

AKADEMIA GÓRNICZO-HUTNICZA IM. STANISŁAWA STASZICA W KRAKOWIE

WYDZIAŁ ELEKTROTECHNIKI, AUTOMATYKI, INFORMATYKI I INŻYNIERII BIOMEDYCZNEJ
KATEDRA ENERGOELEKTRONIKI I AUTOMATYKI SYSTEMÓW PRZETWARZANIA ENERGII



TEMAT ROZPRAWY DOKTORSKIEJ:

**NIEIZOLOWANY WIELOPOZIOMOWY
PRZEKSZTAŁTNIK MODUŁOWY DC/DC TYPU YY**

mgr inż. Krzysztof Kóska

PROMOTOR

Prof. dr hab. inż. Stanisław Piróg

Kraków, 2017

Oświadczenie autora rozprawy:

Oświadczam, świadomy odpowiedzialności karnej za poświadczenie nieprawdy, że niniejszą pracę wykonałem osobiście i samodzielnie, i że nie korzystałem ze źródeł innych niż wymienione w pracy.

.....

Podpis autora pracy

*Pragnę podziękować mojemu promotorowi
prof. dr hab. inż. Stanisławowi Pirogowi
za opiekę merytoryczną, cierpliwość, wyrozumiałość oraz cenne uwagi
i sugestie w trakcie przygotowywania tej rozprawy doktorskiej.*

*Dziękuję również dr hab. inż. Markowi Florkowskiemu
dyrektorowi Korporacyjnego Centrum Badawczego ABB w Krakowie
za motywowanie mnie do zgłębiania zagadnień naukowych.*

*Chciałem wyrazić głęboką wdzięczność moim kolegom z firmy ABB
Panom Pawłowi Klimczakowi i Pawłowi Błaszczykowi
za inspirację w sformułowaniu myśli naukowej,
a także za ich nieocenioną pomoc udzieloną w trakcie realizacji tej pracy.*

*Dziękuję mojej całej Rodzinie,
w szczególności mojej Żonie Magdzie
za mobilizację do pracy oraz nigdy niegasnącą wiarę we mnie.*

*Dziękuję też tym wszystkim,
których nie wymieniłem tu z imienia i nazwiska,
a którzy byli mi życzliwi i pomocni.*

STRESZCZENIE

W rozprawie doktorskiej przedstawiono analizę działania topologii nieizolowanego wielopoziomowego przekształtnika DC/DC typu YY. Topologia umożliwia zarówno podwyższanie, jak i obniżanie napięcia stałego o dodatniej polaryzacji. Przekształtnik może pracować dwukwadrantowo przy zmianie kierunku prądu.

Zbadana topologia należy do rodziny wielopoziomowych przekształtników modułowych MMC (ang. *Modular Multilevel Converter*). Składają się one z szeregowo połączonych modułów (komórek), z których każdy zawiera falownik jednofazowy. Główną cechą wyróżniającą jest brak separowanych źródeł, które zasilają obwody pośredniczące poszczególnych falowników. Stabilizację napięć kondensatorów pośredniczących na zadanym poziomie uzyskuje się poprzez odpowiednią kontrolę prądów oraz napięć w przekształtniku. Największą zaletą przekształtników MMC jest możliwość ich skalowania do różnych poziomów napięcia roboczego. Uzyskuje się to poprzez zmianę liczby szeregowo połączonych modułów. Zaleta ta okupiona jest złożonym układem sterowania, który powinien balansować napięcia kondensatorów pośredniczących we wszystkich komórkach przekształtnika.

Przystępując do badań przyjęto następujące cele badawcze:

1) Określenie warunków balansowania napięć kondensatorów pośredniczących w przekształtniku YY dla zadanego rozrzutu parametrów modułów. Analizę przeprowadzono na przykładzie pojedynczej gałęzi przekształtnika.

2) Opracowanie modelu analitycznego przekształtnika YY. Na jego podstawie określono możliwości regulacyjne topologii oraz wyznaczono warunki pracy, które zapewniają minimalną wartość skuteczną prądów gałęziowych lub minimalną wartość międzyszczytową tętnień kondensatorów pośredniczących w modułach. Dodatkowo wyprowadzono zależności określające wymaganą wartość pojemności kondensatorów pośredniczących oraz wartość indukcyjności dławików gałęziowych dla osiągnięcia zadanych wartości tętnień napięć i prądów.

3) Opracowanie dedykowanego układu sterowania przekształtnika YY pracującego w zamkniętym układzie regulacji, który oprócz kontroli prądów wejściowego i wyjściowego przekształtnika, zapewni stabilizację napięć kondensatorów pośredniczących na zadanym poziomie. Zaproponowany układ regulacji jest stabilny niezależnie od założonych zmian obciążenia lub napięcia wejściowego oraz rozrzutu parametrów pomiędzy modułami w topologii.

4) Opracowanie procedury rozruchowej przekształtnika przy założeniu, że w stanie początkowym wszystkie kondensatory pośredniczące w modułach są całkowicie rozładowane.

5) Weryfikację symulacyjną działania przekształtnika YY przeprowadzono za pomocą dwóch metod. Wstępne badania zostały wykonane w środowisku symulacyjnym PLECS®. Ostateczną weryfikację działania układu sterowania przekształtnika YY przeprowadzono za pomocą symulacji typu HIL. Opracowany układ sterowania zaimplementowano w sterowniku przemysłowym AC 800PEC® współpracującym z zespołem sterowników modułowych opartych na procesorach sygnałowych. Model symulacyjny obwodów mocy badanego przekształtnika został uruchomiony za pomocą symulatora czasu rzeczywistego RTS, który został udostępniony przez Korporacyjne Centrum Badawcze ABB w Krakowie. Przeprowadzone badania symulacyjne w pełni potwierdziły otrzymane wyniki analityczne.

W rozdziale 1 zawarto wprowadzenie do wielopoziomowych przekształtników modułowych MMC. Dodatkowo przedstawiono cele pracy wraz z uzasadnieniem podjętej tematyki badawczej.

W rozdziale 2 przedstawiono topologię przekształtnika YY oraz wstępnie opisano główne założenia dotyczące metody jego działania. Przedstawiono strukturę wewnętrzną modułu oraz wprowadzono warunek regulacji napięcia kondensatora pośredniczącego w pojedynczej komórce.

W rozdziałach 3 oraz 4 zawarto analizę działania pojedynczej gałęzi przekształtnika. Przedstawiono warunki pozwalające utrzymać wartości napięć kondensatorów pośredniczących w gałęzi na zadanym poziomie. Dodatkowo, zbadano symulacyjnie wpływ sposobu modulacji napięcia i rozrzutu parametrów pomiędzy modułami na działanie układu sterowania.

W rozdziale 5 przedstawiono hierarchiczną strukturę układu sterowania przekształtnika YY. Opisano podstawowe zadania układu sterowania przekształtnika YY oraz przedstawiono jego schemat blokowy.

W rozdziale 6 przedstawiono przybliżone zależności opisujące prądy i napięcia przekształtnika YY zapewniające balansowanie mocy gałęzi przy założeniu braku strat. W trakcie analizy oszacowano możliwości regulacyjne przekształtnika oraz zależności pomiędzy mocą przekształtnika, a jego prądami i napięciami gałęziowymi. Dodatkowo, przeanalizowano wpływ kształtu przebiegów zmiennych prądów i napięć gałęziowych na tętnienia napięć kondensatorów pośredniczących w modułach oraz na napięcia dławików gałęziowych.

W rozdziale 7 zawarto warunki balansowania mocy gałęzi przekształtnika YY oraz opisano opracowany układ sterujący mocą czynną gałęzi. Prawidłowe balansowanie przekształtnika uzyskano poprzez wprowadzenie sześciu dodatkowych, niezależnych liniowo prądów balansujących.

W rozdziale 8 przedstawiono procedurę rozruchu przekształtnika YY, która umożliwia naładowanie kondensatorów pośredniczących w modułach przekształtnika do zadanej wartości napięcia.

W rozdziale 9 przedstawiono wyniki badań symulacyjnych działania przekształtnika YY.

Ostatecznie, w rozdziale 10 przedstawiono wnioski końcowe. Wymieniono zalety oraz wady przekształtnika YY oraz zaproponowano kierunek dalszych badań nad tą topologią.

Przekształtnik YY jest ciekawym rozwiązaniem umożliwiającym bezpośrednie przetwarzanie średniego lub wysokiego napięcia stałego. Ze względu na swoje właściwości topologia może być brana pod uwagę w budowie przyszłych wieloterminalowych sieci prądu stałego HVDC lub MVDC. Przeprowadzona analiza wykazała, że przekształtnik YY wymaga względnie dużych wartości pojemności kondensatorów pośredniczących w modułach, szczególnie w przypadku dużej różnicy pomiędzy napięciem wejściowym i wyjściowym przekształtnika. Opracowanie metod redukcji wymaganej wartości pojemności kondensatorów pośredniczących w modułach stanowi cel dalszych prac badawczych nad tą topologią.

Słowa kluczowe: przekształtniki wielopoziomowe, modułowe przekształtniki wielopoziomowe MMC, przekształtniki prądu stałego, sieci prądu stałego DC, balansowanie napięć kondensatorów, symulacje, symulacje HIL

ABSTRACT

This dissertation concerns the analysis of operation of the DC/DC modular multilevel converter, which is called “Double Wye (YY) MMC”. It is non-isolated, bidirectional converter, which enables both step-up and step-down of the DC input voltage. It consists of six branches, each build up by in series connected, identical modules. Each cell comprises single-phase, half-bridge inverter, which is located on floating potential. Cell capacitors are not supplied from the external sources. Topology is scalable in voltage by changing the number of in series connected modules in the converter branches.

The main goal of the thesis was development of the control system, which provides stable operation of the analyzed converter for given changes of load and input voltages. Balancing of the cell capacitors voltages in the cells was provided by the proper control of the converter circulating currents and output voltages.

Moreover, the study contains analysis of operation of the single MMC branch, analytical model of the Double Wye converter, analysis of its regulation capabilities, description of the converter start-up procedure and simplified design methodology of the converter. Operation of the Double Wye MMC converter was confirmed using both the offline simulations performed in PLECS® graphical simulation environment and the hardware-in-the-loop simulation approach. Developed control system was implemented in the industrial controller AC 800PEC® and set of cell controllers based on the TI DSP units. Electrical circuit of the Double Wye converter was modeled in the real-time simulation system (RTS) based on the OPAL-RT® system which was provided by the ABB Corporate Research Center in Kraków. Simulation outcomes were consistent with the analytical results.

Chapter 1 of the dissertation contains the introduction to multilevel modular converters. Selected MMC topologies and its applications are discussed. In addition, the research objectives of the study and verification methodology are listed.

Chapter 2 describes the topology of the YY converter and provides a brief explanation of its principle of operation. Moreover, the internal structure of the single converter cell are presented and the condition of voltage balancing of the cell capacitor are introduced.

Chapters 3 and 4 provide an analysis of the operation of a single branch of the converter. The conditions to maintain the balancing of cells capacitor voltages in the branch at the given level are presented. Next, simulation verification of the analysis is showed. Both NLM and PWM branch voltage modulation strategies are checked and discussed.

Chapter 5 describes the hierarchical control structure of the YY converter. Main tasks of the control system are listed and analyzed. Control method of branch voltages and branch currents is explained.

Chapter 6 shows the relationships describing the currents and voltages of the ideal YY converter, which provide zero value of active power of each branch in the topology. Next, the voltage regulation capabilities of the YY converter is analyzed. The relationships between the power of the converter and its currents and branch voltages is showed. In addition, the influence of the shape of the waveforms of varying currents and branch voltages on the ripple of the cell capacitors voltages and branch inductances voltages was analyzed.

Chapter 7 describes the investigation of the branch energy balancing. To balance branch powers six linearly independent balancing mechanisms were introduced. Balancing currents were derived from the analysis of branch powers during converter steady state operation.

Chapter 8 shows the start-up procedure of the YY inverter. Particular stages of the proposed procedure, including passive and active charging stages, are discussed in details.

Chapter 9 shows the simulation results of the YY converter, both from the PLECS simulations and HIL setup. Brief description of the real time simulation system and hardware-in-the-loop simulation approach is included.

Finally, chapter 10 concludes the results of the dissertation. Double Wye MMC is an interesting topology, which enables direct conversion of the DC voltage in the medium and high ranges of the voltage. Topology may be considered for realization of the future MVDC or HVDC multi-terminal grids. However, due to extensive internal circulating currents and significant pulsation of branch powers, conversion ratio of the Double Wye converter is limited to low values (smaller than 2). Another drawback of the topology is relatively high value of stored capacitive energy during steady state operation. In the study, possible solutions for these problems are proposed and discussed. Described topics are going to be investigated during future researches regarding the Double Wye DC/DC MMC converter.

Keywords: multilevel converters, modular multilevel converter MMC, DC/DC conversion, DC grids, control, cell balancing, simulation, hardware-in-the-loop simulation

SPIS TREŚCI

Streszczenie	5
Abstract.....	7
Wykaz skrótów	11
Wykaz oznaczeń	11
Jednostki względne – wartości bazowe	15
Spis tabel.....	16
Spis rysunków.....	16
1. Wprowadzenie	21
1.1. Wprowadzenie do wielopoziomowych przekształtników modułowych MMC	23
1.2. Przekształtnik MMC prądu stałego typu YY – motywacja, cele badawcze.....	29
1.3. Struktura pracy	32
2. Nieizolowany przekształtnik MMC DC/DC typu YY	33
2.1. Wprowadzenie.....	33
2.2. Topologia przekształtnika YY	33
2.3. Podstawowe zasady działania przekształtnika YY	34
2.4. Działanie pojedynczej komórki przekształtnika YY	38
2.5. Liczba stanów przekształtnika YY	41
3. Analiza działania gałęzi przekształtnika.....	42
3.1. Opis działania pojedynczej gałęzi przekształtnika.....	42
3.2. Balansowanie napięć kondensatorów pośredniczących.....	45
3.3. Metody modulacji napięcia	49
3.4. Metody balansowania na poziomie modułowym.....	52
3.5. Układ sterowania prądem gałęziowym	55
3.6. Bilans mocy gałęzi przekształtnika.....	57
3.7. Realizacja układu balansowania na poziomie gałęziowym.	58
4. Badania symulacyjne działania pojedynczej gałęzi.....	61
4.1. Wprowadzenie.....	61
4.2. Założone parametry modelu do symulacji	61
4.3. Wyniki badań symulacyjnych – działanie gałęzi z modulatorem PWM.....	64
4.4. Porównanie działania modulatorów napięcia NLM i PWM.....	67
5. Opis układu sterowania przekształtnika YY	70
6. Model analityczny przekształtnika YY	75
6.1. Wprowadzenie.....	75
6.2. Jednostki względne - wartości bazowe	75
6.3. Przebiegi prądów i napięć dla bezstratnego przekształtnika YY	75

6.4.	Możliwości regulacyjne przekształtnika YY	82
6.5.	Prądy gałęziowe przekształtnika YY	84
6.6.	Wpływ kształtu przebiegów funkcji f_i , f_v na wartości skuteczne prądów gałęziowych	86
6.7.	Tętnienia napięć kondensatorów pośredniczących	94
6.8.	Wpływ kształtu przebiegów funkcji f_i , f_v na tętnienia napięć pośredniczących ...	97
6.9.	Napięcia przewodzenia dławików gałęziowych.....	101
6.10.	Wpływ modulacji napięcia na tętnienia prądów przekształtnika	104
6.11.	Układ sterowania - wartości przebiegów v_{br}' , i_{br}'	109
7.	Balansowanie mocy gałęzi przekształtnika YY	110
7.1.	Wprowadzenie.....	110
7.2.	Dodatkowe prądy i napięcia balansujące - analiza.....	111
7.3.	Realizacja układu balansowania na poziomie gałęziowym	120
7.1.	Dodatkowy prąd stanu jałowego	122
8.	Procedura rozruchu przekształtnika YY	123
9.	Weryfikacja działania przekształtnika YY	128
9.1.	Wprowadzenie.....	128
9.2.	Założenia modelu symulacyjnego przekształtnika YY	129
9.3.	Projektowanie przekształtnika YY – przygotowanie modelu symulacyjnego	130
9.4.	Parametry modelu symulacyjnego	137
9.5.	Wyniki badań symulacyjnych	139
9.6.	Opis symulatora czasu rzeczywistego RTS.....	148
9.7.	Opis implementacji układu sterowania w sterowniku przemysłowym	151
9.8.	Wyniki badań symulacyjnych wykonanych za pomocą systemu RTS.....	151
10.	Wnioski końcowe i podsumowanie	155
	Bibliografia	159

WYKAZ SKRÓTÓW

- CHB - Kaskadowy przekształtnik mostkowy
- FCI - Falownik z neutralnym punktem zasilania
- HB - Falownik jednofazowy o topologii półmostka
- HIL - Symulacja w pętli sprzętowej (ang. *Hardware in the loop*)
- HVDC - System przesyłowy energii elektrycznej prądem stałym
- ISHB - Izolowane mostkowe falowniki wielopoziomowe
- MMC - Wielopoziomowy przekształtnik modułowy
- MOD - Modulator napięcia gałęziowego
- NLM - Modulator wielopoziomowy „najbliższego poziomu napięcia”
- NPC - Falownik z kondensatorami o zmiennym potencjale
- PWM - Modulacja współczynnika wypełnienia impulsów
- REG - Regulator prądu gałęziowego
- RTS - Symulator czasu rzeczywistego (ang. *real-time simulator*)
- YY - Oznaczenie wielopoziomowego przekształtnika modułowego napięcia stałego

WYKAZ OZNACZEŃ

- a, b - Grupy gałęzi przekształtnika YY
- $1a, 1b, 2a, 2b, 0a, 0b$ - Gałęzie przekształtnika YY
- A1, A2, A3, B1, B2, B3 - Tryby pracy falownika o topologii
 - a_f - Współczynnik określony przez funkcje okresowe f_i i f_v (zal. (6.144))
 - A_k - Amplituda k -tej harmonicznnej funkcji okresowej
- C, $C_{k,br}$ - Wartość pojemności kondensatora pośredniczącego k -tej komórki w gałęzi
- D_1, D_2 - Diody zwrotne falownika o topologii półmostka
 - d - Współczynnik wypełnienia sygnału PWM
- ΔI_{dc} - Stały składnik wejściowego prądu balansującego
- $\overline{\Delta I}_{w1}, \overline{\Delta I}_{w2}$ - Stałe składniki prądów cyrkulujących przekształtnika
- $\widetilde{\Delta I}_{w1}, \widetilde{\Delta I}_{w2}$ - Wartości szczytowe okresowych składników prądów balansujących
- $\widetilde{\Delta I}_z$ - Wartość szczytowa wejściowego zmiennego prądu balansującego
- ΔV_0 - Dodatkowy składnik napięcia balansującego gałęzi $0a, 0b$
- $\widetilde{\Delta v}_{f,k}$ - Wartość szczytowa dodatkowego napięcia balansującego k -tego modułu w gałęzi
- $\Delta v_{f,k}$ - Dodatkowy składnik napięcia wyjściowego k -tego modułu w gałęzi
- $\Delta p_{d,k}, \Delta P_{d,k}$ - Wartość chwilowa i wartość średnia rozrzutu mocy obciążającej

- kondensator pośredniczący w k -tym module w gałęzi
- $\Delta p_{f,k}, \Delta P_{f,k}$ - Wartość chwilowa i wartość średnia rozrzutu mocy wyjściowej k -tej komórki w gałęzi
- $e_{C\ br}$ - Wartość chwilowa energii pola elektrycznego kondensatorów pośredniczących w gałęzi
- $E_{C\ br}^*$ - Zadana wartość energii pola elektrycznego kondensatorów pośredniczących w gałęzi
- $E_{C\ Tot}$ - Wartość średnia całkowitej energii pola elektrycznego kondensatorów pośredniczących w przekształtniku YY
- ε - Względna maksymalna wartość uchybu napięcia pośredniczącego
- $f_b(p_{br\ bal})$ - Funkcja przeliczająca moc balansującą $p_{br\ bal}$ na prąd $i_{br\ bal}$
- f_{CTRL} - Częstotliwość pracy dyskretnego układu sterowania przekształtnika
- $f_i(t)$ - Znormalizowana funkcja okresowa opisująca składową zmienną prądów gałęziowych
- $f_v(t)$ - Znormalizowana funkcja okresowa opisująca składową zmienną napięć gałęziowych
- f_r - Częstotliwość rezonansowa obwodu LC gałęzi przekształtnika
- f_{sw} - Częstotliwość łączy pojedynczej komórki przekształtnika
- $f_{sw\ br}$ - Wypadkowa częstotliwość modulacji napięcia gałęziowego
- $f_{sw\ NLM}$ - Częstotliwość pracy modulatora NLM
- f_z - Częstotliwość składowych okresowych prądów i napięć gałęziowych przekształtnika YY
- ϕ_{PM} - Zapas fazy układu regulacji prądu gałęziowego
- $G_R(s)$ - Funkcja przejścia regulatora balansującego
- γ - Względna wartość szczytowa składowej $\widetilde{\Delta v_{f,k}}$
- i_{br}, I_{br} - Wartość chwilowa i wartość średnia prądu gałęzi przekształtnika
- i_{br}' - Wartość chwilowa prądu gałęziowego uproszczonego modelu przekształtnika
- i_{br}^* - Wartość zadana prądu gałęziowego
- $i_{br\ bal}$ - Wartość chwilowa prądu balansującego moc gałęzi
- i_C, I_C - Wartość chwilowa i średnia prądu kondensatora pośredniczącego
- i_d - Wartość chwilowa prądu obciążającego kondensator pośredniczący
- $i_{dc1}, i_{dc2}, I_{dc1}, I_{dc2}$ - Wartości chwilowe i średnie prądów wejściowego i wyjściowego przekształtnika
- I_{dc2}^* - Wartość zadana wyjściowego prądu przekształtnika I_{dc2}
- $i_f, i_{f,k}$ - Wartość chwilowa prądu wyjściowego k -tego falownika w gałęzi
- i_{fm} - Wartość chwilowa zmodulowanego prądu falownika
- $I_{r\ br}$ - Wartość międzyszczytowa składowej tętniącej prądu gałęziowego

wynikająca z modulacji napięcia

- $i_{r\ br}$ - Wartość chwilowa składowej tętniącej prądu gałęziowego
- $i_{r\ dc1}, i_{r\ dc2}$ - Wartości chwilowe składowych tętniących prądu wejściowego i wyjściowego przekształtnika
- $I_{rms\ br}$ - Wartość skuteczna prądu gałęziowego
- $I_p\ br$ - Wartość szczytowa prądu gałęziowego
- $I_{pp\ br}$ - Wartość międzyszczytowa prądu gałęziowego
- i_{w1}, i_{w2} - Prądy cyrkulujące przekształtnika YY
- i_{w3} - Prąd stanu jałowego przekształtnika YY
- k_f - Współczynnik określony przez funkcje okresowe f_i i f_v (zal. (6.178))
- k_{fsw} - Iloraz częstotliwości f_{sw} i f_z
- K_p - Wzmocnienie regulatora proporcjonalnego prądu gałęziowego
- K_{pc} - Współczynnik wzmocnienia regulatora proporcjonalnego układu balansowania na poziomie modułowym
- K_b - Współczynnik wzmocnienia regulatora proporcjonalnego układu balansowania na poziomie gałęziowym
- K_{rv} - Współczynnik tętnień napięcia kondensatora pośredniczącego
- L, L_{br} - Indukcyjność dławików gałęziowych
- L_{dc1}, L_{dc2} - Wartość indukcyjności wewnętrznych źródła i obciążenia przekształtnika
- K_{ri} - Współczynnik tętnień prądów gałęziowych
- m - Współczynnik skalujący wartość szczytową składowej zmiennej napięć gałęziowych V_{BRAC}
- N - Liczba modułów w pojedynczej gałęzi przekształtnika
- N_{Tot} - Całkowita liczba modułów w przekształtniku YY
- n - Liczba modułów w gałęzi pracujących w trybie A1 lub B1
- Θ_k - Przesunięcie fazowe sygnału nośnego modulatora PWM dla k -tego modułu w gałęzi
- p_{br}, P_{br} - Wartość chwilowa i wartość średnia mocy wyjściowej gałęzi
- $\tilde{p}_{br}$ - Składowa zmienna mocy chwilowej gałęzi
- $p_{br\ bal}$ - Moc balansująca pojedynczą gałąź przekształtnika
- $p_{f,k}, P_{f,k}$ - Wartość chwilowa i wartość średnia mocy wyjściowej k -tego modułu w gałęzi
- $P_{f\ avg}$ - Wartość średnia mocy wyjściowych modułów w gałęzi
- $p_{d,k}, P_{d,k}$ - Wartość chwilowa i wartość średnia mocy obciążającej kondensator pośredniczący k -tego modułu w gałęzi
- $p_{d\ br}$ - Całkowita moc obciążająca kondensatory pośredniczące w gałęzi
- $P_{f\ avg}$ - Wartość średnia mocy obciążających kondensatory pośredniczące

w gałęzi

- P_{Tot} - Wartość średnia całkowitych strat przekształtnika YY
- R_{dc1}, R_{dc2} - Wartości rezystancji wewnętrznych źródła i obciążenia przekształtnika
- R_L - Wartość rezystancji uzwojenia dławika gałęziowego
- R_{csr} - Wartość rezystancji szeregowej kondensatora pośredniczącego
- R_p - Wartość wypadkowej rezystancji równoległej kondensatora pośredniczącego
- S_1, S_2 - Górny i dolny tranzystor falownika typu półmostek
- Sw_1, Sw_2, Sw_b - Łączniki wymagane w trakcie rozruchu przekształtnika YY
- $w(t)$ - Funkcja prostokątna o 50% wypełnieniu i zerowej wartości średniej
- T_{ADC} - Wartość opóźnienia, które jest wprowadzone przez tor przetwarzania analogowo cyfrowego
- T_{CALC} - Wartość opóźnienia, które jest wprowadzone przez czas obliczeń
- T_{CTRL} - Wartość okresu pracy dyskretnego układu sterowania przekształtnika
- T_d - Wartość całkowitego opóźnienia w torze regulacji prądu
- T_{dt} - Wartość czasu martwego sygnałów bramkowych tranzystorów
- T_f - Wartość okresu składowych zmiennych prądów i napięć gałęziowych
- T_{PWM} - Wartość opóźnienia, które jest wprowadzone przez układ modulacji napięcia PWM
- $T_{sh\ k}$ - Przesunięcie w czasie sygnału nośnego modulatora k -tego modułu
- T_{sw} - Okres łączeń pojedynczego modułu
- T_U - Wartość opóźnienia wynikający z częstotliwości odświeżania współczynnika wypełnienia modulatora PWM
- v_{br}, V_{br} - Wartość chwilowa i wartość średnia napięcia gałęziowego przekształtnika
- v_{br}' - Wartość chwilowa napięcia gałęziowego idealnego, bezstratnego przekształtnika YY
- v_{br}^* - Wartość zadana napięcia gałęziowego
- $\underline{v}_{br}$ - Wartość chwilowa napięcia gałęziowego uwzględniająca rezystancje i napięcia na łącznikach półprzewodnikowych
- V_{BRDC} - Wartość składowej stałej napięć gałęziowych
- V_{BRAC} - Wartość szczytowa składowej zmiennej napięć gałęziowych
- $v_{C,k}, V_{C,k}$ - Wartość chwilowa i wartość średnia napięcia kondensatora pośredniczącego w k -tym module w gałęzi
- $\tilde{v}_C$ - Składowa zmienna napięcia kondensatora pośredniczącego

- $v_{C\ pp}$ - Wartość międzyszczytowa tętniącego napięcia kondensatora pośredniczącego
- V_C^* - Wartość zadana napięcia kondensatora pośredniczącego
- $v_{C\ avg}, v_{C\ br\ avg}$ - Wartość średnia napięć kondensatorów pośredniczących w gałęzi
- $v_{cond\ br}$ - Wartość całkowitego spadku napięcia na przewodzących elementach w gałęzi
- V_{dc1}, V_{dc2} - Wartości stałych napięć wejściowego i wyjściowego przekształtnika YY
- v_{ext} - Wartość chwilowa źródła napięcia połączonego równolegle do gałęzi
- V_{ext} - Wartość średnia napięcia v_{ext}
- $V_{ext\ ac}$ - Wartość szczytowa składowej zmiennej napięcia v_{ext}
- $v_{f,k}$ - Wartość chwilowa napięcia wyjściowego k -tego modułu w gałęzi
- $v_{f,k}^*$ - Wartość zadana napięcia wyjściowego k -tego modułu w gałęzi
- $\underline{v}_{f,k}$ - Wartość napięcia wyjściowego k -tego modułu w gałęzi uwzględniająca spadki napięć na przewodzących elementach
- $v_{f\ avg}$ - Wartość średnia napięć wyjściowych modułów w gałęzi
- v_{fw} - Wartość spadku napięcia na przewodzącym elemencie
- $v_{L\ br}$ - Wartość spadku napięcia na zaciskach dławika gałęziowego
- $v_{r\ br}$ - Składowa zmienna napięć gałęziowych wynikająca z modulacji napięć
- $v_{br\ reg}$ - Składowa napięcia gałęziowego generowana przez regulator prądu
- V_{start} - Minimalna wartość napięcia pośredniczącego w module wymagana do uruchomienia układu zasilania w module
- ω_{BW} - Pasma przenoszenia układu regulacji prądu gałęziowego
- ω_b - Częstota graniczna filtra dolnoprzepustowego
- ω_f - Częstota składowej zmiennej prądów i napięć gałęziowych

JEDNOSTKI WZGLĘDNE – WARTOŚCI BAZOWE

- $P_{base} = P_n$ - Moc bazowa
- $\omega_{base} = \omega_f = 2\pi \cdot f_z$ - Częstota bazowa
- $f_{base} = \omega_{base} / 2\pi$ - Częstotliwość bazowa
- $V_{base} = V_C \cdot N$ - Napięcie bazowe
- $I_{base} = P_{base} / V_{base}$ - Prąd bazowy
- $Z_{base} = V_{base}^2 / P_{base}$ - Impedancja bazowa
- $C_{base} = 1 / (\omega_{base} \cdot Z_{base})$ - Pojemność bazowa
- $L_{base} = Z_{base} / \omega_{base}$ - Indukcyjność bazowa

SPIS TABEL

Tab. 1. Podstawowe parametry przykładowych falowników MMC mających zastosowanie w systemach HVDC [34, 10].	26
Tab. 2. Wybrane topologie wielopoziomowych przekształtników modułowych.	27
Tab. 3. Podział zastosowań przekształtników DC/DC w sieciach prądu stałego ze względu na moc [3].	30
Tab. 4. Podział zastosowań przekształtników DC/DC w sieciach prądu stałego ze względu na wartość współczynnika wzmocnienia napięcia [3].	30
Tab. 5. Tryby pracy falownika w topologii półmostka.	39
Tab. 6. Kolejne stany pracy półmostka w trakcie przełączania napięcia wyjściowego w zależności od polaryzacji prądu i_f oraz stanu początkowego falownika.	39
Tab. 7. Liczba kombinacji, jakimi można wytworzyć napięcie gałęziowe o określonym poziomie, dla przypadku, gdy $N = 4$. Cyfra „1” oznacza, że moduł znajduje się w stanie A1/B1, cyfra „0” odpowiada stanowi A3/B3.	42
Tab. 8. Założone parametry modelu symulacyjnego pojedynczej gałęzi.	63
Tab. 9. Wartości międzyszczytowe funkcji g_3 dla wybranych kształtów przebiegów funkcji f_i , f_v	99
Tab. 10. Wpływ dodatkowych prądów balansujących na moce czynne gałęzi przekształtnika YY.	113
Tab. 11. Wpływ składowej zmiennej prądu wejściowego na moce czynne gałęzi przekształtnika YY.	118
Tab. 12. Podstawowe parametry projektowanego przekształtnika YY.	130
Tab. 13. Założone parametry modelu symulacyjnego przekształtnika YY.	137
Tab. 14. Podstawowe parametry modelu symulacyjnego RTS przekształtnika YY.	151

SPIS RYSUNKÓW

Rys. 1. Gałąź przekształtnika typu MMC składająca się z połączonych szeregowo falowników w topologii półmostka (a) lub pełnego mostka (b).	24
Rys. 2. (a) – przekształtnik MMC typu STATCOM z gałęziami połączonymi w trójkąt, (b) – sterowanie półokresowe falowników w gałęzi [64].	24
Rys. 3. (a) – gałąź falownika modułowego MMC, (b) – topologia pojedynczego modułu SM [50].	25
Rys. 4. Trójfazowy falownik MMC. SM – falownik w topologii półmostka [81].	25
Rys. 5. Dwukwadrantowy przekształtnik DC/DC typu YY łączący dwa źródła napięcia stałego: V_{dc1} , V_{dc2} . P_1 , P_2 , N_1 , N_2 - dodatnie i ujemne zaciski przekształtnika.	33
Rys. 6. Topologia przekształtnika modułowego typu YY.	33
Rys. 7. Uproszczona struktura wewnętrzna pojedynczej komórki HB.	34
Rys. 8. Obwody przewodzenia prądu wejściowego (I_{dc1} - żółty), wyjściowego (I_{dc2} - brązowy) oraz prądów cyrkulujących (i_{w1} - zielony, i_{w2} - niebieski).	35

Rys. 9. Napięcia generowane przez gałęzie: 1a oraz 0a, przy założeniu, że napięcie w kondensatorach pośredniczących C wynosi V_C oraz $N = 4$.	36
Rys. 10. Prądy gałęzi 1a oraz 1b oraz prąd wejściowy przekształtnika YY.	37
Rys. 11. Struktura wewnętrzna pojedynczego modułu przekształtnika.	38
Rys. 12. Pojedyncza gałąź przekształtnika obciążona napięciem v_{ext} .	43
Rys. 13. Pojedyncza gałąź przekształtnika z wyszczególnieniem stanów poszczególnych modułów.	43
Rys. 14. Struktura gałęzi przekształtnika YY z uwzględnieniem rozbieżności pomiędzy modułami.	46
Rys. 15. Napięcie wyjściowe gałęzi w trakcie jednego taktu pracy modulatora NLM.	50
Rys. 16. Napięcie wyjściowe gałęzi pracującej z modulatorem NLM dla przykładowego sinusoidalnego zadanego przebiegu napięcia. Liczba modułów w gałęzi: $N=5$.	50
Rys. 17. Schemat blokowy układu modulatora PWM.	51
Rys. 18. Sygnał modulowany, przesunięte w fazie trójkątne sygnały modulujące oraz napięcie wyjściowe gałęzi dla przykładowego sinusoidalnego zadanego przebiegu napięcia. Liczba modułów w gałęzi: $N = 5$.	52
Rys. 19. Układ balansowania oparty na sortowaniu modułów po napięciu kondensatorów pośredniczących, współpracujący z modulatorem NLM.	53
Rys. 20. Uproszczony schemat blokowy układu regulacji napięcia kondensatora pośredniczącego.	54
Rys. 21. Uproszczony schemat układu regulacji prądu gałęziowego. REG – regulator prądu, MOD+B – modulator oraz układ balansowania na poziomie modułowym $v_{cond\ br}$ – źródło napięciowe reprezentujące straty przewodzenia w gałęzi.	55
Rys. 22. Spadki napięć na przewodzących elementach w module zredukowane do pojedynczego źródła v_{cond} . v_f, k – napięcie wyjściowe modułu uwzględniające straty przewodzenia.	56
Rys. 23. Uproszczony schemat blokowy układu regulacji prądu gałęziowego.	57
Rys. 24. Układ balansowania dla obwodu pojedynczej gałęzi.	58
Rys. 25. Wyniki badań symulacyjnych – działanie modelu gałęzi z wyłączonym układem balansowania. Zadany przebieg prądu gałęziowego: $i_{br}^* = I_{br\ dc} = 100\ A$.	64
Rys. 26. Wyniki badań symulacyjnych – działanie modelu gałęzi z wyłączonym balansowaniem na poziomie modułowym i gałęziowym. Zadany przebieg prądu gałęziowego: $i_{br}^* = i_{br}'$.	65
Rys. 27. Wyniki badań symulacyjnych – działanie modelu gałęzi z włączonym balansowaniem na poziomie modułowym. Zadany przebieg prądu gałęziowego: $i_{br}^* = i_{br}'$.	66
Rys. 28. Wyniki badań symulacyjnych – działanie modelu gałęzi z włączonym balansowaniem na poziomie modułowym.	66
Rys. 29. Wyniki badań symulacyjnych – działanie modelu gałęzi z włączonym balansowaniem na poziomie modułowym i gałęziowym. Zadany przebieg prądu gałęziowego: $i_{br}^* = i_{br}' + i_{br\ bal}$.	67

Rys. 30. Wyniki badań symulacyjnych – działanie modelu gałęzi pracującego z modulatorem PWM.....	68
Rys. 31. Wyniki badań symulacyjnych – działanie modelu gałęzi pracującego z modulatorem NLM.	68
Rys. 32. Wyniki badań symulacyjnych – Wpływ rozrzutu wartości pojemności kondensatorów pośredniczących dla gałęzi pracującej z modulatorem PWM.	69
Rys. 33. Wyniki badań symulacyjnych – Wpływ rozrzutu wartości pojemności kondensatorów pośredniczących dla gałęzi pracującej z modulatorem NLM.....	70
Rys. 34. Hierarchiczna struktura układu sterowania przekształtnika YY.	71
Rys. 35. Sterownik przekształtnika YY z wymaganymi czujnikami pomiarowymi.....	72
Rys. 36. Schemat blokowy układu sterowania przekształtnika YY.	73
Rys. 37. Uproszczony model gałęzi: sterowane źródło napięciowe i prądowe.	74
Rys. 38. Sterowanie prądów i napięć gałęziowych przekształtnika YY.....	74
Rys. 39. Opcjonalny nadrzędny regulator napięcia wyjściowego przekształtnika.	74
Rys. 40. Przykładowe przebiegi prądów, napięć oraz mocy chwilowych gałęzi przekształtnika YY dla następujących napięć i prądów przekształtnika YY. $V_{dc1}=1$ pu, $V_{dc2}=1,25$ pu, $I_{dc1}=1$ pu, $I_{dc2}=0,8$ pu, $V_{BRDC}=0,625$ pu, $V_{BRAC}=0,375$ pu, $f_v = f_i = \sin(t)$. ..	81
Rys. 41. Napięcia gałęzi 1a, 0a i 2a dla warunku $V_{dc1} = V_{dc2} = 1$ pu.....	82
Rys. 42. Napięcia gałęzi 1a, 0a i 2a dla warunku $V_{dc1}<1$ pu. i $V_{dc2}>1$ pu.....	82
Rys. 43. Wartości napięć V_{BRDC} i V_{BRAC} opisane zależnościami (6.166) i (6.167).....	84
Rys. 44. Wartości średnie prądów gałęzi 1a, 1b, 2a, 2b, 0a, 0b dla założonej mocy $P = 1$ pu.	85
Rys. 45. Wyniki badań symulacyjnych. Przebiegi prądu i napięcia gałęziowego dla obwodu pojedynczej gałęzi. Założony kształt funkcji składowych zmiennych: $f_i = \sin(t)$, $f_v = w(t)$	88
Rys. 46. Przebieg funkcji $f=A_1 \sin(t)+A_3 \sin(3t)$ dla współczynników: $A_1=1,15$, $A_3=0,2$..	90
Rys. 47. Przebiegi prądu i napięcia gałęziowego dla modelu pojedynczej gałęzi dla założenia $f_i(t) = f_v(t) = A_1 \sin(t) + A_3 \sin(3t)$	90
Rys. 48. Przebiegi prądów i napięć dla różnych funkcji f_i , f_v . Założenia: $V_{dc1}=1$ pu., $V_{dc2}=1,25$ pu., $I_{dc1}=1$ pu., $I_{dc2}=0,8$ pu., $V_{BRDC}=0,625$ pu., $V_{BRAC}=0,375$ pu.	91
Rys. 49. Wartości skuteczne prądów gałęziowych dla mocy $P = 1$ pu. dla $k_f=1,2$	92
Rys. 50. Iloraz wartości skutecznej i bezwzględnej wartości średniej prądów gałęziowych w funkcji napięć V_{dc1} , V_{dc2} dla $k_f = 1,2$	93
Rys. 51. Moc przenoszona przez przekształtnik przy założeniu, że maksymalna wartość skuteczna prądu gałęziowego wynosi 1 pu. $k_f = 1,2$	94
Rys. 52. Tętnienia napięć kondensatorów pośredniczących dla różnych funkcji f_i , f_v . Założenia: $P = 0,5$ pu., $V_{dc1} = 1$ pu., $V_{dc2} = 0,65$ pu., $I_{dc1} = 0,5$ pu., $V_{BRDC} = 0,325$ pu., $V_{BRAC} = 0,325$ pu., $K_{rv} = 0,1$	100
Rys. 53. Maksymalne wartości p_{brpp} dla różnych funkcji f_i , f_v . Założona moc: $P=1$ pu.	100

