23 (kanał 1–2). Pozostałe kanały przetwarzania sygnałów (3–7) zostały zrealizowane w analogiczny sposób	186
B.3	Schemat elektroniczny obwodu dwóch izolowanych wejść cyfrowych	187
B.4	Schemat elektroniczny obwodu zabezpieczeń wejść cyfrowych głównej jednostki obliczeniowej – zestawu uruchomieniowego ALTERA DE0	187
B.5	Schemat elektroniczny obwodu dwóch uniwersalnych wyjść cyfrowych oraz kanału służącego do synchronizacji oscyloskopu	188
B.6	Nadrzędny schemat elektroniczny karty pomiaru oraz generacji sygnałów analogowych	189
B.7	Schemat elektroniczny obwodu przetworników analogowo-cyfrowych do pomiaru sygnałów bipolarnych	190
B.8	Schemat elektroniczny obwodu generacji napięć zasilających przetworniki analogowo-cyfrowe	190
B.9	Schemat elektroniczny obwodu przetworników analogowo-cyfrowych do pomiaru sygnałów unipolarnych	191
B.10	Schemat elektroniczny obwodu przetworników cyfrowo-analogowych	191
B.11	Projekt obwodu drukowanego układu zastosowanego do pomiaru dwóch prądów stałych	192
B.12	Projekt obwodu drukowanego układu zastosowanego do pomiaru wartości napięć stałych	192

B.13 Projekt obwodu drukowanego układu zastosowanego do pomiaru wartości napięć trójfazowych	192
B.14 Projekt obwodu drukowanego układu zastosowanego do pomiaru prądu przemiennego	193
B.15 Projekt obwodu drukowanego adaptera modułu tranzystorów IGBT, Semitop SK50MLI066 firmy Semikron, pojedynczej gałęzi fazowej falownika NPC	193

Spis tabel

2.1	Główne parametry modułu fotowoltaicznego KD210GH-2PU firmy KYOCERA [65] wykorzystane w zrealizowanym modelu symulacyjnym	28
3.1	Zestawienie możliwych konfiguracji łączników pojedynczej gałęzi fazowej (faza k , gdzie $k \in \{a,b,c\}$) trójpoziomowego falownika napięcia typu NPC	41
3.2	Wektory napięcia możliwe do wygenerowania przez trójfazowy, trójpoziomowy falownik typu NPC o zrównoważonych napięciach wejściowego dzielnika pojemnościowego	46
3.3	Zestawienie kolejno załączanych wektorów napięcia podczas generacji przebiegów przedstawionych na rysunku 3.11	50
4.1	Propozycje 3-segmentowych sekwencji przełączeń wektorów napięcia trójfazowego w pojedynczym okresie impulsowania (T_s) modulatora SVM dla regionu 2. należącego do sektora I	69
4.2	Propozycje 5-segmentowych sekwencji przełączeń wektorów napięcia trójfazowego w pojedynczym okresie impulsowania (T_s) modulatora SVM dla regionu 2. należącego do sektora I	70
4.3	Zestawienie 7-segmentowych sekwencji przełączeń wektorów napięcia trójfazowego w pojedynczym okresie impulsowania (T_s) modulatora SVM dla regionu 3. oraz 4., należącego do sektora I	72
4.4	Zestawienie 7-segmentowych sekwencji przełączeń wektorów napięcia trójfazowego w pojedynczym okresie impulsowania (T_s) modulatora SVM dla regionu 2. należącego do sektora I	74
4.5	Zestawienie wektorów napięcia oraz czasów ich trwania podczas realizacji 7-segmentowej modulacji wektorowej w regionach 1a, 1b oraz 2a wszystkich sześciu sektorów przestrzeni heksagonalnej składowych $\alpha\beta$	77
4.6	Zestawienie wektorów napięcia oraz czasów ich trwania podczas realizacji 7-segmentowej modulacji wektorowej w regionach 2b, 3 oraz 4 wszystkich sześciu sektorów przestrzeni heksagonalnej składowych $\alpha\beta$	78
4.7	Zależności opisujące czasy trwania odpowiednich wektorów napięcia, wyznaczone na podstawie znormalizowanych składowych ($d_{\alpha 1}^*, d_{\beta 1}^*$) wektora referencyjnego w I sektorze przestrzeni heksagonalnej	82

5.1	Wektory napięcia możliwe do wygenerowania przez trójfazowy, trójpoziomowy falownik typu NPC z uwzględnieniem różnych wartości napięć wejściowego dzielnika pojemnościowego (u_{dc1} , u_{dc2})	95
5.2	7-segmentowa sekwencja przełączeń dyskretnych wektorów napięcia w wybranych regionach sektora I, z równym podziałem czasów załączenia krótkich wektorów redundantnych ($t_{rP} = t_{rN} = t_{rPN}/2$)	105
5.3	Sposób wprowadzania zmian w czasach realizacji redundantnych wektorów krótkich typu P oraz N (kierunek prądu wpływającego z węzła środkowego dzielnika kondensatorowego (i_M) podany w odniesieniu do schematu 5.7)	106
5.4	7-segmentowa sekwencja przełączeń dyskretnych wektorów napięcia w wybranych regionach sektora I, z modulacją czasów załączenia krótkich wektorów redundantnych typu P oraz N (t_{rP}, t_{rN})	108
5.5	Wartości współczynników funkcji wielomianowych postaci analitycznej $\eta_{trPN}(m_a, \delta_{t_{rP}})$, zapisanej równaniem 5.19	116
6.1	Wartości głównych elementów modelu systemu fotowoltaicznego oraz parametrów zastosowanych w przeprowadzonej symulacji	137
7.1	Typowe wartości najważniejszych parametrów tranzystorów IGBT użytych w modułach przekształtnika DC-DC (SKM 100GB125DN) oraz trójfazowego falownika napięcia typu NPC (SK50MLI066)	152
7.2	Wybrane parametry elementów konfiguracyjnych pojedynczego toru sterowników SKHI 23/12 (R) tranzystorów IGBT, stosowanych w falowniku trójfazowym typu NPC oraz symetrycznym przekształtniku DC-DC	159