Rys. 54. Wpływ skalowania V_{BRAC} na przebieg napięcia gałęziowego v_{1a} .	103
Rys. 55. Wpływ reaktancji dławików gałęziowych na wartości zadane napięć v_{br}^* . $L = 0,0075$ pu., $V_{BRDC} = 0,5$ pu., $V_{BRAC} = 0,5$ pu., $K_2 = 0,3$ pu.	104
Rys. 56. Tętnienia prądów gałęzi z grupy a dla różnych punktów pracy przekształtnika. Założenia: $N = 5$, $L = 0,037$ pu.	107
Rys. 57. Realizacja układu obliczającego przebiegi v_{br}' , i_{br}' .	109
Rys. 58. Schemat blokowy układu balansowania mocy gałęzi przekształtnika YY.	121
Rys. 59. Obwód dodatkowego prądu stanu jałowego przekształtnika YY.	122
Rys. 60. Przekształtnik YY z układem rozruchowym.	124
Rys. 61. Prąd rozruchowy przekształtnika YY w trakcie etapu 1.	125
Rys. 62. Prąd gałęzi 2a, 2b w trakcie 2 etapu rozruchu przekształtnika.	127
Rys. 63. Moc przekształtnika przy założeniu, że maksymalna wartość skuteczna prądu gałęziowego wynosi 1 pu.	131
Rys. 64. Odświeżanie współczynnika wypełnienia cyfrowego modulatora PWM dwa razy na okres sygnału nośnego. Wyszczególnione sygnały nośny i wyjściowy modulatora pierwszego modułu.	132
Rys. 65. Wartości wymaganej pojemności kondensatorów pośredniczących C oraz wartość częstotliwości prądów cyrkulujących f_z w funkcji częstotliwości pracy modulatora napięcia PWM pojedynczego modułu f_{sw} .	135
Rys. 66. Charakterystyka częstotliwościowa otwartego układu balansowania mocy gałęzi.	136
Rys. 67. Wyniki badań symulacyjnych - stan ustalony w warunkach znamionowych. $I_{dc2}^* = 50$ A, $V_{dc1} = 2,5$ kV, $V_{dc2} = 5$ kV	140
Rys. 68. Wyniki badań symulacyjnych – tętnienie prądów gałęziowych. $I_{dc2}^* = 0$, $V_{dc1} = 2,5$ kV, $V_{dc2} = 5$ kV.	141
Rys. 69. Wyniki badań symulacyjnych – przebiegi prądów i napięć dla zadanych zmian obciążenia. $V_{dc1} = 2,5$ kV, $V_{dc2} = 5$ kV.	142
Rys. 70. Wyniki badań symulacyjnych – działanie układu balansowania w odpowiedzi na skokową zmianę obciążenia. $V_{dc1} = 2,5$ kV, $V_{dc2} = 5$ kV.	143
Rys. 71. Wyniki badań symulacyjnych – przebiegi prądów i napięć dla zadanych zmian napięć V_{dc1} i V_{dc2} . $I_{dc2}^* = 25$ A.	144
Rys. 72. Wyniki badań symulacyjnych – napięcia kondensatorów pośredniczących w odpowiedzi na wyłączenie balansowania na poziomie gałęziowym. $I_{dc2}^* = 50$ A, $V_{dc1} = 2,5$ kV, $V_{dc2} = 5$ kV.	145
Rys. 73. Wyniki badań symulacyjnych – napięcia kondensatorów pośredniczących w odpowiedzi na wyłączenie balansowania na poziomie gałęziowym. $I_{dc2}^* = 50$ A, $V_{dc1} = 2,5$ kV, $V_{dc2} = 5$ kV.	145
Rys. 74. Wyniki badań symulacyjnych – napięcia kondensatorów pośredniczących w odpowiedzi na wyłączenie prądu jałowego i_{w3} . $I_{dc2}^* = 0$ A, $V_{dc1} = 2,5$ kV, $V_{dc2} = 5$ kV.	146
Rys. 75. Wyniki badań symulacyjnych – proces rozruchu przekształtnika YY.	147
Rys. 76. Schemat blokowy symulatora RTS przeznaczonego do testowania układów	

sterowania wielopoziomowych przekształtników modułowych.....	148
Rys. 77. Zdjęcie systemu symulacyjnego RTS. (Materiały udostępnione przez Korporacyjne Centrum Badawcze ABB w Krakowie).	149
Rys. 78. Zdjęcie szafy sterowniczej systemu RTS. (Materiały udostępnione przez Korporacyjne Centrum Badawcze ABB w Krakowie).	150
Rys. 79. Zdjęcie obwodu drukowanego zawierającego dwa sterowniki modułowe (Materiały udostępnione przez Korporacyjne Centrum Badawcze ABB w Krakowie). ...	150
Rys. 80. Wyniki badań symulacyjnych HIL – przebiegi prądów wyjściowych oraz gałęziowych przekształtnika dla skokowej zmiany prądu obciążenia: $I_{dc2}^* = 0 \rightarrow 50$ A. $V_{dc1} = 2,5$ kV, $V_{dc2} = 5$ kV. CH1: i_{c1} , CH2: i_{dc2} , CH3: i_{1a} , CH4: i_{1b} , CH5: i_{2a} , CH6: i_{2b} , CH7: i_{0a} , CH8: i_{0b} . Podziałka: 100A/div (100A/1V), 20ms/div.....	153
Rys. 81. Wyniki badań symulacyjnych HIL – przebiegi prądów wyjściowych oraz gałęziowych przekształtnika dla skokowej zmiany napięcia wejściowego $V_{dc1}=2500 \rightarrow 3000$ V, $V_{dc2} = 5$ kV, $I_{dc2}^*=50$ A. CH1: i_{dc1} , CH2: i_{dc2} , CH3: i_{1a} , CH4: i_{1b} , CH5: i_{2a} , CH6: i_{2b} , CH7: i_{0a} , CH8: i_{0b} . Podziałka: 100A/div (100A/1V), 20ms/div.....	153
Rys. 82. Wyniki badań symulacyjnych HIL – przebiegi prądów wyjściowych oraz średnich napięć kondensatorów pośredniczących w gałęziach dla skokowej zmiany prądu obciążenia: $I_{dc2}^* = 0 \rightarrow 50$ A. CH1: i_{dc1} , CH2: i_{dc2} , CH3: $v_{C1a\ avg}$, CH4: $v_{C1b\ avg}$, CH5: $v_{C2a\ avg}$, CH6: $v_{C2b\ avg}$, CH7: $v_{C0a\ avg}$, CH8: $v_{C0b\ avg}$. Podziałka: 100A/div (100A/1V), 200V/div (1000V/1V), 50ms/div.	154
Rys. 83. Wyniki badań symulacyjnych HIL – przebiegi prądów wyjściowych oraz średnich napięć kondensatorów pośredniczących w gałęziach dla skokowej zmiany kierunku prądu obciążenia: $I_{dc2}^* = -50 \rightarrow 50$ A. CH1: i_{dc1} , CH2: i_{dc2} , CH3: $v_{C1a\ avg}$, CH4: $v_{C1b\ avg}$, CH5: $v_{C2a\ avg}$, CH6: $v_{C2b\ avg}$, CH7: $v_{C0a\ avg}$, CH8: $v_{C0b\ avg}$. Podziałka: 100A/div (100A/1V), 200V/div (1000V/1V), 50ms/div.	154
Rys. 84. Wyniki badań symulacyjnych HIL – przebiegi prądów wyjściowych oraz średnich napięć kondensatorów pośredniczących w gałęziach po wyłączeniu układu balansowania. CH1: i_{dc1} , CH2: i_{dc2} , CH3: $v_{C1a\ avg}$, CH4: $v_{C1b\ avg}$, CH5: $v_{C2a\ avg}$, CH6: $v_{C2b\ avg}$, CH7: $v_{C0a\ avg}$, CH8: $v_{C0b\ avg}$. Podziałka: 100A/div (100A/1V), 200V/div (1000V/1V), 100ms/div..	155

1. WPROWADZENIE

Współczesne układy energoelektroniczne przekształcają energię elektryczną w szerokim zakresie mocy, napięć i prądów. Są one wykorzystywane zarówno w urządzeniach małej mocy, zasilanych napięciem rzędu kilku woltów, jak również w systemach przesyłowych prądem stałym, przy napięciach przekraczających kilkaset kilowoltów oraz mocach setek megawatów. Nie będzie nadużyciem stwierdzenie, że znacząca część produkowanej obecnie energii elektrycznej jest przekształcana przez układy energoelektroniczne: na etapie produkcji (energetyka odnawialna), przesyłu energii (systemy HVDC, FACTS) oraz zasilania odbiornika (napędy falownikowe, oświetlenie LED, urządzenia AGD, elektronika użytkowa). Coraz szersze wykorzystanie układów energoelektronicznych jest zapewnione przez nieustanny rozwój technologii łączników półprzewodnikowych, układów sterowania oraz topologii przekształtników.

W tej pracy doktorskiej przedstawiono analizę działania topologii nieizolowanego przekształtnika DC/DC typu YY. Umożliwia ona zarówno podwyższanie, jak i obniżanie napięcia stałego. Zbadana topologia należy do rodziny wielopoziomowych przekształtników modułowych MMC (ang. *Modular Multilevel Converter*). Składają się one z szeregowo połączonych falowników jednofazowych. Topologicznie przekształtniki MMC są zbliżone do kaskadowych przekształtników mostkowych CHB (ang. *Cascaded H-Bridge Converter*) [25] lub do izolowanych mostkowych falowników wielopoziomowych ISHB (ang. *Isolated Series H-Bridges*) [54]. Główną cechą wyróżniającą jest brak separowanych źródeł, które zasilają obwody pośredniczące poszczególnych falowników, niezależnie czy przekształtnik generuje moc bierną lub czynną. Zapewnia to skalowalność topologii MMC do różnych poziomów napięcia roboczego poprzez zmianę liczby szeregowo połączonych modułów. Cecha ta umożliwia użycie przekształtników w aplikacjach średniego i wysokiego napięcia. Najbardziej znanym przekształtnikiem tego typu jest trójfazowy falownik MMC, który z powodzeniem jest wykorzystywany w układach przesyłowych HVDC. Urządzenia tego typu charakteryzują się znacznym stopniem złożoności zarówno w odniesieniu do realizacji sprzętowej jak i struktury układu sterowania, który zapewnia balansowanie napięć kondensatorów pośredniczących w modułach przekształtnika. Moce falowników MMC przekraczają setki megawatów przy napięciu rzędu setek kilowoltów [98].

Rozprawa doktorska jest pierwszym dokładnym opracowaniem dotyczącym działania nowego przekształtnika MMC prądu stałego typu YY. Głównym celem badawczym pracy było opracowanie układu sterowania dedykowanego dla tej topologii, który zapewnia stabilną pracę przekształtnika przy założonych zmianach obciążenia i napięcia wejściowego. Dodatkowo przeanalizowano możliwości regulacyjne przekształtnika, opracowano procedurę jego rozruchu oraz zaproponowano metodę jego projektowania i doboru parametrów jego pracy.

Potencjalnym obszarem zastosowania przekształtnika DC/DC typu YY są przyszłe sieci przesyłowe prądu stałego średniego i wysokiego napięcia. Prace nad takim wykorzystaniem przekształtników DC/DC prowadzone są w kilku ośrodkach na świecie [3, 63]. Realizacja analizowanego przekształtnika dla aplikacji średniego lub wysokiego napięcia wiązałaby się z ogromnymi nakładami pracy i kosztami. Przekraczają one zakres pojedynczej rozprawy

doktorskiej. Alternatywnym sposobem weryfikacji działania analizowanego przekształtnika jest wykonanie modelu w pomniejszonej skali. Wadą tego rozwiązania jest pominięcie większości problemów technicznych, które związane są realizacją przekształtnika średniego i wysokiego napięcia: zapewnienia odpowiednich odstępów izolacyjnych, realizację układu chłodzenia dla poszczególnych modułów, zapewnienia kompatybilności elektromagnetycznej, ograniczenia prądów pojemnościowych związanych z dużymi wartościami pochodnych napięć itp. Zagadnienia te są obszarem osobnych, szczegółowych badań naukowych związanych z realizacją przekształtników dużych mocy w aplikacjach średniego i wysokiego napięcia.

Z wymienionych względów zdecydowano, aby działanie przekształtnika DC/DC typu YY zostało zweryfikowane za pomocą symulacji typu HIL (ang. *Hardware-in-the-loop*). Głównym założeniem tej metody jest połączenie sprzętowego dedykowanego układu sterującego z modelem symulacyjnym sterowanego obiektu pracującym w czasie rzeczywistym. Weryfikacja działania układów sterowania metodą HIL jest szeroko stosowana zarówno w jednostkach naukowych, jak i w przemyśle [1, 49, 67]. Jej główną zaletą jest możliwość sprawdzenia działania przekształtnika w różnych warunkach pracy z docelowym układem sterującym. Metoda ta zapewnia znaczące skrócenie czasu projektowania oraz redukcję kosztów związanych z pracochłonnymi testami eksperymentalnymi. Weryfikację działania przekształtnika YY przeprowadzono za pomocą układu symulacyjnego udostępnionego przez Korporacyjne Centrum Badawcze ABB w Krakowie. Opracowany układ sterowania zaimplementowano w sterowniku przemysłowym AC 800PEC® współpracującym z zespołem sterowników modułowych opartych na procesorach sygnałowych. Model symulacyjny obwodów mocy badanego przekształtnika został uruchomiony za pomocą symulatora czasu rzeczywistego RTS (ang. *RTS – real time simulator*) zbudowanego w oparciu o komercyjny system OPAL-RT®.

Na podstawie przeprowadzonej analizy określono wady oraz zalety badanej topologii oraz wskazano kierunek dalszych badań. Wielopoziomowy przekształtnik modułowy DC/DC typu YY jest ciekawą topologią potencjalnie umożliwiającą poszerzenie obszaru zastosowań urządzeń energoelektronicznych o aplikacje średniego i wysokiego napięcia.

1.1. Wprowadzenie do wielopoziomowych przekształtników modułowych MMC

Najbardziej istotną zaletą przekształtników wielopoziomowych jest poprawa kształtu przebiegów napięć wyjściowych. Cecha ta umożliwia zmniejszenie gabarytów wyjściowych filtrów pasywnych. Wpływa to pozytywnie na gęstość mocy przekształtnika oraz w wielu przypadkach na wzrost jego sprawności w porównaniu do rozwiązań dwupoziomowych [36, 58]. Uzyskanie wielu poziomów napięcia wiąże się ze zwiększoną złożonością topologii przekształtników, a w szczególności liczby wymaganych łączników półprzewodnikowych. Wpływa to na zwiększony koszt tego typu układów. Z tego powodu przekształtniki wielopoziomowe znajdują zastosowanie w aplikacjach dużych mocy niskiego i średniego napięcia [47, 55] lub aplikacjach wymagających równocześnie wysokiej sprawności i gęstości mocy takich jak np. falowniki fotowoltaiczne [78, 86]. Obecnie istnieje wiele odmian przekształtników wielopoziomowych, takich jak: trójpoziomowe falowniki z neutralnym punktem zasilania, nazywane też falownikami z poziomowaniem diodowym NPC [51, 61, 87, 88], falowniki z kondensatorami o zmiennym potencjale FCI [37, 68], falowniki z izolowanymi mostkami łączonymi w kaskadę IHBI [2, 28], wielokomórkowe falowniki i przekształtniki DC/DC [66, 82] oraz wiele innych. Topologie te są szeroko analizowane zarówno w kraju, jak i zagranicą oraz z powodzeniem stosowane w przemyśle [17, 26, 27, 45, 73, 76, 84].

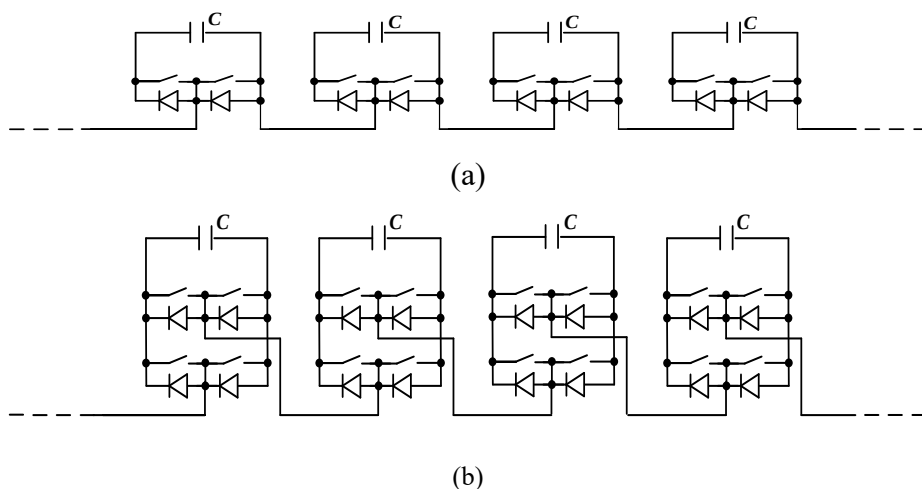
Osobnym typem przekształtników, któremu poświęcona jest ta praca to wielopoziomowe przekształtniki modułowe. W literaturze angielskojęzycznej są one znane pod wieloma określeniami:

- *Multilevel Voltage-Source Inverter with Separate DC Sources* – wielopoziomowy falownik napięcia z separowanymi źródłami napięcia stałego,
- *Chainlink converter* – przekształtnik łańcuchowy,
- *Modular-Multilevel Converter (M2LC, M2C)* – modułowy przekształtnik wielopoziomowy,
- *Cascaded Multilevel Converter (CMC)* – kaskadowy przekształtnik wielopoziomowy,
- *Modular Multilevel Cascade Converter (MMCC)* – wielopoziomowy kaskadowy przekształtnik modułowy,
- *Cascaded Cell Converter* – kaskadowy przekształtnik komórkowy,
- *Cascaded Two-Level Converters (CTL)* – kaskadowe połączenie przekształtników dwupoziomowych,
- *Modular-multilevel converter (MMC)* – wielopoziomowy przekształtnik modułowy.

Poziomowość napięć wyjściowych w przekształtnikach MMC jest otrzymywana za pomocą odpowiedniego sterowania łącznikami półprzewodnikowymi w strukturze składającej się z szeregowo połączonych jednofazowych falowników napięcia. Schemat pojedynczej „gałęzi” (ang. *branch*) przekształtnika MMC z falownikami w topologii półmostka lub pełnego mostka została przedstawiona na Rys. 1. Zaletą układów wykorzystujących falowniki półmostkowe jest mniejsza liczba wymaganych łączników półprzewodnikowych w porównaniu do gałęzi z pełnymi mostkami. Wadą jest możliwość wytwarzania napięcia tylko o jednej polaryzacji, co ogranicza możliwości regulacyjne przekształtnika.

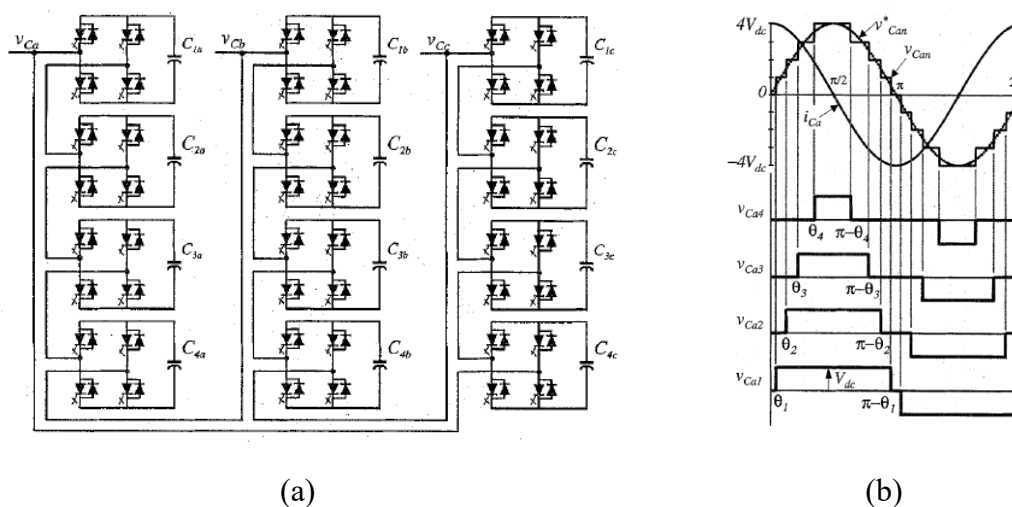
Napięcia pośredniczące poszczególnych falowników w gałęzi nie wymagają zasilania z zewnętrznego separowanego źródła. Stabilizację napięć kondensatorów pośredniczących C uzyskuje się poprzez odpowiednią kontrolę prądów oraz napięć w przekształtniku. Teoretycznie, własność ta znosi ograniczenia, co do maksymalnej liczby modułów

połączonych szeregowo, co pozwala wykorzystać tego typu topologie w systemach średniego i wysokiego napięcia.



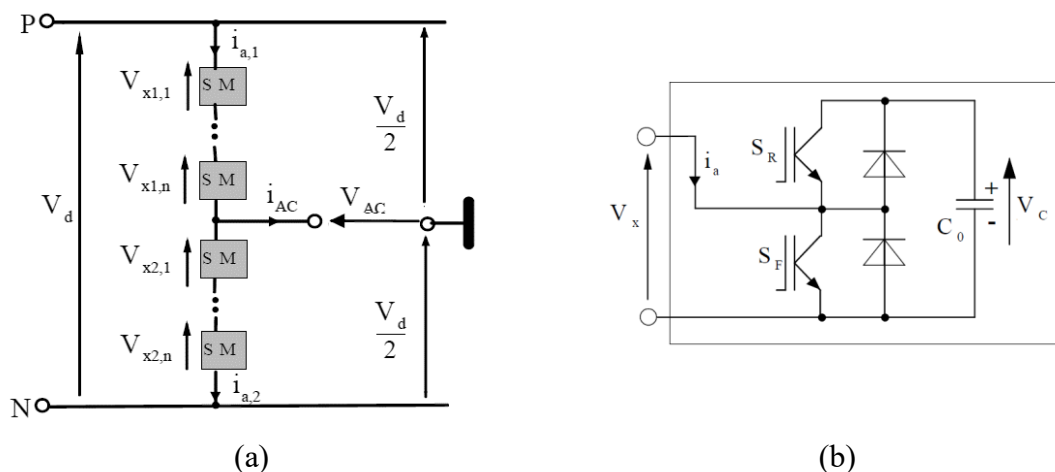
Rys. 1. Gałąź przekształtnika typu MMC składająca się z połączonych szeregowo falowników w topologii półmostka (a) lub pełnego mostka (b).

Wykorzystanie struktury szeregowo połączonych jednofazowych falowników, przy założeniu braku zasilania napięć pośredniczących, zaproponowano po raz pierwszy w kompensatorze mocy bierniej typu STATCOM dla sieci średniego napięcia. Na Rys. 2 przedstawiono topologię opracowaną przez F. Z. Peng'a opublikowaną w 1996 roku [64]. Topologia składa się ze sterowanych półokresowo falowników mostkowych z tyrystorami wyłączalnymi GTO. Poprzez odpowiedni dobór kątów sterujących pracą tyrystorów uzyskano stabilizację wartości średniej napięć kondensatorów pośredniczących w komórkach. W publikacji [64] zaproponowano dwa warianty topologii: z gałęziami połączonymi w trójkąt albo w gwiazdę. Główną zaletą przekształtnika jest możliwość kompensacji mocy bierniej w sieciach wysokiego napięcia bez wykorzystania transformatora podwyższającego napięcie. Wadą topologii jest wymóg zróżnicowania wartości pojemności kondensatorów pośredniczących poszczególnych modułów, wynikający z różnych czasów przewodzenia falowników w gałęzi w trakcie jego pracy.



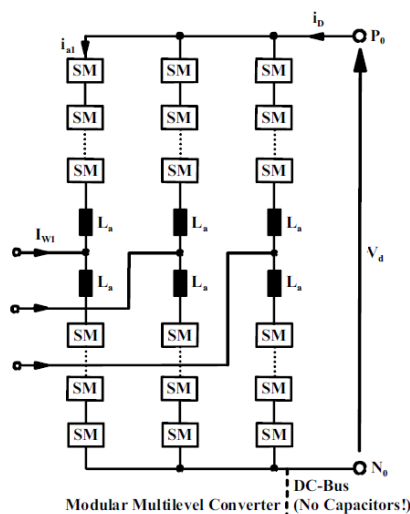
Rys. 2. (a) – przekształtnik MMC typu STATCOM z gałęziami połączonymi w trójkąt, (b) – sterowanie półokresowe falowników w gałęzi [64].

Niezależnie od układów do kompensacji mocy biernej opracowano topologię wielopoziomowego falownika modułowego MMC. Została ona zaproponowana przez R. Marquardt'a w 2002 roku [57] oraz przeanalizowana w licznych publikacjach naukowych napisanych pod jego kierownictwem [20, 21, 50, 56, 81]. Na Rys. 3 przedstawiono obwód jednej fazy falownika MMC składający się z dwóch gałęzi połączonych szeregowo. Układ zasilony jest napięciem stałym V_d . Wielopoziomowe zmienne napięcie wyjściowe V_{AC} jest generowane pomiędzy punktem środkowym gałęzi, a wspólnym napięciem odniesienia przekształtnika. Głównym założeniem prawidłowej pracy przekształtnika jest warunek, aby suma napięć generowanych przez górną i dolną gałąź była równa wyjściowemu napięciu stałemu V_d .



Rys. 3. (a) – gałąź falownika modułowego MMC, (b) – topologia pojedynczego modułu SM [50].

Na bazie struktury przedstawionej na Rys. 3. opracowano falownik trójfazowy. Jest to najbardziej znana i najczęściej analizowana topologia należąca do rodziny przekształtników MMC. Schemat blokowy układu został zilustrowany na Rys. 4. Uwagę należy zwrócić na szeregowo indukcyjności gałęziowe L_a , których nie uwzględniono w pierwotnej koncepcji przekształtnika MMC. Ich zadaniem jest ograniczenie pochodnej prądów gałęziowych. Łącząc równolegle dwa falowniki MMC otrzymuje się dwukierunkowy przekształtnik AC/DC/AC z pośredniczącym obwodem prądu stałego.



Rys. 4. Trójfazowy falownik MMC. SM – falownik w topologii półmostka [81].

W publikacjach [20, 21, 50, 57, 56, 81] wymieniono główne cechy trójfazowego falownika MMC:

- Modułowa struktura umożliwia skalowalność przekształtnika do wysokich poziomów napięcia,
- Komórki nie wymagają separowanych źródeł napięcia do zasilania napięć pośredniczących niezależnie czy przekształtnik generuje moc bierną lub czynną,
- Wielopoziomowość napięcia przekształtnika umożliwia zmniejszenie wielkości filtrów po stronie napięcia zmiennego,
- Modułowa struktura umożliwia redundancję w przypadku awarii jednej z komórek,
- Przekształtnik może pracować z różnymi typami modulacji (PWM, modulacja wektorowa, metoda schodkowa itp.).

Topologia falownika MMC znalazła zastosowanie w systemach przesyłu energii elektrycznej HVDC. Została on skomercjalizowana przez koncerny energetyczne: SIEMENS „*HVDC Plus®*” [10], ABB „*HVDC-light® Generation 4*” [98], ALSTOM „*HVDC MaxSine®*” [39] oraz C-EPRI „*HVDC Flexible®*” [97]. Są to urządzenia o mocy setek megawatów, charakteryzujące się ogromną złożonością. W porównaniu do klasycznych systemów przesyłowych HVDC, które wykorzystują przekształtniki tyrystorowe o komutacji sieciowej, linia przesyłowa zasilona falownikiem MMC pracuje przy stałej polaryzacji napięcia, a nie prądu [77].

Parametry wybranych przekształtników produkowanych przez firmy Siemens i ABB przedstawiono w Tab. 1. W przypadku falownika MMC firmy ABB pojedynczy łącznik w module jest złożony z wielu tranzystorów IGBT połączonych szeregowo-równolegle, a napięcie pośredniczące pojedynczej komórki przekracza 10 kV [34]. Rozwiązanie to umożliwia użycie mniejszej liczby modułów w gałęzi, przy jednocześnie większych wartościach mocy i napięcia roboczego urządzenia.

Tab. 1. Podstawowe parametry przykładowych falowników MMC mających zastosowanie w systemach HVDC [10, 34].

	ABB „<i>HVDC-light 4 generation®</i>”	SIEMENS „<i>HVDC Plus®</i>”
Napięcie znamionowe	+/- 380 kV	+/- 200 kV
Moc znamionowa	800 MW	400 MW
Liczba modułów w pojedynczej gałęzi	38	216
Budowa pojedynczego łącznika półprzewodnikowego	Szeregowo połączone tranzystory IGBT	Pojedynczy tranzystor IGBT

Oprócz aplikacji HVDC, falownik MMC znajduje zastosowanie w układach napędowych zasilonych średnim napięciem. Pierwsze tego typu urządzenie o mocy 13,3 MVA i maksymalnym napięciu wyjściowym równym 7,2 kV zostało wprowadzone na rynek przez firmę SIEMENS pod nazwą „*SINAMICS SM120 CM*” [100].

Działanie falownika MMC jest analizowane w licznych artykułach naukowych. Dotyczą one następujących zagadnień:

- Metod balansowania napięć kondensatorów pośredniczących w modułach [23, 24, 44]

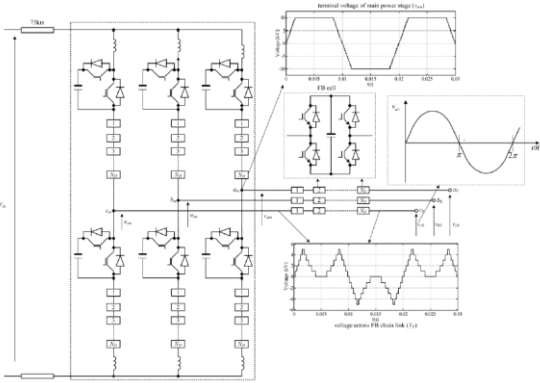
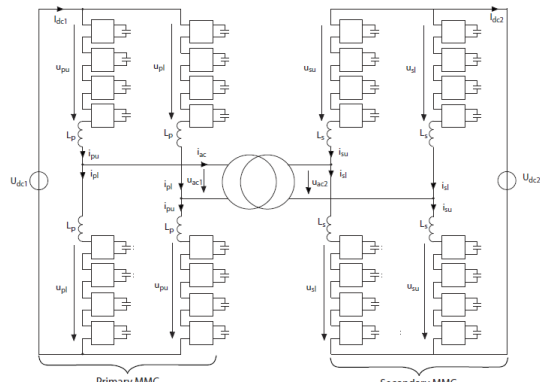
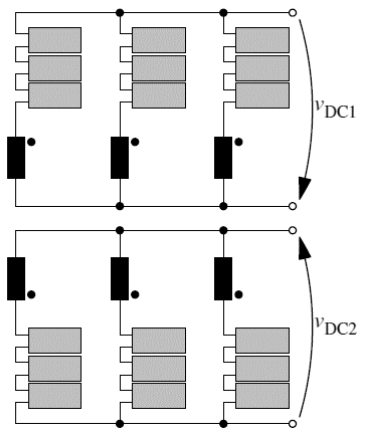
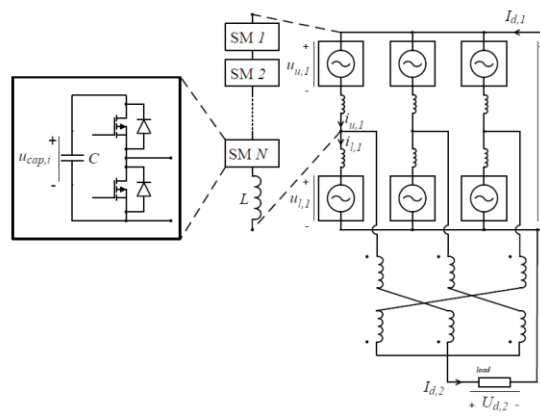
- Optymalnego doboru wartości pojemności kondensatorów pośredniczących w modułach [14, 89],
- Układu sterowania przekształtnika [6, 70],
- Metod modulacji napięcia [32, 90],
- Metod rozruchu falownika ze stanu z rozładowanymi kondensatorami pośredniczącymi w modułach [95],
- Odporności falowników MMC na zwarcia w systemach HVDC [52, 79].

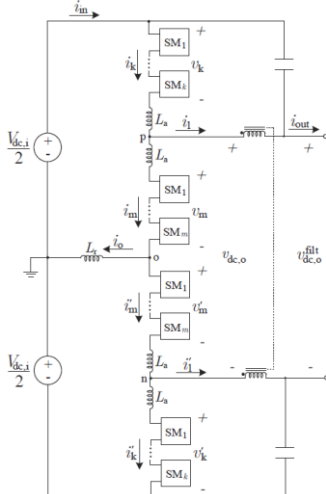
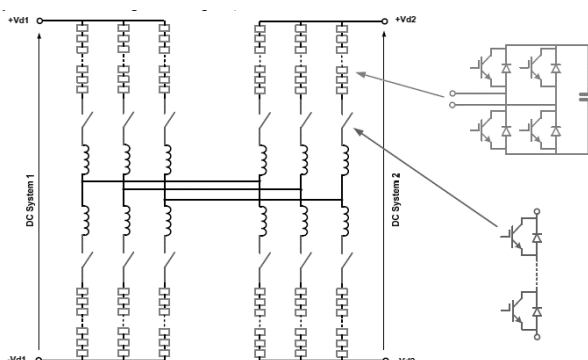
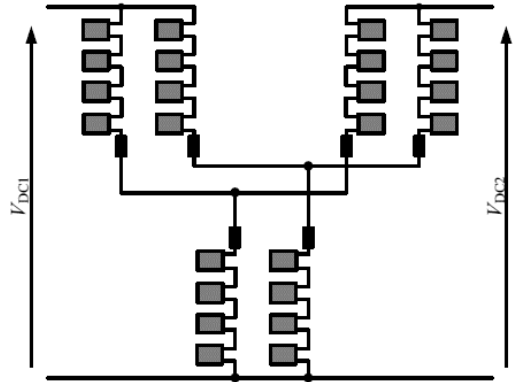
Równocześnie rozwijane są nowe topologie przekształtników MMC. Wybrane rozwiązania zostały zebrane w Tab. 2. Charakteryzują się one zróżnicowaną złożonością i możliwościami regulacyjnymi. Wyróżnione topologie umożliwiają bezpośrednie przekształcanie napięcia przemiennego w prąd przemienny AC/AC (topologie: 1, 2), napięcia stałego w trójfazowe napięcie przemiennie AC/DC (topologia 3), napięcia stałego DC/DC z separacją galwaniczną (topologie: 4, 5) oraz bez separacji galwanicznej (topologie: 6, 7, 8, 9).

W artykułach dotyczących nowych topologii MMC szczególną uwagę poświęca się metodom balansowania napięć kondensatorów pośredniczących w modułach. Sposoby wyrównywania napięć kondensatorów pośredniczących pomiędzy gałęziami przekształtnika muszą być opracowane osobno dla każdej topologii.

Tab. 2. Wybrane topologie wielopoziomowych przekształtników modułowych.

Lp.	Schemat blokowy topologii	Opis
1.		Trójfazowy przekształtnik AC/AC „Macierzowy” Topologia pojedynczej komórki: pełny mostek Źródło: [15]
2.		Trójfazowy przekształtnik AC/AC „Hexverter” Topologia pojedynczej komórki: pełny mostek Źródło: [5]

3.		Falownik MMC ze zwiększoną odpornością na zwarcia Topologia pojedynczej komórki: pełny mostek oraz półmostek Źródło: [75]
4.		Separowany wielopoziomowy przekształtnik modułowy DC/DC Topologia pojedynczej komórki: półmostek Źródło:[38]
5.		Separowany wielopoziomowy przekształtnik modułowy DC/DC Topologia pojedynczej komórki: półmostek Źródło: [4]
6.		Nieseparowany wielopoziomowy przekształtnik modułowy DC/DC obniżający napięcie Topologia pojedynczej komórki: pełny mostek lub półmostek Źródło: [62]

7.		Nieseparowany wielopoziomowy przekształtnik modułowy DC/DC ze zwiększoną odpornością na zwarcia. Topologia pojedynczej komórki: pełny mostek oraz półmostek Źródło: [40]
8.		Nieseparowany wielopoziomowy przekształtnik modułowy DC/DC ze zwiększoną odpornością na zwarcia. Topologia pojedynczej komórki: pełny mostek Źródło: [3]
9.		Nieseparowany wielopoziomowy modułowy przekształtnik DC/DC typu YY „Double Wye” Topologia pojedynczej komórki: pełny mostek lub półmostek Źródło: [42, 43, 92]

1.2. Przekształtnik MMC prądu stałego typu YY – motywacja, cele badawcze

Wielopoziomowe przekształtniki modułowe prądu przemiennego: AC/AC oraz AC/DC są relatywnie dobrze rozpoznane i przeanalizowane. Można je wykorzystać w układach kompensacji mocy biernej w sieciach średniego napięcia, układach napędowych oraz w systemach HVDC. Z drugiej strony, wielopoziomowe przekształtniki modułowe DC/DC stanowią słabo zbadaną grupę topologii. Przyczyną tego stanu rzeczy jest brak równie oczywistych obszarów zastosowań, które wykorzystywałyby największą zaletę topologii MMC, jaką jest skalowalność napięcia roboczego przekształtnika. Stwierdzenie to

może stracić na aktualności wraz z planowanym rozwojem systemów przesyłowych prądu stałego HVDC. Współczesne systemy HVDC mają strukturę typu punkt-punkt (ang. *point-to-point*), a ich zadaniem jest przesłanie energii elektrycznej pomiędzy dwoma odległymi miejscami.

Obecnie prowadzone są prace badawcze dotyczące możliwości połączenia pojedynczych linii przesyłowych w sieć prądu stałego, wykorzystując przekształtniki umożliwiające pracę przy stałej polaryzacji napięcia [35, 46, 69]. Wraz z rozbudową systemów przesyłowych HVDC, zaistnieje konieczność bezpośredniego połączenia dwóch linii o różnych wartościach napięcia stałego. Do takiego zadania można wykorzystać topologie MMC DC/DC. W raporcie stowarzyszenia CIGRE przedstawiono wymagania, jakie musiałyby spełniać przekształtniki DC/DC w przyszłych sieciach przesyłowych prądu stałego [3]. W publikacji wprowadzono podział przekształtników ze względu na moc, wymóg izolacji galwanicznej i wartość współczynnika wzmocnienia napięcia.

Tab. 3. Podział zastosowań przekształtników DC/DC w sieciach prądu stałego ze względu na moc [3].

Duża moc	Średnia moc	Mała moc
> 500 MW	50-500 MW	0 – 50 MW

Tab. 4. Podział zastosowań przekształtników DC/DC w sieciach prądu stałego ze względu na wartość współczynnika wzmocnienia napięcia [3].