Bibliografia

- [1] Abu-Rub H., Iqbal A., Guziński J., High Performance Control of AC Drives with Matlab-Simulink Models, WILEY, A John Wiley & Sons, Ltd., Publication, 2012.
- [2] Albatran S., Fu Y., Albanna A., *A hybrid 2d-3d svm control algorithm for three phase voltage source inverters*, Power Electronics and Machines in Wind Applications (PEMWA), 2012 IEEE, 1 – 6, 2012, URL <http://dx.doi.org/10.1109/PEMWA.2012.6316357>.
- [3] Aleenejad M., Iman-Eini H., Farhangi S., *A minimum loss switching method using space vector modulation for cascaded h-bridge multilevel inverter*, Electrical Engineering (ICEE), 2012 20th Iranian Conference on, 546 – 551, 2012, URL <http://dx.doi.org/10.1109/IranianCEE.2012.6292417>.
- [4] ALTERA, TerasIC Technologies, ALTERA DEO User Manual, 2011.
- [5] Alvarez R., Fink K., Bernet S., *Simulation and experimental investigation of parallel connected igbts*, Industrial Technology (ICIT), 2010 IEEE International Conference on, 824 – 831, 2010, URL <http://dx.doi.org/10.1109/ICIT.2010.5472617>.
- [6] Amuda L., Cardoso Filho B., Silva S., Silva S., Diniz A., *Wide bandwidth single and three-phase pll structures for grid-tied pv systems*, Photovoltaic Specialists Conference, 2000. Conference Record of the Twenty-Eighth IEEE, 1660 – 1663, 2000, ISSN 0160-8371, URL <http://dx.doi.org/10.1109/PVSC.2000.916220>.
- [7] Azmi S., Adam G., Ahmed K., Finney S., Williams B., *Grid interfacing of multimegawatt photovoltaic inverters*, Power Electronics, IEEE Transactions on, 28(6), 2770 – 2784, 2013, ISSN 0885-8993, URL <http://dx.doi.org/10.1109/TPEL.2012.2219072>.
- [8] Baiju M., Jacob B., *Vector quantized space vector based spread spectrum modulation scheme for multilevel inverters using the principle of oversampling adc*, Industrial Electronics, IEEE Transactions on, PP(99), 1, 2012, ISSN 0278-0046, URL <http://dx.doi.org/10.1109/TIE.2012.2202355>.
- [9] Beig A., Dekka A., *Experimental verification of multilevel inverter-based standalone power supply for low-voltage and low-power applications*, Power Electronics, IET, 5(6), 635 – 643, 2012, ISSN 1755-4535, URL <http://dx.doi.org/10.1049/iet-pel.2011.0301>.

- [10] Bolkowski S., *Elektrotechnika teoretyczna, Tom 1., Teoria obwodów elektrycznych*, Wydanie trzecie, Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, 1986.
- [11] Bolkowski S., Sikora R., *Poradnik inżyniera elektryka, Wydanie drugie częściowo zmienione, Tom 1., Roz. 6. Elektrotechnika teoretyczna*, Wydawnictwa Naukowo-Techniczne, 1996.
- [12] Boscaino V., Cipriani G., Dio V.D., Miceli R., Capponi G., *Experimental test of the performances of a photovoltaic modules model*, 2015 International Conference on Clean Electrical Power (ICCEP), 523–528, 2015, URL <http://dx.doi.org/10.1109/ICCEP.2015.7177540>.
- [13] Bose B.K., *Modern Power Electronics and AC Drives*, Prentice Hall PTR, 2002.
- [14] Bose B.K., *Power Electronics and Motor Drives. Advances and Trends*, Elsevier Inc., 2006.
- [15] Brooks W., Dunlop J., NABCEP. *Photovoltaic (PV) Installers Resource Guide*, North American Board of Certified Energy Practitioners - NABCEP., 2012.
- [16] Buschendorf M., Weber J., Bernet S., *Comparison of igct and igbt for the use in the modular multilevel converter for hvdc applications*, Systems, Signals and Devices (SSD), 2012 9th International Multi-Conference on, 1 – 6, 2012, URL <http://dx.doi.org/10.1109/SSD.2012.6198118>.
- [17] Busquets-Monge S., Rocabert J., Rodriguez P., Alepuz S., Bordonau J., *Multilevel diode-clamped converter for photovoltaic generators with independent voltage control of each solar array*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 55(7), 2713–2723, 2008, ISSN 0278-0046, URL <http://dx.doi.org/10.1109/TIE.2008.924011>.
- [18] Carrasco J.M., Franquelo L.G., Bialasiewicz J.T., Galvan E., PortilloGuisado R.C., Prats M.A.M., Leon J.I., Moreno-Alfonso N., *Power-electronic systems for the grid integration of renewable energy sources: A survey*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 53(4), 1002–1016, 2006, ISSN 0278-0046, URL <http://dx.doi.org/10.1109/TIE.2006.878356>.
- [19] Chattopadhyay S., Chakraborty C., Pal B., *A hybrid multilevel inverter topology with third harmonic injection for grid connected photovoltaic central inverters*, Industrial Electronics (ISIE), 2012 IEEE International Symposium on, 1736 – 1741, 2012, ISSN 2163-5137, URL <http://dx.doi.org/10.1109/ISIE.2012.6237353>.
- [20] Chengsheng W., Chongjian L., Yaohua L., Chunyi Z., Zhiming L., *Investigation on the switching property of igct used in large power voltage source inverter*, Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC '09. IEEE 6th International, 291 – 294, 2009, URL <http://dx.doi.org/10.1109/IPEMC.2009.5157401>.