Mała różnica napięć	Duża różnica napięć	Bardzo duża różnica napięć
$\frac{\text{napięcie wyższe DC}}{\text{napięcie niższe DC}} < 1.5$	$1.5 < \frac{\text{napięcie wyższe DC}}{\text{napięcie niższe DC}} < 5$	$5 < \frac{\text{napięcie wyższe DC}}{\text{napięcie niższe DC}}$

W raporcie [3] wymieniono pięć potencjalnych zastosowań przekształtników DC/DC w sieciach prądu stałego:

- Połączenie o dużej mocy, dwóch sieci DC o zbliżonych wartościach napięcia bez zapewnienia separacji galwanicznej – odpowiednik autotransformatora w sieciach AC,
- Połączenie o średniej mocy, dwóch sieci DC o znacząco różnych wartościach napięcia, przy jednoczesnym zapewnieniu izolacji galwanicznej w celu zwiększenia niezawodności systemu w przypadku zwarcia w sieci,
- Połączenie dwóch typów linii przesyłowych DC, linii ze stałą polaryzacją prądu z linią ze stałą polaryzacją napięcia,
- Wykorzystanie przekształtników DC/DC w morskich farmach wiatrowych połączonych z lądem linią HVDC, w celu zbudowania lokalnej sieci DC o niższej wartości napięcia łączącej turbiny wiatrowe,
- Przekształtniki DC/DC małej mocy, ale o bardzo dużej różnicy wartości napięć wejściowego i wyjściowego – w celu podłączenia lokalnego odbiornika małej mocy do istniejącej linii przesyłowej HVDC.

Przedmiotem tej rozprawy jest analiza działania wielopoziomowego przekształtnika modułowego DC/DC typu YY (Tab. 2 - pozycja 9). Przekształtnik może być wykorzystany w zastosowaniach niewymagających izolacji galwanicznej i dużego współczynnika wzmocnienia napięcia. Spośród nieizolowanych przekształtników prądu stałego, które są przedstawione w Tab. 2 topologia typu YY charakteryzuje się zmniejszoną liczbą gałęzi (w porównaniu do topologii na pozycji 8) oraz względnie prostą strukturą niewymagającą sprzężonych magnetycznie elementów indukcyjnych (w porównaniu do topologii: 7, 6).

Topologia przekształtnika YY została zaproponowana przez pracowników Korporacyjnego Centrum Badawczego firmy ABB w Krakowie Pawła Klimczaka oraz Pawła Błaszczyka w 2014 roku [42]. Została ona otrzymana przez modyfikację topologii nr 4 i nr 8 przedstawionych w Tab. 2.

W publikacji [43], napisanej przy współautorstwie autora tej rozprawy, przedstawiono podstawowe założenia pracy przekształtnika w idealnych warunkach, przy założeniu zerowych strat przekształtnika oraz w otwartym układzie sterowania.

Niezależnie od prac [42] oraz [43] analizowana topologia została ponownie przedstawiona w artykule [92], tym razem pod nazwą „MMC typu podwójne-T” (ang. „*MMC double-T*”). W publikacji opisano podstawowe założenia pracy przekształtnika oraz zaproponowano układ sterowania, którego działanie zweryfikowano symulacyjnie. Jednakże, przedstawiona analiza nie daje jasnej odpowiedzi czy przekształtnik YY będzie działał w przypadku rzeczywistym, tj. przy występowaniu strat mocy w przekształtniku, występowaniu nieuniknionych zakłóceń w układzie regulacji, rozrzucie parametrów poszczególnych modułów itp. Dodatkowo nie przeprowadzono analizy dotyczącej maksymalnego współczynnika wzmocnienia przekształtnika oraz nie podano metody rozruchu topologii ze stanu z całkowicie rozładowanymi kondensatorami pośredniczącymi.

Przystępując do badań przyjęto następujące cele badawcze:

- 1) Określenie warunków balansowania napięć kondensatorów pośredniczących w przekształtniku YY dla zadanego rozrzutu parametrów modułów. Analizę przeprowadzono na przykładzie pojedynczej gałęzi przekształtnika.
- 2) Opracowanie modelu analitycznego przekształtnika YY. Na jego podstawie określono możliwości regulacyjne topologii oraz wyznaczono warunki pracy, które zapewniają minimalną wartość skuteczną prądów gałęziowych lub minimalną wartość międzyszczytową tętnień kondensatorów pośredniczących w modułach. Dodatkowo wyprowadzono zależności określające wymaganą wartość pojemności kondensatorów pośredniczących oraz wartość indukcyjności dławików gałęziowych dla osiągnięcia zadanych wartości tętnień napięć i prądów.
- 3) Opracowanie dedykowanego układu sterowania przekształtnika YY pracującego w zamkniętym układzie regulacji, który oprócz kontroli prądów wejściowego i wyjściowego przekształtnika, zapewni stabilizację napięć kondensatorów pośredniczących na zadanym poziomie. Zaproponowany układ regulacji jest stabilny niezależnie od założonych zmian obciążenia lub napięcia wejściowego oraz rozrzutu parametrów pomiędzy modułami w topologii.
- 4) Opracowanie procedury rozruchowej przekształtnika przy założeniu, że w stanie początkowym wszystkie kondensatory pośredniczące w modułach są całkowicie rozładowane.
- 5) Weryfikację symulacyjną działania przekształtnika YY. Przeprowadzono ją za pomocą dwóch metod. Wstępne badania zostały wykonane w środowisku symulacyjnym PLECS® [106]. Ostateczną weryfikację działania układu sterowania przekształtnika YY przeprowadzono za pomocą symulacji typu HIL z wykorzystaniem symulatora czasu rzeczywistego RTS opartego na systemie OPAL-RT® [104].

Wybrane wyniki z pracy zostały opublikowane w [68].

1.3. Struktura pracy

Rozprawa zawiera 10 rozdziałów, które ze względu na tematykę podzielono na dwie części. Pierwsza część obejmuje wprowadzenie, analizę matematyczną działania przekształtnika YY oraz opis opracowanego układu sterowania (rozdziały 1 do 8). W drugiej części przedstawiono weryfikację symulacyjną działania przekształtnika YY oraz podsumowanie z wnioskami końcowymi (rozdziały 9 do 10).

W rozdziale 2 przedstawiono topologię przekształtnika YY oraz wstępnie opisano główne założenia dotyczące metody jego działania. Przedstawiono strukturę wewnętrzną pojedynczego modułu oraz wprowadzono warunek regulacji napięcia kondensatora pośredniczącego.

W rozdziałach 3 oraz 4 zawarto analizę działania pojedynczej gałęzi przekształtnika. Przedstawiono warunki pozwalające utrzymać wartości napięć kondensatorów pośredniczących w gałęzi na zadanym poziomie. Dodatkowo, symulacyjnie zbadano wpływ sposobu modulacji napięcia i rozrzutu parametrów pomiędzy modułami na działanie układu sterowania.

W rozdziale 5 przedstawiono hierarchiczną strukturę układu sterowania przekształtnika YY. Układ podzielono poziomo, poczynając od najwyższego poziomu regulacji prądu wyjściowego przekształtnika, a kończąc na układzie generującym sygnały bramkowe dla poszczególnych tranzystorów w modułach.

W rozdziale 6 przedstawiono przybliżone zależności opisujące prądy i napięcia przekształtnika YY zapewniające balansowanie mocy gałęzi przy założeniu braku strat. W trakcie analizy oszacowano możliwości regulacyjne przekształtnika oraz zależności pomiędzy mocą przekształtnika, a jego prądami i napięciami gałęziowymi. Dodatkowo, przeanalizowano wpływ kształtu przebiegów zmiennych prądów i napięć gałęziowych na tętnienia napięć kondensatorów pośredniczących w modułach oraz na napięcia dławików gałęziowych.

W rozdziale 7 opisano warunki balansowania mocy gałęzi przekształtnika YY oraz opracowano układ sterujący mocą czynną gałęzi.

W rozdziale 8 przedstawiono procedurę rozruchu przekształtnika YY, która umożliwia naładowanie kondensatorów pośredniczących w modułach przekształtnika do zadanej wartości napięcia.

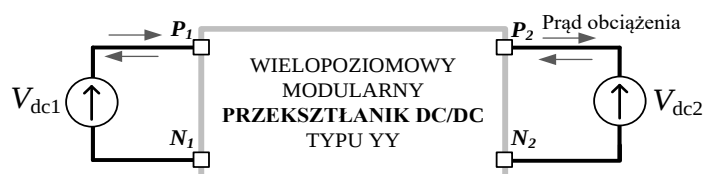
W rozdziale 9 przedstawiono wyniki weryfikacji symulacyjnej działania przekształtnika YY.

Ostatecznie, w rozdziale 10 przedstawiono wnioski końcowe. Wymieniono zalety oraz wady przekształtnika YY oraz zaproponowano kierunek dalszych badań nad tą topologią.

2. NIEIZOLOWANY PRZEKSZTAŁNIK MMC DC/DC TYPU YY

2.1. Wprowadzenie

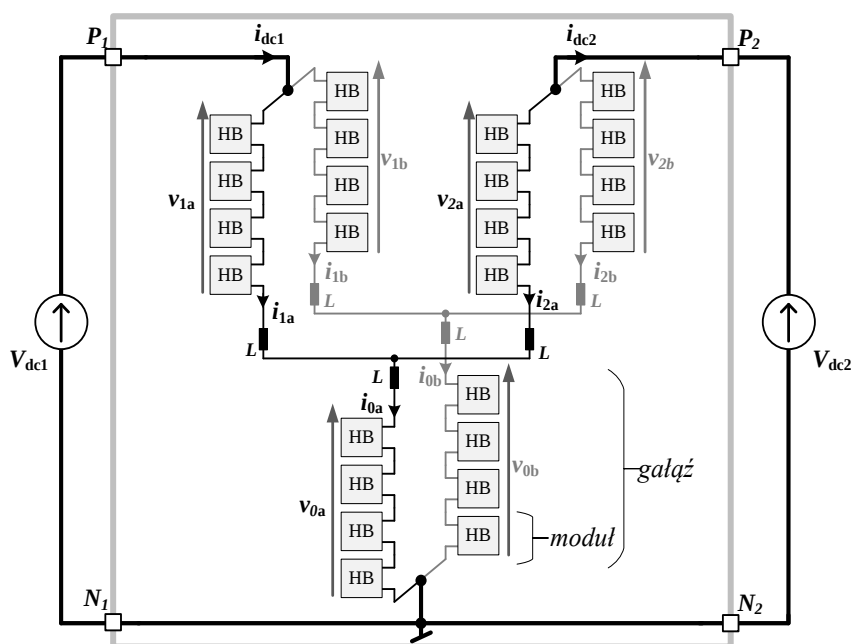
W rozdziale 2 przedstawiono topologię oraz opisano sposób działania wielopoziomowego modułowego przekształtnika DC/DC w topologii YY. Przekształtnik może pracować dwukwadrantowo przy zmianie kierunku prądu. Topologia umożliwia zarówno podwyższanie, jak i obniżanie napięcia stałego o dodatniej polaryzacji. Zarówno wejście jak i wyjście przekształtnika mają charakter dynamicznego źródła prądu.



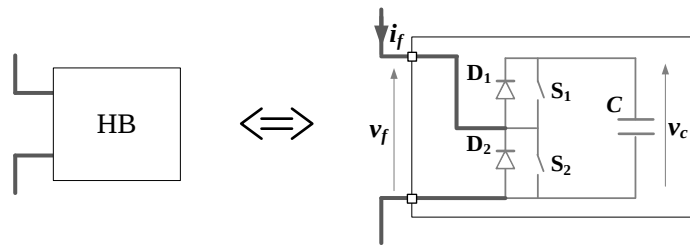
Rys. 5. Dwukwadrantowy przekształtnik DC/DC typu YY łączący dwa źródła napięcia stałego: V_{dc1} , V_{dc2} . P_1 , P_2 , N_1 , N_2 - dodatnie i ujemne zaciski przekształtnika.

2.2. Topologia przekształtnika YY

Topologię przekształtnika modułowego typu YY przedstawiono na Rys. 6. Przekształtnik składa się z sześciu gałęzi: $1a$, $1b$, $2a$, $2b$, $0a$, $0b$. Są one podzielone na dwie grupy: a i b . Każda grupa, składająca się z trzech gałęzi, jest połączona w kształt litery Y. Każda gałąź przekształtnika zawiera N identycznych modułów (komórek) HB połączonych szeregowo z dławikiem gałęziowym o indukcyjności L . Na Rys. 6. przedstawiono topologię dla przypadku, gdy $N=4$. Moduły znajdują się na tzw. pływającym potencjale względem wspólnego punktu odniesienia przekształtnika. W rozprawie założono, że każdy moduł przekształtnika zawiera falownik, w topologii półmostka, połączony z kondensatorem pośredniczącym o pojemności C . Uproszczoną strukturę wewnętrzną pojedynczego modułu przedstawiono na Rys. 7.



Rys. 6. Topologia przekształtnika modułowego typu YY.



Rys. 7. Uproszczona struktura wewnętrzna pojedynczej komórki HB.

Ujemne zaciski przekształtnika N_1 , N_2 są zwarte – układ nie zapewnia izolacji galwanicznej. Przekształtnik YY jest symetryczny względem wejścia i wyjścia. Umożliwia to pracę dwukwadrantową. Dla zapewnienia konsekwencji notacji, na Rys. 6. strzałkowanie prądów gałęziowych jest typu odbiornikowego.

2.3. Podstawowe zasady działania przekształtnika YY

Przekształtnik YY należy do grupy topologii typu MMC. Napięcia generowane przez przekształtnik są wielopoziomowe. Każda gałąź przekształtnika YY zawiera N modułów połączonych szeregowo. Pojedynczy falownik w topologii półmostka, w zależności od stanu łączników S_1 , S_2 , może generować dwa poziomy napięcia wyjściowego. Stan „0” (S_1 - wyłączony, S_2 - załączony) odpowiada napięciu w przybliżeniu zerowemu (przy założeniu pomijalnie małego spadku napięcia na przewodzących elementach półprzewodnikowych). Natomiast napięcie wyjściowe stanu „1” (S_1 - załączony, S_2 - wyłączony) jest równe chwilowemu napięciu kondensatora pośredniczącego C . W stanie ustalonym, zadana wartość napięcia kondensatora pośredniczącego jest identyczna dla każdego modułu i wynosi w przybliżeniu V_C . Całkowita liczba poziomów napięcia, jaką może wygenerować pojedyncza gałąź przekształtnika, wynosi $N + 1$. Wartość napięcia wyjściowego gałęzi v_{br} jest w przybliżeniu równa:

$$v_{br} = n \cdot V_C \quad \text{dla } n = 0, 1, \dots, N \quad (2.1)$$

Gdzie:

n – liczba modułów w gałęzi pracujących w trybie „1”

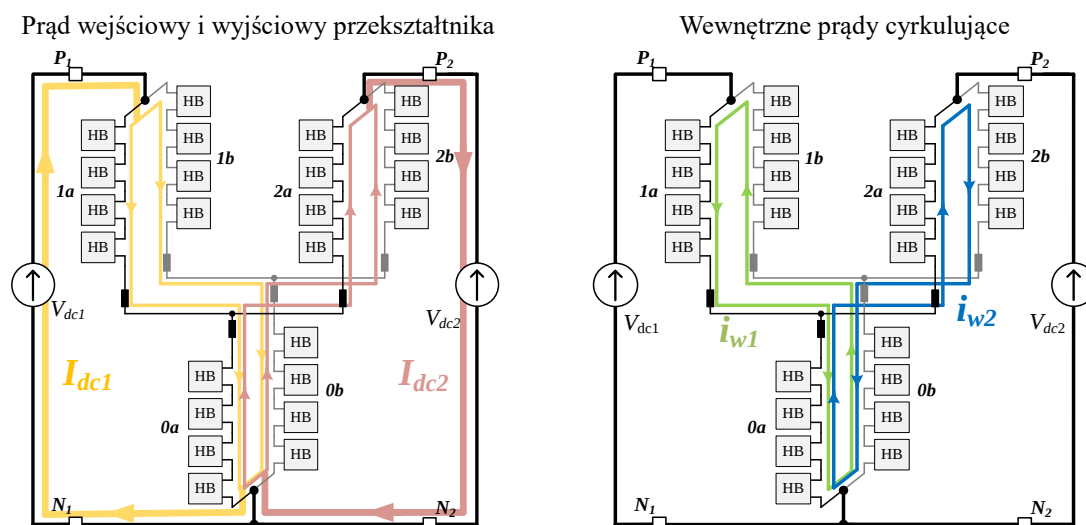
V_C – wartość średnia napięć kondensatorów pośredniczących C w gałęzi

Sygnały sterujące pracą falowników, które wchodzi w skład pojedynczej gałęzi, są generowane przez modulator wielopoziomowy. Układ nadaje za zadaną wartością napięcia gałęziowego, wykorzystując np. metodę zmiennej szerokości impulsów PWM. Zaletą przekształtników wielopoziomowych jest zjawisko zwielokrotnienia podstawowej częstotliwości składowej zmiennej napięcia wyjściowego gałęzi w stosunku do częstotliwości pracy pojedynczego półmostka wchodzącego w jej skład.

Cechą charakterystyczną przekształtników MMC jest brak zewnętrznego zasilania modułów. Wartość napięcia kondensatora pośredniczącego C , we wszystkich komórkach jest stabilizowana na zadanym poziomie, poprzez odpowiednie sterowanie wewnętrznymi prądami, które cyrkulują pomiędzy gałęziami przekształtnika oraz wykorzystaniem specjalnej metody balansującej napięcia pośredniczące komórek w poszczególnych gałęziach.

Przepływ prądów cyrkulujących w topologii YY jest możliwy, ponieważ gałęzie przekształtnika są połączone w dwie równoległe grupy: a i b . Na Rys. 8 zaznaczono ścieżki przewodzenia dla stałego prądu wejściowego I_{dc1} (żółty) i wyjściowego I_{dc2} (brązowy) oraz

wewnętrznych zmiennych prądów cyrkulujących: i_{w1} oraz i_{w2} (zielony, niebieski). Założono, że prądy I_{dc1} , I_{dc2} równomiernie rozdzielają się pomiędzy gałęzie z grup a i b .



Rys. 8. Obwody przewodzenia prądu wejściowego (I_{dc1} - żółty), wyjściowego (I_{dc2} - brązowy) oraz prądów cyrkulujących (i_{w1} - zielony, i_{w2} - niebieski).

Przekształtnik YY umożliwia zarówno obniżanie jak i podwyższanie napięcia stałego o dodatniej polaryzacji. Pomiędzy dodatnimi, a ujemnymi terminalami wejściowymi przekształtnika znajdują się dwie gałęzie połączone szeregowo, czyli w sumie $2N$ modułów. Teoretycznie, napięcia wejściowe i wyjściowe przekształtnika (V_{dc1} , V_{dc2}) mogą przyjmować wartości w przedziale od zera, aż do napięcia maksymalnego równego $2N \cdot V_C$. W praktyce, realizowalny zakres napięć jest ograniczony przez prądy cyrkulujące i maksymalną obciążalność prądową modułów. Temat ten przedstawiono w rozdziale 6.

Szeregowo połączone moduły przekształtnika mają charakter źródła napięciowego. Możliwość równoległej pracy gałęzi z grup a i b jest zapewniona przez dołączoną indukcyjność L , która zmienia charakter gałęzi na sterowane źródło prądowe. Dławiki gałęziowe ograniczają wartość szczytową tętnień prądów gałęziowych, która wynika z modulacji napięcia. W dalszej analizie założono, że wartość szczytowa składowej zmiennej prądu, wynikająca z modulacji napięcia, jest wielokrotnie mniejsza od prądu roboczego gałęzi. Metodę doboru indukcyjności gałęziowej L opisano w rozdziale 6.10.

Na Rys. 9 w sposób uproszczony przedstawiono przykładowe przebiegi napięć wyjściowych dla dwóch wybranych gałęzi przekształtnika YY: $1a$ oraz $0a$. Wartość napięcia wejściowego przekształtnika dla przedstawionego przypadku jest równa $V_{dc1} = 4,5 \cdot V_C$. Napięcia gałęziowe zawierają składową wysokoczęstotliwościową wynikającą z pracy modulatora. W przypadku przedstawionym na Rys. 9 sumaryczna liczba modułów w gałęziach $1a$ i $0a$, które pracują w trybie „1”, jest cyklicznie przełączana między dwoma wartościami: 4 i 5.

Należy zaznaczyć, że istnieje całkowita dowolność w doborze, które konkretnie falowniki w gałęzi mają pracować w trybie „1”. Z punktu widzenia źródła zasilania, jedynie sumaryczne napięcie wyjściowe gałęzi $1a$ i $0a$ musi nadążać za zadaną wartością. Liczbę możliwych kombinacji za pomocą, których można otrzymać określony poziom napięcia przedstawiono w rozdziale 2.5. Redundancja stanów jest właściwością umożliwiającą balansowanie napięć kondensatorów pośredniczących w przekształtnikach MMC.

Pomijając rezystancje, spadki napięć na elementach półprzewodnikowych i impedancję źródła zasilania, zależność opisująca prądy i napięcia obwodu zaznaczonego na Rys. 9. ma postać:

$$V_{dc1} = \left(v_{1a} + L \frac{di_{1a}}{dt} \right) + \left(v_{0a} + L \frac{di_{0a}}{dt} \right) \quad (2.2)$$

W stanie ustalonym, wartości średnie napięć na indukcyjności L w obu gałęziach $1a$ i $0a$ powinny być równe zero. Wobec tego, wartości średnie napięć gałęziowych: V_{1a} oraz V_{0a} spełniają warunek:

$$V_{dc1} = V_{1a} + V_{0a} \quad (2.3)$$

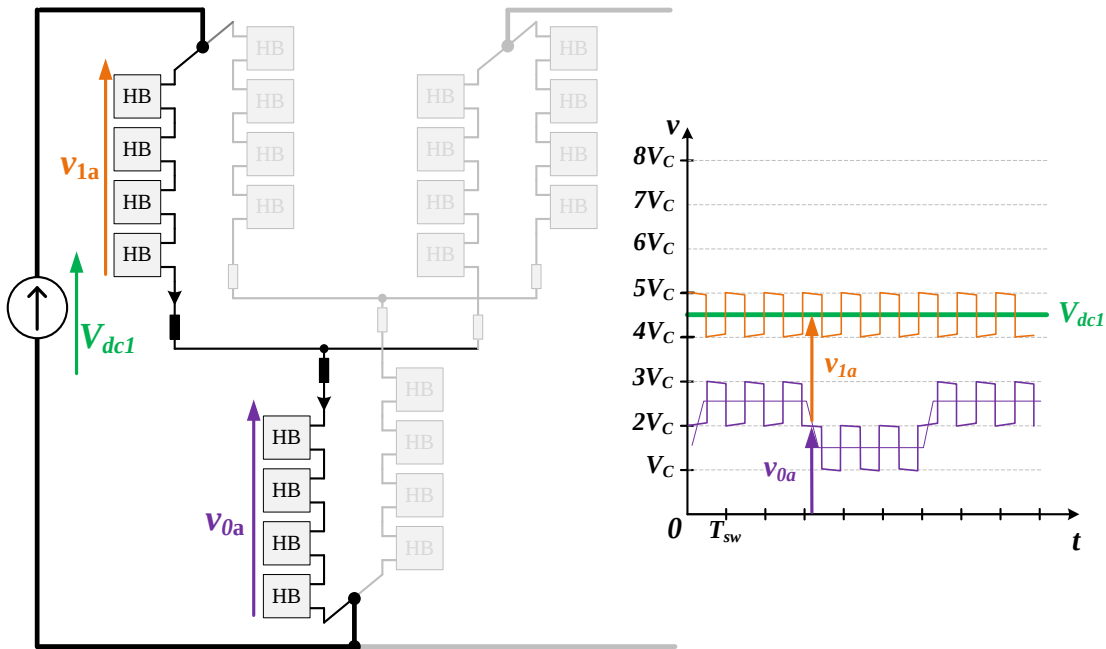
Analogiczną analizę przeprowadzono dla pozostałych par gałęzi, które są połączone szeregowo pomiędzy dodatnimi, a ujemnymi zaciskami przekształtnika:

$$V_{dc1} = \left(v_{1a} + L \frac{di_{1a}}{dt} \right) + \left(v_{0a} + L \frac{di_{0a}}{dt} \right) \rightarrow V_{dc1} = V_{1a} + V_{0a} \quad (2.4)$$

$$V_{dc1} = \left(v_{1b} + L \frac{di_{1b}}{dt} \right) + \left(v_{0b} + L \frac{di_{0b}}{dt} \right) \rightarrow V_{dc1} = V_{1b} + V_{0b} \quad (2.5)$$

$$V_{dc2} = \left(v_{2a} + L \frac{di_{2a}}{dt} \right) + \left(v_{0a} + L \frac{di_{0a}}{dt} \right) \rightarrow V_{dc2} = V_{2a} + V_{0a} \quad (2.6)$$

$$V_{dc2} = \left(v_{2b} + L \frac{di_{2b}}{dt} \right) + \left(v_{0b} + L \frac{di_{0b}}{dt} \right) \rightarrow V_{dc2} = V_{2b} + V_{0b} \quad (2.7)$$



Rys. 9. Napięcia generowane przez gałęzie: $1a$ oraz $0a$, przy założeniu, że napięcie w kondensatorach pośredniczących C wynosi V_C oraz $N = 4$.

W stanie ustalonym suma wartości średnich napięć generowanych przez wyszczególnione pary gałęzi powinna być stała i równa napięciu wejściowemu

lub wyjściowemu przekształtnika. Nie oznacza to jednak, że same napięcia gałęziowe nie mogą zawierać składowej zmiennej. W przykładzie przedstawionym na Rys. 9 założono, że zadane przebiegi napięć wyjściowych gałęzi v_{0a} oraz v_{1a} oprócz składowej stałej, zawierają również składową okresową, w tym przypadku trapezoidalną. Składowa zmienna napięcia ma identyczny przebieg dla obu gałęzi $1a$ oraz $0a$, ale jest przesunięta w fazie o połowę okresu. W wyniku tego, suma napięć gałęzi $1a$ i $0a$ zawiera jedynie składową stałą, a składowe zmienne się znoszą.

Na Rys. 10 w sposób uproszczony przedstawiono przebiegi prądów gałęzi $1a$ i $1b$ przekształtnika oraz ich sumy, która jest równa prądowi zasilania i_{dc1} . Analizowane prądy gałęziowe zawierają trzy składowe:

- Składową stałą równą połowie wartości średniej prądu zasilania: $I_{dc1} / 2$ (przy założeniu równomiernego obciążenia gałęzi z grup a i b),
- Składową zmienną wysokoczęstotliwościową, której źródłem jest modulacja napięcia wyjściowego gałęzi,
- Składową zmienną niskoczęstotliwościową wynikającą z istnienia wewnętrznych prądów cyrkulujących (w przypadku przedstawionym na Rys. 10 o przebiegu w przybliżeniu sinusoidalnym).

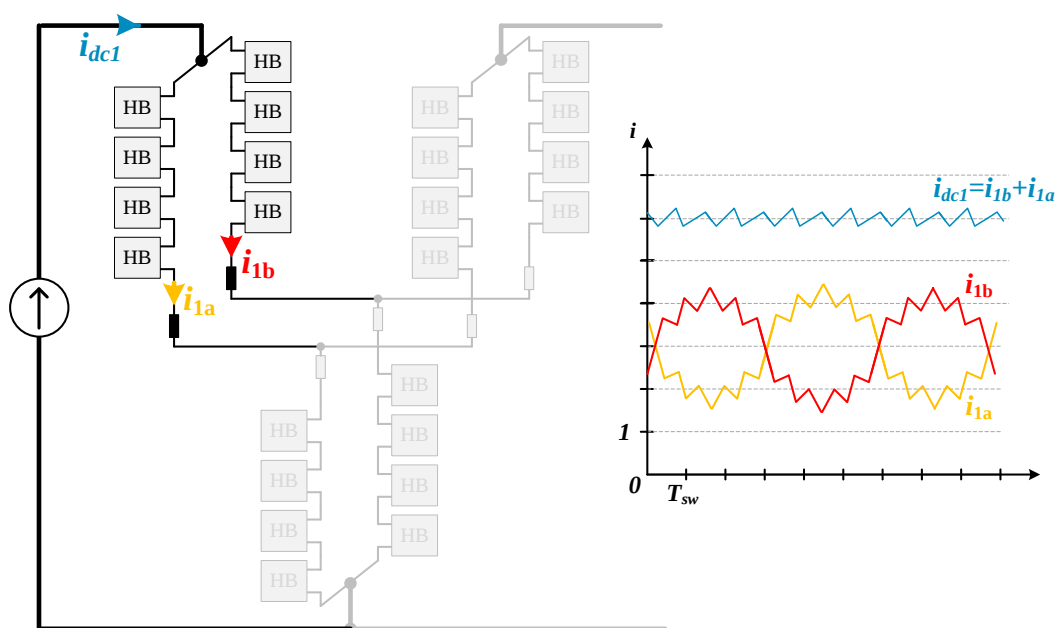
Podobnie jak w przypadku napięć gałęziowych, poszczególne prądy gałęziowe mogą być zmienne, a jedynie suma prądów odpowiadających sobie gałęzi z grup a i b , uśredniona za okres przełączania przekształtnika, powinna być stała. Ogólnie, prądy gałęziowe przekształtnika YY spełniają następujące zależności:

$$i_{dc1} = i_{1a} + i_{1b} \quad (2.8)$$

$$i_{dc2} = -(i_{2a} + i_{2b}) \quad (2.9)$$

$$i_{0a} = i_{1a} + i_{2a} \quad (2.10)$$

$$i_{0b} = i_{1b} + i_{2b} \quad (2.11)$$

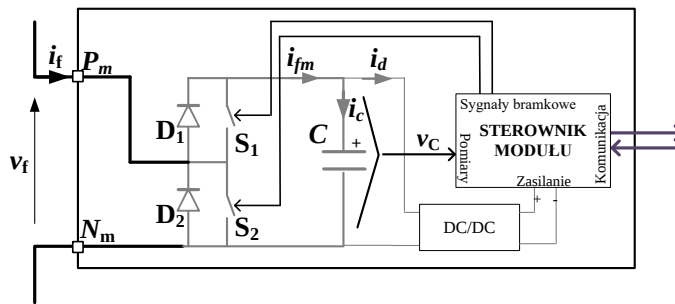


Rys. 10. Prądy gałęzi $1a$ oraz $1b$ oraz prąd wejściowy przekształtnika YY.

Możliwość wprowadzenia składowych zmiennych zarówno do przebiegów napięć, jak i prądów gałęziowych jest wykorzystywana przez układ sterowania do balansowania mocy gałęzi przekształtnika. Zagadnienie to zostało opisane w rozdziałach 6 oraz 7.

2.4. Działanie pojedynczej komórki przekształtnika YY

Na Rys. 11 przedstawiono uproszczony schemat pojedynczej komórki przekształtnika YY. W rozprawie założono, że moduł zawiera falownik w topologii półmostka połączony z kondensatorem pośredniczącym o pojemności C .



Rys. 11. Struktura wewnętrzna pojedynczego modułu przekształtnika.

Zacisk dodatni P_m modułu dołączony jest do punktu środkowego półmostka. Zacisk N_m jest zwarty z ujemnym biegunem kondensatora pośredniczącego C . Równoległe do łączników półprzewodnikowych S_1, S_2 dołączone są diody zwrotne: D_1, D_2 . Typowym dla przekształtników MMC rozwiązaniem jest zasilanie potrzeb własnych modułu za pomocą dodatkowej przetwornicy DC/DC, której źródłem jest napięcie na kondensatorze pośredniczącym [41]. Zaletą tego sposobu zasilania jest istotne uproszczenie układu izolacji. Obwody elektryczne modułu znajdują się na tzw. pływającym potencjale, a separacja pomiędzy wejściem, a wyjściem pomocniczego układu zasilającego DC/DC nie musi uwzględniać całkowitego napięcia znamionowego przekształtnika.

Główną wadą opisywanego sposobu zasilania jest utrudniony rozruch przekształtnika. Moduł może rozpocząć pracę dopiero, gdy napięcie na kondensatorze C przekroczy pewien minimalny poziom, wystarczający do uruchomienia pomocniczej przetwornicy zasilającej. Wstępne ładowanie kondensatorów pośredniczących w komórkach odbywa się pasywnie, przy wyłączonych łącznikach S_1, S_2 i brakiem komunikacji z głównym sterownikiem przekształtnika. W tym celu zewnętrzny układ rozruchowy wymusza przewodzenie prądu i_f o dodatniej polaryzacji przez gałęzie przekształtnika. Kondensatory ładują się poprzez diody zwrotne D_1, D_2 [18]. Następnie, po uruchomieniu układu sterowania modułów, napięcie kondensatorów pośredniczących jest aktywnie podnoszone do wartości referencyjnej V_C^* . Szczegółowy opis opracowanego sposobu rozruchu przekształtnika YY opisano w rozdziale 8.

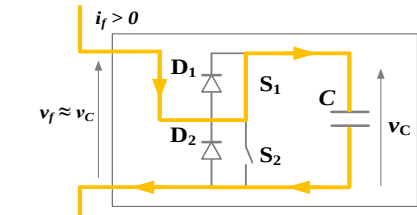
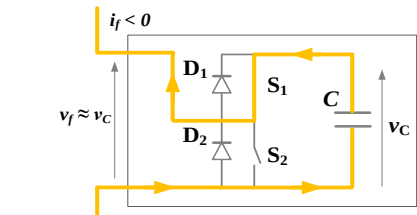
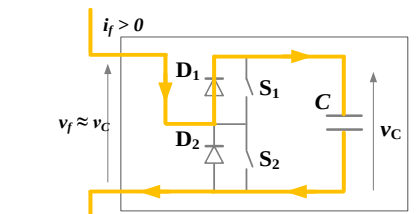
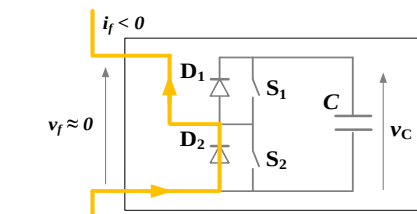
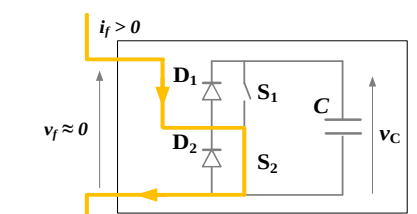
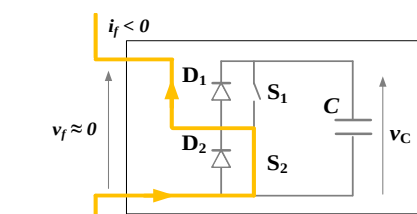
Pomocnicza przetwornica DC/DC zasila lokalny sterownik, który jest odpowiedzialny za formowanie sygnałów bramkowych tranzystorów, komunikację z głównym kontrolerem przekształtnika oraz pomiar napięcia kondensatora pośredniczącego. Sygnały sterujące i pomiarowe, poprzez interfejs z separacją galwaniczną (np. światłowodową), są przesyłane w dwóch kierunkach, między lokalnym sterownikiem w module, a głównym sterownikiem przekształtnika YY.

W Tab. 5 przedstawiono wszystkie tryby pracy falownika w topologii półmostka. Napięcie wyjściowe falownika v_f zależy od stanu łączników półprzewodnikowych S_1, S_2

oraz napięcia kondensatora C . W normalnym trybie pracy każdy moduł przekształtnika jest cyklicznie przełączany pomiędzy trybami A1/B1 i A3/B3. Odpowiada to przełączeniu napięcia wyjściowego falownika pomiędzy napięciem v_c i napięciem zerowym. Komutacja pomiędzy tymi dwoma stanami musi uwzględniać czas martwy, gdy oba łączniki są rozłączone ($S_1 = 0, S_2 = 0$). Wartość napięcia wyjściowego v_f w trakcie czasu martwego zależy od polaryzacji prądu falownika i_f . Występowanie czasu martwego wprowadza zniekształcenie w napięciu wyjściowym falownika [9, 80].

Równoczesne załączenie obu łączników S_1, S_2 nie jest dozwolone, ponieważ powoduje ono zwarcie kondensatora i skutkowałoby zniszczeniem łączników półprzewodnikowych.

Tab. 5. Tryby pracy falownika w topologii półmostka.

$S_1 = 1$ $S_2 = 0$	 TRYB A1 $v_f = v_c$ $i_f > 0$	 TRYB B1 $v_f = v_c$ $i_f < 0$
$S_1 = 0$ $S_2 = 0$	 TRYB A2 $v_f = v_c$ $i_f > 0$	 TRYB B2 $v_f = 0$ $i_f < 0$
$S_1 = 0$ $S_2 = 1$	 TRYB A3 $v_f = 0$ $i_f > 0$	 TRYB B3 $v_f = 0$ $i_f < 0$

Następujące po sobie stany pracy falownika podczas przełączania pomiędzy napięciem wyjściowym $v_f = v_c$, a $v_f = 0$ zostały przedstawione w Tab. 6.

Tab. 6. Kolejne stany pracy półmostka w trakcie przełączania napięcia wyjściowego w zależności od polaryzacji prądu i_f oraz stanu początkowego falownika.

$v_f = v_c$ $S_1 = 1, S_2 = 0$	$i_f > 0$ TRYB A1 → TRYB A2 (czas martwy) → TRYB A3 TRYB A1 ← TRYB A2 (czas martwy) ← TRYB A3	$v_f = 0$ $S_1 = 0, S_2 = 1$
	$i_f < 0$ TRYB B1 → TRYB B2 (czas martwy) → TRYB B3 TRYB B1 ← TRYB B2 (czas martwy) ← TRYB B3	

Istotnym zagadnieniem dotyczącym pracy przekształtników MMC jest kontrola średniej wartości napięć kondensatorów pośredniczących C . W stanie ustalonym, powinno ono być utrzymywane we wszystkich modułach przekształtnika na stałym, zadanym poziomie. Wartość chwilowa napięcia kondensatora C zależy od trybu pracy falownika. W trybie A1, prąd i_f ma dodatnią polaryzację, kondensator C jest ładowany i jego napięcie rośnie. Wartość chwilowa mocy wyjściowej falownika jest dodatnia:

$$p_{f,A1} = v_c \cdot i_f > 0 \quad (2.12)$$

W trybie B1, prąd i_f ma ujemną polaryzację, kondensator C jest rozładowywany. Wartość chwilowa mocy wyjściowej falownika jest ujemna:

$$p_{f,B1} = v_c \cdot (-i_f) < 0 \quad (2.13)$$

W trybach A3 i B3 prąd i_f nie jest przewodzony przez kondensator C , więc nie wpływa on na jego napięcie. Wartość chwilowa mocy wyjściowej falownika jest zerowa:

$$p_{f,A3} = p_{f,B3} = 0 \cdot i_f = 0 \cdot (-i_f) = 0 \quad (2.14)$$

Dodatkowo, w trakcie pracy falownika, kondensator C jest obciążony mocą strat modułu równą p_d . Jej źródłem jest między innymi pomocniczy przekształtnik DC/DC, stratność kondensatorów oraz rezystory rozładowujące.