- [21] Choi S., Saeedifard M., *Capacitor voltage balancing of flying capacitor multilevel converters by space vector pwm*, Power Delivery, IEEE Transactions on, 27(3), 1154 – 1161, 2012, ISSN 0885-8977, URL <http://dx.doi.org/10.1109/TPWRD.2012.2191802>.
- [22] Choudhury A., Pillay P., Williamson S.S., *Dc-bus voltage balancing algorithm for three-level neutral-point-clamped (npc) traction inverter drive with modified virtual space vector*, IEEE Transactions on Industry Applications, 52(5), 3958–3967, 2016, ISSN 0093-9994, URL <http://dx.doi.org/10.1109/TIA.2016.2566600>.
- [23] Ciechanowicz W., Energia, środowisko i ekonomia., Warszawa, Instytut Badań Systemowych PAN, 1997.
- [24] Ciok Z., Ochrona środowiska w elektroenergetyce. Podstawowe problemy współczesnej techniki, PWM, 2010.
- [25] Dai N.Y., Wong M.C., Han Y.D., *Application of a three-level npc inverter as a three-phase four-wire power quality compensator by generalized 3dsvm*, Power Electronics, IEEE Transactions on, 21(2), 440 – 449, 2006, ISSN 0885-8993, URL <http://dx.doi.org/10.1109/TPEL.2005.869755>.
- [26] Das N., Ghadeer A.A., Islam S., *Modelling and analysis of multi-junction solar cells to improve the conversion efficiency of photovoltaic systems*, 2014 Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC), 1–5, 2014, URL <http://dx.doi.org/10.1109/AUPEC.2014.6966482>.
- [27] Dash S.K., Raj R.A., Nema S., Nema R.K., *Development of photovoltaic (pv) cell/module/array and non-uniform irradiance effect based on two-diode model by using pspice simulator*, 2015 International Conference on Nascent Technologies in the Engineering Field (ICNTE), 1–6, 2015, URL <http://dx.doi.org/10.1109/ICNTE.2015.7029922>.
- [28] De S., Banerjee D., Siva Kumar K., Gopakumar K., Ramchand R., Patel C., *Multilevel inverters for low-power application*, Power Electronics, IET, 4(4), 384 – 392, 2011, ISSN 1755-4535, URL <http://dx.doi.org/10.1049/iet-pel.2010.0027>.
- [29] Diaconu E., Andrei H., Predusca G., Andrei P.C., Pencioiu P., Ursu V., Hanek M., Constantinescu L.M., *Modeling the charging characteristics of storage batteries for pv power systems*, Proceedings of the International Conference on ELECTRONICS, COMPUTERS and ARTIFICIAL INTELLIGENCE - ECAI-2013, 1–6, 2013, URL <http://dx.doi.org/10.1109/ECAI.2013.6636194>.
- [30] Driesse A., Harrison S., Jain P., *Evaluating the effectiveness of maximum power point tracking methods in photovoltaic power systems using array performance models*, 2007 IEEE Power Electronics Specialists Conference, 145–151, 2007, ISSN 0275-9306, URL <http://dx.doi.org/10.1109/PESC.2007.4341978>.

- [31] Du Z., Tolbert L., Chiasson J., *Active harmonic elimination for multilevel converters*, Power Electronics, IEEE Transactions on, 21(2), 459 – 469, 2006, ISSN 0885-8993, URL <http://dx.doi.org/10.1109/TPEL.2005.869757>.
- [32] Du Z., Tolbert L., Chiasson J., Li H., *Low switching frequency active harmonic elimination in multilevel converters with unequal dc voltages*, Industry Applications Conference, 2005. Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005, tom 1, 92 – 98 Vol. 1, 2005, ISSN 0197-2618, URL <http://dx.doi.org/10.1109/IAS.2005.1518297>.
- [33] Du Z., Tolbert L., Chiasson J., Ozpineci B., *Reduced switching-frequency active harmonic elimination for multilevel converters*, Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 55(4), 1761 – 1770, 2008, ISSN 0278-0046, URL <http://dx.doi.org/10.1109/TIE.2008.917068>.
- [34] Eguchi K., Clean Energy Systems and Experiences, Sciyo, 2010.
- [35] Espinosa E., Espinoza J., Villarroel F., Munoz J., Melin P., Ramirez R., *A novel modulation technique for asymmetric multi-cell inverters of 27-level without regeneration*, IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, 123 – 128, 2012, ISSN 1553-572X, URL <http://dx.doi.org/10.1109/IECON.2012.6388821>.
- [36] Franquelo L., Leon J., Dominguez E., *New trends and topologies for high power industrial applications: The multilevel converters solution*, Power Engineering, Energy and Electrical Drives, 2009. POWERENG '09. International Conference on, 1 – 6, 2009, URL <http://dx.doi.org/10.1109/POWERENG.2009.4915137>.
- [37] Franquelo L., Napoles J., Guisado R., Leon J., Aguirre M., *A flexible selective harmonic mitigation technique to meet grid codes in three-level pwm converters*, Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 54(6), 3022 – 3029, 2007, ISSN 0278-0046, URL <http://dx.doi.org/10.1109/TIE.2007.907045>.
- [38] Franquelo L., Rodriguez J., Leon J., Kouro S., Portillo R., Prats M., *The age of multilevel converters arrives*, Industrial Electronics Magazine, IEEE, 2(2), 28 – 39, 2008, ISSN 1932-4529, URL <http://dx.doi.org/10.1109/MIE.2008.923519>.
- [39] Frydrychowicz-Jastrzębska G., Rotman D., *Selected problems of a choice of inclination angle of solar energy receiver with respect to horizon line*, Computer Applications in Electrical Engineering, Poznań, University of Technology, 217 – 233, 2002.
- [40] Gadjeva E., Hristov M., *Generalized spice model of photovoltaic modules*, 2015 22nd International Conference Mixed Design of Integrated Circuits Systems (MIXDES), 476–480, 2015, URL <http://dx.doi.org/10.1109/MIXDES.2015.7208566>.
- [41] Gao L., Fletcher J., *A space vector switching strategy for three-level five-phase inverter drives*, Industrial Electronics, IEEE Transactions on,