Dla uproszczenia analizy założono, że falownik jest sterowany przez modulację szerokości impulsów PWM. Okres przebiegu modulowanego jest znacznie mniejszy od okresu sygnału modulującego, a napięcie v_c kondensatora pośredniczącego jest w przybliżeniu stałe w czasie jednego okresu przełączania. Współczynnik wypełnienia d prostokątnego sygnału sterującego, przy pominięciu czasu martwego, równy jest ilorazowi czasu t_i , gdy falownik pracuje w trybie A1 lub B1, do wartości okresu fali nośnej T_{sw} :

$$d = \frac{t_i}{T_{sw}} \quad (2.15)$$

Napięcie wyjściowe falownika, uśrednione za okres fali nośnej, jest w przybliżeniu równe iloczynowi współczynnika wypełnienia d i napięcia kondensatora C :

$$v_f = \frac{1}{T_{sw}} \left(\int_0^{t_i} v_c dt + \int_{t_i}^{T_{sw}} 0 dt \right) \approx d \cdot v_c \quad (2.16)$$

W stanie ustalonym, warunkiem zapewniającym stałą wartość średnią napięcia kondensatora C za okres T ($T \gg T_{sw}$) jest zerowa wartość średnia prądu kondensatora I_C :

$$I_C = \frac{1}{T} \int_0^T i_C dt = 0 \quad (2.17)$$

Prąd kondensatora C równy różnicy zmodulowanego prądu półmostka i_{fm} oraz prądu wynikającego ze strat modułu p_d (oznaczenie prądów przedstawieniowo na Rys. 11):

$$i_c = i_{fm} - i_d = i_{fm} - \frac{p_d}{v_c} \quad (2.18)$$

W analizie założono, że impedancja indukcyjności gałęziowej L jest bardzo duża dla składowej zmiennej napięcia wynikającej z modulacji. Uśredniona za okres T_{sw} wartość prądu falownika i_{fm} jest w przybliżeniu równa:

$$i_{fm} = \frac{1}{T_{sw}} \left(\int_0^{t_i} i_f dt + \int_{t_i}^{T_{sw}} 0 dt \right) \approx \frac{t_i}{T_{sw}} \cdot i_f = d \cdot i_f = \frac{v_f \cdot i_f}{v_c} \quad (2.19)$$

Po podstawieniu zależności (2.18), (2.19) do wyrażenia (2.17) uzyskano warunek zapewniający stałą wartość średnią napięcia kondensatora C :

$$\begin{aligned} I_C &= \frac{1}{T} \int_0^T i_c dt = \frac{1}{T} \int_0^T \left(i_{fm} - \frac{p_d}{v_c} \right) dt = \frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{v_f \cdot i_f}{v_c} - \frac{p_d}{v_c} \right) dt = \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T \frac{p_f}{v_c} dt - \frac{1}{T} \int_0^T \frac{p_d}{v_c} dt = 0 \quad \rightarrow \quad P_f - P_d = 0 \end{aligned} \quad (2.20)$$

Zgodnie z zasadą zachowania energii, wartość średnia napięcia kondensatora pośredniczącego będzie utrzymywana na stałym poziomie, gdy wartość średnia mocy wyjściowej falownika P_f jest równa mocy obciążającej kondensator pośredniczący P_d :

$$P_f = \frac{1}{T} \int_0^T v_f \cdot i_f dt = P_d \quad (2.21)$$

Przedstawiona analiza zakłada pomijalnie małe spadki napięć na przewodzących elementach modułu. W rzeczywistości będą one występowały i będą one miały wpływ na napięcie wyjściowe falownika. Zagadnienie to zostało przedstawione w rozdziale 3.5.

Dodatkowym warunkiem prawidłowej pracy przekształtnika YY jest taki dobór wartości pojemności kondensatora pośredniczącego C w modułach, aby wartość międzyszczytowa składowej zmiennej napięcia kondensatora, której źródłem jest modulacja napięcia wyjściowego oraz zmienne prądy cyrkulujące przekształtnika, była wielokrotnie mniejsza od wartości średniej napięcia kondensatora. Zagadnienie to zostało przedstawione w rozdziale 6.7.

2.5. Liczba stanów przekształtnika YY

Przekształtnik YY charakteryzuje się dużą złożonością. Liczba wszystkich modułów w topologii wynosi:

$$N_{total} = 6 \cdot N \quad (2.22)$$

W każdym module znajdują się dwa sterowalne łączniki półprzewodnikowe. Pojedynczy moduł może pracować w dwóch trybach: $S_1 = 1, S_2 = 0$, albo $S_1 = 0, S_2 = 1$ (pomijając stany,

gdy oba łączniki są wyłączone $S_1 = 0$, $S_2 = 0$ oraz stan niedozwolony: $S_1 = 1$, $S_2 = 1$). Teoretyczna całkowita liczba stanów przekształtnika YY wynosi:

$$State_{total} = 2^{(6 \cdot N)} \quad (2.23)$$

Przykładowo dla $N=4$, całkowita liczba kombinacji wynosi ponad 16 milionów (2^{24}). Każda gałąź przekształtnika, może wygenerować $N+1$ poziomów, od wartości zerowej, aż do napięcia $N \cdot V_C$. Poszczególne poziomy napięcia mogą być wytworzone przez różne kombinacje sterowania falownikami wchodzącymi w skład gałęzi. Ogólnie liczba kombinacji, jakimi można wytworzyć napięcie o wartości równej $n \cdot V_C$ wynosi $\binom{N}{n}$. Przykładowo, w Tab. 7, przedstawiono wszystkie kombinacje stanów dla gałęzi, gdy $N=4$.

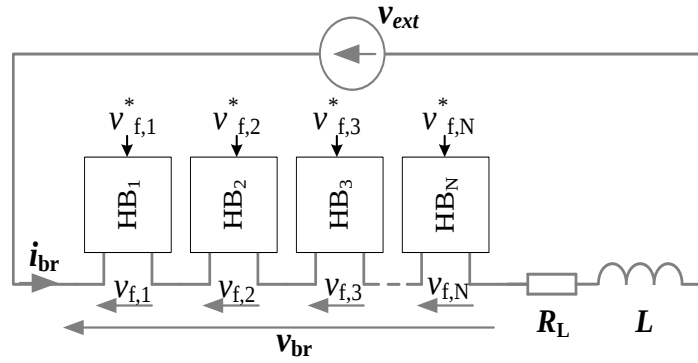
Tab. 7. Liczba kombinacji, jakimi można wytworzyć napięcie gałęziowe o określonym poziomie, dla przypadku, gdy $N=4$. Cyfra „1” oznacza, że moduł znajduje się w stanie A1/B1, cyfra „0” odpowiada stanowi A3/B3.

Poziom napięcia wyjściowego gałęzi	Moduły	Kombinacje sterowania modułów						Liczba możliwych kombinacji
$0 \cdot V_C$	Moduł 1	0						$\binom{4}{0} = 1$
	Moduł 2	0						
	Moduł 3	0						
	Moduł 4	0						
$1 \cdot V_C$	Moduł 1	0	0	0	1			$\binom{4}{1} = 4$
	Moduł 2	0	0	1	0			
	Moduł 3	0	1	0	0			
	Moduł 4	1	0	0	0			
$2 \cdot V_C$	Moduł 1	1	0	0	1	1	0	$\binom{4}{2} = 6$
	Moduł 2	1	1	0	0	0	1	
	Moduł 3	0	1	1	0	1	0	
	Moduł 4	0	0	1	1	0	1	
$3 \cdot V_C$	Moduł 1	1	1	1	0			$\binom{4}{3} = 4$
	Moduł 2	1	1	0	1			
	Moduł 3	1	0	1	1			
	Moduł 4	0	1	1	1			
$4 \cdot V_C$	Moduł 1	1						$\binom{4}{4} = 1$
	Moduł 2	1						
	Moduł 3	1						
	Moduł 4	1						

3. ANALIZA DZIAŁANIA GAŁĘZI PRZEKSZTAŁTNIKA

3.1. Opis działania pojedynczej gałęzi przekształtnika

Działanie pojedynczej gałęzi przekształtnika YY zbadano poprzez analizę uproszczonego układu, którego schemat zilustrowano na Rys. 12. Składa się on z N modułów połączonych szeregowo z dławikiem o indukcyjności L i rezystancją R_L . Gałąź jest połączona równolegle ze źródłem napięciowym v_{ext} . Odpowiada to warunkom pracy, jakie występują w przekształtniku YY, gdzie wartość napięcia v_{ext} jest zależna od napięć generowanych przez pozostałe gałęzie w topologii oraz wartości napięć V_{dc1} lub V_{dc2} (np. dla gałęzi $1a$ wartość napięcia v_{ext} jest równe różnicy napięcia stałego V_{dc1} i napięcia v_{0a} – patrz zależność (2.4)).



Rys. 12. Pojedyncza gałąź przekształtnika obciążona napięciem v_{ext} .

Napięcie gałęziowe v_{br} jest sumą napięć generowanych przez wszystkie falowniki w gałęzi:

$$v_{br} = \sum_{k=1}^N v_{f,k} \quad (3.24)$$

Napięcie wyjściowe k -tego modułu, równe $v_{f,k}$, w zależności od sterowania, może się równać chwilowemu napięciu kondensatora pośredniczącego modułu (tryb „1”) lub napięciu zerowemu (tryb „0”). Na Rys. 13 przedstawiono przypadek, w którym n modułów pracuje w trybie „1”. Sterownik gałęzi cyklicznie zmienia sumaryczną liczbę modułów pracujących w trybie „1”, w taki sposób, aby nadążać za zadaną przez regulator wartością napięcia gałęziowego v_{br}^* .

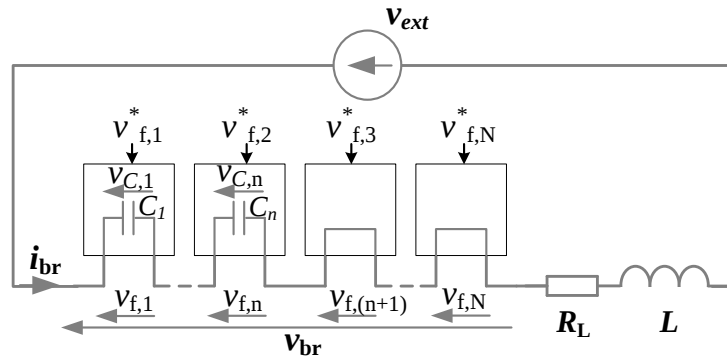
W trakcie pracy następuje ciągła wymiana energii pomiędzy indukcyjnością L , a przewodzącymi w danej chwili prąd gałęziowy kondensatorami pośredniczącymi C . Możliwe jest podwyższanie napięcia przewodzących kondensatorów pośredniczących w sposób analogiczny jak w przypadku impulsowego przekształtnika podwyższającego napięcie (ang. *boost converter*) [65].

Zakładając dowolny wybór falowników pracujących w trybie „1”, napięcia w obwodzie przedstawionym na Rys. 13 spełniają zależność:

$$v_{ext} = i_{br}R_L + L \frac{di_{br}}{dt} + v_{br} = i_{br}R_L + L \frac{di_{br}}{dt} + \underbrace{v_{c,j} + \dots + v_{c,k}}_n + \underbrace{0 + \dots + 0}_{N-n} \quad (3.25)$$

v_{br}

Dla: $1 \leq j \leq N$ oraz $1 \leq k \leq N$



Rys. 13. Pojedyncza gałąź przekształtnika z wyszczególnieniem stanów poszczególnych modułów.

Prąd przewodzony przez wszystkie pracujące kondensatory pośredniczące jest równy prądowi gałęziowemu i_{br} . Zakładając, że znane są wartości ich pojemności oraz wartości napięć w chwili $t = 0$ zależność (3.25) przekształcono do postaci:

$$v_{ext} = i_{br}R_L + L \frac{di_{br}}{dt} + \underbrace{\left(\frac{1}{C_j} \int_0^t i_{br}(\tau) d\tau + v_{c,j}(0) \right) + \dots + \left(\frac{1}{C_k} \int_0^t i_{br}(\tau) d\tau + v_{c,k}(0) \right)}_n =$$

$$= i_{br} \cdot R_L + L \frac{di_{br}}{dt} + \underbrace{\left(\frac{1}{C_j} + \dots + \frac{1}{C_k} \right)}_n \cdot \int_0^t i_{br}(\tau) d\tau + \underbrace{v_{c,j}(0) + \dots + v_{c,k}(0)}_n$$
(3.26)

Dla: $1 \leq j \leq N$ oraz $1 \leq k \leq N$

Dla uproszczenia analizy założono idealny przypadek, w którym wszystkie kondensatory mają identyczną wartość pojemności i warunki początkowe. Zależność (3.26) zredukowano do postaci:

$$v_{ext} = i_{br} \cdot R_L + L \frac{di_{br}}{dt} + \frac{n}{C} \int_0^t i_{br}(\tau) d\tau + n \cdot v_c(0)$$
(3.27)

W trakcie jednego taktu pracy gałęzi, zakłada się, że napięcie na kondensatorach pośredniczących jest w przybliżeniu stałe, natomiast prąd gałęziowy i_{br} zmienia się w przybliżeniu liniowo. Jest to typowy tryb pracy dla falowników napięcia z modulacją szerokości impulsów [65]. Warunek jest spełniony dla odpowiednio dobranych parametrów układu: pojemności kondensatorów pośredniczących C , indukcyjności gałęziowej L i częstotliwości przełączania liczby modułów pracujących w trybie „1” w gałęzi. Układ przedstawiony na Rys. 13 i opisany zależnością (3.27) jest obwodem oscylacyjnym, którego częstotliwość własna zależy od liczby modułów pracujących w trybie „1”. Przy założeniu, że rezystancja R_L jest znacznie mniejsza od impedancji charakterystycznej, częstotliwość rezonansowa jest w przybliżeniu równa:

$$f_r \approx \frac{1}{2\pi \sqrt{L \cdot \frac{1}{n} C}} = \frac{\sqrt{n}}{2\pi \sqrt{L \cdot C}}$$
(3.28)

Prawidłowa praca gałęzi jest możliwa, gdy częstotliwość własna układu f_r jest znacznie niższa od częstotliwości przełączania liczby pracujących modułów w gałęzi równej $f_{br\ sw}$. Maksymalna częstotliwość rezonansowa układu odpowiada sytuacji, gdy wszystkie moduły w gałęzi pracują w trybie „1”:

$$f_{r\ max} \approx \frac{\sqrt{N}}{2\pi \sqrt{L \cdot C}} \ll f_{sw\ br}$$
(3.29)

Dla obwodu spełniającego warunek (3.29), zależność (3.27) uproszczono do postaci pozwalającej oszacować przyrost prądu:

$$\frac{\Delta i_{br}}{\Delta t} \approx \frac{1}{L} \cdot (v_{ext} - v_{br}) \approx \frac{1}{L} \cdot (v_{ext} - n \cdot V_C)$$
(3.30)

W warunkach znamionowych układ sterowania powinien mieć zawsze możliwość zarówno zwiększania, jak i zmniejszania wartości chwilowej natężenia prądu gałęziowego, aby mógł on nadać za wartością zadaną i_{br}^* . W dużym uproszczeniu, w trakcie pracy gałęzi, całkowita liczba modułów pracujących w trybie „1” powinna być przełączana ze zmiennym współczynnikiem wypełnienia, w taki sposób, aby wielopoziomowe napięcie wyjściowe gałęzi v_{br} było na przemian większe, albo mniejsze od chwilowej wartości napięcia v_{ext} . Składowa zmienna prądu wynikająca z modulacji napięcia w przybliżeniu będzie miała przebieg trójkątny. Dla gałęzi zawierających falowniki w topologii półmostka kontrola prądu jest możliwa przy następujących założeniach:

- Wartość chwilowa napięcia v_{ext} jest zawsze dodatnia,
- Wartość szczytowa napięcia v_{ext} jest mniejsza od maksymalnego napięcia wyjściowego gałęzi równego $N \cdot V_C$.

3.2. Balansowanie napięć kondensatorów pośredniczących

Warunkiem prawidłowego działania przekształtnika YY jest utrzymanie wartości średnich przebiegów napięć kondensatorów pośredniczących C we wszystkich modułach na zadanym poziomie równym V_C^* . W trakcie pracy gałęzi, kondensatory pośredniczące w modułach są cyklicznie ładowane i rozładowywane z częstotliwością wynikającą z pracy modulatora napięcia gałęziowego.

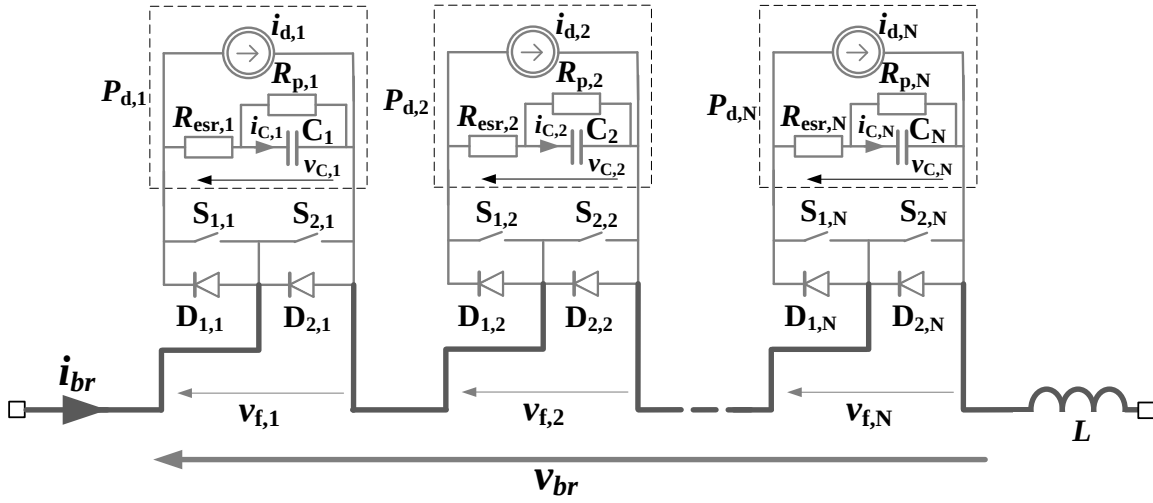
Przy braku odpowiedniego sterowania, wartości średnie napięć kondensatorów pośredniczących, wchodzących w skład poszczególnych gałęzi przekształtnika, nie będą stabilne. Jest to spowodowane różnicami pomiędzy poszczególnymi modułami. Wynikają one z naturalnego rozrzutu parametrów elementów, występowania nieuniknionych uchybów w układzie sterowania, różnic w czasach przewodzenia łączników, występowania opóźnień sygnałów sterujących, różnic w stratności kondensatorów, nierównomiernego obciążenia wynikającego z pracy pomocniczych przetwornic DC/DC itp. W rezultacie, przy braku aktywnego balansowania, może dojść do przekroczenia maksymalnego dopuszczalnego napięcia kondensatorów pośredniczących lub do ich całkowitego rozładowania.

Zastosowany układ balansowania musi umożliwiać kompensację różnic między modułami. Równocześnie nie może on wpływać na wartość napięcia wyjściowego gałęzi v_{br} , która jest zadana przez nadrzędny układ sterujący przekształtnika. Należy podkreślić, że układ balansowania powinien kontrolować jedynie wartości średnie napięć kondensatorów pośredniczących, a nie jest wymagane, aby wpływać na ich wartości chwilowe.

Analizę sposobu balansowania napięć kondensatorów pośredniczących w gałęzi przeprowadzono na podstawie wyidealizowanego układu zilustrowanego na Rys. 14. Uwzględnienie wszystkich przyczyn wpływających na niestabilność napięć kondensatorów pośredniczących jest trudne do osiągnięcia. Mogą one powodować zarówno zwiększanie, jak i zmniejszanie wartości napięć kondensatorów modułowych. Wszystkie przyczyny rozbieżności napięć kondensatorów pośredniczących powodują brak zbilansowania pomiędzy mocą dostarczaną do modułu, a mocą rozpraszaną. Założono, że suma wartości chwilowych strat mocy w k -tym module jest równa $p_{d,k}$ oraz, że wartości te są różne dla każdego modułu w gałęzi. Uwzględniają one zarówno straty w przybliżeniu niezależne od wartości napięcia pośredniczącego (np. pomocnicza przetwornica zasilająca DC/DC) zamodelowane jako źródło prądowe $i_{d,k}$, jak i w przybliżeniu proporcjonalne do kwadratu wartości tego napięcia (stratności kondensatorów $R_{p,k}$).

W analizie założono zerowe spadki napięcia na przewodzących elementach półprzewodnikowych $S_{1,k}$, $S_{2,k}$, $D_{1,k}$, $D_{2,k}$. Dodatkowo, dla uproszczenia analizy, założono,

że składowa zmienna prądu i_{br} , wynikająca z impulsowej pracy falowników w komórkach gałęzi, jest ograniczona do zanedbywalnego poziomu przez impedancję dławika L .



Rys. 14. Struktura gałęzi przekształtnika YY z uwzględnieniem rozbieżności pomiędzy modułami.

Warunkiem, aby w stanie ustalonym, wartości średnie napięć kondensatorów pośredniczących były utrzymywane na stałym poziomie jest zapewnienie zerowej wartości średniej prądów $i_{C,k}$ dla każdego kondensatora C w gałęzi. W rozdziale 2.4 wykazano, że dla pojedynczej komórki warunek ten jest spełniony, gdy wyjściowa moc czynna modułu jest równa mocy, która obciąża jego kondensator pośredniczący:

$$P_{f,k} = \frac{1}{T} \int_0^T v_{f,k} \cdot i_{f,k} dt = \frac{1}{T} \int_0^T v_{f,k} \cdot i_{br} dt = \frac{1}{T} \int_0^T p_{d,k} dt = P_{d,k} \quad (3.31)$$

Ogólnie, zastępcze obciążenia kondensatorów będą różne dla każdego modułu:

$$P_{d,j} \neq P_{d,k} \quad (3.32)$$

Dla: $1 \leq j \leq N$ oraz $1 \leq k \leq N$

Moduły są połączone szeregowo, więc ich prądy wejściowe są jednakowe i równe i_{br} . Wobec tego, zgodnie z zależnością (3.31), aby zbalansować moce w modułach, napięcia wyjściowe poszczególnych modułów muszą przyjmować różne wartości:

$$v_{f,j} \neq v_{f,k} \quad (3.33)$$

Dla: $1 \leq j \leq N$ oraz $1 \leq k \leq N$

Wartości strat mocy poszczególnych modułów charakteryzują się rozrzutem wokół pewnej wartości centralnej. Wartość mocy $P_{d,k}$ dla k -tego modułu przedstawiono, jako sumę wartości średniej obliczonej dla wszystkich modułów w gałęzi, oraz składnika reprezentującego różnicę między modułami:

$$P_{d,k} = \left(\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N P_{d,k} \right) + \Delta P_{d,k} = P_{d \text{ avg}} + \Delta P_{d,k} \quad (3.34)$$

W ten sam sposób przedstawiono napięcia wyjściowe modułów w gałęzi:

$$v_{f,k} = \left(\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N v_{f,k} \right) + \Delta v_{f,k} = v_{f \text{ avg}} + \Delta v_{f,k} \quad (3.35)$$

Wyrażenia (3.34) oraz (3.35) wykorzystano w przekształceniu warunku (3.31):

$$\begin{aligned} P_{d,k} = P_{d \text{ avg}} + \Delta P_{d,k} &= \frac{1}{T} \int_0^T v_{f,k} \cdot i_{br} dt = \frac{1}{T} \int_0^T (v_{f \text{ avg}} + \Delta v_{f,k}) \cdot i_{br} dt = \\ &= \left(\frac{1}{T} \int_0^T v_{f \text{ avg}} \cdot i_{br} dt \right) + \left(\frac{1}{T} \int_0^T \Delta v_{f,k} \cdot i_{br} dt \right) = P_{f \text{ avg}} + \Delta P_{f,k} \end{aligned} \quad (3.36)$$

Moc wyjściowa komórki $P_{f,k}$ została podzielona na dwa składniki. Balansowanie napięć kondensatorów pośredniczących C w gałęzi jest spełnione, gdy pierwszy składnik jest równy wartości średniej obciążeń modułów $P_{d \text{ avg}}$, natomiast drugi składnik pokrywa różnice między modułami:

$$P_{d \text{ avg}} = P_{f \text{ avg}} \quad (3.37)$$

$$\Delta P_{d,k} = \Delta P_{f,k} \quad (3.38)$$

Wyrażenia (3.37) i (3.38) są ogólnymi warunkami balansowania napięć kondensatorów pośredniczących dla wielopoziomowych przekształtników modułowych.

W przekształtnikach MMC kontrola napięć kondensatorów pośredniczących jest realizowana na dwóch poziomach:

- gałęziowym - balansowania mocy dla całej gałęzi,
- modułowym - balansowania mocy pomiędzy modułami wchodzącymi w skład gałęzi.

Balansowanie na poziomie gałęziowym

Układ balansowania na poziomie gałęziowym koryguje zadaną wartość prądu i napięcia gałęziowego, aby moc czynna gałęzi była równa sumie obciążeń kondensatorów pośredniczących w gałęzi:

$$P_{br} = \sum_{k=1}^N P_{d,k} \quad (3.39)$$

Spełnienie wyrażenia (3.39) jest równoznaczne ze spełnieniem warunku (3.37) dla wszystkich modułów w gałęzi:

$$P_{br} = \frac{1}{T} \int_0^T v_{br} \cdot i_{br} dt = \frac{1}{T} \int_0^T N \cdot v_{f,avg} \cdot i_{br} dt = N \cdot P_{f,avg} \rightarrow P_{d,avg} = P_{f,avg} \quad (3.40)$$

$$\sum_{k=1}^N P_{d,k} = N \cdot P_{d,avg}$$

Efektem pracy układu balansowania na poziomie gałęziowym jest minimalizacja uchybu między wartością średnią napięć kondensatorów pośredniczących w gałęzi $v_{C,avg}$, a wartością zadaną napięcia kondensatorów, równą V_C :

$$err_{br} = |V_C - v_{C,avg}| = \left| V_C - \left(\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N v_{C,k} \right) \right| \rightarrow \min \quad (3.41)$$

W przekształtnikach modułowych balansowanie na poziomie gałęziowym jest możliwe poprzez sterowanie dostępnymi prądami cyrkulującymi i napięciami wewnętrznymi przekształtnika MMC. W przypadku ich braku, układ balansowania nie byłby w stanie korygować przebiegów gałęziowych bez równoczesnego wpływu na wartości prądów i napięć wyjściowych przekształtnika. Dostępność prądów cyrkulujących oraz wewnętrznych napięć jest zależna od typu przekształtnika, liczby gałęzi, sposobu ich połączenia itp. Z tego powodu nie istnieje uniwersalna metoda balansowania na poziomie gałęziowym i musi być ona opracowana indywidualnie dla każdego typu przekształtnika MMC.

Balansowanie na poziomie modułowym

Balansowanie na poziomie gałęziowym stabilizuje jedynie wartość średnią napięć kondensatorów pośredniczących $v_{C,avg}$, która jest obliczona dla wszystkich komórek w gałęzi (zależność (3.41)). Nie gwarantuje to jednak równowagi pomiędzy poszczególnymi modułami w gałęzi. Zadanie to jest realizowane przez układ balansowania na poziomie modułowym.

Nawiązując do przedstawionych warunków balansowania (3.37) i (3.38), wartość napięcia k -tej komórki musi być skorygowana o napięcie $\Delta v_{f,k}$, które spełnia zależności:

$$v_{f,k} = v_{f,avg} + \Delta v_{f,k} \quad (3.42)$$

$$\frac{1}{T} \int_0^T \Delta v_{f,k} \cdot i_{br} dt = \Delta P_{f,k} \quad (3.43)$$

Wartości $\Delta v_{f,k}$ muszą być tak dobrane, aby działanie układu balansującego nie wpływało na całkowitą wartość generowaną przez gałąź v_{br} . Oznacza to, że ich suma w gałęzi musi być równa zero. Wykorzystywana jest tutaj zależność, która wynika z własności wartości średniej:

$$\sum_{k=1}^N v_{f,k} = \sum_{k=1}^N (v_{f \text{ avg}} + \Delta v_{f,k}) = \sum_{k=1}^N \left(\frac{v_{br}}{N} + \Delta v_{f,k} \right) = v_{br} + \underbrace{\sum_{k=1}^N \Delta v_{f,k}}_{=0} = v_{br} \quad (3.44)$$

Układ balansowania minimalizuje uchyb między napięciem kondensatora pośredniczącego $v_{c,k}$ w k -tym module, a wartością średnią $v_{c \text{ avg}}$ obliczoną dla gałęzi:

$$err_{C,k} = |v_{c \text{ avg}} - v_{c,k}| = \left| \left(\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N v_{c,k} \right) - v_{c,k} \right| \rightarrow \min \quad (3.45)$$

Układ balansowania na poziomie modułowym traktuje pojedynczą gałąź, jako autonomiczną całość. Z tego powodu, musi być on powielony osobno dla każdej gałęzi w topologii przekształtnika. Równocześnie oznacza to, że algorytmy balansowania na poziomie modułowym są uniwersalne i można je z powodzeniem stosować we wszystkich typach przekształtników MMC.

3.3. Metody modulacji napięcia

Napięcie gałęziowe v_{br} nadąża za wartością zadaną przez układ sterowania v_{br}^* . Istotnym zagadnieniem dotyczącym działania gałęzi przekształtnika MMC jest wybór odpowiedniej metody modulacji napięcia. Zaproponowana metoda musi być skalowalna w zależności od liczby modułów w gałęzi. Dodatkowo, powinna ona zapewniać niskie wartości składowych harmonicznych częstotliwości łączy modułów w prądach gałęziowych. Na bazie przeglądu literatury, dotyczącej działania przekształtników MMC wyróżniono i opisano dwie główne metody modulacji napięcia wyjściowego gałęzi: metodę NLM (ang. *NLM - Nearest Level Modulation*) [13, 59, 74] oraz modulację PWM (ang. *PWM - Pulse Width Modulation*) [23, 24, 53].

W przypadku trójfazowych falowników MMC rozwijane są również wielopoziomowe modulatory wektorowe SVM [12] (ang. *SVM - Space Vector Modulation*). Nie znajdują one jednak zastosowania w przypadku analizowanego przekształtnika DC/DC typu YY.

Modulacja napięcia metodą NLM

Algorytm modulatora NLM działa w sposób cykliczny ze stałą częstotliwością równą $f_{sw \text{ NLM}}$. W każdym cyklu pracy, modulator oblicza dwa poziomy napięcia, które są najbliższe wartości zadanej napięcia gałęziowego v_{br}^* . Przy założeniu, że wartość napięć kondensatorów pośredniczących w modułach jest równa v_c , wybrane poziomy napięcia wynoszą:

$$v_{low} = v_c \cdot n_{low} = v_c \cdot \left\lfloor \frac{v_{br}^*}{v_c} \right\rfloor \quad (3.46)$$

$$v_{high} = v_c \cdot n_{high} = v_c \cdot (n_{low} + 1) \quad (3.47)$$

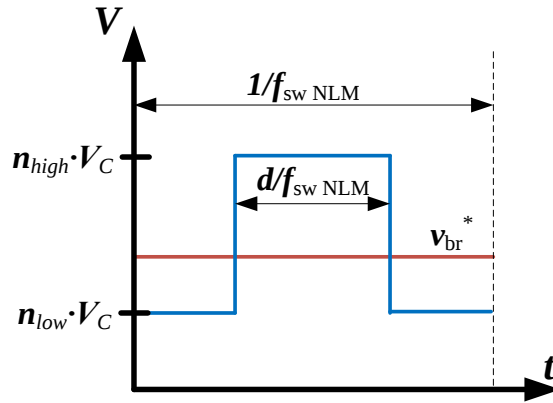
Gdzie:

$\lfloor x \rfloor$ - część całkowita zmiennej x

n_{low}, n_{high} - liczba modułów w gałęzi pracujących w trybie „1”

Przebieg napięcia w trakcie jednego taktu modulatora został zilustrowany na Rys. 15. Wartość współczynnika wypełnienia d zapewnia równość pomiędzy wartością zadaną napięcia, a wartością przebiegu napięcia uśrednioną za okres:

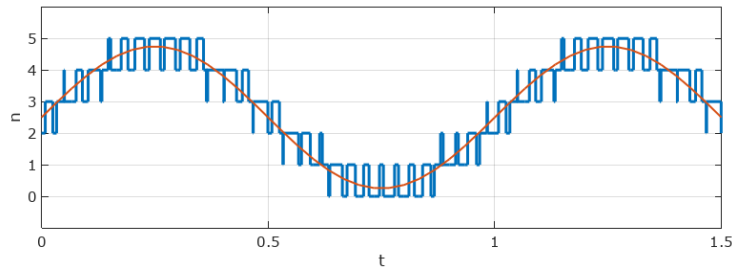
$$v_{br}^* = d \cdot (v_c \cdot n_{high}) + (1 - d) \cdot (v_c \cdot n_{low}) \rightarrow d = \frac{v_{br}^*}{v_c} - n_{low} \quad (3.48)$$



Rys. 15. Napięcie wyjściowe gałęzi w trakcie jednego taktu pracy modulatora NLM.

Dla poprawy pracy modulatora NLM, w każdym takcie jego pracy, wartość napięcia v_c jest przyrównywana wartości średniej napięć chwilowych kondensatorów pośredniczących w gałęzi $v_{C\ avg}$. Operacja ta ogranicza wpływ tętnienia napięć kondensatorów modułowych na jakość napięcia wyjściowego gałęzi.

Przykładowy przebieg napięcia wyjściowego dla gałęzi zawierającej 5 modułów, pracującego z modulatorem NLM, przy założeniu stałych napięć kondensatorów pośredniczących, została przedstawiona na Rys. 16.



Rys. 16. Napięcie wyjściowe gałęzi pracującej z modulatorem NLM dla przykładowego sinusoidalnego zadanego przebiegu napięcia. Liczba modułów w gałęzi: $N=5$.

Zaletą metody NLM jest prostota implementacji i skalowalność. Algorytm może być stosowany w przekształtnikach z bardzo dużą liczbą modułów w gałęzi. Trudnością techniczną algorytmu NLM jest konieczność użycia szybkiej komunikacji, charakteryzującej się małym opóźnieniem transmisji, między centralnym modulatorem, a poszczególnymi modułami w gałęzi.

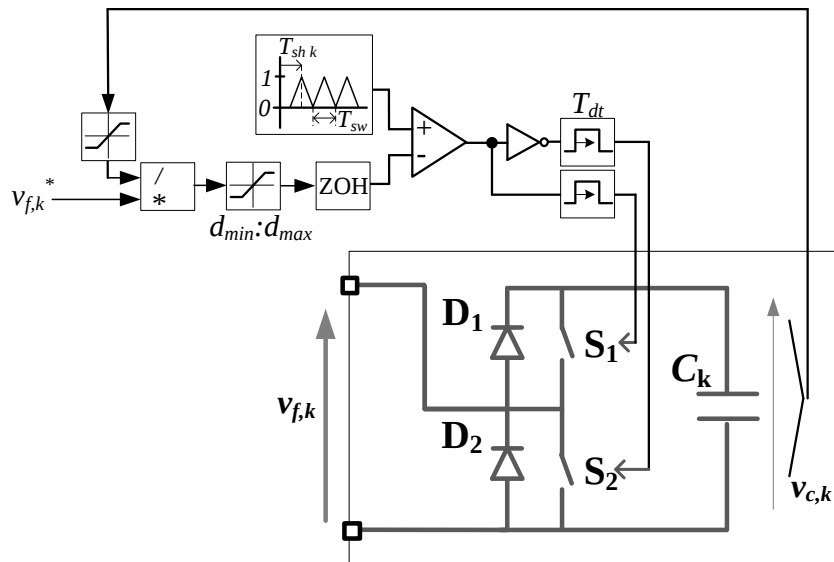
Należy podkreślić, że algorytm NLM generuje jedynie przebieg zmodulowanego napięcia, a nie wskazuje dokładnie, które moduły muszą pracować w trybie „1”. Za to zadanie odpowiedzialny jest zintegrowany z modulatorem układ balansowania napięć kondensatorów pośredniczących. Został on przedstawiony w rozdziale 3.4.

Modulacja szerokości impulsów PWM

Modulacja szerokości impulsów PWM dla przekształtników MMC wykorzystuje trójkątny sygnał nośny o częstotliwości f_{sw} . Dla każdego modułu w gałęzi znormalizowany przebieg napięcia zadanego jest modulowany przez sygnały nośne, które są przesunięte w fazie. Przy założeniu, że gałąź zawiera N modułów, przesunięcie w czasie sygnału nośnego dla k -tego modułu wynosi:

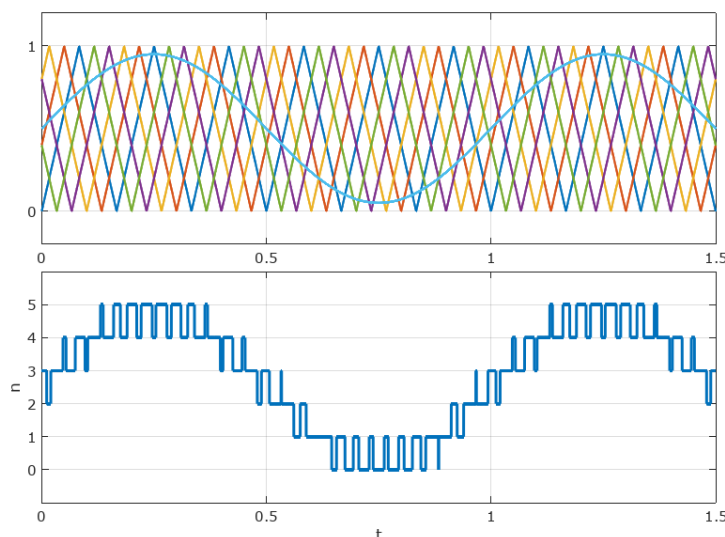
$$T_{sh\ k} = \frac{T_{sw}}{N} \cdot (1 - k) \quad (3.49)$$

Poprzez przesunięcie sygnałów modulujących, całkowita częstotliwość przełączania napięcia gałęziowego ulega zwielokrotnieniu i jest równa $N \cdot f_{sw}$. Na Rys. 17 przedstawiono uproszczony schemat blokowy układu modulacji dla k -tej komórki. Sygnał referencyjny $v_{f,k}^*$ jest znormalizowany do chwilowej wartości napięcia kondensatora C_k . Podobnie jak w przypadku modulatora NLM, zmniejszony jest wpływ tętnienia napięcia kondensatora na napięcie wyjściowe modułu. Graniczne wartości współczynnika wypełnienia (d_{min} , d_{max}) oraz długość czasu martwego T_{dt} zależą od typu wykorzystanego łącznika półprzewodnikowego i częstotliwości pracy modułu. Opóźnienie wynikające z pracy cyfrowego modulatora PWM zamodelowane zostało przez ekstrapolator zerowego rzędu, który jest synchronizowany z sygnałem nośnym. W zależności od implementacji w technice mikroprocesorowej próbkowanie sygnału zadanego i aktualizacja współczynnika wypełnienia może być wykonywana raz (ang. *single-update mode*), dwa razy (ang. *double-update mode*) lub kilkakrotnie w trakcie okresu. Umożliwia to zmniejszenie opóźnienia wynikającego z cyfrowej implementacji układu modulatora [30, 31].



Rys. 17. Schemat blokowy układu modulatora PWM.

Przykładowy przebieg napięcia wyjściowego dla gałęzi zawierającej 5 modułów, pracującego modulatorem z PWM, została przedstawiona na Rys. 18. Najważniejszą zaletą modulatora PWM jest stała częstotliwość pracy tranzystorów. Modulator ma strukturę rozproszoną i może być zlokalizowany bezpośrednio w lokalnych sterownikach w modułach. Wadą modulatora PWM jest konieczność dokładnej synchronizacji sygnałów nośnych w gałęzi. Z tego powodu metoda ta jest preferowana w przekształtnikach z małą liczbą modułów w gałęzi [30].



Rys. 18. Sygnał modulowany, przesunięte w fazie trójkątne sygnały modulujące oraz napięcie wyjściowe gałęzi dla przykładowego sinusoidalnego przebiegu napięcia. Liczba modułów w gałęzi: $N = 5$.