- 57(7), 2332 – 2343, 2010, ISSN 0278-0046, URL <http://dx.doi.org/10.1109/TIE.2009.2033087>.
- [42] Ge B., Peng F.Z., de Almeida A.T., Abu-Rub H., *An effective control technique for medium-voltage high-power induction motor fed by cascaded neutral-point-clamped inverter*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 57(8), 2659–2668, 2010, ISSN 0278-0046, URL <http://dx.doi.org/10.1109/TIE.2009.2026761>.
- [43] German Energy Society T., *Planning and Installing Photovoltaic Systems. A guide for installers, architects and engineers*. Second edition, Earthscan, 2008.
- [44] Ghazanfari A., Mokhtari H., Firouzi M., *Simple voltage balancing approach for chb multilevel inverter considering low harmonic content based on a hybrid optimal modulation strategy*, Power Delivery, IEEE Transactions on, 27(4), 2150 – 2158, 2012, ISSN 0885-8977, URL <http://dx.doi.org/10.1109/TPWRD.2012.2205277>.
- [45] Ghias A., Ciobotaru M., Pou J., Agelidis V., *Performance evaluation of a five-level flying capacitor converter with reduced dc bus capacitance under two different modulation schemes*, Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), 2012 3rd IEEE International Symposium on, 857 – 864, 2012, URL <http://dx.doi.org/10.1109/PEDG.2012.6254101>.
- [46] Gil-Antonio L., Saldivar-Marquez M.B., Portillo-Rodriguez O., *Maximum power point tracking techniques in photovoltaic systems: A brief review*, 2016 13th International Conference on Power Electronics (CIEP), 317–322, 2016, URL <http://dx.doi.org/10.1109/CIEP.2016.7530777>.
- [47] Giri S.K., Mukherjee S., Banerjee S., *Split-multistring 3-level npc photovoltaic inverter suitable for partially shaded conditions*, 2014 6th IEEE Power India International Conference (PIICON), 1–6, 2014, URL <http://dx.doi.org/10.1109/POWERI.2014.7117769>.
- [48] Gong X., *A 3.3kv igbt module and application in modular multilevel converter for hvdc*, Industrial Electronics (ISIE), 2012 IEEE International Symposium on, 1944 – 1949, 2012, ISSN 2163-5137, URL <http://dx.doi.org/10.1109/ISIE.2012.6237390>.
- [49] Govindaraju C., *Efficient sequential switching hybrid modulation techniques for multiphase multilevel inverters*, Power Electronics, IET, 4(5), 557 – 569, 2011, ISSN 1755-4535, URL <http://dx.doi.org/10.1049/iet-pel.2010.0292>.
- [50] Gow J.A., Manning C.D., *Development of a photovoltaic array model for use in power-electronics simulation studies*, IEE Proceedings - Electric Power Applications, 146(2), 193–200, 1999, ISSN 1350-2352, URL <http://dx.doi.org/10.1049/ip-epa:19990116>.

- [51] Guo A., Peng X., Zhou Y., He X., Shu Z., *The modulation techniques in 3l-npc cascade converter*, 2015 IEEE 2nd International Future Energy Electronics Conference (IFEEEC), 1–6, 2015, URL <http://dx.doi.org/10.1109/IFEEEC.2015.7361451>.
- [52] Gupta A.K., Saxena R., *Review on widely-used mppt techniques for pv applications*, 2016 International Conference on Innovation and Challenges in Cyber Security (ICICCS-INBUSH), 270–273, 2016, URL <http://dx.doi.org/10.1109/ICICCS.2016.7542321>.
- [53] Hartman M.T., *Wielopoziomowe falowniki napięcia*, PAN, Gdynia, 2006.
- [54] Hinago Y., Koizumi H., *A single phase multilevel inverter using switched series/parallel dc voltage sources*, Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE, 1962 – 1967, 2009, URL <http://dx.doi.org/10.1109/ECCE.2009.5316515>.
- [55] Jastrzębska G., *Odnawialne źródła energii i pojazdy proekologiczne*, Wydawnictwa Naukowo Techniczne, 2007.
- [56] Jayasinghe S.D.G., Vilathgamuwa D.M., Madawala U.K., *Diode-clamped three-level inverter-based battery/supercapacitor direct integration scheme for renewable energy systems*, IEEE Transactions on Power Electronics, 26(12), 3720–3729, 2011, ISSN 0885-8993, URL <http://dx.doi.org/10.1109/TPEL.2011.2148178>.
- [57] Karimi-Ghartemani M., Iravani M., *A method for synchronization of power electronic converters in polluted and variable-frequency environments*, Power Systems, IEEE Transactions on, 19(3), 1263 – 1270, 2004, ISSN 0885-8950, URL <http://dx.doi.org/10.1109/TPWRS.2004.831280>.
- [58] Kjaer S.B., Pedersen J.K., Blaabjerg F., *A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules*, IEEE Transactions on Industry Applications, 41(5), 1292–1306, 2005, ISSN 0093-9994, URL <http://dx.doi.org/10.1109/TIA.2005.853371>.
- [59] Kopernik M., *De revolutionibus orbium coelestium. (pol. O obrotach sfer niebieskich)*, 1-6, 1543.
- [60] Kouro S., Asfaw K., Goldman R., Snow R., Wu B., Rodríguez J., *Npc multilevel multistring topology for large scale grid connected photovoltaic systems*, The 2nd International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems, 400–405, 2010, ISSN 2329-5759, URL <http://dx.doi.org/10.1109/PEDG.2010.5545744>.
- [61] Kouro S., Bernal R., Miranda H., Silva C., Rodríguez J., *High-performance torque and flux control for multilevel inverter fed induction motors*, Power Electronics, IEEE Transactions on, 22(6), 2116 – 2123, 2007, ISSN 0885-8993, URL <http://dx.doi.org/10.1109/TPEL.2007.909189>.