3.4. Metody balansowania na poziomie modułowym

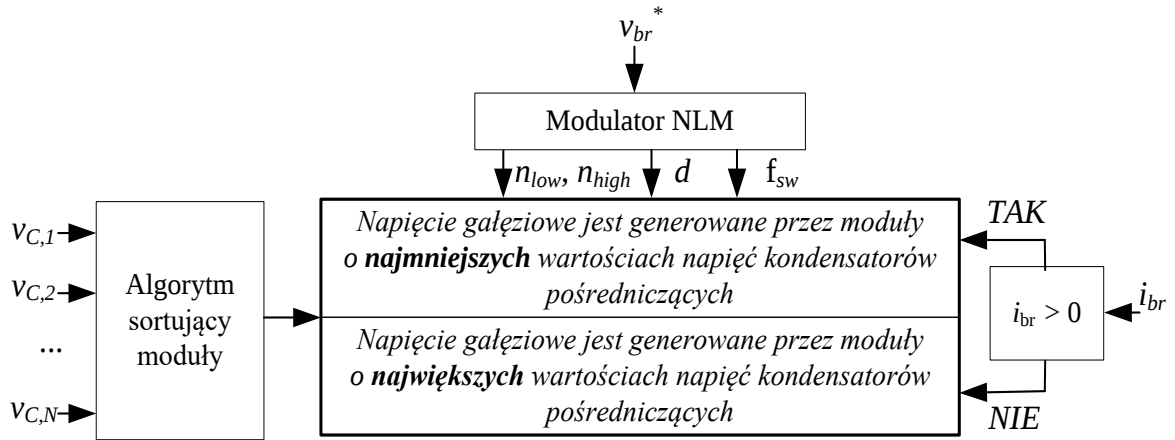
Wybór metody balansowania na poziomie modułowym jest ściśle związany z typem użytego modulatora napięcia. Na podstawie przeglądu literatury przedstawiono dwie główne metody balansowania, które są stosowane dla modulacji NLM oraz PWM.

Metody balansowania oparte na sortowaniu – modulacja NLM

Pierwsza i zarazem najbardziej znana metoda balansowania napięć kondensatorów w gałęzi została zaproponowana przez wynalzców falownika MMC [20, 21, 50, 56, 57, 81]. Schemat blokowy układu został zilustrowany na Rys. 19. Układ cyklicznie mierzy wartości chwilowe wszystkich napięć kondensatorów pośredniczących w gałęzi. W zależności od kierunku prądu gałęziowego, z każdym taktem modulatora do trybu „1” załączane są moduły z odpowiednio największymi lub z najmniejszymi wartościami napięć kondensatorów pośredniczących. Algorytm wykorzystuje własność, że dla falowników pracujących w trybie „1”, dodatnia polaryzacja prądu i_{br} ładuje kondensatory pośredniczące, a ujemna rozładowuje. Liczbę modułów, jakie mają pracować w trybie „1” jest obliczana przez modulator NLM na podstawie zadanej wartości napięcia gałęziowego v_{br}^* .

W zaprezentowanej metodzie balansowania w sposób naturalny wyrównują się napięcia pomiędzy kondensatorami pośredniczącymi w gałęzi. Algorytm jest bardzo efektywny i został sprawdzony symulacyjnie i eksperymentalnie [19]. Niestety w podstawowej wersji posiada on kilka niepożądanych cech. Ze względu na konieczność sortowania, algorytm charakteryzuje się dużą złożonością obliczeniową, szczególnie w przypadku większej liczby komórek w gałęzi. Po drugie, algorytm jest źródłem zwiększonych strat łączeniowych w modułach. Jest to spowodowane tym, że z każdym taktem pracy algorytmu wybierany jest nowy zbiór pracujących modułów, niezależnie czy wartość zadana napięcia gałęziowego uległa zmianie. Ponadto, napięcia generowane przez poszczególne moduły mają niezdeterminowany przebieg, przez co nie jest zapewniony równy podział strat pomiędzy modułami. Istnieje wiele odmian algorytmów balansowania bazujących na sortowaniu. Temat prac dotyczących modulacji NLM dotyczą następujących zagadnień: implementacji algorytmów sortujących w układach logiki programowalnej i mikroprocesorowej [72], balansowaniu przy wykorzystaniu predykcji napięć kondensatorów pośredniczących [33]

oraz metodom zmniejszenia strat łączeniowych modułów gałęziowych [22, 71]. W ostatnim przypadku możliwość ta jest osiągnięta kosztem zwiększonych rozbieżności pomiędzy napięciami kondensatorów pośredniczących w gałęzi.



Rys. 19. Układ balansowania oparty na sortowaniu modułów po napięciu kondensatorów pośredniczących, współpracujący z modulatorem NLM.

Metody balansowania oparte o wprowadzenie dodatkowej składowej zmiennej w napięciach referencyjnych komórek – modulacja PWM

Układ balansowania dla gałęzi wykorzystującej modulator PWM został opracowany przez zespół pod kierownictwem H. Akagi dla topologii trójfazowego falownika MMC [23, 24]. Jego działanie zostało sprawdzone symulacyjnie i eksperymentalnie [7, 83]. Metoda ta opiera się na dodaniu do zadanego przebiegu napięcia k -tego modułu dodatkowej zmiennej składowej balansującej $\widetilde{\Delta v}_{f,k}$:

$$v_{f,k}^* = \frac{v_{br}^*}{N} + \widetilde{\Delta v}_{f,k} \quad (3.50)$$

Składowa $\widetilde{\Delta v}_{f,k}$ jest generowana przez układ sterowania z ujemną pętlą sprzężenia zwrotnego. Uproszczony układ balansowania, identyczny dla każdej komórki w gałęzi, jest zilustrowany na Rys. 20. Wartość szczytowa składowej $\widetilde{\Delta v}_{f,k}$ jest proporcjonalna do uchybu pomiędzy napięciem chwilowym kondensatora w k -tej komórce $v_{C,k}$ i wartością średnią napięć kondensatorów pośredniczących $v_{C\,avg}$ obliczoną dla całej gałęzi:

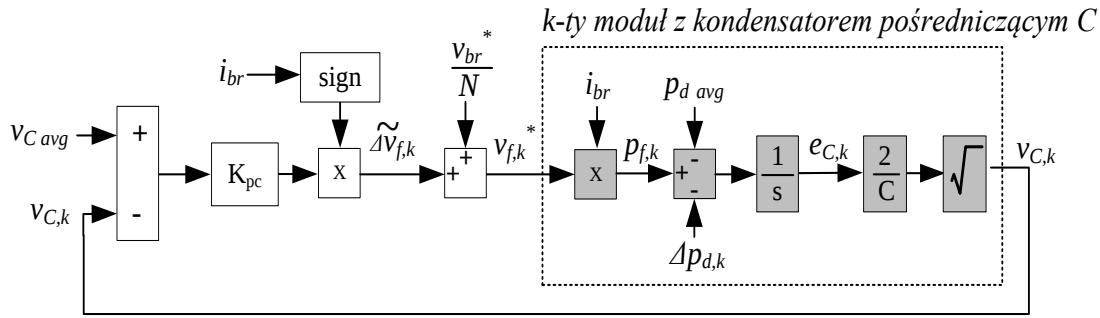
$$\widetilde{\Delta v}_{f,k} = K_{pc} \cdot (v_{C\,avg} - v_{C,k}) \cdot \text{sign}(i_{br}) \quad (3.51)$$

Dodanie do napięcia referencyjnego komórki składowej $\widetilde{\Delta v}_{f,k}$ wpływa na zmianę mocy k -tego falownika w gałęzi, która równoważy obciążenie kondensatora pośredniczącego $\Delta p_{d,k}$. Na schemacie na Rys. 20 kondensator pośredniczący C został zamodelowany jako element całkujący moc. Wartość napięcia na jego zaciskach wynosi:

$$e_{C,k} = \frac{1}{2} C \cdot v_{C,k}^2 \rightarrow v_{C,k} = \sqrt{e_{C,k} \cdot \frac{2}{C}} \quad (3.52)$$

Energia pola elektrycznego $e_{c,k}$ kondensatora C_k , oraz odpowiadające jej napięcie na jego zaciskach, będą stabilne, gdy znajdzie równowaga pomiędzy mocą wyjściową modułu $p_{f,k}$, a mocą obciążającą kondensator $p_{d,k}$:

$$p_{f,k} - \underbrace{(p_{d \text{ avg}} + \Delta p_{d,k})}_{p_{d,k}} = 0 \quad (3.53)$$



Rys. 20. Uproszczony schemat blokowy układu regulacji napięcia kondensatora pośredniczącego.

Suma napięć $\Delta \tilde{v}_{f,k}$ dla wszystkich modułów w gałęzi wynosi zero. Układ spełnia warunek (3.44):

$$\sum_{k=1}^N \Delta \tilde{v}_{f,k} = \sum_{k=1}^N \left((v_{C \text{ avg}} - v_{C,k}) \cdot K_{pc} \cdot \underbrace{(\pm 1)}_{\text{sign}(i_{br})} \right) = \underbrace{\left(\sum_{k=1}^N v_{C \text{ avg}} - \sum_{k=1}^N v_{C,k} \right)}_{=0} \cdot K_{pc} \cdot (\pm 1) = 0 \quad (3.54)$$

Polaryzacja składowej zmiennej napięcia $\Delta \tilde{v}_{f,k}$ zależy od kierunku prądu gałęziowego $\text{sign}(i_{br})$. W wyniku tego, wypadkowa moc balansująca ma znak niezależny od kierunku prądu gałęziowego:

$$\Delta P_{d,k} = \frac{1}{T} \int_0^T \Delta \tilde{v}_{f,k} \cdot i_{br} dt = \frac{1}{T} \int_0^T (v_{C \text{ avg}} - v_{C,k}) \cdot K_{pc} \cdot \underbrace{\text{sign}(i_{br}) \cdot i_{br}}_{|i_{br}|} dt \quad (3.55)$$

Przedstawiony układ balansowania jest rozproszony, jedyną wspólną zmienną, która musi być dostępna dla wszystkich modułów w gałęzi jest średnia wartość napięć kondensatorów pośredniczących $v_{C \text{ avg}}$. Dodatkowo, w porównaniu do modulacji NLM, modulator PWM zapewnia bardziej równomierny podział strat łączeniowych pomiędzy modułami w gałęzi. Symulacyjne porównanie działania modulatorów NLM i PWM przedstawiono w rozdziale 4.4.

Pewną trudność przedstawionej metody balansowania stanowi prawidłowy dobór wartości współczynnika wzmocnienia K_{pc} . Jest to spowodowane tym, że dynamika układu jest proporcjonalna do prądu gałęziowego i_{br} , której wartość chwilowa nie jest stała w trakcie

pracy przekształtnika. Analizę stabilności układu przeprowadzić należy dla maksymalnej wartości prądu i_{br} . W artykule [31] zaproponowano przybliżony sposób oszacowania wartości K_{pc} , który oparty jest na założonej wartości maksymalnego uchybu napięcia kondensatora pośredniczącego i założonemu ograniczeniu wartości szczytowej $\widetilde{\Delta v_{f,k}}$:

$$K_{pc} \approx \frac{\gamma \cdot V_C}{\varepsilon \cdot V_C} \quad (3.56)$$

Gdzie:

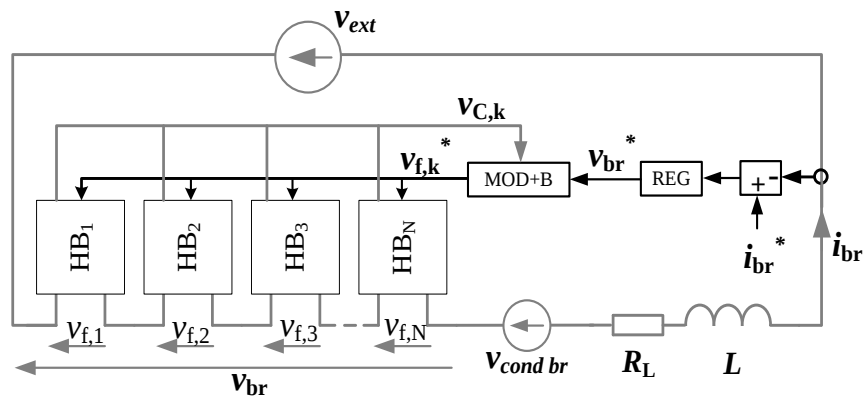
γ – względna maksymalna wartość szczytowa składowej $\widetilde{\Delta v_{f,k}}$

ε – względna maksymalna wartość uchybu napięcia pośredniczącego

Zarówno metody balansowania oparte na sortowaniu, jak i metoda wykorzystująca ujemne sprzężenie zwrotne, nie będą działać w przypadku, gdy przez gałąź nie płynie prąd o zmiennej polaryzacji. Z tego powodu, w przekształtniku pracującym w stanie jałowym (zerowy prąd obciążenia) wymusza się przepływ wewnętrznych prądów cyrkulujących, które umożliwiają balansowanie napięć kondensatorów pośredniczących na poziomie gałęziowym [11]. Dodatkowy prąd stanu jałowego dla przekształtnika YY przedstawiono w rozdziale 7.1.

3.5. Układ sterowania prądem gałęziowym

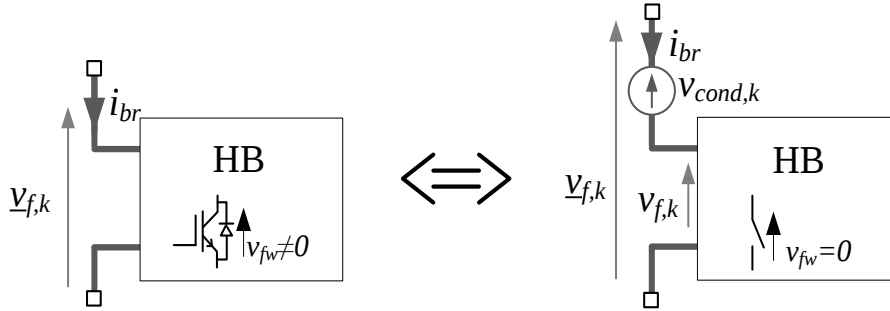
Uproszczony schemat blokowy układu regulacji prądu gałęziowego został przedstawiony na Rys. 21. Prąd gałęziowy i_{br} jest sterowany przez regulator prądu (REG), który wypracowuje zadaną wartość napięcia gałęziowego v_{br}^* . Następnie, na podstawie wartości zadanej v_{br}^* oraz wartości napięć chwilowych kondensatorów pośredniczących $v_{C,k}$, układ modulacji połączony z układem balansowania na poziomie modułowym (MOD+B) steruje pracą poszczególnych modułów w gałęzi.



Rys. 21. Uproszczony schemat układu regulacji prądu gałęziowego. REG – regulator prądu, MOD+B – modulator oraz układ balansowania na poziomie modułowym $v_{cond br}$ – źródło napięciowe reprezentujące straty przewodzenia w gałęzi.

W rzeczywistym urządzeniu każdy przewodzący element w module prąd gałęziowy i_{br} jest stratny, co objawia się niezerowym spadkiem napięcia na jego zaciskach. W analizie należy uwzględnić: rezystancję przewodów doprowadzających, spadki napięć przewodzących elementów półprzewodnikowych oraz rezystancję szeregową kondensatorów pośredniczących C . Dokładne wyznaczenie poszczególnych spadków napięć jest trudne, ze względu na nieliniowość łączników półprzewodnikowych, wpływ

temperatury oraz rozrzut parametrów. Dodatkowo całkowity spadek napięcia na module zależy od aktualnego stanu łączników S_1 , S_2 oraz wartości chwilowej prądu i_{br} . Dla uproszczenia założono, że sumę wszystkich spadków napięć w module można zamodelować za pomocą pojedynczego zmiennego źródła napięciowego v_{cond} , które jest połączone szeregowo z idealnym modulem, pozbawionym strat przewodzenia. Schemat takiego układu przedstawiono na Rys. 22.



Rys. 22. Spadki napięć na przewodzących elementach w module zredukowane do pojedynczego źródła v_{cond} . $v_{f,k}$ – napięcie wyjściowe modułu uwzględniające straty przewodzenia.

Ostatecznie napięcie wyjściowe v_{br} , uwzględniające stratność elementów przewodzących (wyróżnione podkreśleniem) wynosi:

$$\underline{v_{br}} = \sum_{k=1}^N \underline{v_{f,k}} = \sum_{k=1}^N (v_{f,k} + v_{cond,k}) = \sum_{k=1}^N v_{f,k} + \sum_{k=1}^N v_{cond,k} = \sum_{k=1}^N v_{f,k} + v_{cond\ br} \quad (3.57)$$

Napięcie $v_{cond,k}$ będzie różne dla każdego modułu. Na poziomie gałęzi, suma spadków napięć na przewodzących elementach w szeregowo połączonych modułach wpłynie na zadaną wartość napięcia wyjściowego v_{br}^* . Regulator, aby wymusić przewodzenie zadanego prądu i_{br} musi skompensować sumę spadków napięcia we wszystkich komórkach w gałęzi oraz spadku napięcia na impedancji dławika. W obwodzie przedstawionym na Rys. 21, przy założeniu idealnego regulatora (brak uchybu), zadane napięcie gałęziowe v_{br}^* jest równe:

$$v_{br}^* = v_{ext} - i_{br} \cdot R_L - L \frac{di_{br}}{dt} - v_{cond\ br} \quad (3.58)$$

Na Rys. 23 przedstawiono uproszczony schemat blokowy układu regulacji prądu gałęziowego przekształtnika MMC. Prąd kontrolowany jest przez regulator proporcjonalny. W celu zmniejszenia uchybu, układ regulacji zawiera dodatkowe napięciowe sprzężenie w przód typu *feedforward*. W przypadku pojedynczej gałęzi, założono, że jest ono równe znanej wartości chwilowej napięcia zewnętrznego v_{ext} .

W układzie regulacji prądu gałęziowego nie można zaniedbać opóźnień. Są one wprowadzone przez układ modulacji napięcia (T_{PWM}), zastosowany układ mikroprocesorowy (T_{CALC}) oraz czujnik pomiarowy prądu (T_{ADC}):

$$T_d \approx T_{PWM} + T_{CALC} + T_{ADC} \quad (3.59)$$

Wzmocnienie regulatora proporcjonalnego dobrano na podstawie transmitancji otwartej

pętli regulacji G_i , (przy pominięciu zakłóceń v_{ext} , $v_{cond br}$):

$$G_i(s) = K_p \cdot e^{-sT_d} \cdot \frac{1}{R_L + sL} \quad (3.60)$$

Wzmocnienie K_p regulatora dobrano, aby uzyskać zadaną wartość pasma przenoszenia układu regulacji ω_{BW} :

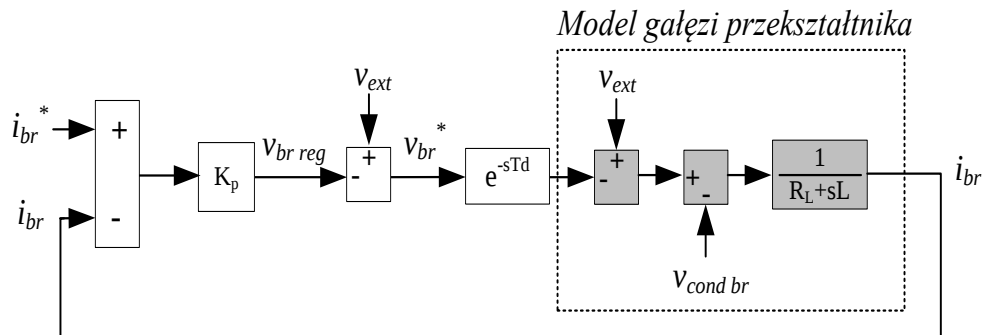
$$|G_i(j\omega_{BW})| = \frac{K_p}{R_L + \omega_{BW} \cdot L} = 1 \rightarrow K_p = R_L + \omega_{BW} \cdot L \quad (3.61)$$

Maksymalna wartość pasma przenoszenia układu regulacji jest ograniczona przez granicę stabilności, wyznaczoną przez opóźnienie T_d . Krytyczne pasmo ω_{BWmax} dla zerowego zapasu fazy wynosi:

$$\angle G_i(j\omega_{BWmax}) = -\frac{\pi}{2} - \omega_{BWmax} \cdot T_d = -\pi \rightarrow \omega_{BWmax} = \frac{\pi}{2T_d} \quad (3.62)$$

Przy założeniu, że zapas fazy otwartego układu regulacji wynosi ϕ_{PM} , wartość wzmocnienia regulatora proporcjonalnego jest w przybliżeniu równa:

$$K_p = R_L + \omega_{BW} \cdot L = R_L + \left(\frac{\pi}{2} - \phi_{PM}\right) \cdot \frac{L}{T_d} \approx \left(\frac{\pi}{2} - \phi_{PM}\right) \cdot \frac{L}{T_d} \quad (3.63)$$



Rys. 23. Uproszczony schemat blokowy układu regulacji prądu gałęziowego.

3.6. Bilans mocy gałęzi przekształtnika

Zgodnie z zasadą zachowania energii, w stanie ustalonym moce poszczególnych elementów obwodu przedstawionego na Rys. 21 powinny się zbilansować. Warunkiem koniecznym stabilizacji napięć kondensatorów pośredniczących w gałęzi jest równość pomiędzy mocą czynną modułów, a sumą mocy obciążających ich kondensatory pośredniczące. Sumaryczna moc modułów po wprowadzeniu zależności (3.58) wynosi:

$$\sum_{k=1}^N P_{d,k} = P_{br} = \frac{1}{T} \int_0^T \underbrace{\left(v_{ext} - i_{br} \cdot R_L - L \frac{di_{br}}{dt} - v_{cond br} \right)}_{v_{br}} \cdot i_{br} dt \quad (3.64)$$

Wyrażenie (3.64) przekształcono do postaci:

$$\underbrace{\frac{1}{T} \int_0^T v_{ext} \cdot i_{br} dt}_{\text{moc czynna źródła } v_{ext}} = \underbrace{\sum_{k=1}^N P_{d,k}}_{\text{straty wewnętrzne modułów}} + \underbrace{\frac{1}{T} \int_0^T R_L \cdot (i_{br})^2 dt}_{\text{straty przewodzenia dławika}} + \underbrace{\frac{1}{T} \int_0^T L \cdot i_{br} \cdot \frac{di_{br}}{dt} dt}_{\substack{=0 \\ \text{w stanie ustalonym}}} + \underbrace{\frac{1}{T} \int_0^T v_{cond br} \cdot i_{br} dt}_{\text{straty przewodzenia modułów}} \quad (3.65)$$

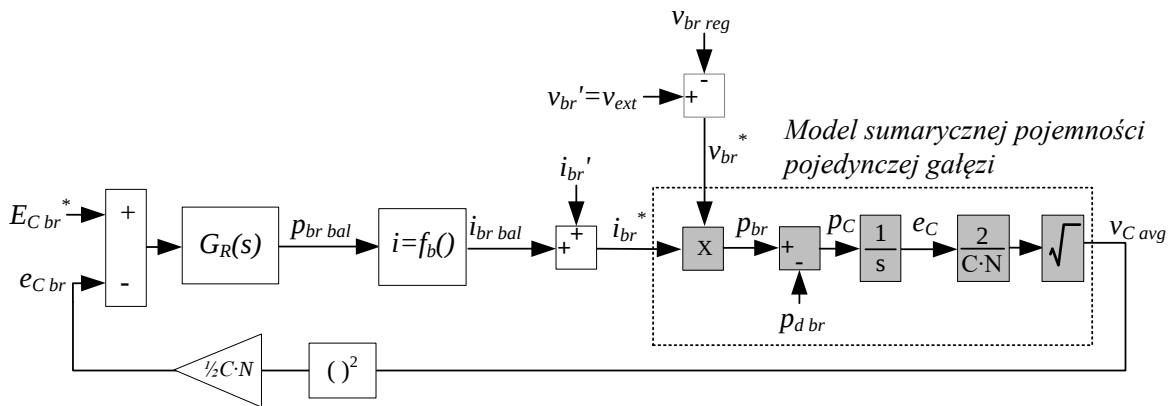
Napięcie v_{ext} jest jedynym źródłem mocy czynnej w obwodzie. W stanie ustalonym, moc źródła v_{ext} powinna być równa sumie wszystkich strat w obwodzie: strat wewnętrznych modułu, strat przewodzenia dławika oraz strat przewodzenia modułów.

Układ sterowania przekształtnika musi tak sterować przebiegami prądów i napięć gałęziowych, aby warunek (3.65) był spełniony dla każdej gałęzi w topologii przekształtnika MMC. W przypadku braku równowagi pomiędzy źródłem napięciowym v_{ext} , a komórkami w gałęzi, różnica mocy zostanie skompensowana przez zmianę energii elektrycznej pola kondensatorów pośredniczących w modułach. Zostaną one rozładowane albo nadmiernie naładowane, w zależności od znaku różnicy pomiędzy mocą dostarczoną do gałęzi, a całkowitą mocą strat w układzie.

3.7. Realizacja układu balansowania na poziomie gałęziowym.

Zadaniem układu balansowania na poziomie gałęziowym jest regulacja wartości średniej napięć kondensatorów pośredniczących w gałęzi $v_{C avg}$ na zadanym poziomie V_C^* (zależność (3.41)). W rozdziale przedstawiono układ balansowania dla pojedynczej gałęzi. Na jego podstawie opracowano bardziej złożony układ sterowania dla sześciogałęziowego przekształtnika YY. Został on przedstawiony w rozdziale 7.

Na Rys. 24 przedstawiono schemat blokowy opracowanej metody balansowania. W torze regulacji pominięto opóźnienia. Jest to uzasadnione uproszczenie, przy założeniu, że dynamika układu balansowania jest wielokrotnie wolniejsza od dynamiki regulacji prądów gałęziowych.



Rys. 24. Układ balansowania dla obwodu pojedynczej gałęzi.

W układzie balansowania zastosowano przekształcenie napięć kondensatorów pośredniczących na odpowiadającą im energię pola elektrycznego. Przejście z regulacji napięcia na regulację energii zapewnia linearyzację układu sterowania. Zaleta ta jest szczególnie użyteczna w trakcie rozruchu przekształtnika, gdy napięcia kondensatorów pośredniczących zmieniają się we względnie dużym przedziale.

Zadana wartość całkowitej energii pola elektrycznego kondensatorów pośredniczących w gałęzi $E_{C\ br}^*$ wynosi:

$$E_{C\ br}^* = N \cdot \frac{1}{2} C (V_C^*)^2 \quad (3.66)$$

Wartość energii pola gałęzi $e_{C\ br}$ jest oszacowana na podstawie pomiaru napięć kondensatorów pośredniczących w gałęzi i założenia, że wszystkie kondensatory mają równą pojemność:

$$e_{C\ br} = \sum_{k=1}^N \left(\frac{1}{2} C \cdot v_{C,k}^2 \right) \quad (3.67)$$

Zakładając, że układ balansowania na poziomie modułowym działa prawidłowo (patrz rozdział 3.4) oraz napięcia kondensatorów pośredniczących w poszczególnych modułach są w przybliżeniu równe, zależność (3.67) przedstawiono wykorzystując wartość średnią napięć kondensatorów w gałęzi $v_{C\ avg}$:

$$e_{C\ br} = \sum_{k=1}^N \left(\frac{1}{2} C \cdot v_{C,k}^2 \right) \approx N \cdot \frac{1}{2} C \cdot (v_{C\ avg})^2 \quad (3.68)$$

Energia pola kondensatorów pośredniczących w gałęzi jest równa całce różnicy mocy wyjściowej gałęzi p_{br} i sumarycznej mocy strat $p_{d\ br}$ modułów:

$$e_C = \int \left(p_{br} - \sum_{k=1}^N p_{d,k} \right) dt = \int (p_{br} - p_{d\ br}) dt \quad (3.69)$$

W stanie ustalonym różnica wartości czynnych mocy P_{br} i $P_{d\ br}$ jest równa zero:

$$\begin{aligned} P_{br} - P_{d\ br} &= \frac{1}{T} \int_0^T (i_{br}^* \cdot v_{br}^*) dt - P_{d\ br} = \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T \underbrace{(i_{br}' + i_{br\ bal})}_{i_{br}^*} \cdot \underbrace{(v_{br}' - v_{br\ reg})}_{v_{br}^*} dt - P_{d\ br} = 0 \end{aligned} \quad (3.70)$$

Wartość zadana napięcia gałęziowego v_{br}^* jest sumą napięcia zewnętrznego $v_{br}' = v_{ext}$ (stanowiące dodatnie sprzężenie zwrotne w celu zmniejszenia uchybu układu regulacji prądu) oraz napięcia wyjściowego regulatora prądu gałęziowego $v_{br\ reg}$ (patrz zależność (3.58)):

$$v_{br\ reg} = -i_{br}^* \cdot R_L - L \frac{di_{br}^*}{dt} - v_{cond\ br} \quad (3.71)$$

Wartość zadana prądu gałęziowego i_{br}^* podzielono na dwa składniki. Prąd wyróżniony apostrofem: i_{br}' zapewnia zerową moc czynną gałęzi w obecności napięcia zewnętrznego $v_{br} = v_{ext}$:

$$\frac{1}{T} \int_0^T (i_{br}' \cdot v_{br}') dt = 0 \quad (3.72)$$

Zmienne wyróżnione apostrofem zapewniają balansowanie gałęzi w przypadku idealnej, bezstratnej pracy przekształtnika ($P_{d\ br} = 0$, $R_L = 0$, $v_{cond\ br} = 0$).

Drugim składnikiem zadanego przebiegu prądu gałęziowego i_{br}^* jest prąd balansujący $i_{br\ bal}$. W stanie ustalonym, zapewnia on bilansowanie sumarycznych strat gałęzi dodatkową mocą balansującą $P_{br\ bal}$.

Po wprowadzeniu zależności (3.71) i (3.72) do równania (3.70) otrzymano wyrażenie opisujące rozływ mocy w gałęzi:

$$\frac{1}{T} \int_0^T v_{br}' \cdot i_{br\ bal} dt = \overbrace{\underbrace{\underbrace{P_{d\ br}}_{\text{obciążenie modułów}} + \underbrace{\frac{1}{T} \int_0^T R_L \cdot (i_{br})^2 dt}_{\text{straty przewodzenia dławika}} + \underbrace{\frac{1}{T} \int_0^T v_{cond\ br} \cdot i_{br} dt}_{\text{straty przewodzenia modułów}}}_{P_{br\ bal}} \quad (3.73)$$

Prąd balansujący $i_{br\ bal}$ jest otrzymywany na podstawie wartości uchybu energii pola elektrycznego kondensatorów pośredniczących w gałęzi. Algorytm podzielono na dwie części.

W pierwszym kroku, za pomocą regulatora $G_R(s)$ otrzymywany jest sygnał, który można zinterpretować, jako moc balansującą $P_{br\ bal}$. W ogólnym przypadku napięcia kondensatorów pośredniczących w gałęzi, a co za tym idzie całkowita energia pola elektrycznego w gałęzi jest tętniąca. Funkcja przejścia regulatora $G_R(s)$ powinna być tak dobrana, aby charakteryzował się on wysoką tłumiennością dla składowych zmiennych wynikających ze zmiennych prądów i napięć gałęziowych. W celu zmniejszenia wpływu składowej zmiennej napięć pośredniczących na działanie układu założono, że transmitancja jest złożeniem regulatora proporcjonalnego o wzmacnieniu równym K_b i filtra dolnoprzepustowego. Przykładowo może to być filtr pierwszego rzędu:

$$G_R(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_b}} \cdot K_b \quad (3.74)$$

Dobór nastaw regulatora $G_R(s)$ jest kompromisem pomiędzy wartością uchybu w stanie ustalonym, tłumiennością dla składowej zmiennej napięć kondensatorów pośredniczących i dynamiką układu regulacji. Częstota graniczna filtra ω_b powinna być znacznie niższa od podstawowej częstoty składowej zmiennej napięć kondensatorów pośredniczących.

Obiekt regulacji (pojemność kondensatorów pośredniczących) ma charakter całkujący. Z tego względu nie zdecydowano się, aby wykorzystać regulator proporcjonalno-całkujący, który zapewniłby zerowy uchyb ustalony. Podwójna akcja całkująca w torze regulacji, pochodząca od regulatora oraz obiektu byłaby źródłem oscylacji o niskich częstotliwościach, które tłumione były jedynie stratnościami kondensatorów pośredniczących. Występowanie dodatkowych, pominiętych w tej analizie opóźnień sterowania, mogłoby prowadzić do niestabilności systemu.

W drugim kroku algorytmu, na podstawie sygnału wyjściowego regulatora $G_R(s)$ otrzymano odpowiadający mu prąd balansujący $i_{br\ bal}$:

$$i_{br\ bal} = f_b(p_{br\ bal}) = f_b \left(\underbrace{(E_{C\ br}^* - e_{C\ br}) \cdot G_R(s)}_{p_{br\ bal}} \right) \quad (3.75)$$

Funkcję $f_b(p_{br\ bal})$ wyprowadzono na podstawie przekształcenia zależności (3.73):

$$\frac{1}{T} \int_0^T v'_{br} \cdot i_{br\ bal} dt = P_{br\ bal} \rightarrow i_{br\ bal} = f_b(P_{br\ bal}, v'_{br}) \quad (3.76)$$

Wyprowadzenie funkcji $f_b(p_{br\ bal})$ oraz przebiegów v'_{br} , i'_{br} , $i_{br\ bal}$ na potrzeby modelu symulacyjnego przykładowego obwodu pojedynczej gałęzi przedstawiono w rozdziale 4.1. W przypadku przekształtnika YY funkcja $f_b(p_{br\ bal})$ przekształca się do układu sześciu równań odpowiadającym poszczególnym gałęziom topologii. Zależności te zostały one wyprowadzone i opisane w rozdziale 7.

4. BADANIA SYMULACYJNE DZIAŁANIA POJEDYNCZEJ GAŁĘZI

4.1. Wprowadzenie

W rozdziale 3 przedstawiono teoretyczne rozważania dotyczące działania pojedynczej gałęzi przekształtnika MMC. Weryfikacja symulacyjna przeprowadzonej analizy została wykonana w programie PLECS® [106]. Na potrzeby rozdziału zrealizowano pomocniczy model układu składającego się z pojedynczej gałęzi połączonej równolegle ze źródłem napięciowym (patrz Rys. 21).

Interpretacja wyników dla hipotetycznego układu składającego się z pojedynczej gałęzi jest znacznie łatwiejsza w porównaniu do pełnego modelu przekształtnika YY, w którym występują złożone sprzężenia pomiędzy poszczególnymi gałęziami.

Analizowany model symulacyjny ma charakter pomocniczy w celu jasnej prezentacji działania układu regulacji prądem gałęziowym, różnic pomiędzy modulatorami napięcia NLM, PWM oraz układu balansowania napięć kondensatorów pośredniczących.

Model symulacyjny, zgodny ze schematem przedstawionym na Rys. 21, zrealizowano przy założeniach:

- Napięcie v_{ext} zawiera składową stałą $V_{ext\ DC}$ oraz okresową (sinusoidalną) o wartości szczytowej równej $V_{ext\ AC}$,
- Prąd gałęziowy i_{br} zawiera sinusoidalną składową balansującą oraz składową stałą,
- Zadana wartość składowej stałej prądu gałęziowego wynosi I_{BRDC}^* .

4.2. Założone parametry modelu do symulacji

Arbitralnie dobrane parametry modelu symulacyjnego przedstawiono w Tab. 8. Założono, że gałąź zawiera $N=5$ modułów. Wartość zadana napięć kondensatorów pośredniczących wynosi $V_C^* = 1\ kV$. Przebieg napięcia v_{ext} opisany jest zależnością:

$$v_{ext} = V_{ext\ DC} + V_{ext\ AC} \cdot f_v = 2500V + 1500V \cdot f_v \quad (4.77)$$

Gdzie:

$f_v = f_i = \sin(2\pi \cdot f_z \cdot t)$ – funkcje opisujące przebiegi prądu i napięcia gałęziowego
 f_z – częstotliwość składowej zmiennej prądów i napięć gałęziowych

W układzie moc dostarczona ze źródła v_{ext} oraz moc rozproszona w układzie muszą się bilansować. Balansowanie układu na poziomie gałęziowym zostanie zapewnione poprzez regulację wartości szczytowej składowej zmiennej prądu gałęziowego. Założono,

że przebiegi prądu i_{br}' oraz napięcia v_{br}' zapewniające zerową moc czynną gałęzi opisane są zależnościami:

$$i_{br}' = I_{BRDC}^* + I_{BRAC}' \cdot f_i \quad (4.78)$$

$$v_{br}' = v_{ext} \quad (4.79)$$

Na podstawie zależności (3.72), (4.78) oraz (4.79) obliczono wartość szczytową I_{brac}' składowej zmiennej prądu gałęziowego i_{br}' :

$$\frac{1}{(1/f_z)} \int_0^{(1/f_z)} (v_{br}' \cdot i_{br}') dt = 0 \rightarrow I_{BRAC}' = -2 \cdot \frac{V_{ext DC} \cdot I_{BRDC}^*}{V_{ext AC}} \quad (4.80)$$

Zadany przebieg prądu gałęziowego i_{br}^* jest sumą prądu i_{br}' oraz dodatkowego prądu balansującego $i_{br bal}$. Założono, że przebieg prądu balansującego $i_{br bal}$ ma postać:

$$i_{br bal} = I_b \cdot f_i = I_b \cdot \sin(2\pi \cdot f_z \cdot t) \quad (4.81)$$

Zależność $f_b(p_{br bal})$ pomiędzy mocą balansującą $P_{br bal}$, a prądem balansującym $i_{br bal}$, obliczono na podstawie zależności (3.76), (4.79) oraz (4.81):

$$\frac{1}{1/f_z} \int_0^{1/f_z} \underbrace{(V_{ext DC} + V_{ext AC} \cdot \sin(2\pi f_z \cdot t))}_{v_{br}'} \cdot \underbrace{(I_b \cdot \sin(2\pi f_z \cdot t))}_{i_{br bal}} dt = P_{br bal} \quad (4.82)$$

↓

$$I_b = -\frac{2P_{br bal}}{V_{ext AC}}, \quad i_{br bal} = -\frac{2P_{br bal}}{V_{ext AC}} \cdot \sin(2\pi f_z \cdot t) \quad (4.83)$$

Ostatecznie zadany przebieg prądu gałęziowego i_{br}^* jest równy:

$$i_{br}^* = i_{br}' + i_{br bal} = I_{BRDC}^* - \left(\underbrace{2 \frac{V_{ext DC} \cdot I_{BRDC}^*}{V_{ext AC}}}_{I_{BRAC}'} + \underbrace{\frac{2 P_{br bal}}{V_{ext AC}}}_{I_b} \right) \sin(2\pi f_z \cdot t) \quad (4.84)$$

Wartość mocy balansującej $P_{br bal}$ jest otrzymana na podstawie sygnału wyjściowego regulatora $G_R(s)$ opisanego zależnością (3.74). Założono, że wartości pozostałych zmiennych (I_{brdc}^* , $V_{ext dc}$, $V_{ext ac}$, f_z) są stałe w trakcie symulacji.

W modelu symulacyjnym założono, że wartości parametrów poszczególnych modułów w gałęzi będą się charakteryzować $\pm 20\%$ rozrzutem (wartości pojemności kondensatorów pośredniczących, wartości napięć kondensatorów w chwili $t = 0$ s, stratności kondensatorów oraz obciążeń modułów). Założenie to znacznie przekracza rozbieżności rzeczywistych elementów, które nie powinny przekroczyć $\pm 5\%$. Dla celów symulacyjnych zostały one celowo zawyżone w celu wzmocnienia wpływu rozrzutu parametrów na działanie układu w skończonym czasie symulacji. Założenie to dotyczy także przeszacowanych wartości strat obciążających kondensatory pośredniczące modułów $P_{d,k}$.

Tab. 8 Założone parametry modelu symulacyjnego pojedynczej gałęzi.