- [62] Kouro S., Malinowski M., Gopakumar K., Pou J., Franquelo L., Wu B., Rodriguez J., Perez M., Leon J., *Recent advances and industrial applications of multilevel converters*, Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 57(8), 2553 – 2580, 2010, ISSN 0278-0046, URL <http://dx.doi.org/10.1109/TIE.2010.2049719>.
- [63] Kouro S., Wu B., Moya ., Villanueva E., Correa P., Rodríguez J., *Control of a cascaded h-bridge multilevel converter for grid connection of photovoltaic systems*, 2009 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, 3976–3982, 2009, ISSN 1553-572X, URL <http://dx.doi.org/10.1109/IECON.2009.5415332>.
- [64] Krzywinski G., *Integrating storage and renewable energy sources into a dc microgrid using high gain dc dc boost converters*, 2015 IEEE First International Conference on DC Microgrids (ICDCM), 251–256, 2015, URL <http://dx.doi.org/10.1109/ICDCM.2015.7152049>.
- [65] KYOCERA Solar, KD210GH-2PU, High efficiency multicrystal photovoltaic module, 2012.
- [66] Laali S., Abbaszade K., Lesani H., *New hybrid control methods based on multi-carrier pwm techniques and charge balance control methods for cascaded multilevel converters*, Electrical and Computer Engineering (CCECE), 2011 24th Canadian Conference on, 243 – 246, 2011, ISSN 0840-7789, URL <http://dx.doi.org/10.1109/CCECE.2011.6030447>.
- [67] Lai J.S., Hefner A., Maitra A., Goodman F., *Characterization of a multilevel hv-igbt module for distribution applications*, Industry Applications Conference, 2006. 41st IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2006 IEEE, tom 2, 747 – 753, 2006, ISSN 0197-2618, URL <http://dx.doi.org/10.1109/IAS.2006.256610>.
- [68] Lan Z., Li Y., Li C., Zhu C., Wang C., *Investigation on igct-based npc/h-bridge large power converter*, Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE, 726 – 730, 2012, URL <http://dx.doi.org/10.1109/ECCE.2012.6342748>.
- [69] LEM, Current Transducer LA 25-P, 2014, nb.97.13.19.000.0, ver.3.
- [70] LEM, Voltage Transducer LV 25-P, 2014, nb.97.27.19.000.0, ver.19.
- [71] Levi E., Satiawan I., Bodo N., Jones M., *A space-vector modulation scheme for multilevel open-end winding five-phase drives*, Energy Conversion, IEEE Transactions on, 27(1), 1 – 10, 2012, ISSN 0885-8969, URL <http://dx.doi.org/10.1109/TEC.2011.2178074>.
- [72] Li Y., Gao Y., Hou X., *A general svm algorithm for multilevel converters considering zero-sequence component control*, Industrial Electronics Society, 2005. IECON 2005. 31st Annual Conference of IEEE, 6 pp., 2005, URL <http://dx.doi.org/10.1109/IECON.2005.1568957>.
- [73] Liao H., Chen Y., *A novel phase-locked loop for three-phase ups under distorted utility conditions*, Electric Information and Control

- Engineering (ICEICE), 2011 International Conference on, 1076 – 1080, 2011, URL <http://dx.doi.org/10.1109/ICEICE.2011.5777602>.
- [74] Limongi L., Bojoi R., Pica C., Profumo F., Tenconi A., *Analysis and comparison of phase locked loop techniques for grid utility applications*, Power Conversion Conference - Nagoya, 2007. PCC '07, 674 – 681, 2007, URL <http://dx.doi.org/10.1109/PCCON.2007.373038>.
- [75] Liu B., Jordan R., *The interrelationship and characteristic distribution of direct, diffuse and total solar radiation*, Solar Energy, 4, 1–19, 1960.
- [76] Lopez O., Alvarez J., Malvar J., Yepes A.G., Vidal A., Fernandez-Comesana P., Freijedo F.D., Doval-Gandoy J., *Multiphase space vector control modulation technique for voltage source converters*, IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, 3635 – 3640, 2012, ISSN 1553-572X, URL <http://dx.doi.org/10.1109/IECON.2012.6389314>.
- [77] Mariethoz S., *Systematic design of high-performance hybrid cascaded multilevel inverters with active voltage balance and minimum switching losses*, Power Electronics, IEEE Transactions on, 28(7), 3100 – 3113, 2013, ISSN 0885-8993, URL <http://dx.doi.org/10.1109/TPEL.2012.2222446>.
- [78] Marzoughi A., Imaneini H., *An optimal selective harmonic mitigation for cascaded h-bridge converters*, Environment and Electrical Engineering (EEEIC), 2012 11th International Conference on, 752 – 757, 2012, URL <http://dx.doi.org/10.1109/EEEIC.2012.6221476>.
- [79] Mohan N., First Course on Power Electronics and Drives, MNPERE Mineapolis, 2003.
- [80] Mohzani Z., McGrath B.P., Holmes D.G., *The balancing properties of dc link compensation for 3-phase neutral point clamped (npc) converter*, Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC), 2012 7th International, tom 1, 574–579, 2012, URL <http://dx.doi.org/10.1109/IPEMC.2012.6258809>.
- [81] Mohzani Z., McGrath B.P., Holmes D.G., *A generalized natural balance model and balance booster filter design for three-level neutral-point-clamped converters*, IEEE Transactions on Industry Applications, 51(6), 4605–4613, 2015, ISSN 0093-9994, URL <http://dx.doi.org/10.1109/TIA.2015.2448618>.
- [82] Mouton H.D.T., *Natural balancing of three-level neutral-point-clamped pwm inverters*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 49(5), 1017–1025, 2002, ISSN 0278-0046, URL <http://dx.doi.org/10.1109/TIE.2002.803205>.
- [83] Napoles J., Leon J., Portillo R., Franquelo L., Aguirre M., *Selective harmonic mitigation technique for high-power converters*, Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 57(7), 2315 – 2323, 2010, ISSN 0278-0046, URL <http://dx.doi.org/10.1109/TIE.2009.2026759>.

- [84] Narendiran S., *Grid tie inverter and mppt - a review*, 2013 International Conference on Circuits, Power and Computing Technologies (IC-CPCT), 564–567, 2013, URL <http://dx.doi.org/10.1109/ICCPCT.2013.6529017>.
- [85] Noge Y., Itoh J.i., *Multi-level inverter with h-bridge clamp circuit for single-phase three-wire grid connection suitable for super-junction/sic mosfet*, Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC), 2012 7th International, tom 1, 88 – 93, 2012, URL <http://dx.doi.org/10.1109/IPEMC.2012.6258861>.
- [86] Nowak M., Barlik R., *Poradnik inżyniera energoelektronika*, Wydawnictwo WNT Warszawa, 2013.
- [87] Ochieng R.M., *Solar Collectors and Panels, Theory and Applications*, Sciyo, 2010.
- [88] Oshima Y., Oguma H., Ishihara N., Masu K., *Simulation and evaluation of pv power generation for energy management system using spice*, 2016 International Conference on Information and Communication Technology Convergence (ICTC), 74–77, 2016, URL <http://dx.doi.org/10.1109/ICTC.2016.7763439>.
- [89] Patel P.J., Patel R.A., Patel V., Tekwani P.N., *Implementation of self balancing space vector switching modulator for three-level inverter*, 2008 IEEE Region 10 and the Third international Conference on Industrial and Information Systems, 1–6, 2008, ISSN 2164-7011, URL <http://dx.doi.org/10.1109/ICIINFS.2008.4798332>.
- [90] Penczek A., Stala R., Szarek M., Stawiarski L., Mondzik A., *Modelowanie i realizacja praktyczna symulatora sprzętowego systemów fotowoltaicznych z wykorzystaniem układów FPGA. Modeling and practical realization of hardware-in-the-loop FPGA based photovoltaic system simulator*, X Krajowa Konferencja Naukowa - Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym, SENE 2011, Łódź, 2011.
- [91] Penczek A., Stala R., Szarek M., Stawiarski L., Mondzik A., *Symulacje czasu rzeczywistego przekształtników impulsowych, zrealizowane w układach FPGA, dla celów badawczych i edukacyjnych. Hardware-in-the-Loop FPGA-Based Simulations of Switch-Mode Converters for Research and Educational Purposes*, Przegląd Elektrotechniczny - Electrical Review, Stowarzyszenie Elektryków Polskich, ISSN 0033-2097, 87(11), 194–200, 2011.
- [92] Perez M., Rodriguez J., Pontt J., Kouro S., *Power distribution in hybrid multi-cell converter with nearest level modulation*, Industrial Electronics, 2007. ISIE 2007. IEEE International Symposium on, 736 – 741, 2007, URL <http://dx.doi.org/10.1109/ISIE.2007.4374688>.
- [93] Pietrzyński J., *Potencjalne możliwości wykorzystania energii odnawialnej w polsce*, Ekopartner, 6, 20–22, 2002.

- [94] Piróg S., *Energoelektronika. Negatywne oddziaływania układów energoelektronicznych na źródła energii i wybrane sposoby ich ograniczania*, Polska Akademia Nauk - Komitet Elektrotechniki, Uczelniane Wydawnictwa Naukowo-Dydaktyczne AGH, 1998.
- [95] Piróg S., *Energoelektronika. Układy o komutacji sieciowej i o komutacji twardej*, Uczelniane Wydawnictwa Naukowo-Dydaktyczne AGH, 2006.
- [96] Pirog S., Stala R., *Selection of parameters for balancing circuit of dc-dc and ac-ac multicell converters*, Power Electronics and Applications, 2005 European Conference on, 910 pp.–P.10, 2005, URL <http://dx.doi.org/10.1109/EPE.2005.219297>.
- [97] Pluta Z., *Podstawy teoretyczne fototermicznej konwersji energii słonecznej*, Oficyna Wydawnicza Politechniki Warszawskiej, 2000.
- [98] Pou J., Pindado R., Boroyevich D., *Voltage-balance limits in four-level diode-clamped converters with passive front ends*, Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 52(1), 190 – 196, 2005, ISSN 0278-0046, URL <http://dx.doi.org/10.1109/TIE.2004.837915>.
- [99] PV Power Systems Technology Collaboration Programme, *Pvps annual report 2015*, 2016.
- [100] Rahimo M., Kopta A., *Switching to higher performance. the evolution of igbt technology*, ABB Review – The corporate technical journal of the ABB Group, (3), 19 – 24, 2008.
- [101] Rahimo M., Kopta A., Schlapbach U., Vobecky J., Schnell R., Klaka S., *The bi-mode insulated gate transistor (bigt) a potential technology for higher power applications*, Power Semiconductor Devices IC's, 2009. ISPSD 2009. 21st International Symposium on, 283 – 286, 2009, ISSN 1943-653X, URL <http://dx.doi.org/10.1109/ISPSD.2009.5158057>.
- [102] Rahimo M., Schlapbach U., Schnell R., Kopta A., Vobecky J., Baschnagel A., *Realization of higher output power capability with the bi-mode insulated gate transistor (bigt)*, Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on, 1 – 10, 2009.
- [103] Rashid M.H., *Power Electronics Handbook, Second Edition: Devices, Circuits and Applications (Engineering)*, Academic Press, 2007.
- [104] Renewable Energy Policy Network for the 21st Century, *Ren21. 2016. renewables 2016 global status report*, 2016.
- [105] Renge M., Suryawanshi H., *Three-dimensional space-vector modulation to reduce common-mode voltage for multilevel inverter*, Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 57(7), 2324 – 2331, 2010, ISSN 0278-0046, URL <http://dx.doi.org/10.1109/TIE.2009.2027247>.
- [106] Rodriguez J., Bernet S., Steimer P., Lizama I., *A survey on neutral-point-clamped inverters*, Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 57(7), 2219 – 2230, 2010, ISSN 0278-0046, URL <http://dx.doi.org/10.1109/TIE.2009.2032430>.