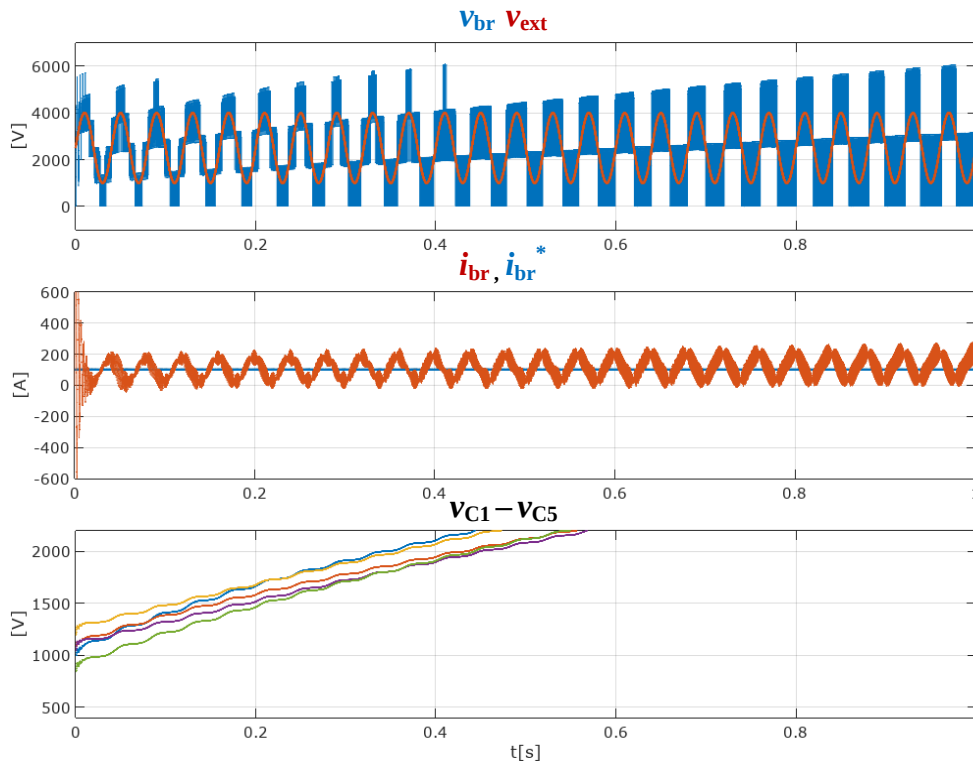
Liczba modułów w gałęzi	$N = 5$
Napięcie zadane kondensatorów pośredniczących	$V_C^* = 1000 \text{ V}$
Składowa stała prądu gałęziowego	$I_{BRDC}^* = 100 \text{ A}$
Składowa stała napięcia v_{ext}	$V_{ext \text{ DC}} = 2,5 \text{ kV}$
Składowa zmienna napięcia v_{ext}	$V_{ext \text{ AC}} = 1,5 \text{ kV}$
Częstotliwość składowych zmiennych prądów i napięć	$f_z = 25 \text{ Hz}$
Funkcje opisujące przebiegi składowe zmienne prądów i napięć	$f_i = f_v = \sin(2\pi \cdot f_z \cdot t)$
Częstotliwość pracy modulatora PWM $f_{sw \text{ PWM}}$	1 kHz
Częstotliwość wypadkowa modulacji NLM $f_{sw \text{ NLM}}$	5 kHz
Indukcyjność dławika	$L = 1 \text{ mH}$
Rezystancja dławika	$R_L = 5 \text{ m}\Omega$
Pojemności kondensatorów pośredniczących modułów	$C_1 = 12 \text{ mF}, C_2 = 15 \text{ mF},$ $C_3 = 13 \text{ mF}, C_4 = 16 \text{ mF},$ $C_5 = 19 \text{ mF}$
Wartości początkowe napięć kondensatorów pośredniczących dla $t = 0 \text{ s}$	$V_{t0 \text{ C1}} = 1000 \text{ V}, V_{t0 \text{ C2}} = 1100 \text{ V}$ $V_{t0 \text{ C3}} = 1200 \text{ V}, V_{t0 \text{ C4}} = 1050 \text{ V}$ $V_{t0 \text{ C5}} = 850 \text{ V}$
Rezystancje równoległe kondensatorów pośredniczących	$R_{p1} = 50 \text{ k}\Omega, R_{p2} = 45 \text{ k}\Omega,$ $R_{p3} = 60 \text{ k}\Omega, R_{p4} = 40 \text{ k}\Omega,$ $R_{p5} = 55 \text{ k}\Omega,$
Rezystancje szeregowe kondensatorów pośredniczących	$R_{esr1} = 1.1 \text{ m}\Omega, R_{esr2} = 1 \text{ m}\Omega,$ $R_{esr3} = 1.2 \text{ m}\Omega, R_{esr4} = 1.3 \text{ m}\Omega,$ $R_{esr5} = 1 \text{ m}\Omega$
Moce obciążające kondensatory pośredniczące niezależne od wartości napięcia v_c ,	$P_{d1} = 1500 \text{ W}, P_{d2} = 1350 \text{ W},$ $P_{d3} = 1600 \text{ W}, P_{d4} = 1550 \text{ W},$ $P_{d5} = 1400 \text{ W}$
Napięcie przewodzenia tranzystora w funkcji prądu kolektora	$V_{F \text{ IGBT}} = 0.9 \text{ V} + 2 \text{ m}\Omega \cdot I_c$
Napięcie przewodzenia diody zwrotnej w funkcji prądu	$V_{F \text{ D}} = 0.8 \text{ V} + 1 \text{ m}\Omega \cdot I_F$
Czas martwy sterowania bramką tranzystora	$T_{dt} = 2 \text{ us}$
Nastawy regulatora proporcjonalnego prądu (około 30° zapasu fazy)	$K_p = 1,5$

Nastawy układu balansowania na poziomie gałęziowym	$K_b = 20, \omega_b = 1.6 \cdot 2\pi \text{ rad/s}$
Nastawy układu balansowania na poziomie modułowym dla modulatora PWM (założone parametry $\gamma=6\%, \varepsilon=10\%$)	$K_{pc} = 0,6$

4.3. Wyniki badań symulacyjnych – działanie gałęzi z modulatorem PWM

W celu systematyzacji analizy, wykonano kilka wariantów modelu symulacyjnego opisanego w rozdziale 4.1. Symulacje zrealizowano w programie PLECS®.

W pierwszej symulacji założono, że zadana wartość prądu gałęziowego będzie zawierała wyłącznie składową stałą ($i_{br}^* = I_{brdc}^* = 100 \text{ A}$). W tym przypadku moc układu jest silnie niebilansowana. Wyniki badań symulacyjnych przedstawiono na Rys. 25. Prąd gałęziowy i_{br} posiada dominującą składową stałą oraz składową zmienną wynikającą z uchybu regulatora proporcjonalnego prądu. Napięcia kondensatorów pośredniczących rosną do bardzo dużych wartości ($>2\text{kV}$), co w przypadku rzeczywistego urządzenia prowadziłoby do zniszczenia przekształtnika. Referencja modulatora modułowego PWM jest normalizowana w odniesieniu do wartości chwilowych napięć kondensatorów pośredniczących w modułach $v_{C,k}$ (patrz Rys. 17). Przez to, liczba poziomów napięcia, jakie są potrzebne do nadążania za napięciem v_{br}^* maleje w trakcie symulacji do trzech poziomów z pięciu.

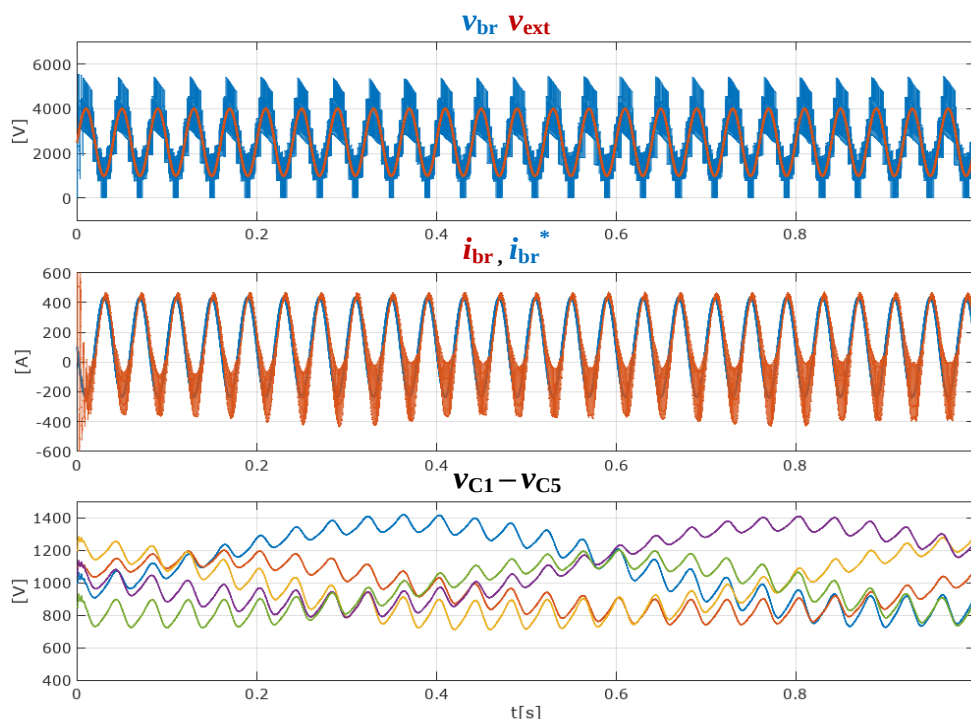


Rys. 25. Wyniki badań symulacyjnych – działanie modelu gałęzi z wyłączonym układem balansowania. Zadany przebieg prądu gałęziowego: $i_{br}^* = I_{brdc} = 100 \text{ A}$.

Na Rys. 26 przedstawiono przebiegi dla modelu symulacyjnego, przy założeniu, że sygnał referencyjny prądu gałęziowego i_{br}^* jest równy przebiegowi i_{br}' (opisany jest wyrażeniem

(4.78)). Symulacja odbywa się przy wyłączonym balansowaniu na poziomie modułowym ($\widetilde{\Delta v_{f,k}} = 0$) i gałęziowym ($i_{br\text{ bal}} = 0$).

W tym przypadku napięcia kondensatorów pośredniczących nie rosną tak znacząco jak w trakcie pierwszej symulacji. Zgodnie z zależnością (4.80) układ jest wstępnie zbalansowany z dokładnością do strat i różnicy mocy wynikającej z uchybu regulacji prądu gałęziowego. W tym wypadku, napięcia kondensatorów pośredniczących nie są sobie równe, a działanie układu ma charakter chaotyczny. Prąd gałęziowy i_{br} jest silnie zniekształcony i nie nadąża za zadany przebiegiem prądu i_{br}^* .



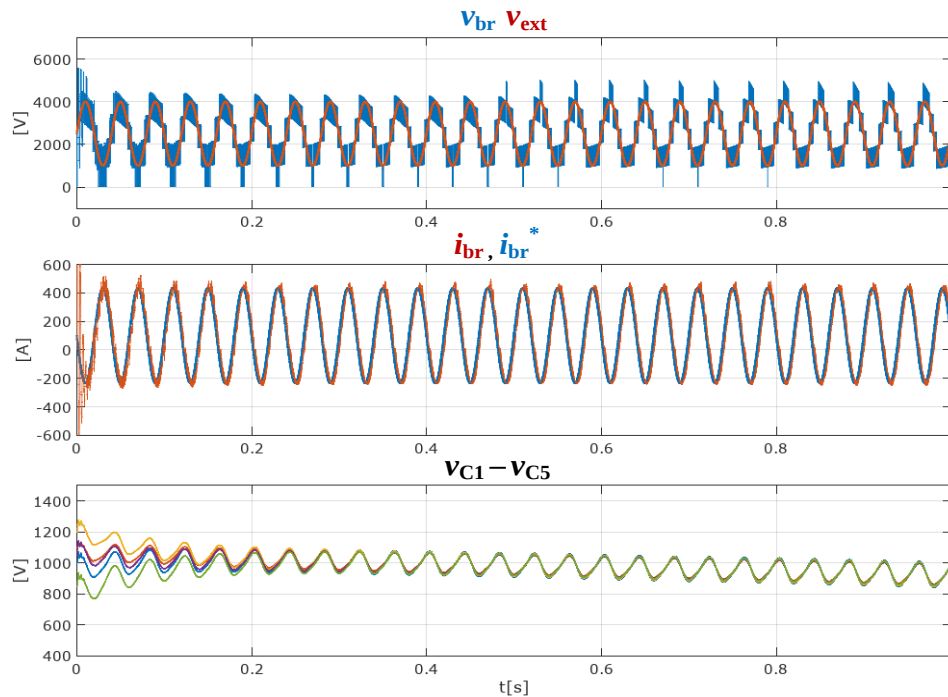
Rys. 26. Wyniki badań symulacyjnych – działanie modelu gałęzi z wyłączonym balansowaniem na poziomie modułowym i gałęziowym. Zadany przebieg prądu gałęziowego: $i_{br}^* = i_{br}'$.

Trzeci wariant modelu symulacyjnego zakłada, że układ działa z uruchomionym balansowaniem na poziomie modułowym ($\widetilde{\Delta v_{f,k}} \neq 0$) i wyłączonym balansowaniem gałęziowym ($i_{br\text{ bal}} = 0$). Wyniki badań symulacyjnych dla tego wariantu przedstawiono na Rys. 27. W tym przypadku, napięcia kondensatorów pośredniczących w poszczególnych modułach są zbliżone – po upływie około 0,3 s wartości chwilowe napięć kondensatorów są w przybliżeniu równe.

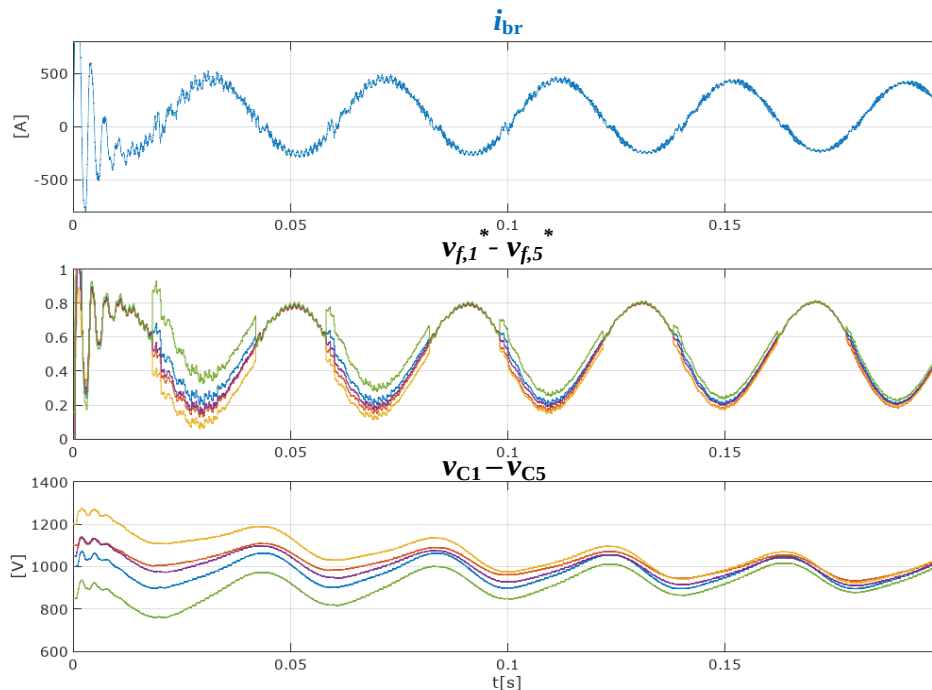
Ze względu na zmienną moc chwilową gałęzi napięcia kondensatorów pośredniczących są tętniące. Jednakże, wartość średnia tych napięć nieznacznie maleje, co w dłuższej perspektywie czasowej spowodowałoby nadmiernym rozładowaniem kondensatorów pośredniczących i przerwaniem pracy przekształtnika.

Na Rys. 28 przedstawiono wyniki badań symulacyjnych trzeciego wariantu modelu dla zawężonego czasu symulacji. Na początku symulacji widoczne są stany przejściowe wynikające z warunków początkowych kondensatorów pośredniczących. Pierwszy wykres przedstawia prąd gałęziowy i_{br} . Na drugim wykresie przedstawiono znormalizowane sygnały referencyjne $v_{f,k}^*$ zawierające zmienną składową balansującą $\widetilde{\Delta v_{f,k}}$. Wartość szczytowa dodatkowej składowej maleje proporcjonalnie do wartości uchybu pomiędzy

napięciami kondensatorów pośredniczących. Polaryzacja dodatkowej składowej zmienia się w zależności od kierunku prądu i_{br} . Napięcia kondensatorów pośredniczących są tętniące, rosną, gdy prąd gałęziowy jest dodatni i maleją, gdy jest ujemny.



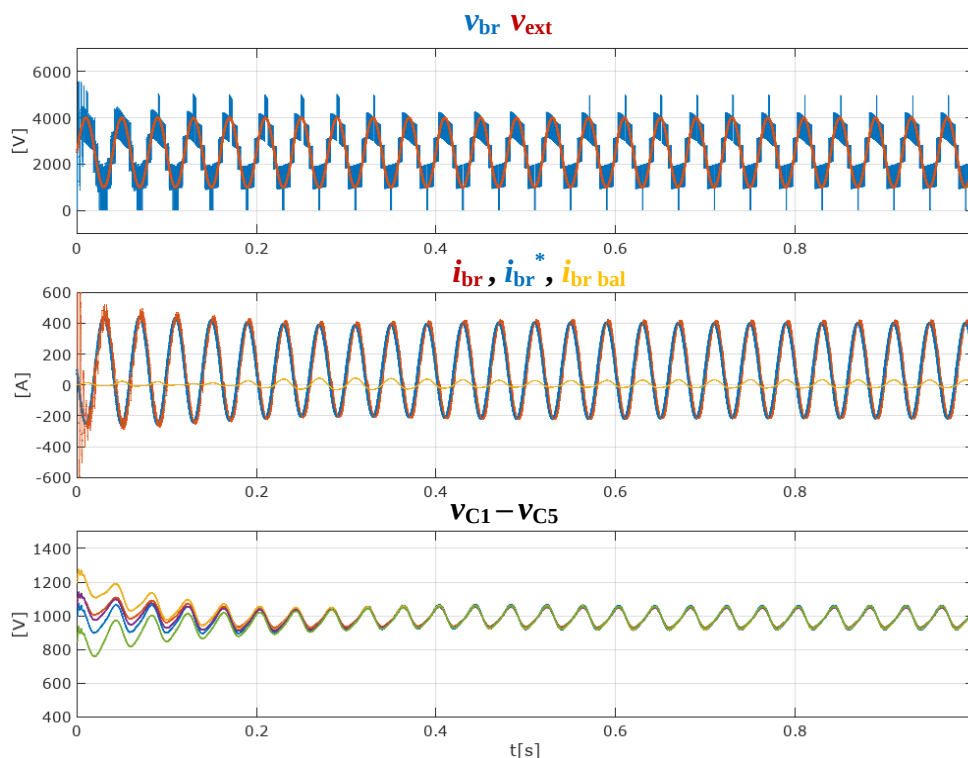
Rys. 27. Wyniki badań symulacyjnych – działanie modelu gałęzi z włączonym balansowaniem na poziomie modułowym. Zadany przebieg prądu gałęziowego: $i_{br}^* = i_{br}$.



Rys. 28. Wyniki badań symulacyjnych – działanie modelu gałęzi z włączonym balansowaniem na poziomie modułowym.

Ostatni wariant modelu symulacyjnego zakłada, że włączone są oba poziomy balansowania: modułowy oraz gałęziowy. Wyniki badań symulacyjnych przedstawiono na

Rys. 29. Napięcia kondensatorów są zbieżne, a ich wartość średnia jest ustabilizowana na zadanym poziomie $V_C^* = 1000$ V z niewielkim uchybem. Prąd gałęziowy nadają za wartością zadaną i nie jest zniekształcony. Na drugim wykresie kolorem żółtym zaznaczono przebieg sinusoidalnego prądu balansującego $i_{br\ bal}$. Dla zadanych parametrów symulacji, wartość szczytowa prądu balansującego nie przekracza 10% prądu gałęziowego i_{br} .



Rys. 29. Wyniki badań symulacyjnych – działanie modelu gałęzi z włączonym balansowaniem na poziomie modułowym i gałęziowym. Zadany przebieg prądu gałęziowego: $i_{br}^* = i_{br} + i_{br\ bal}$.

4.4. Porównanie działania modulatorów napięcia NLM i PWM

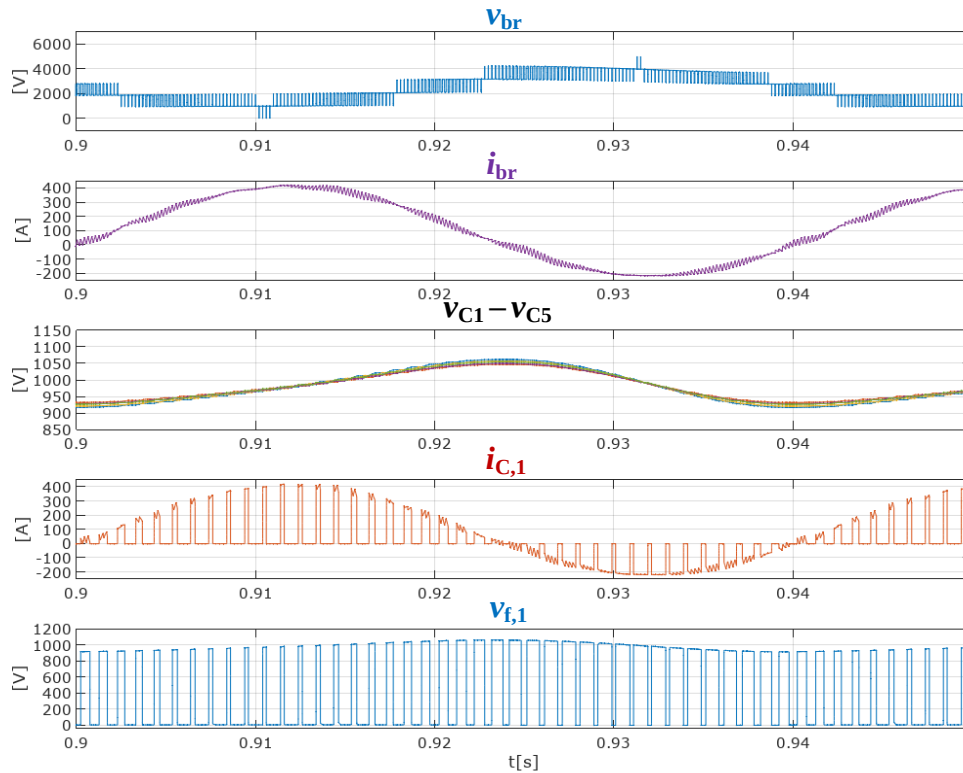
Dla celów porównawczych, model symulacyjny przedstawiony w rozdziale 4.1 wykonany został w dwóch wersjach: z modulatorem PWM oraz z modulatorem NLM. Na Rys. 30 przedstawiono przebiegi dla modelu z modulatorem PWM. Dodatkowo, zilustrowano napięcie wyjściowe pierwszego modułu $v_{f,1}$ w gałęzi oraz prąd kondensatora pośredniczącego $i_{c,1}$ modułu.

Częstotliwość pracy modułu ($f_{sw} = 1$ kHz) jest 5 razy niższa od efektywnej częstotliwości modulacji napięcia wyjściowego gałęzi. Na przebiegu prądu gałęziowego widoczna jest składowa tętniąca wynikająca z modulacji napięcia v_{br} .

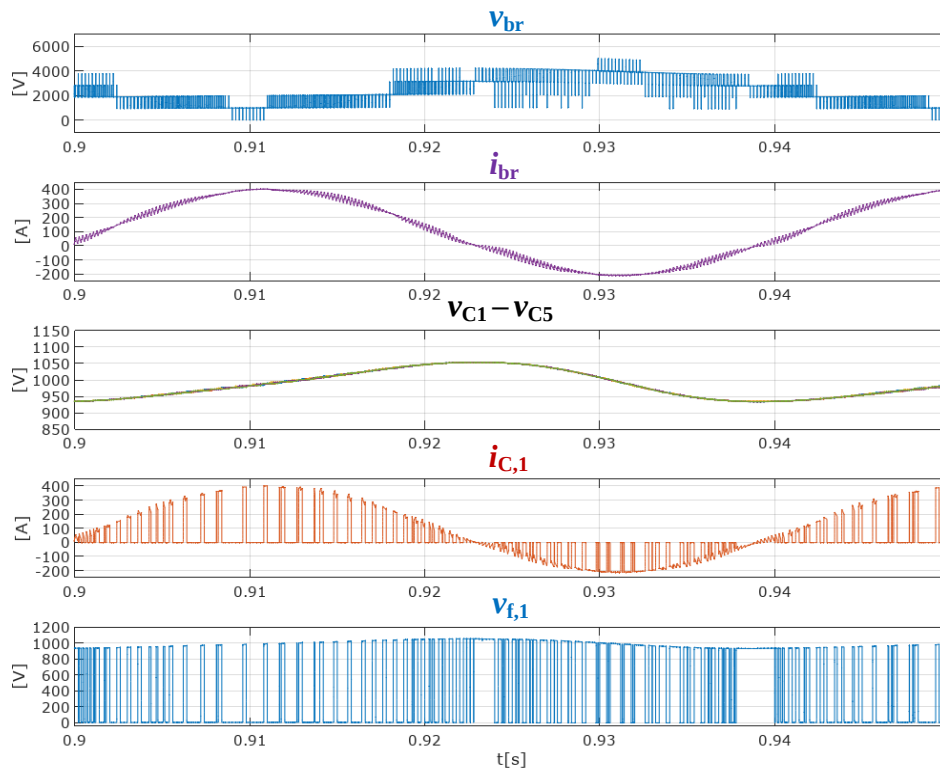
W stanie ustalonym rozbieżności napięć pomiędzy kondensatorami pośredniczącymi nie przekraczają 40 V, czyli około 4% wartości zadanej napięcia V_C^* .

Na Rys. 31 przedstawiono działanie układu z modulatorem NLM dla identycznych warunków pracy. Układ balansujący sortuje moduły w każdym takcie pracy modulatora ($f_{sw\ NLM} = 5$ kHz). Rozbieżności napięć pomiędzy kondensatorami pośredniczącymi są znacznie mniejsze niż w przypadku modulatora PWM i nie przekraczają kilkunastu woltów. Niestety jest to okupione wyższymi i niejednorodnymi stratami łączeniowymi. Częstotliwość pracy poszczególnych modułów nie jest stała. Jej wartość średnia za okres prądu gałęziowego wynosi średnio około 2 kHz i jest dwukrotnie wyższa niż w przypadku modulatora PWM. Dodatkowo, w wyniku dodatkowych przełączeń modułów w gałęzi

napięcie gałęziowe v_{br} jest zniekształcone przez wpływ czasów martwych sygnałów bramkowych tranzystorów. Jest to widoczne w postaci krótkich ($T_{dt} = 2 \text{ us}$) impulsów widocznych na przebiegu zmodulowanego napięcia v_{br} .



Rys. 30. Wyniki badań symulacyjnych – działanie modelu gałęzi pracującego z modulatorem PWM.

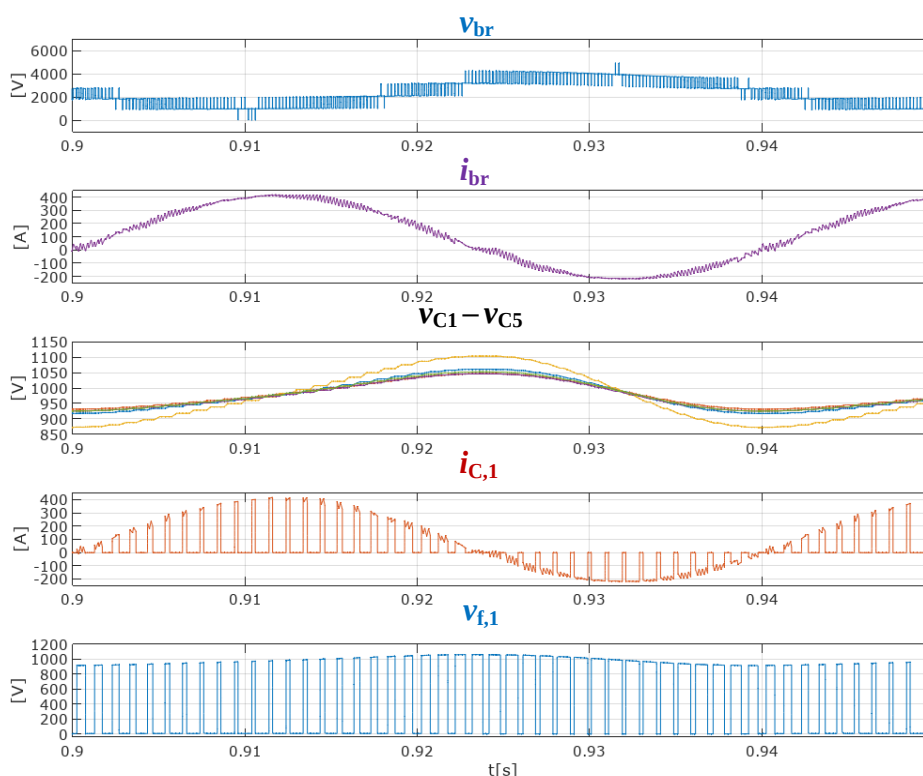


Rys. 31. Wyniki badań symulacyjnych – działanie modelu gałęzi pracującego z modulatorem NLM.

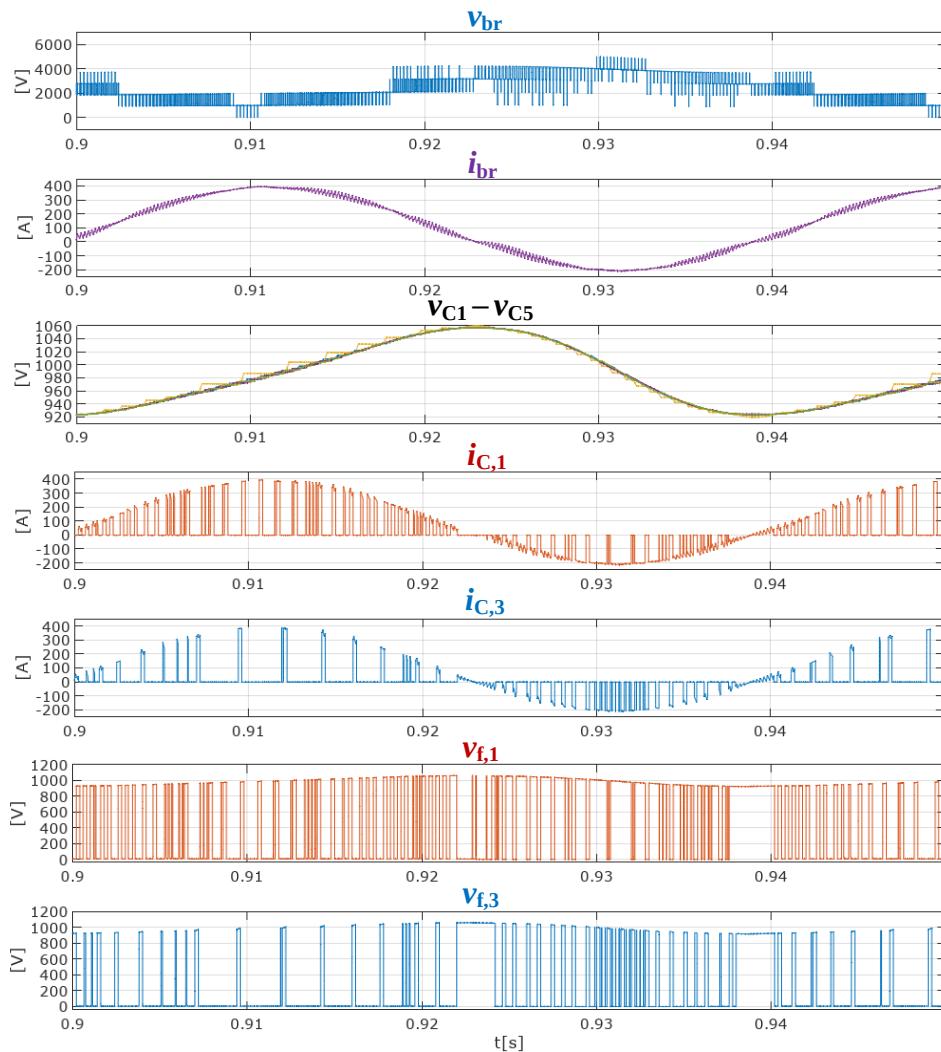
Na Rys. 32 oraz Rys. 33 przedstawiono wyniki badań symulacyjnych dla przypadku awaryjnego, przy założeniu, że wartość pojemności kondensatora pośredniczącego w trzecim module uległa znaczącemu zmniejszeniu do wartości $C_3 = 4,5 \text{ mF}$ (30 % wartości średniej pojemności kondensatorów pośredniczących w gałęzi). Taka sytuacja może wystąpić w przypadku zwarcia wewnętrznego w kondensatorze. W tym przypadku działanie modulatorów PWM i NLM znacząco się różni. Na Rys. 32 zilustrowano przebiegi dla modulatora PWM. Układ pracuje stabilnie pomimo różnicy wartości pojemności kondensatora pośredniczącego 3 modułu. Jednakże, wartość szczytowa składowej zmiennej napięcia kondensatora pośredniczącego, wynikająca z tętnienia mocy chwilowej modułu, ma wartość wyższą o 50 % od pozostałych.

Na Rys. 33 przedstawiono przebiegi dla układu z modulatorem NLM. W tym przypadku, rozbieżności pomiędzy napięciami kondensatów pośredniczących są znacznie mniejsze w porównaniu do układu z modulatorem PWM. Jednakże, zmiana wartości pojemności kondensatora pośredniczącego w module 3 spowodowała znaczący spadek częstotliwości jego przełączeń do wartości średnio 1,3 kHz oraz wzrost częstotliwości przełączania w pozostałych modułach do około 2,2 kHz. W trakcie jednego taktu pracy modulatora przyrost napięcia kondensatora o mniejszej wartości pojemności jest znacząco większy. Moduł 3 jest ponownie przełączany dopiero, gdy napięcia w pozostałych komórkach przewyższą napięcie pośredniczące w tej komórce. Odbyna się to cyklicznie, co kilka taktów pracy modulatora. W rezultacie przebieg napięcia kondensatora pośredniczącego (v_{c3} – wykres trzeci, kolor żółty, Rys. 33) ma kształt schodkowy.

Analiza działania modulacji NLM z układem balansowania wykorzystującym sortowanie jest złożonym zagadnieniem, szczególnie ze względu na niezdeterminowaną częstotliwość pracy poszczególnych modułów. Z tego powodu, jak również ograniczeń technicznych symulatora czasu rzeczywistego RTS (opisanych w rozdziale 9.6), założono, że opracowany model przekształtnika YY wykorzystywać będzie prostszą w analizie modulację typu PWM.



Rys. 32. Wyniki badań symulacyjnych – Wpływ rozrzutu wartości pojemności kondensatorów pośredniczących dla gałęzi pracującej z modulatorem PWM.



Rys. 33. Wyniki badań symulacyjnych – Wpływ rozrzutu wartości pojemności kondensatorów pośredniczących dla gałęzi pracującej z modulatorem NLM.

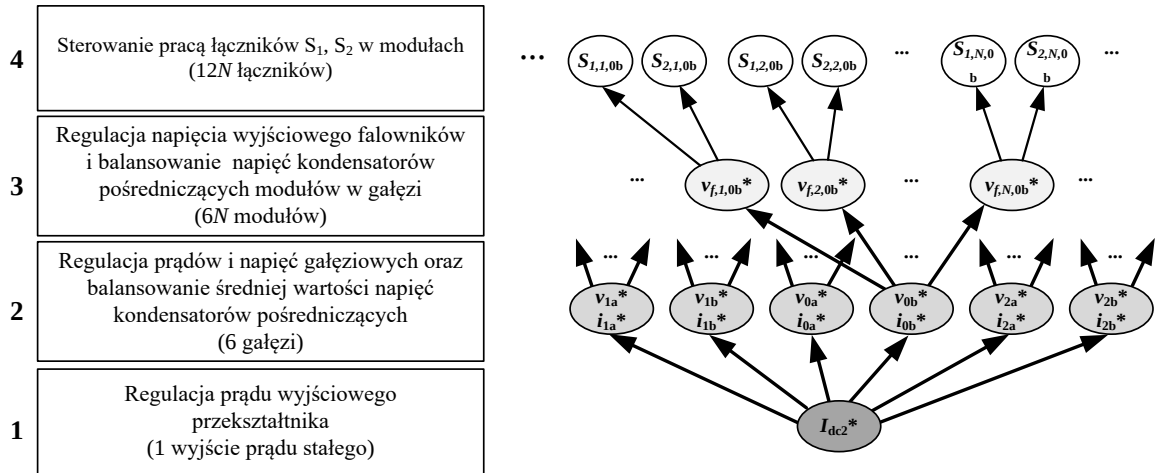
5. OPIS UKŁADY STEROWANIA PRZEKSZTAŁTNIKA YY

W rozdziałach 3 oraz 4 przedstawiono układ sterowania dla obwodu składającego się z pojedynczej gałęzi połączonej równolegle do źródła napięcia. Struktura układu sterowania dla przekształtnika DC/DC typu YY jest podobna jak dla przypadku pojedynczej gałęzi, ale charakteryzuje się znacznie większym stopniem złożoności. Przekształtnik YY zawiera sześć gałęzi, które muszą ze sobą współdziałać w trakcie pracy. Układ sterujący przekształtnika YY powinien realizować następujące zadania:

- regulować prąd wyjściowy przekształtnika, tak aby nadążał on za wartością zadaną,
- balansować napięcia kondensatorów pośredniczących we wszystkich modułach na zadanym poziomie, równym V_C^* ,
- regulować prądy i napięcia we wszystkich gałęziach przekształtnika,
- zapewniać stabilną pracę przy zmianach wartości napięcia wejściowego, prądu obciążenia, zmianie kierunku przesyłania mocy oraz w stanach awaryjnych,
- umożliwiać rozruch przekształtnika ze stanu początkowego z całkowicie rozładowanymi kondensatorami pośredniczącymi w modułach.

Przekształtnik YY zawiera $6N$ modułów, co oznacza, że sterowanie musi równocześnie kontrolować pracę $12N$ łączników półprzewodnikowych. Nakłada to szczególne wymagania do wydajności obliczeniowej wykorzystanego sterownika oraz szybkości transmisji sygnałów sterujących do poszczególnych modułów przekształtnika.

Jednym ze sposobów rozwiązania problemu dużej złożoności przekształtników MMC jest hierarchizacja struktury układu sterowania [7]. W przypadku przekształtnika YY został on podzielony na kilka poziomów, które są przedstawione na Rys. 34.



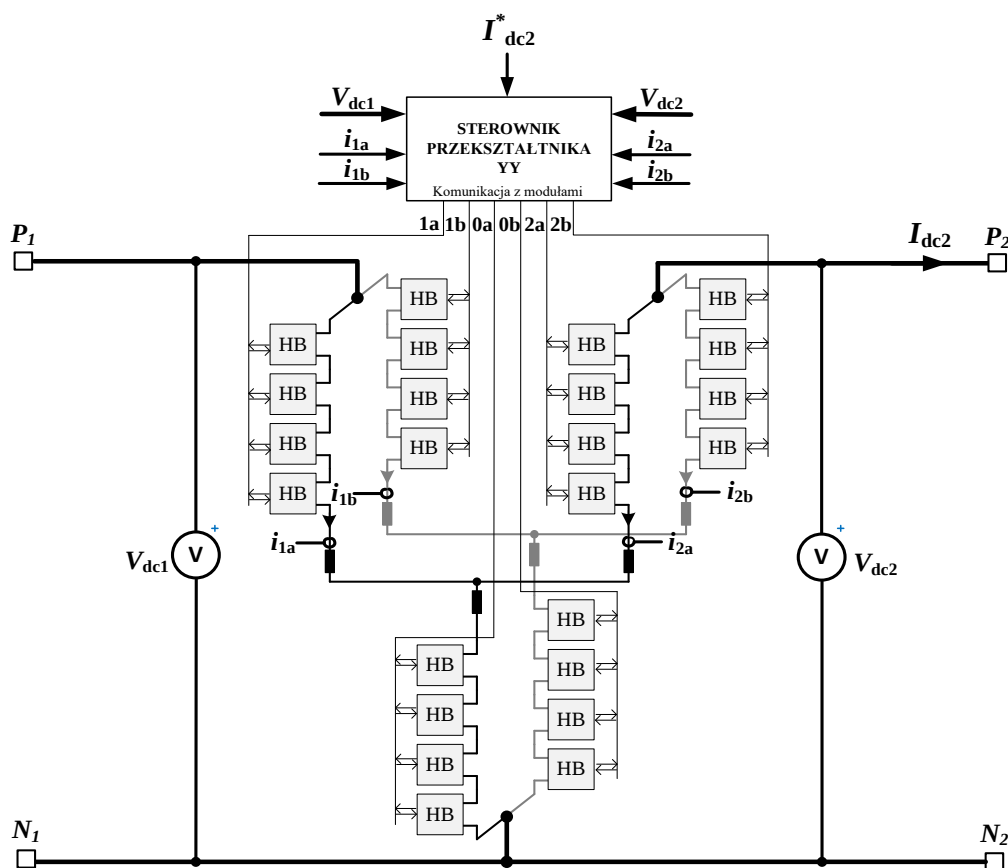
Rys. 34. Hierarchiczna struktura układu sterowania przekształtnika YY.