- [107] Rodriguez J., Bernet S., Wu B., Pontt J.O., Kouro S., *Multilevel voltage-source-converter topologies for industrial medium-voltage drives*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 54(6), 2930–2945, 2007, ISSN 0278-0046, URL <http://dx.doi.org/10.1109/TIE.2007.907044>.
- [108] Rodriguez J., Franquelo L.G., Kouro S., Leon J.I., Portillo R.C., Prats M.M., Perez M.A., *Multilevel converters: An enabling technology for high-power applications*, Proceedings of the IEEE, 97(11), 1786–1817, 2009, ISSN 0018-9219, URL <http://dx.doi.org/10.1109/JPROC.2009.2030235>.
- [109] Rodriguez J., Moran L., Correa P., Silva C., *A vector control technique for medium-voltage multilevel inverters*, Industrial Electronics, IEEE Transactions on, 49(4), 882 – 888, 2002, ISSN 0278-0046, URL <http://dx.doi.org/10.1109/TIE.2002.801235>.
- [110] Rodriguez J., Pontt J., Lezana P., Kouro S., *Tutorial on multilevel converters*, Power Electronics and Intelligent Control for Energy Conservation (PELINCEC), Warsaw 2005 International Conference on, 2005.
- [111] Rodriguez P., Teodorescu R., Candela I., Timbus A., Liserre M., Blaabjerg F., *New positive-sequence voltage detector for grid synchronization of power converters under faulty grid conditions*, Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE, 1 – 7, 2006, ISSN 0275-9306, URL <http://dx.doi.org/10.1109/PESC.2006.1712059>.
- [112] Rugescu R.D., Solar energy, Intech, 2010.
- [113] Salamah A., Finney S., Williams B., *Three-phase phase-lock loop for distorted utilities*, Electric Power Applications, IET, 1(6), 937 – 945, 2007, ISSN 1751-8660, URL <http://dx.doi.org/10.1049/iet-epa:20070036>.
- [114] Schweizer M., Kolar J.W., *Design and implementation of a highly efficient three-level t-type converter for low-voltage applications*, IEEE Transactions on Power Electronics, 28(2), 899–907, 2013, ISSN 0885-8993, URL <http://dx.doi.org/10.1109/TPEL.2012.2203151>.
- [115] SEMIKRON, SEMIDRIVER SKHI 23/12 (R), Medium Power Double IGBT Driver, 2006.
- [116] SEMIKRON, SK50MLI066, SEMITOP3, IGBT Module, 2009.
- [117] SEMIKRON, SKM100GB125DN, SEMITRANS2N, Ultra Fast IGBT Module, 2012.
- [118] Semikron, 3L NPC and TNPC Topology, 2015, application Note, AN-11001.
- [119] Silva C., Cordova L., Lezana P., Empringham L., *Implementation and control of a hybrid multilevel converter with floating dc links for current waveform improvement*, Industrial Electronics, IEEE Transactions on,

- 58(6), 2304 – 2312, 2011, ISSN 0278-0046, URL <http://dx.doi.org/10.1109/TIE.2010.2064277>.
- [120] Silva S., Lopes B., Filho B., Campana R., Bosventura W., *Performance evaluation of pll algorithms for single-phase grid-connected systems*, Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2004 IEEE, tom 4, 2259 – 2263 vol.4, 2004, ISSN 0197-2618, URL <http://dx.doi.org/10.1109/IAS.2004.1348790>.
- [121] Skvarenina T.L., *The Power Electronics Handbook*, Industrial Electronics Series, CRC Press LLC, 2002.
- [122] Stala R., *Individual mppt of photovoltaic arrays with use of single-phase three-level diode-clamped inverter*, 2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 3456–3462, 2010, ISSN 2163-5137, URL <http://dx.doi.org/10.1109/ISIE.2010.5637767>.
- [123] Stala R., *Application of balancing circuit for dc-link voltages balance in a single-phase diode-clamped inverter with two three-level legs*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 58(9), 4185–4195, 2011, ISSN 0278-0046, URL <http://dx.doi.org/10.1109/TIE.2010.2093477>.
- [124] Stala R., Pirog S., Baszynski M., Mondzik A., Penczek A., Czekonski J., Gasiorek S., *Results of investigation of multicell converters with balancing circuit – part i*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 56(7), 2610–2619, 2009, ISSN 0278-0046, URL <http://dx.doi.org/10.1109/TIE.2009.2021681>.
- [125] Stala R., Pirog S., Mondzik A., Baszynski M., Penczek A., Czekonski J., Gasiorek S., *Results of investigation of multicell converters with balancing circuit – part ii*, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 56(7), 2620–2628, 2009, ISSN 0278-0046, URL <http://dx.doi.org/10.1109/TIE.2009.2022562>.
- [126] Stala R., Stawiarski L., Szarek M., *Single Phase Grid-connected PV System with Time-sharing Modulation and PI-type Regulators for DC-DC Boost Converter and Full-bridge Inverter*, 14-ta Międzynarodowa Konferencja Naukowa EPE-PEMC 2010. 14th International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC 2010. Ochryda, Republika Macedoni, 2010.
- [127] Stawiarski L., Szarek M., Penczek A., Mondzik A., *Jednofazowy system fotowoltaiczny o zmiennej strukturze sterowania, dołączany do linii elektroenergetycznej*, Przegląd Elektrotechniczny - Electrical Review, Stowarzyszenie Elektryków Polskich, ISSN 0033-2097, 89(2a), 34–39, 2013.
- [128] Storasta L., Kopta A., Rahimo M., *A comparison of charge dynamics in the reverse-conducting rc igt and bi-mode insulated gate transistor bigt*, Power Semiconductor Devices IC's (ISPSD), 2010 22nd International Symposium on, 391 – 394, 2010, ISSN 1943-653X.

- [129] Storasta L., Rahimo M., Bellini M., Kopta A., Vemulapati U., Kaminski N., *The radial layout design concept for the bi-mode insulated gate transistor*, Power Semiconductor Devices and ICs (ISPSD), 2011 IEEE 23rd International Symposium on, 56 – 59, 2011, ISSN 1943-653X, URL <http://dx.doi.org/10.1109/ISPSD.2011.5890789>.
- [130] Strzelecki R., Benysek G., *Power Electronics in Smart Electrical Energy Networks*, Springer-Verlag London Limited, 2008.
- [131] SunPower Corporation, *SunPower X-Series Residential Solar Panels, X21-335-BLK, X21-345*, 2016.
- [132] Svensson J., *Synchronisation methods for grid-connected voltage source converters*, Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings-, 148(3), 229 – 235, 2001, ISSN 1350-2360, URL <http://dx.doi.org/10.1049/ip-gtd:20010101>.
- [133] Szarek M., Baszyński M., Penczek A., Piróg S., Mondzik A., *Metody synchronizacji przekształtników energoelektronicznych z siecią zasilającą. Phase-Locked Loop for Grid-Connected Power Electronics Converters*, Przegląd Elektrotechniczny - Electrical Review, Stowarzyszenie Elektryków Polskich, ISSN 0033-2097, 86(2), 335–341, 2010.
- [134] Szarek M., Stala R., *Oszacowanie strat energii w systemie fotowoltaicznym na podstawie symulacji czasu rzeczywistego w układzie FPGA. Energy Losses Estimation of Photovoltaic System Based on the FPGA Real-Time Simulation*, IX Krajowa Konferencja Naukowa - Sterowanie w Energoelektronice i Napędzie Elektrycznym, SENE 2009, Łódź, 2009.
- [135] Szarek M., Stawiarski L., Mondzik A., Stala R., Penczek A., *Jednofazowy system fotowoltaiczny dołączany do linii elektroenergetycznej. Single-Phase Grid-Connected Photovoltaic System*, Przegląd Elektrotechniczny - Electrical Review, Stowarzyszenie Elektryków Polskich, ISSN 0033-2097, 88(2), 218–222, 2012.
- [136] Szymański B., *Małe instalacje fotowoltaiczne. Teoria, praktyka, prawo, ekonomika.*, Geosystem Burek, Kotyza s.c., 2013.
- [137] Tafti H.D., Maswood A.I., Lim Z., Ooi G.H.P., Raj P.H., *Npc photovoltaic grid-connected inverter with ride-through capability under grid faults*, 2015 IEEE 11th International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 518–523, 2015, ISSN 2164-5256, URL <http://dx.doi.org/10.1109/PEDS.2015.7203401>.
- [138] Telbany M.E.E., Youssef A., Zekry A.A., *Intelligent techniques for mppt control in photovoltaic systems: A comprehensive review*, 2014 4th International Conference on Artificial Intelligence with Applications in Engineering and Technology, 17–22, 2014, URL <http://dx.doi.org/10.1109/ICAJET.2014.13>.
- [139] Texas Instruments, OPA340, OPA2340, OPA4340, 1997, sBOS073B.
- [140] Texas Instruments, OPA743, OPA2743, OPA4743, 2001, sBOS201.