Głównym sygnałem sterującym przekształtnika jest wartość zadana prądu wyjściowego I_{dc2}^* (poziom 1). Na jego podstawie, układ regulacji generuje wartości referencyjne dla napięć i prądów dla sześciu gałęzi topologii. Zapewniają one balansowanie napięć kondensatorów pośredniczących na poziomie gałęziowym (poziom 2). Na kolejnym poziomie, układ steruje pracą poszczególnych falowników wchodzących w skład gałęzi i zapewnia balansowanie na poziomie modułowym. W ostatnim kroku (poziom 4) generowane są sygnały bramkowe do łączników S_1, S_2 w modułach. Uwzględnione są przy tym czasy martwe i minimalne czasy przewodzenia tranzystorów oraz wartości chwilowe napięć kondensatorów pośredniczących.

Przekształtnik YY pracuje w zamkniętej pętli regulacji. Do prawidłowego działania układ sterowania wymaga następujących pomiarów (Rys. 35):

- pomiaru wartości chwilowych napięć V_{dc1} oraz V_{dc2} ,
- pomiaru wartości chwilowych prądów gałęziowych: $i_{1a}, i_{1b}, i_{2a}, i_{2b}$ (pomiar czterech prądów gałęziowych jest wystarczający, aby na podstawie pierwszego prawa Kirchhoffa wyznaczyć prądy w pozostałych gałęziach (i_{0a}, i_{0b}) oraz wyznaczyć stałe prądy wejściowy i wyjściowy przekształtnika: I_{dc1}, I_{dc2}),
- pomiaru wartości chwilowych napięć kondensatorów pośredniczących v_c we wszystkich modułach przekształtnika.
- układ sterowania powinien uwzględniać dynamikę czujników pomiarowych oraz nieuniknione błędy pomiarowe, szum kwantyzacji itp.

W przykładzie przedstawionym na Rys. 35 założono, że odbiornik przekształtnika YY jest podłączony do zacisków P_2, N_2 , a źródło do zacisków P_1, N_1 .



Rys. 35. Sterownik przekształtnika YY z wymaganymi czujnikami pomiarowymi.

Na Rys. 36 przedstawiono schemat blokowy opracowanego układu sterowania. Dla zachowania czytelności schematu, sygnały, które należy powielić osobno dla każdej gałęzi lub modułu przekształtnika, zostały oznaczone skrótem literowym (x - numer gałęzi $\{1, 2, 0\}$, y - grupa gałęzi $\{a, b\}$, k - numer modułu w gałęzi $\{1..N\}$).

Nadrzędnym sygnałem sterującym przekształtnika jest zadany prąd wyjściowy I_{dc2}^* . Na jego podstawie oraz wartości chwilowych napięcia wejściowego V_{dc1} i wyjściowego V_{dc2} , obliczane są wstępne sygnały referencyjne dla prądów oraz napięć gałęziowych: i_{xy}' , v_{xy}' . Analogicznie jak dla przypadku pojedynczej gałęzi przebiegi i_{xy}' , v_{xy}' są zgrubne, ponieważ zakładają bezstratną i idealną pracę przekształtnika oraz brak rozrzutu parametrów pomiędzy poszczególnymi gałęziami i modułami (warunek (3.72)).

Wyprowadzenie zależności i_{xy}' , v_{xy}' opisujących wartości referencyjne prądów i napięć gałęziowych w przekształtniku YY, zamieszczono w rozdziale 6.3.

W rzeczywistym urządzeniu, moc strat przekształtnika jest niezerowa. Dodatkowo, nie jest ona równomiernie rozdzielona pomiędzy poszczególnymi gałęziami. Układ balansowania na poziomie gałęziowym oblicza wartości dodatkowych prądów balansujących $i_{xy\text{ bal}}$, które należy dodać do poszczególnych prądów gałęziowych, aby zrównoważyć moce gałęzi. Szczegółowy opis układu balansowania na poziomie gałęziowym dla przekształtnika YY przedstawiono w rozdziale 7.

Bezpośrednia regulacja prądu gałęziowego jest realizowana wyłącznie dla gałęzi wyposażonych w czujnik prądu: $1a$, $1b$, $2a$, $2b$. Cztery regulatory prądu gałęziowego z ujemną pętlą sprzężenia zwrotnego generują dodatkowe napięcia $v_{xy\text{ reg}}$, które wymuszają

przewodzenie zadanych przebiegów prądów i_{xy}^* . Założono, że struktura regulatorów prądów gałęziowych w przekształtniku YY będzie identyczna jak przedstawiona w rozdziale 3.5 (regulator proporcjonalny). Prądy w gałęziach: $0a$, $0b$ są kontrolowane pośrednio, ponieważ są one równe sumie prądów w sterowanych gałęziach. Ostatecznie, wartości zadane napięć i prądów gałęziowych wynoszą:

$$i_{1a}^* = i_{1a}' + i_{1a\ bal} \quad (5.85)$$

$$v_{1a}^* = v_{1a}' - v_{1a\ reg} \quad (5.86)$$

$$i_{1b}^* = i_{1b}' + i_{1b\ bal} \quad (5.87)$$

$$v_{1b}^* = v_{1b}' - v_{1b\ reg} \quad (5.88)$$

$$i_{2a}^* = i_{2a}' + i_{2a\ bal} \quad (5.89)$$

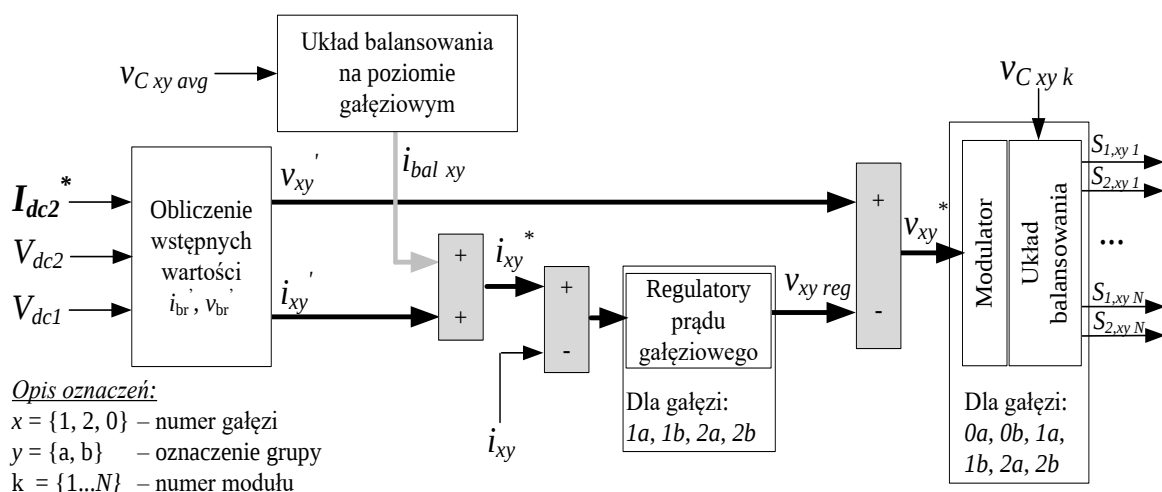
$$v_{2a}^* = v_{2a}' - v_{2a\ reg} \quad (5.90)$$

$$i_{2b}^* = i_{2b}' + i_{2b\ bal} \quad (5.91)$$

$$v_{2b}^* = v_{2b}' - v_{2b\ reg} \quad (5.92)$$

$$v_{0a}^* = v_{0a}' \quad (5.93)$$

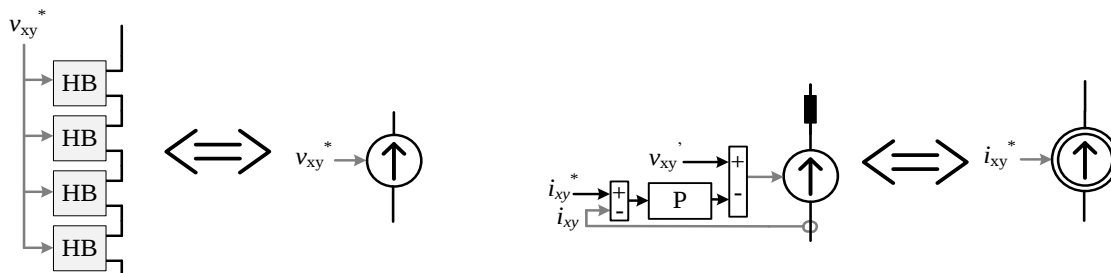
$$v_{0b}^* = v_{0b}' \quad (5.94)$$



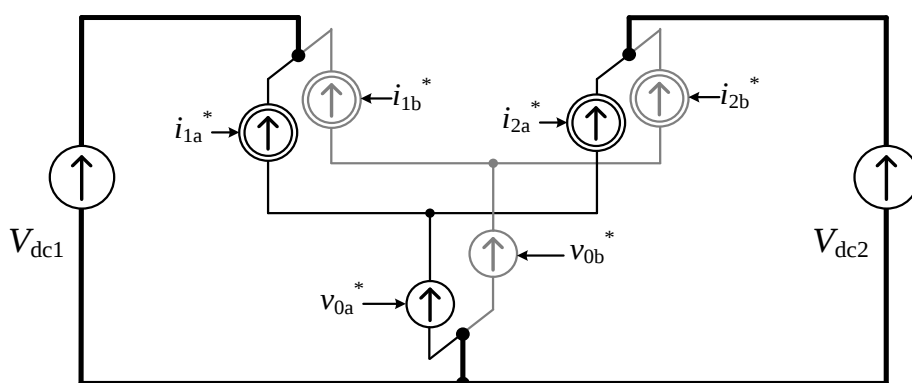
Rys. 36. Schemat blokowy układu sterowania przekształtnika YY.

Szeregowo połączone moduły z układem kontroli prądu ($1a$, $1b$, $2a$, $2b$) i dławikami gałęziowymi można potraktować, jako sterowane źródła prądowe. Natomiast moduły w gałęziach $0a$ oraz $0b$ są odpowiednikiem sterowanego źródła napięciowego pracującego w otwartej pętli regulacji. Na Rys. 37 oraz Rys. 38 przedstawiono schemat przekształtnika YY, który uwzględnia te uproszczenia. Zaprezentowana topologia uwzględnia wymogi, aby nie łączyć równolegle dwóch dynamicznych źródeł napięciowych i szeregowo dwóch dynamicznych źródeł prądowych.

Sygnały bramkowe tranzystorów w modułach generowane są zespół modulatorów PWM współpracujących z układem balansującym na poziomie modułowym. Założono, że wszystkie gałęzie przekształtnika pracują z identyczną częstotliwością i wykorzystują modulację PWM opisaną w rozdziale 3.3. Układ balansowania na poziomie modułowym dla modulacji PWM przedstawiono w rozdziale 3.4.

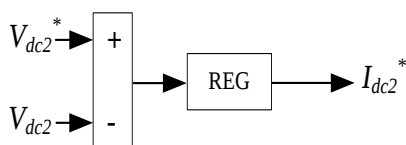


Rys. 37. Uproszczony model gałęzi: sterowane źródło napięciowe i prądowe.



Rys. 38. Sterowanie prądów i napięć gałęziowych przekształtnika YY.

Zarówno wejście jak i wyjście przekształtnika YY ma charakter dynamicznego źródła prądu. W przypadku, gdy wymagana jest stabilizacja wartości napięcia wyjściowego przekształtnika na zadanym poziomie V_{dc2}^* układ sterowania musi być uzupełniony o nadrzędny regulator prądu wyjściowego przekształtnika I_{dc2} (np. typu PI).



Rys. 39. Opcjonalny nadrzędny regulator napięcia wyjściowego przekształtnika.

Dla uproszczenia opisu, układ sterowania przedstawiony na Rys. 36 nie zawiera układu rozruchowego przekształtnika, którego zadaniem jest naładowanie kondensatorów pośredniczących w modułach przekształtnika do wartości referencyjnej. Układ rozruchowy przekształtnika wraz z weryfikacją symulacyjną został przedstawiony w rozdziałach 8 i 9.

Kolejnym zagadnieniem pominiętym w opisie są wszystkie ograniczenia sygnałów zadanych prądów i napięć gałęziowych. Powinny one uwzględniać dopuszczalną obciążalność gałęzi i chwilowe wartości napięć pośredniczących w poszczególnych komórkach.

6. MODEL ANALITYCZNY PRZEKSZTAŁNIKA YY

6.1. Wprowadzenie

W rozdziale 6 przedstawiono analizę działania przekształtnika MMC typu YY przy założeniu bezstratnej pracy. Szczególną uwagę poświęcono wyprowadzeniu przebiegów prądów i napięć v_{br} oraz i_{br} zapewniających zerową moc czynną dla każdej gałęzi w topologii. Przebiegi te, analogicznie jak dla przypadku pojedynczej gałęzi są wykorzystane przez układ balansowania przekształtnika.

Ponadto, w rozdziale 6 określono dopuszczalne punkty pracy przekształtnika i maksymalny współczynnik wzmocnienia napięcia oraz przeanalizowano wpływ kształtu przebiegów prądów cyrkulujących i zmiennych napięć gałęziowych na wartości skuteczne prądów gałęziowych, tętnienie napięć kondensatorów pośredniczących w komórkach oraz wartości szczytowe napięć na zaciskach dławików gałęziowych.

6.2. Jednostki względne - wartości bazowe

Obliczenia przedstawione w rozdziale 6 wykonane zostały w jednostkach względnych „per unit”. Moc bazowa P_{base} jest równa mocy znamionowej przekształtnika P_n . Napięcie bazowe V_{base} jest równe maksymalnej wartości napięcia gałęziowego, który jest ilorazem liczby modułów w pojedynczej gałęzi i wartość zadanej napięcia kondensatorów pośredniczących V_C^* . Częstota bazowa ω_f jest równa podstawowej harmonicznej składowych zmiennych napięć i prądów gałęziowych przekształtnika f_v, f_i .

$$P_{base} = P_n \quad (6.95) \quad \omega_{base} = \omega_f = \frac{2\pi}{T_f} = 2\pi f_z \quad (6.96)$$

$$V_{base} = V_C \cdot N \quad (6.97) \quad I_{base} = \frac{P_{base}}{V_{base}} \quad (6.98)$$

$$Z_{base} = \frac{V_{base}^2}{P_{base}} \quad (6.99) \quad C_{base} = \frac{1}{\omega_{base} Z_{base}} \quad (6.100)$$

$$L_{base} = \frac{Z_{base}}{\omega_{base}} \quad (6.101)$$

Wartości w jednostkach względnych są wyróżnione pogrubieniem czcionki nazwy zmiennej np.

$$\mathbf{v}_{0a} = \frac{v_{0a}}{V_{base}} \text{ pu.} , \quad \mathbf{I}_{dc1} = \frac{I_{dc1}}{I_{base}} \text{ pu.} , \quad \mathbf{p}_{0a} = \frac{p_{0a}}{P_{base}} \text{ pu.} \quad \dots \quad (6.102)$$

6.3. Przebiegi prądów i napięć dla bezstratnego przekształtnika YY

W podrozdziale 6.3 przedstawiono wyprowadzenie przebiegów prądów i napięć gałęziowych v_{br} oraz i_{br} , które zapewniają zerową moc czynną dla każdej gałęzi przekształtnika YY. Analiza przeprowadzona została przy następujących założeniach:

- Przekształtnik działa w sposób bezstratny – moc wejściowa przekształtnika jest równa mocy wyjściowej,

- Napięcia V_{dc1} i V_{dc2} są stałe i dodatnie,
- Prądy wejściowy I_{dc1} i wyjściowy I_{dc2} przekształtnika są stałe oraz równomiernie obciążają gałęzie z grup a i b ,
- W każdej gałęzi połączone szeregowo moduły są uproszczone są do pojedynczego idealnego sterowanego źródła napięcia nadającego za wartością zadaną v_{br} ,
- Prądy gałęziowe są równe zadanym wartościom i_{br} ,
- Dopuszczalne wartości napięcia gałęziowego v_{br} zawierają się w zakresie 0-1 p.u. (warunek dla modułów falowników typu półmostek),
- Spadki napięć na zaciskach dławików gałęziowych L są pomijalnie małe w stosunku do napięć V_{dc1} i V_{dc2} oraz napięć gałęziowych v_{br} ,
- Przekształtnik znajduje się w stanie ustalonym,
- Analiza przeprowadzona zostanie w jednostkach względnych,
- Opisy prądów i napięć przekształtnika są zgodne z Rys. 6.

Dla przedstawionych założeń napięcia gałęziowe przekształtnika YY spełniają następujące warunki:

$$v_{1a} = V_{dc1} - v_{0a} \quad (6.103) \quad v_{1b} = V_{dc1} - v_{0b} \quad (6.104)$$

$$v_{2a} = V_{dc2} - v_{0a} \quad (6.105) \quad v_{2b} = V_{dc2} - v_{0b} \quad (6.106)$$

W pierwszym kroku wyprowadzenia założono, że prądy gałęziowe zawierają wyłącznie składowe wynikające z przepływu prądów I_{dc1} i I_{dc2} :

$$i_{1a} = i_{1b} = \frac{I_{dc1}}{2} \quad (6.107) \quad i_{2a} = i_{2b} = -\frac{I_{dc2}}{2} \quad (6.108)$$

$$i_{0a} = i_{0b} = \frac{I_{dc1}}{2} - \frac{I_{dc2}}{2} \quad (6.109)$$

Gdzie:

$$I_{dc2} = \frac{V_{dc1} \cdot I_{dc1}}{V_{dc2}} \quad (6.110)$$

Dla przebiegów opisanych równaniami (6.103)-(6.109) moce czynne gałęzi są różne od zera. W efekcie napięcia na zaciskach kondensatorów pośredniczących w modułach nie będą utrzymywane na stałym poziomie. Analizowany przypadek jest podobny do pierwszego wariantu modelu symulacyjnego pojedynczej gałęzi, który jest przedstawiony w rozdziale 4.3 (przebiegi symulacyjne zilustrowane na Rys. 25).

Typowym dla przekształtników modułowych sposobem balansowania jest wprowadzenie dodatkowych prądów cyrkulujących i napięć balansujących wewnątrz przekształtnika, w taki sposób, aby nie były one widoczne na jego wejściu i wyjściu. Jak pokazano w rozdziale 2.3, w przypadku topologii YY możliwe jest wprowadzenie dwóch wewnętrznych prądów cyrkulujących i_{w1} oraz i_{w2} oraz wykorzystanie składowych zmiennych napięć v_{0a} i v_{0b} (Rys. 8).

Z założenia równomiernego obciążenia gałęzi z grup a i b wywnioskowano, że w idealnym przekształtniku prądy cyrkulujące nie mogą posiadać składowej stałej.

W przeciwnym wypadku w mocach gałęzi pojawiłby się dodatkowy stały składnik, który wymuszałby przepływ energii z gałęzi grupy a do b , lub odwrotnie. Wobec tego założono, że prądy balansujące są opisane wyrażeniami:

$$i_{w1} = I_{w1} \cdot f_{i1}(t) \quad (6.111)$$

$$i_{w2} = I_{w2} \cdot f_{i2}(t) \quad (6.112)$$

Funkcje $f_{i1}(t)$ oraz $f_{i2}(t)$ są okresowe, a ich wartość średnia za okres jest równa zero. Dodatkowo założono, że wartości szczytowe funkcji $f_{i1}(t)$ oraz $f_{i2}(t)$ są znormalizowane do jedności. Na podstawie oznaczeń na Rys. 8 przedstawiono zależności opisujące prądy gałęziowe:

$$i_{1a} = \frac{I_{dc1}}{2} + i_{w1} \quad (6.113)$$

$$i_{1b} = \frac{I_{dc1}}{2} - i_{w1} \quad (6.114)$$

$$i_{2a} = -\frac{I_{dc2}}{2} - i_{w2} \quad (6.115)$$

$$i_{2b} = -\frac{I_{dc2}}{2} + i_{w2} \quad (6.116)$$

$$i_{0a} = \frac{I_{dc1}}{2} - \frac{I_{dc2}}{2} + i_{w1} - i_{w2} \quad (6.117)$$

$$i_{0b} = \frac{I_{dc1}}{2} - \frac{I_{dc2}}{2} - i_{w1} + i_{w2} \quad (6.118)$$

Napięcia gałęziowe v_{0a} i v_{0b} są zawsze dodatnie. W ogólnym przypadku mogą one posiadać składową stałą V_{BRDCx} i zmienną o wartości szczytowej V_{BRACx} :

$$v_{0a} = V_{BRDCa} + V_{BRACa} \cdot f_{v1}(t) \quad (6.119)$$

$$v_{0b} = V_{BRDCb} + V_{BRACb} \cdot f_{v2}(t) \quad (6.120)$$

Podobnie jak w przypadku prądów cyrkulujących i_{w1} , i_{w2} , znormalizowane funkcje $f_{v1}(t)$ oraz $f_{v2}(t)$ są okresowe, a ich wartość średnia za okres jest równa zero. Dodatkowo napięcia gałęziowe v_{0a} i v_{0b} muszą być zawsze dodatnie. Stałe V_{BRDCx} i V_{BRACx} spełniają następujące warunki:

$$V_{BRDCx} > V_{BRACx} \quad (6.121)$$

$$V_{BRDCx} > 0 \quad (6.122)$$

Na podstawie zależności (6.113)÷(6.120) wyprowadzono wyrażenia opisujące moce chwilowe gałęzi przekształtnika:

$$\begin{aligned} p_{1a} = & V_{BRACa} \left(-I_{w1} \cdot f_{i1} \cdot f_{v1} - \frac{I_{dc1}}{2} \cdot f_{v1} \right) + \\ & + I_{w1} \cdot (V_{dc1} - V_{BRDCa}) \cdot f_{i1} + \frac{I_{dc1}(V_{dc1} - V_{BRDCa})}{2} \end{aligned} \quad (6.123)$$

$$\begin{aligned} p_{1b} = & V_{BRACb} \left(I_{w1} \cdot f_{i1} \cdot f_{v2} - \frac{I_{dc1}}{2} \cdot f_{v2} \right) - \\ & - I_{w1} \cdot (V_{dc1} - V_{BRDCb}) \cdot f_{i1} + \frac{I_{dc1}(V_{dc1} - V_{BRDCb})}{2} \end{aligned} \quad (6.124)$$

$$\begin{aligned} p_{2a} = & V_{BRACa} \left(I_{w2} \cdot f_{i2} \cdot f_{v1} + \frac{I_{dc2}}{2} \cdot f_{v1} \right) - \\ & - I_{w2} \cdot (V_{dc2} - V_{BRDCa}) \cdot f_{i2} - \frac{I_{dc2}(V_{dc2} - V_{BRDCa})}{2} \end{aligned} \quad (6.125)$$

$$\begin{aligned} p_{2b} = & V_{BRACb} \left(-I_{w2} \cdot f_{i2} \cdot f_{v2} + \frac{I_{dc2}}{2} \cdot f_{v2} \right) + \\ & + I_{w2} \cdot (V_{dc2} - V_{BRDCb}) \cdot f_{i2} - \frac{I_{dc2}(V_{dc2} - V_{BRDCb})}{2} \end{aligned} \quad (6.126)$$

$$\begin{aligned} p_{0a} = & V_{BRACa} \left(I_{w1} \cdot f_{i1} \cdot f_{v1} - I_{w2} \cdot f_{i2} \cdot f_{v1} + \frac{I_{dc1} - I_{dc2}}{2} \cdot f_{v1} \right) + \\ & + V_{BRDCa} \cdot (I_{w1} \cdot f_{i1} - I_{w2} \cdot f_{i2}) + V_{BRDCa} \cdot \frac{I_{dc1} - I_{dc2}}{2} \end{aligned} \quad (6.127)$$

$$\begin{aligned} p_{0b} = & V_{BRACb} \left(-I_{w1} \cdot f_{i1} \cdot f_{v2} + I_{w2} \cdot f_{i2} \cdot f_{v2} + \frac{I_{dc1} - I_{dc2}}{2} \cdot f_{v2} \right) + \\ & + V_{BRDCb} \cdot (-I_{w1} \cdot f_{i1} + I_{w2} \cdot f_{i2}) + V_{BRDCb} \cdot \frac{I_{dc1} - I_{dc2}}{2} \end{aligned} \quad (6.128)$$

Wyróżnione kolorem brązowym składniki mocy chwilowych (6.123)÷(6.128) nie wpływają na wartość mocy czynnej gałęzi, ponieważ wartość średnia funkcji $f_{v1}, f_{v2}, f_{i1}, f_{i2}$ jest równa zero.

W rozważaniach założono, że okres wszystkich funkcji $f_{v1}, f_{v2}, f_{i1}, f_{i2}$ wynosi T_f . Wartość okresu w jednostkach względnych wynosi 2π . Dla takiego założenia moce czynne gałęzi przekształtnika YY są równe:

$$P_{1a} = -V_{BRACa} I_{w1} \cdot \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (f_{i1} \cdot f_{v1}) dt + \frac{I_{dc1}(V_{dc1} - V_{BRDCa})}{2} \quad (6.129)$$

$$P_{1b} = V_{BRACb} I_{w1} \cdot \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (f_{i1} \cdot f_{v2}) dt + \frac{I_{dc1}(V_{dc1} - V_{BRDCb})}{2} \quad (6.130)$$

$$P_{2a} = V_{BRACa} I_{w2} \cdot \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (f_{i2} \cdot f_{v1}) dt - \frac{I_{dc2}(V_{dc2} - V_{BRDCa})}{2} \quad (6.131)$$

$$P_{2b} = -V_{BRACb} I_{w2} \cdot \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (f_{i2} \cdot f_{v2}) dt - \frac{I_{dc2}(V_{dc2} - V_{BRDCb})}{2} \quad (6.132)$$

$$P_{0a} = V_{BRACa} I_{w1} \cdot \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (f_{i1} \cdot f_{v1}) dt - V_{BRACa} I_{w2} \cdot \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (f_{i2} \cdot f_{v1}) dt + \\ + V_{BRDCa} \frac{I_{dc1} - I_{dc2}}{2} \quad (6.133)$$

$$P_{0b} = -V_{BRACb} I_{w1} \cdot \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (f_{i1} \cdot f_{v2}) dt + V_{BRACb} I_{w2} \cdot \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (f_{i1} \cdot f_{v2}) dt + \\ + V_{BRDCb} \frac{I_{dc1} - I_{dc2}}{2} \quad (6.134)$$

Na podstawie analizy zależności (6.129)÷(6.134) stwierdzono, że moce czynne gałęzi $0a$ i $0b$ są liniową funkcją mocy gałęzi $1a$, $2a$ oraz $1b$, $2b$:

$$P_{0a} = -(P_{1a} + P_{2a}) \quad (6.135) \quad P_{0b} = -(P_{1b} + P_{2b}) \quad (6.136)$$

Wobec tego, dla prawidłowej pracy przekształtnika wystarczy zapewnić zerową moc czynną gałęzi $1a$, $1b$, $2a$ oraz $2b$:

$$P_{1a} = P_{2a} = P_{1b} = P_{2b} = 0 \quad (6.137)$$

Przyrównując zależności (6.129)÷(6.132) do zera można obliczyć wartości współczynników I_{w1} i I_{w2} . Równania nie są wzajemnie sprzeczne wówczas, gdy funkcje opisujące składowe zmienne dla gałęzi a i b są równe:

$$f_i = f_{i1} = f_{i2} \quad (6.138) \quad f_v = f_{v1} = f_{v2} \quad (6.139)$$

Dodatkowo, zauważono, że składowe stałe napięć v_{0a} i v_{0b} powinny być sobie równe, natomiast składowe zmienne powinny być identyczne, co do wartości szczytowej, ale różnić się znakiem:

$$V_{BRAC} = V_{BRACa} = -V_{BRACb} \quad (6.140)$$

$$V_{BRDC} = V_{BRDCa} = V_{BRDCb} \quad (6.141)$$

Otrzymane wartości szczytowe prądów cyrkulujących i_{w1} i i_{w2} , które zapewniają zerową moc czynną dla wszystkich gałęzi przekształtnika YY opisane są zależnościami:

$$I_{w1} = a_f \cdot \frac{V_{dc1} - V_{BRDC}}{V_{BRAC}} \cdot \frac{I_{dc1}}{2} \quad (6.142) \quad I_{w2} = a_f \cdot \frac{V_{dc2} - V_{BRDC}}{V_{BRAC}} \cdot \frac{I_{dc2}}{2} \quad (6.143)$$

Gdzie:

$$a_f = \frac{1}{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (f_i \cdot f_v) dt} \quad (6.144)$$

Warunkiem istnienia rozwiązania jest taki dobór funkcji f_i i f_v , aby nie były one wzajemnie ortogonalne, innymi słowy:

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (f_i \cdot f_v) dt \neq 0 \quad (6.145)$$

Warunek ortogonalności pomiędzy składowymi zmiennymi napięć i prądów gałęziowych wynika z bilansu mocy czynnej gałęzi przekształtnika. Dodatkowym wymaganiem wobec funkcji f_i , f_v jest ich fizyczna realizowalność przez gałęzie rzeczywistego przekształtnika. Z tego powodu, funkcje powinny być ciągłe i mieć ograniczoną pochodną.

Ostatecznie, wyrażenia opisujące przebiegi prądów i napięć gałęziowych bezstratnego przekształtnika YY, które zostały otrzymane na podstawie (6.111)÷(6.120) oraz (6.140)÷(6.145), mają postać:

$$v'_{1a} = V_{dc1} - V_{BRDC} - V_{BRAC} \cdot f_v \quad (6.146)$$

$$v'_{1b} = V_{dc1} - V_{BRDC} + V_{BRAC} \cdot f_v \quad (6.147)$$

$$v'_{2a} = V_{dc2} - V_{BRDC} - V_{BRAC} \cdot f_v \quad (6.148)$$

$$v'_{2b} = V_{dc2} - V_{BRDC} + V_{BRAC} \cdot f_v \quad (6.149)$$

$$v'_{0a} = V_{BRDC} + V_{BRAC} \cdot f_v \quad (6.150)$$

$$v'_{0b} = V_{BRDC} - V_{BRAC} \cdot f_v \quad (6.151)$$

$$i'_{1a} = \frac{I_{dc1}}{2} + i_{w1} = \frac{I_{dc1}}{2} \left(1 + a_f \cdot \frac{V_{dc1} - V_{BRDC}}{V_{BRAC}} \cdot f_i \right) \quad (6.152)$$

$$i'_{1b} = \frac{I_{dc1}}{2} - i_{w1} = \frac{I_{dc1}}{2} \left(1 - a_f \cdot \frac{V_{dc1} - V_{BRDC}}{V_{BRAC}} \cdot f_i \right) \quad (6.153)$$

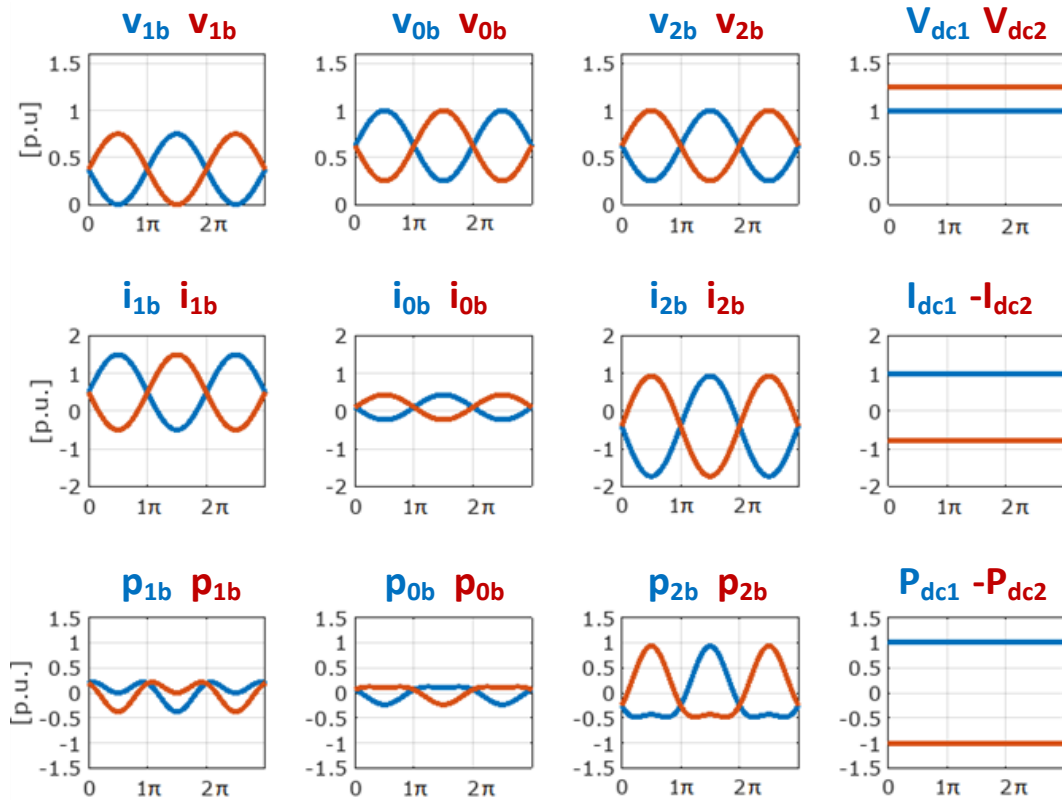
$$i'_{2a} = -\frac{I_{dc2}}{2} - i_{w2} = -\frac{I_{dc2}}{2} \left(1 + a_f \cdot \frac{V_{dc2} - V_{BRDC}}{V_{BRAC}} \cdot f_i \right) \quad (6.154)$$

$$i'_{2b} = -\frac{I_{dc2}}{2} + i_{w2} = -\frac{I_{dc2}}{2} \left(1 - a_f \cdot \frac{V_{dc2} - V_{BRDC}}{V_{BRAC}} \cdot f_i \right) \quad (6.155)$$

$$i'_{0a} = \frac{I_{dc1} - I_{dc2}}{2} + i_{w1} - i_{w2} = \frac{I_{dc1} - I_{dc2}}{2} \cdot \left(1 - a_f \cdot \frac{V_{BRDC}}{V_{BRAC}} \cdot f_i \right) \quad (6.156)$$

$$i'_{0b} = \frac{I_{dc1} - I_{dc2}}{2} - i_{w1} + i_{w2} = \frac{I_{dc1} - I_{dc2}}{2} \cdot \left(1 + a_f \cdot \frac{V_{BRDC}}{V_{BRAC}} \cdot f_i \right) \quad (6.157)^1$$

Na Rys. 40 przedstawiono przykładowe przebiegi napięć, prądów i mocy chwilowych gałęzi przekształtnika YY dla założeń, że składowe zmienne przebiegów są sinusoidalne ($f_v = f_i = \sin(t)$) oraz napięcie V_{dc2} jest większe od napięcia V_{dc1} . Moce chwilowe gałęzi są tętniące, ale ich wartości średnie są równe zero, co potwierdza założenia przeprowadzonej analizy.



Rys. 40. Przykładowe przebiegi prądów, napięć oraz mocy chwilowych gałęzi przekształtnika YY dla następujących napięć i prądów przekształtnika YY. $V_{dc1}=1$ pu, $V_{dc2}=1,25$ pu, $I_{dc1}=1$ pu, $I_{dc2}=0,8$ pu, $V_{BRDC}=0,625$ pu, $V_{BRAC}=0,375$ pu, $f_v = f_i = \sin(t)$.

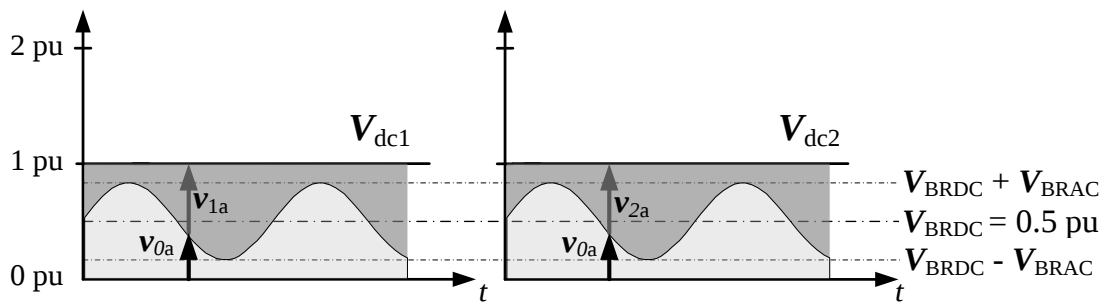
¹ Zależności (6.146)÷(6.157) zostały przedstawione bez wyprowadzenia w artykule [43].

6.4. Możliwości regulacyjne przekształtnika YY

Zgodnie z zależnościami (6.103)÷(6.106) sumy napięć generowanych przez pary gałęzi: $(1a, 0a)$, $(1b, 0b)$ oraz $(2a, 0a)$, $(2b, 0b)$ są równe odpowiednio napięciom stałym V_{dc1} oraz V_{dc2} . Zgodnie z przyjętymi założeniami, gałęzie przekształtnika YY, które składają się z szeregowo połączonych falowników w topologii półmostka mogą generować wyłącznie napięcie dodatnie w zakresie od 0 do 1 pu. Warunki te ograniczają zakres dopuszczalnych wartości dla składowych napięć gałęziowych: V_{BRDC} , V_{BRAC} . Jak przedstawiono w [43], wartość szczytowa składowej zmiennej napięć gałęziowych V_{BRAC} powinna być możliwie największa, natomiast składowa stała V_{BRDC} powinna być najmniejsza. Założenie to zapewnia minimalną wartość szczytową prądów cyrkulujących i_{w1} oraz i_{w2} , a co za tym idzie zmniejszone straty przewodzenia w trakcie pracy przekształtnika. Wartość szczytowa składowej zmiennej prądów gałęziowych jest wprost proporcjonalna do wartości V_{BRDC} i odwrotnie proporcjonalna do V_{BRAC} (zależności (6.152)÷(6.157)).

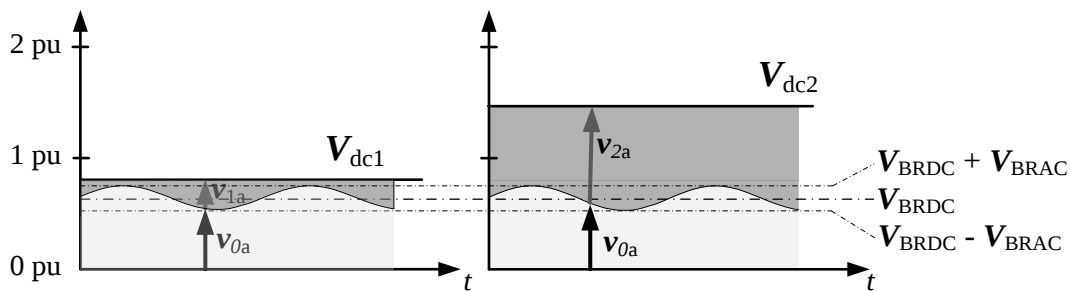
Na Rys. 41 przedstawiono poglądowe przebiegi napięć przekształtnika YY dla przypadku: $V_{dc1} = V_{dc2} = 1$ pu. Na wykresach wykreślono napięcia dla gałęzi z grupy a . Zgodnie z zależnością (6.140) przebiegi napięć gałęziowych należących do grupy b różnią się wyłącznie przeciwną fazą składowej zmiennej, dlatego zostały one pominięte. Dodatkowo założono, że funkcja f_v jest sinusoidalna.