- [141] Texas Instruments, ADS7886, 2005, sLAS492A.
- [142] Texas Instruments, DAC121S101, 2005, sNAS265I.
- [143] Timbus A., Teodorescu R., Blaabjerg F., Liserre M., *Synchronization methods for three phase distributed power generation systems - an overview and evaluation*, Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th, 2474 – 2481, 2005, URL <http://dx.doi.org/10.1109/PESC.2005.1581980>.
- [144] Tunia H., Winiarski B., *Energo-elektronika*, Wydawnictwa Naukowo-Techniczne Warszawa, 1994.
- [145] Veenstra M., Rufer A., *Control of a hybrid asymmetric multilevel inverter for competitive medium-voltage industrial drives*, Industry Applications, IEEE Transactions on, 41(2), 655 – 664, 2005, ISSN 0093-9994, URL <http://dx.doi.org/10.1109/TIA.2005.844382>.
- [146] Vemulapati U., Bellini M., Arnold M., Rahimo M., Stiasny T., *The concept of bi-mode gate commutated thyristor-a new type of reverse conducting igct*, Power Semiconductor Devices and ICs (ISPSD), 2012 24th International Symposium on, 29 – 32, 2012, ISSN 1943-653X, URL <http://dx.doi.org/10.1109/ISPSD.2012.6229015>.
- [147] Villalva M.G., Gazoli J.R., Filho E.R., *Comprehensive approach to modeling and simulation of photovoltaic arrays*, IEEE Transactions on Power Electronics, 24(5), 1198–1208, 2009, ISSN 0885-8993, URL <http://dx.doi.org/10.1109/TPEL.2009.2013862>.
- [148] Waite M., Zhang L., *Analysis and comparison of 3d-svm schemes for flying-capacitor multi-level inverters*, Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on, 1 – 10, 2009.
- [149] Wang C., Li Y., *A survey on topologies of multilevel converters and study of two novel topologies*, Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPEMC '09. IEEE 6th International, 860 – 865, 2009, URL <http://dx.doi.org/10.1109/IPEMC.2009.5157505>.
- [150] Welleman A., Fleischmann W., Kaesler W., *Solid state on-off switches using igct technology*, Pulsed Power Conference, 2007 16th IEEE International, tom 2, 1025 – 1028, 2007, URL <http://dx.doi.org/10.1109/PPPS.2007.4652364>.
- [151] Welleman A., Gekenidis S., Leutwyler R., *A medium voltage fully controllable solid state switch for klystrom modulator*, Power Modulator and High Voltage Conference (IPMHVC), 2010 IEEE International, 174 – 177, 2010, ISSN 1930-885X, URL <http://dx.doi.org/10.1109/IPMHVC.2010.5958322>.
- [152] Welleman A., Leutwyler R., *Solutions with solid state switches for pulse modulators*, IEEE International Power Modulators and High Voltage Conference, Proceedings of the 2008, 29 – 32, 2008, URL <http://dx.doi.org/10.1109/IPMC.2008.4743568>.

- [153] Wikstrom T., Klaka S., *A tiny dot can change the world. high-power technology for igcts*, ABB Review – The corporate technical journal of the ABB Group, (3), 15 – 18, 2008.
- [154] Wu B., *High-Power Converters and AC Drives*, IEEE PRESS, 2006.
- [155] Wu F., Zhao K., Sun L., *Simplified multilevel space vector pulse-width modulation scheme based on two-level space vector pulse-width modulation*, Power Electronics, IET, 5(5), 609 – 616, 2012, ISSN 1755-4535, URL <http://dx.doi.org/10.1049/iet-pe1.2011.0176>.
- [156] Yao J., Green T., *Three-dimensional space vector modulation for a four-leg three-level inverter*, Power Electronics and Applications, 2005 European Conference on, 9 pp. –P.9, 2005, URL <http://dx.doi.org/10.1109/EPE.2005.219453>.
- [157] Zhou D., *A self-balancing space vector switching modulator for three-level motor drives*, IEEE Transactions on Power Electronics, 17(6), 1024–1031, 2002, ISSN 0885-8993, URL <http://dx.doi.org/10.1109/TPEL.2002.805589>.
- [158] Zieliński T.P., *Cyfrowe przetwarzanie sygnałów. Od teorii do zastosowań*, Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, WKŁ Warszawa, 2005.
- [159] Zobaa A.F., Bansal R.C., *Handbook of Renewable Energy Technology*, World Scientific Publishing Co. Pte. Ltd., 2011.

Autor niniejszej pracy doktorskiej był w latach 2009 – 2012 stypendystą w ramach projektu "Doctus - Małopolski fundusz stypendialny dla doktorantów", współfinansowanego ze środków Unii Europejskiej w ramach Europejskiego Funduszu Społecznego.