W przypadku przedstawionym na Rys. 41 największa do uzyskania wartość szczytowa składowej zmiennej V_{BRAC} jest równa 0,5 pu. dla $V_{BRDC} = 0,5$ pu. Dalsze zwiększenie wartości V_{BRAC} lub zmniejszenie wartości V_{BRDC} wymagałoby otrzymania napięcia gałęziowego przekraczającego dopuszczalny zakres 0-1 pu.



Rys. 41. Napięcia gałęzi $1a$, $0a$ i $2a$ dla warunku $V_{dc1} = V_{dc2} = 1$ pu.

Na Rys. 42 przedstawiono przebiegi napięć przekształtnika dla napięć spełniających warunki $V_{dc1} < 1$ pu. oraz $V_{dc2} > 1$ pu. W tym przypadku wartość szczytowa składowej zmiennej jest ograniczona przez maksymalną wartość napięcia gałęziowego v_{2a} .



Rys. 42. Napięcia gałęzi $1a$, $0a$ i $2a$ dla warunku $V_{dc1} < 1$ pu. i $V_{dc2} > 1$ pu.

Na podstawie przebiegów napięć gałęziowych (6.146)÷(6.151) otrzymano nierówności (6.158)÷(6.163), które określają ograniczenia wartości napięć gałęziowych. W przekształceniu wykorzystano założenie, że funkcja f_v jest znormalizowana i przyjmuje wartości z zakresu od -1 do 1 pu.

$$0 \leq V_{dc1} - V_{BRDC} - V_{BRAC} \quad (6.158)$$

(ograniczenie minimalnej wartości napięć v_{1a} , v_{1b})

$$0 \leq V_{dc2} - V_{BRDC} - V_{BRAC} \quad (6.159)$$

(ograniczenie minimalnej wartości napięć v_{2a} , v_{2b})

$$0 \leq V_{BRDC} - V_{BRAC} \quad (6.160)$$

(ograniczenie minimalnej wartości napięć v_{0a} , v_{0b})

$$1 \geq V_{dc1} - V_{BRDC} + V_{BRAC} \quad (6.161)$$

(ograniczenie maksymalnej wartości napięć v_{1a} , v_{1b})

$$1 \geq V_{dc2} - V_{BRDC} + V_{BRAC} \quad (6.162)$$

(ograniczenie maksymalnej wartości napięć v_{2a} , v_{2b})

$$1 \geq V_{BRDC} + V_{BRAC} \quad (6.163)$$

(ograniczenie maksymalnej wartości napięć v_{0a} , v_{0b})

Za pomocą funkcji $\min()$ i $\max()$ zredukowano liczbę nierówności z sześciu do dwóch:

$$V_{BRDC} + V_{BRAC} \leq \min(V_{dc1}, V_{dc2}, 1) \quad (6.164)$$

$$V_{BRDC} - V_{BRAC} \geq \max(V_{dc1} - 1, V_{dc2} - 1, 0) \quad (6.165)$$

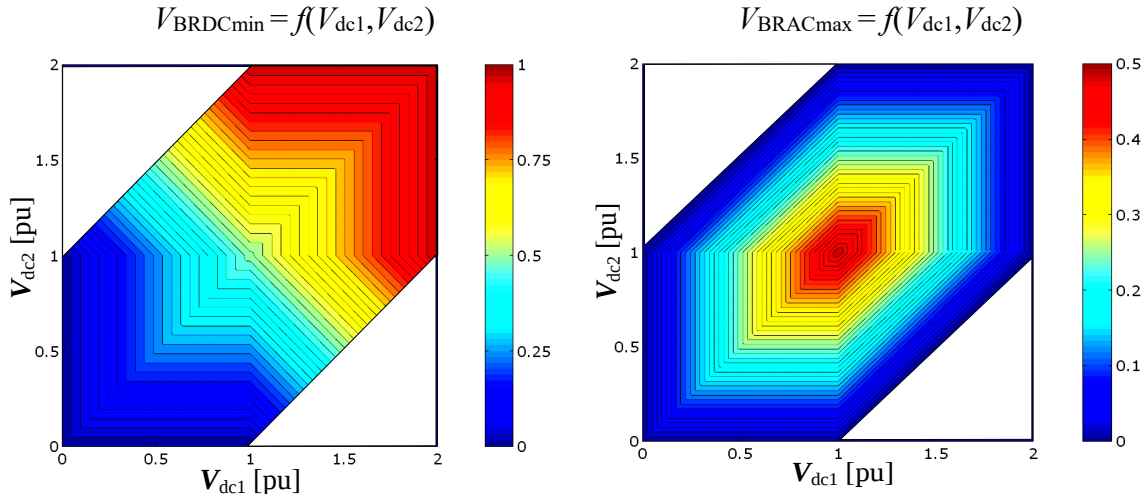
Po wybraniu wartości granicznych nierówności (6.164)÷(6.165), a następnie rozwiązaniu układu równań z dwoma niewiadomymi, uzyskano wyrażenia na minimalną wartość składowej stałej V_{BRDC} i maksymalną wartość szczytową składowej zmiennej V_{BRAC} napięcia:

$$V_{BRDCmin} = \frac{1}{2} (\min(V_{dc1}, V_{dc2}, 1) + \max(V_{dc1} - 1, V_{dc2} - 1, 0)) \quad (6.166)$$

$$V_{BRACmax} = \frac{1}{2} (\min(V_{dc1}, V_{dc2}, 1) - \max(V_{dc1} - 1, V_{dc2} - 1, 0)) \quad (6.167)$$

Wartości współczynników V_{BRDC} i V_{BRAC} w funkcji napięć V_{dc1} , V_{dc2} przedstawiono na Rys. 43 za pomocą wykresów konturowych. Zbiór rozwiązań jest ograniczony do obszaru, w którym zależność (6.167) przyjmuje wartości dodatnie. Obszar niedozwolony

obejmuje punkty pracy, dla których bezwzględna różnica pomiędzy napięciami V_{dc1} i V_{dc2} jest większa od 1 pu., co nie jest możliwe do uzyskania z powodu przekroczenia maksymalnego napięcia gałęziowego. Dla wartości napięć $V_{dc1} = V_{dc2} = 1$ pu. wartości V_{BRDC} i V_{BRAC} są równe 0,5 pu. Wynik jest oczywisty i zgodny z analizą graficzną przebiegów przedstawionych na Rys. 41.



Rys. 43. Wartości napięć V_{BRDC} i V_{BRAC} opisane zależnościami (6.166) i (6.167).

6.5. Prądy gałęziowe przekształtnika YY

W celu określenia strat przewodzenia, a także prawidłowego doboru elementów pasywnych i półprzewodnikowych przekształtnika, należy znać wartości średnie, skuteczne oraz szczytowe prądów gałęziowych. Analizę przeprowadzono dla zadanej mocy $P = 1$ pu.:

$$P = V_{dc1} \cdot I_{dc1} = V_{dc2} \cdot I_{dc2} = 1 \text{ pu.} \quad (6.168)$$

Wartości średnie prądów gałęziowych, obliczone na podstawie wyrażeń (6.152)÷(6.157), są zależne wyłącznie od przenoszanej mocy P oraz wartości napięć V_{dc1} , V_{dc2} :

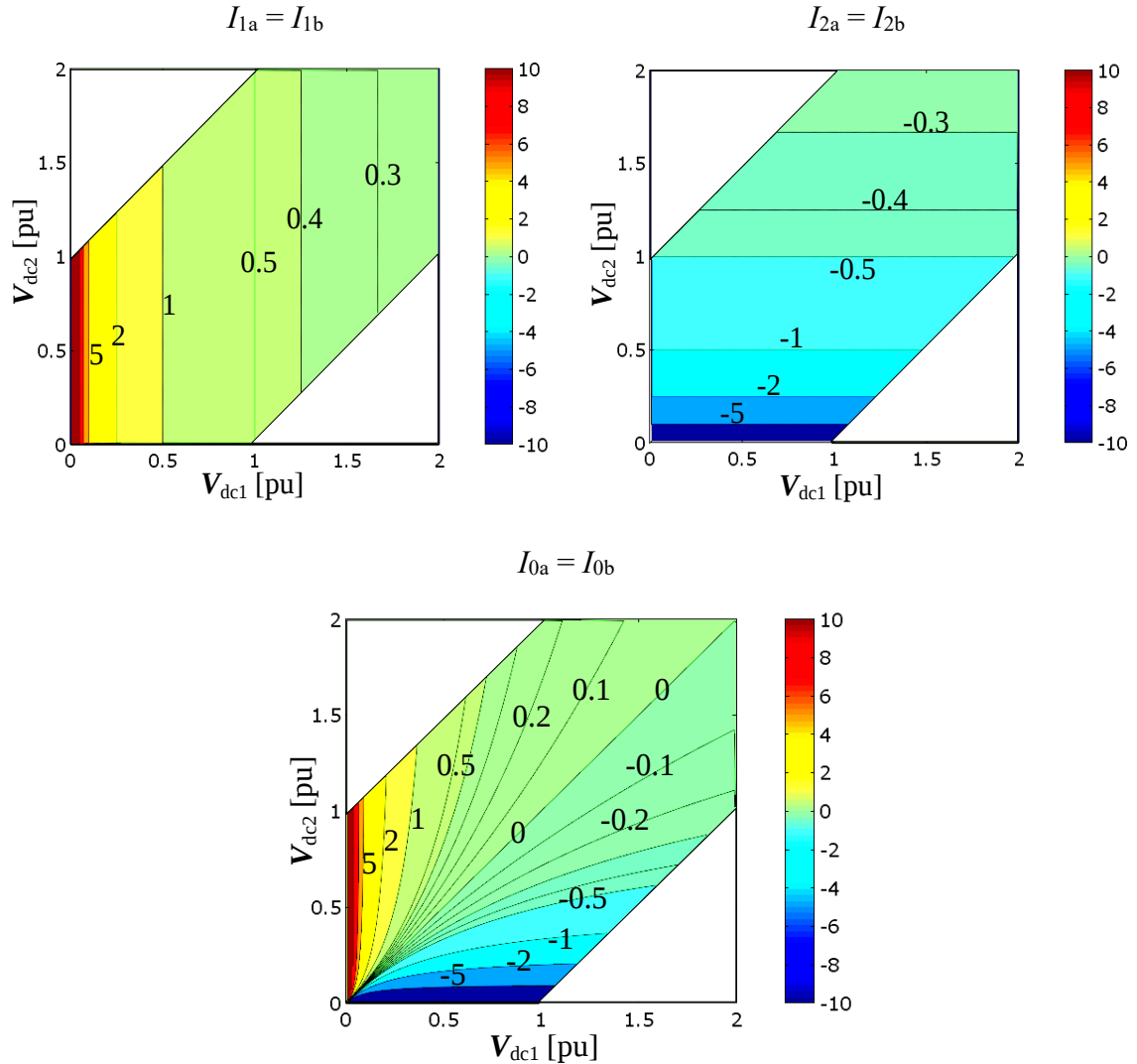
$$I_{1a} = I_{1b} = \frac{I_{dc1}}{2} = \frac{P}{2} \cdot \frac{1}{V_{dc1}} \quad (6.169)$$

$$I_{2a} = I_{2b} = -\frac{I_{dc2}}{2} = -\frac{P}{2} \cdot \frac{1}{V_{dc2}} \quad (6.170)$$

$$I_{0a} = I_{0b} = \frac{I_{dc1} - I_{dc2}}{2} = \frac{P}{2} \cdot \frac{(V_{dc2} - V_{dc1})}{V_{dc1} \cdot V_{dc2}} \quad (6.171)$$

Na Rys. 44 za pomocą wykresów konturowych przedstawiono wartości średnie prądów gałęziowych w funkcji napięć V_{dc1} , V_{dc2} . Na wykresach uwzględniono istnienie obszarów niedozwolonych za względu na ograniczenia dla napięć gałęziowych. Teoretycznie dla napięć V_{dc1} , V_{dc2} bliskich zera, składowe stałe prądów gałęziowych mogą rosnąć do nieskończoności. Dla zwiększenia czytelności wykresów, wartości prądów gałęziowych zostały przycięte do maksymalnie 10 pu.

Gałęzie nie są równomiernie obciążone w trakcie pracy przekształtnika. Większe wartości prądu występują w gałęziach po stronie niższego napięcia, odpowiednio: w gałęziach $1a, 1b$ dla przypadku $V_{dc1} < V_{dc2}$ lub w gałęziach $2a, 2b$ dla przypadku $V_{dc1} > V_{dc2}$. Prądy w gałęziach $0a$ i $0b$ są proporcjonalne do różnicy napięć V_{dc1}, V_{dc2} . W granicznym przypadku, dla $V_{dc1} = V_{dc2}$, są równe zero.



Rys. 44. Wartości średnie prądów gałęzi $1a, 1b, 2a, 2b, 0a, 0b$ dla założonej mocy $P = 1$ pu.

Wartości skuteczne (6.172)÷(6.174) oraz wartości szczytowe (6.175)÷(6.177) prądów gałęziowych są zależne od wartości prądów I_{dc1}, I_{dc2} oraz prądów cyrkulujących:

$$I_{rms\ 1a} = I_{rms\ 1b} = \frac{|I_{dc1}|}{2} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{V_{dc1} - V_{BRDC}}{V_{BRAC}} \cdot \underbrace{a_f \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f_i^2 dt}}_{\tilde{k}_f} \right)^2} \quad (6.172)$$

$$I_{rms\ 2a} = I_{rms\ 2b} = \frac{|I_{dc2}|}{2} \sqrt{1 + \left(\frac{V_{dc2} - V_{BRDC}}{V_{BRAC}} \cdot \underbrace{a_f \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f_i^2 dt}}_{k_f} \right)^2} \quad (6.173)$$

$$I_{rms\ 0a} = I_{rms\ 0b} = \frac{|I_{dc1} - I_{dc2}|}{2} \sqrt{1 + \left(\frac{V_{BRDC}}{V_{BRAC}} \cdot \underbrace{a_f \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f_i^2 dt}}_{k_f} \right)^2} \quad (6.174)$$

$$I_{p\ 1a} = I_{p\ 1b} = \frac{I_{dc1}}{2} \left(1 + a_f \cdot \frac{V_{dc1} - V_{BRDC}}{V_{BRAC}} \right) \quad (6.175)$$

$$I_{p\ 2a} = I_{p\ 2b} = \frac{I_{dc2}}{2} \left(1 + a_f \cdot \frac{V_{dc2} - V_{BRDC}}{V_{BRAC}} \right) \quad (6.176)$$

$$I_{p\ 0a} = I_{p\ 0b} = \frac{I_{dc1} - I_{dc2}}{2} \cdot \left(1 - a_f \cdot \frac{V_{BRDC}}{V_{BRAC}} \right) \quad (6.177)$$

6.6. Wpływ kształtu przebiegów funkcji f_i, f_v na wartości skuteczne prądów gałęziowych

Zmienne prądy cyrkulujące są źródłem dodatkowych strat przewodzenia w przekształtniku. Istotne jest, aby zminimalizować ich wpływ na całkowite straty mocy urządzenia.

Wartości skuteczne prądów gałęziowych (6.172)÷(6.174) można zmniejszyć poprzez optymalny dobór wartości V_{BRAC} , V_{BRDC} , ale również poprzez zmianę funkcji okresowych f_i, f_v opisujących kształt składowych zmiennych prądów i napięć gałęziowych. Zależności (6.172)÷(6.174) zawierają identyczny, wyróżniony kolorem brązowym składnik k_f . W celu minimalizacji wartości skutecznych prądów gałęziowych, wartość współczynnika k_f powinna być jak najmniejsza:

$$k_f = a_f \cdot \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f_i^2 dt} = \frac{1}{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f_i \cdot f_v dt} \cdot \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f_i^2 dt} \rightarrow \min \quad (6.178)$$

Wartość współczynnika k_f obliczono dla wybranych funkcji f_i, f_v .

Wariant 1: Identyczna funkcja dla prądów i napięć gałęziowych: $f_i(t) = f_v(t) = f(t)$

Dla założenia, że funkcje f_v oraz f_i są sobie równe, zależność (6.178) zredukowano do postaci:

$$k_f = \frac{1}{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f \cdot f dt} \cdot \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f^2 dt} = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f^2 dt}} = \frac{1}{F_{rms}} \rightarrow \min \quad (6.179)$$

W tym przypadku, aby zminimalizować współczynnik k_f należy znaleźć taką funkcję okresową f , której wartość skuteczna jest maksymalna, przy założeniu, że jej wartość szczytowa f_{max} wynosi jeden. Można zauważyć, że dla takiego założenia, współczynnikowi k_f bezpośrednio odpowiada współczynnikowi szczytu k_{sz} funkcji okresowej:

$$f_{max} = 1 = k_{sz} \cdot F_{rms} \quad \Rightarrow \quad k_{sz} = \frac{1}{F_{rms}} = k_f \quad (6.180)$$

Symetryczny przebieg prostokątny $w(t)$ jest funkcją okresową o najmniejszym współczynniku szczytu równym $k_{sz} = 1$:

$$w(t) = \begin{cases} 1, & 2\pi n < t < \pi + 2\pi n \\ 0, & t = n \cdot \pi \\ -1, & \pi + 2\pi n < t < 2\pi + 2\pi n \end{cases} \quad n \in \mathbb{Z} \quad k_{sz} = \frac{W_{max}}{W_{rms}} = \frac{1}{1} = 1 \quad (6.181)$$

Dla porównania, wartość współczynnika szczytu dla przebiegu sinusoidalnego wynosi $\sqrt{2}$, czyli jest większy o 41% od przebiegu prostokątnego.

Niestety wymuszenie prostokątnych przebiegów dla prądów gałęziowych jest nieosiągalne w rzeczywistym urządzeniu. Jest to spowodowane możliwościami regulacyjnymi przekształtnika YY. Maksymalna pochodna prądu gałęziowego jest ograniczona przez indukcyjność obwodu oraz maksymalną wartość napięcia gałęziowego wynoszącą 1 pu.

Wariant 2: Funkcje: $f_i(t) = \sin(t)$, $f_v(t) = w(t)$

Wartość współczynnika k_f obliczono za pomocą przekształcenia w szereg Fouriera. Przebieg prostokątny opisany zależnością (6.181) spełnia warunki Dirichleta i jest funkcją nieparzystą. Wobec tego, przekształcono go do postaci:

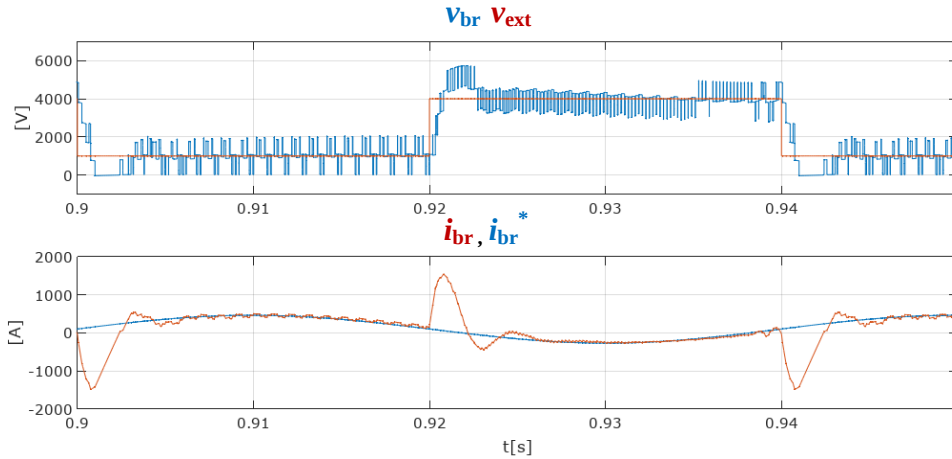
$$w(t) = \frac{4}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{2k-1} \sin((2k-1) \cdot t) = \frac{4}{\pi} \sin 1t + \frac{4}{3\pi} \sin 3t + \dots \quad (6.182)$$

Dla tak dobranych funkcji f_i i f_v wartość współczynnika k_f jest równa:

$$k_f = \frac{\sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f_i^2 dt}}{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f_i \cdot w dt} = \frac{\sqrt{\frac{1}{T_f} \int_0^{T_f} \sin^2(1t) dt}}{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \sin 1t \cdot \left(\frac{4}{\pi} \sin 1t + \frac{4}{3\pi} \sin 3t + \dots \right) dt} = \quad (6.183)$$

$$= \frac{\frac{1}{\sqrt{2}}}{\frac{4}{\pi} \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \sin^2(1t) dt} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\pi}{4} \cdot 2 = \frac{\pi\sqrt{2}}{4} \approx 1,11$$

Wartość współczynnika k_f jest o 11 % wyższa od przypadku, gdy obie funkcje: f_v oraz f_i są prostokątne. W odróżnieniu do prądów, wymuszenie prostokątnych lub trapezoidalnych przebiegów napięć gałęziowych jest teoretycznie możliwe. Jedynymi ograniczeniami jest opóźnienie i zniekształcenie wprowadzone przez modulator napięcia. Niestety, badania symulacyjne przeprowadzone dla przypadku pojedynczej gałęzi, wykazały, że wybór prostokątnej funkcji f_v jest niekorzystny ze względu na kontrolę prądu gałęziowego. W trakcie pracy, prąd gałęziowy jest silnie zniekształcony w punktach nieciągłości sygnału zadanego napięcia. Na Rys. 45 przedstawiono przykładowe przebiegi modelu symulacyjnego pojedynczej gałęzi (założenia modelu przedstawione są w rozdziale 4.3). W modelu założono, że funkcja f_v (opisująca przebieg napięcia v_{ext}) jest prostokątna, a funkcja f_i sinusoidalna. Przebiegi prądu gałęziowego są silnie zniekształcone. Przyczyną takiego działania jest ograniczone pasmo przenoszenia układu regulacji prądu gałęziowego.



Rys. 45. Wyniki badań symulacyjnych. Przebiegi prądu i napięcia gałęziowego dla obwodu pojedynczej gałęzi. Założony kształt funkcji składowych zmiennych: $f_i = \sin(t)$, $f_v = w(t)$.

Wariant 3: Funkcje: $f_i(t) = f_v(t) = A_1 \cdot \sin(t) + A_3 \cdot \sin(3t)$

Za względu na ograniczenia fizyczne rzeczywistego przekształtnika założono, że w trzecim analizowanym wariancie, funkcje f_v , f_i będą sobie równe oraz będą zawierały wyłącznie pierwszą i trzecią harmoniczną. Tego typu przebiegi są mniej wymagające dla układu regulacji przekształtnika od prostokątnych sygnałów zadanych. Funkcje f_v , f_i są opisane wyrażeniem:

$$f = f_v = f_i = A_1 \cdot \sin(t) + A_3 \cdot \sin(3t) = A_1 \cdot (\sin(t) + h \cdot \sin(3t)) \quad (6.184)$$

Zgodnie z założeniem wartość szczytowa funkcji (6.184) jest równa jeden. Równocześnie stosunek amplitud pierwszej i trzeciej harmonicznej ($A_3/A_1 = h$) powinien zapewniać minimalną wartość współczynnika k_f (zgodnie z zależnością (6.178)). Optymalny dobór wartości współczynników A_1 , A_3 obliczono za pomocą następujących przekształceń matematycznych.

Funkcja f osiąga maksimum równe $F_{\max}$ w punkcie $t_{\max}$. Wyznaczono go przyrównując pierwszą pochodną funkcji do zera oraz wykorzystując uproszczenia trygonometryczne [8]:

$$f' = A_1 \cos(t) \cdot (3h \cdot (\cos^2(t) - 3\sin^2(t)) + 1) = 0 \quad (6.185)$$

$$t_{\max} = \arcsin\left(\underbrace{\sqrt{\frac{1+3h}{12h}}}_{=g}\right) = \arcsin(g) \quad (6.186)$$

$$\begin{aligned} F_{\max} = f(t_{\max}) &= A_1(\sin(\arcsin(g)) + h \cdot \sin(3 \cdot \arcsin(g))) = \\ &= A_1 \cdot g \cdot (1 + h \cdot (3 - 4g^2)) \end{aligned} \quad (6.187)$$

Wartość szczytowa funkcji $F_{\max}$ jest znormalizowana. Po przyrównaniu zależności (6.187) do jedności otrzymano wyrażenie opisujące amplitudę A_1 spełniającą ten warunek:

$$A_1 = \frac{1}{g \cdot (1 + h \cdot (3 - 4g^2))} \quad (6.188)$$

Minimalna wartość współczynnika k_f odpowiada maksymalnej wartości skutecznej przebiegu funkcji (zależność (6.180)). Znając amplitudę pierwszej harmonicznej A_1 , wartość skuteczna funkcji f wynosi:

$$F_{rms} = \sqrt{\frac{A_1^2}{2} + \frac{A_3^2}{2}} = \sqrt{\frac{A_1^2}{2} + \frac{(A_1 \cdot h)^2}{2}} = \frac{27h^3 + 27h}{27h^3 + 27h^2 + 9h + 1} \quad (6.189)$$

Stosunek amplitud pierwszej i trzeciej harmonicznej funkcji zapewniający maksymalną wartość skuteczną przebiegu ($h_{\max}$) obliczono przyrównując pierwszą pochodną zależności (6.189) do zera:

$$F_{rms}(h)' = \frac{81h^2 - 162h + 27}{81h^4 + 108h^3 + 54h^2 + 12h + 1} = 0 \quad (6.190)$$

$$h_{\max} = \frac{3 - \sqrt{6}}{3} \approx 0,183, \quad A_{1\max} \approx 1,15, \quad A_{3\max} \approx 0,2 \quad (6.191)$$

Ostatecznie przebieg poszukiwanej funkcji jest opisany zależnością:

$$f = f_v = f_i \approx 1,15 \cdot \sin(t) + 0,2 \cdot \sin(3t) \quad (6.192)$$

Wartość współczynnika a_f (zależność (6.144)) dla funkcji wynosi:

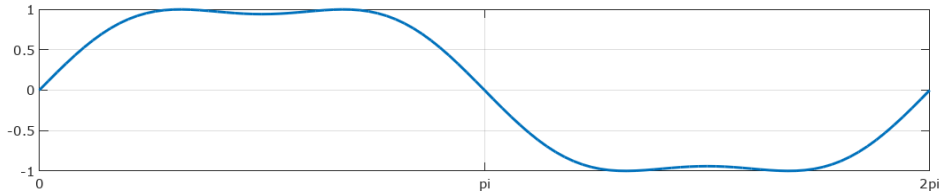
$$a_f = \frac{1}{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (A_1 \cdot \sin(t) + A_3 \cdot \sin(3t))^2 dt} = \frac{2}{A_1^2 + A_3^2} \approx 1,47 \quad (6.193)$$

Wartość współczynnika k_f wynosi:

$$F_{rms\ max} \approx 0,83 \quad \rightarrow \quad k_f = \frac{1}{F_{rms\ max}} \approx 1,20 \quad (6.194)$$

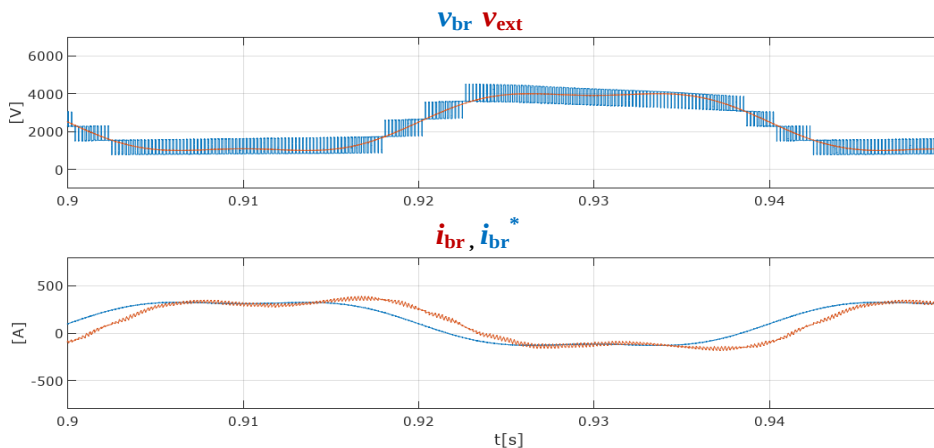
Wartość współczynnika k_f jest 20% wyższa od przypadku z dwoma funkcjami prostokątnymi i 21% mniejsza od przypadku z dwoma sygnałami sinusoidalnymi.

Przebieg funkcji f przedstawiono na Rys. 46. Implementacja tego typu przebiegu w mikroprocesorowym sterowniku przekształtnika może być łatwo zrealizowana za pomocą metody tablicowania (ang. *look-up table*). Alternatywnym rozwiązaniem, niewymagającym zwiększonego zapotrzebowania na pamięć jest wymuszenie trapezoidalnego przebiegu zadanego zbliżonego kształtem do funkcji f .



Rys. 46. Przebieg funkcji $f=A_1 \sin(t)+A_3 \sin(3t)$ dla współczynników: $A_1=1,15$, $A_3=0,2$

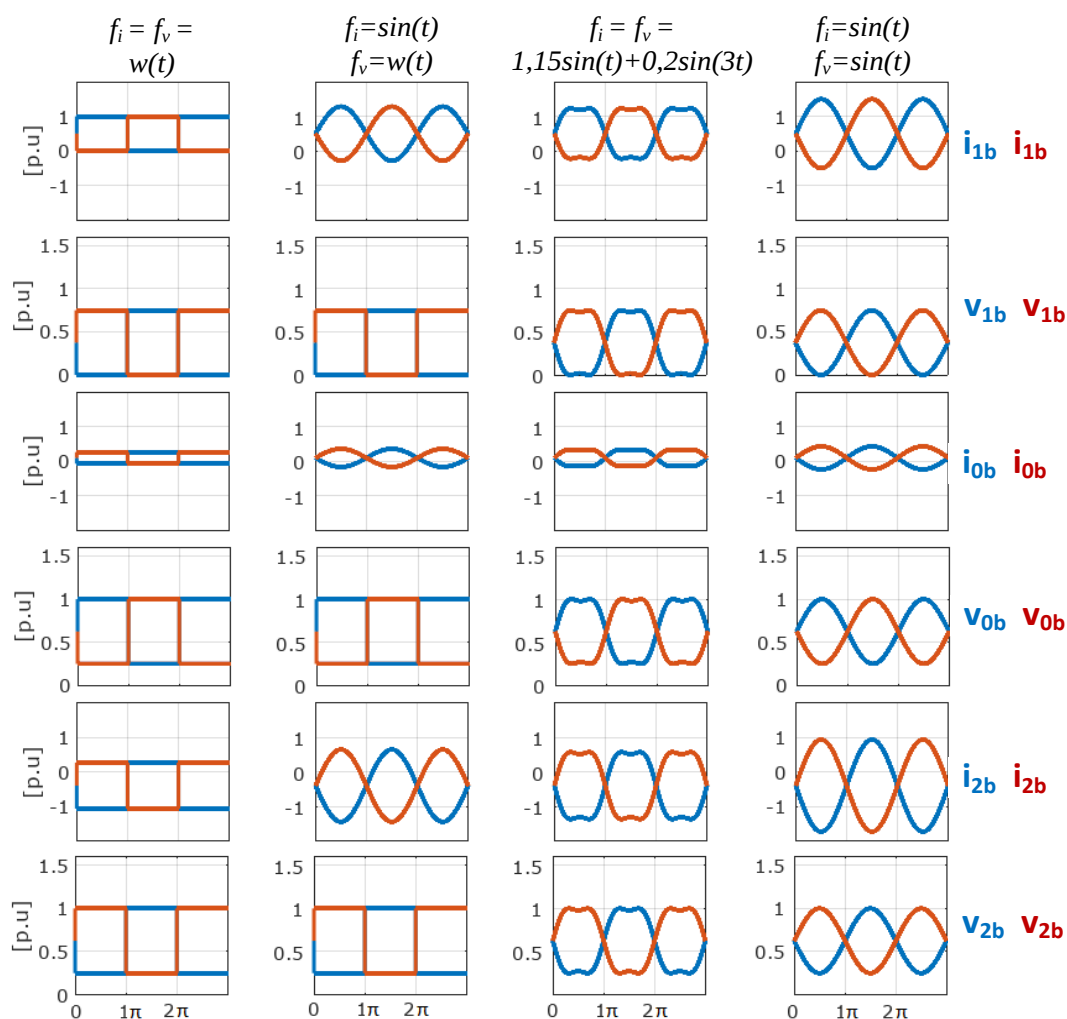
Na Rys. 47 przedstawiono przykładowe przebiegi modelu symulacyjnego pojedynczej gałęzi dla zadanego przebiegu f . Układ działa prawidłowo, ale występuje znaczący uchyb prądu gałęziowego w stosunku do sygnału zadanego. Wprowadzenie dodatkowych harmonicznych w sygnałach zadanych jest bardziej wymagające dla układu sterowania przekształtnika. Jest to wada takiego rozwiązania.



Rys. 47. Przebiegi prądu i napięcia gałęziowego dla modelu pojedynczej gałęzi dla założenia $f_i(t) = f_v(t) = A_1 \sin(t) + A_3 \sin(3t)$.

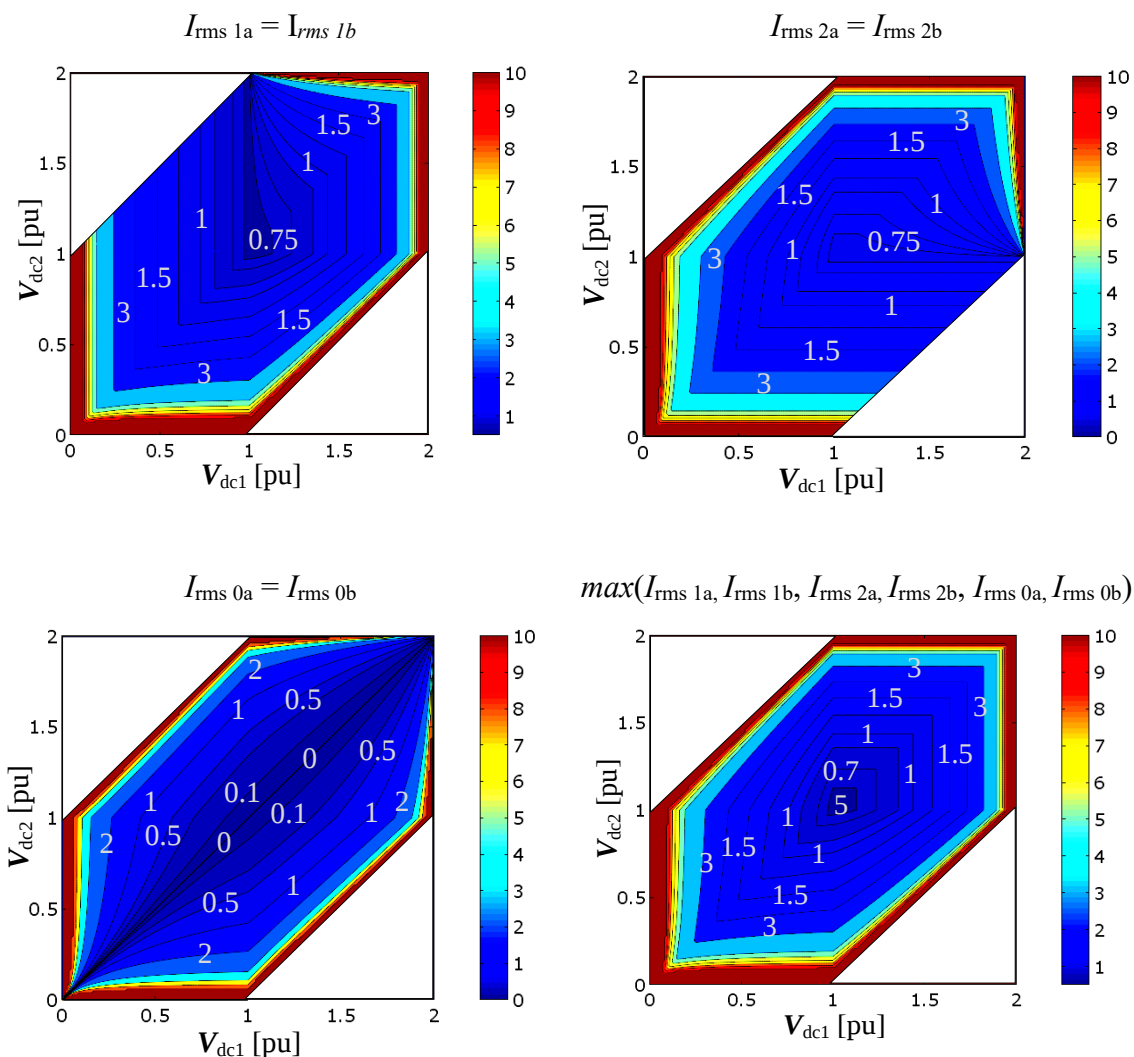
Dla celów porównawczych na Rys. 48 zilustrowano przebiegi napięć i prądów gałęziowych przekształtnika YY dla analizowanych funkcji f_i , f_v . Zarówno wartości

szczytowe prądów gałęziowych jak ich wartości skuteczne są najmniejsze dla wariantu z przebiegami prostokątnymi oraz największe dla wariantu z dwoma funkcjami sinusoidalnymi.



Rys. 48. Przebiegi prądów i napięć dla różnych funkcji f_i, f_v . Założenia: $V_{dc1}=1$ pu., $V_{dc2}=1,25$ pu., $I_{dc1}=1$ pu., $I_{dc2}=0,8$ pu., $V_{BRDC}=0,625$ pu., $V_{BRAC}=0,375$ pu.

Na Rys. 49 przedstawiono wykresy konturowe wartości skutecznych prądów gałęziowych przekształtnika YY w funkcji napięć V_{dc1} , V_{dc2} przy założeniu jednostkowej mocy $P=1$ pu. Wykresy zostały przygotowane na podstawie zależności (6.172)÷(6.174) oraz (6.166)÷(6.167). Założono, że funkcje f_i oraz f_v zawierają pierwszą i trzecią harmoniczną ($A_1=1,15$, $A_3=0,2$, $k_f=1,2$). Analogicznie jak w przypadku wykresów wartości średnich prądów gałęziowych (patrz Rys. 44) pominięto zabronione zakresy napięć V_{dc1} , V_{dc2} . Dla zwiększenia czytelności, wartości na wykresach zostały przycięte do maksymalnie 10 pu. Przy projektowaniu przekształtnika, istotne są najwyższe wartości prądów gałęziowych w całym urządzeniu, niezależnie, w której gałęzi one występują. Jest to szczególnie ważne, przy założeniu, że wszystkie moduły w przekształtniku mają identyczną obciążalność. W celu ułatwienia analizy wykreślono dodatkową funkcję, która jest złożeniem zależności dla poszczególnych prądów gałęziowych: dla każdej pary napięć (V_{dc1} , V_{dc2}) funkcja wybiera największą wartość skuteczną prądu spośród wszystkich gałęzi przekształtnika YY.



Rys. 49. Wartości skuteczne prądów gałęziowych dla mocy $P = 1$ pu. dla $k_f = 1, 2$.

Na podstawie analizy wykresów na Rys. 49 przedstawiono następujące wnioski:

- gałęzie przekształtnika nie są równomiernie obciążone,
- prądy gałęziowe i_{0a} i i_{0b} są proporcjonalne do różnicy napięć V_{dc1} , V_{dc2} (w granicznym przypadku, tj. $V_{dc1} = V_{dc2}$ gałęzie nie przewodzą prądu),
- wartości skuteczne prądów gałęziowych rosną dla granicznych napięć V_{dc1} , V_{dc2} .

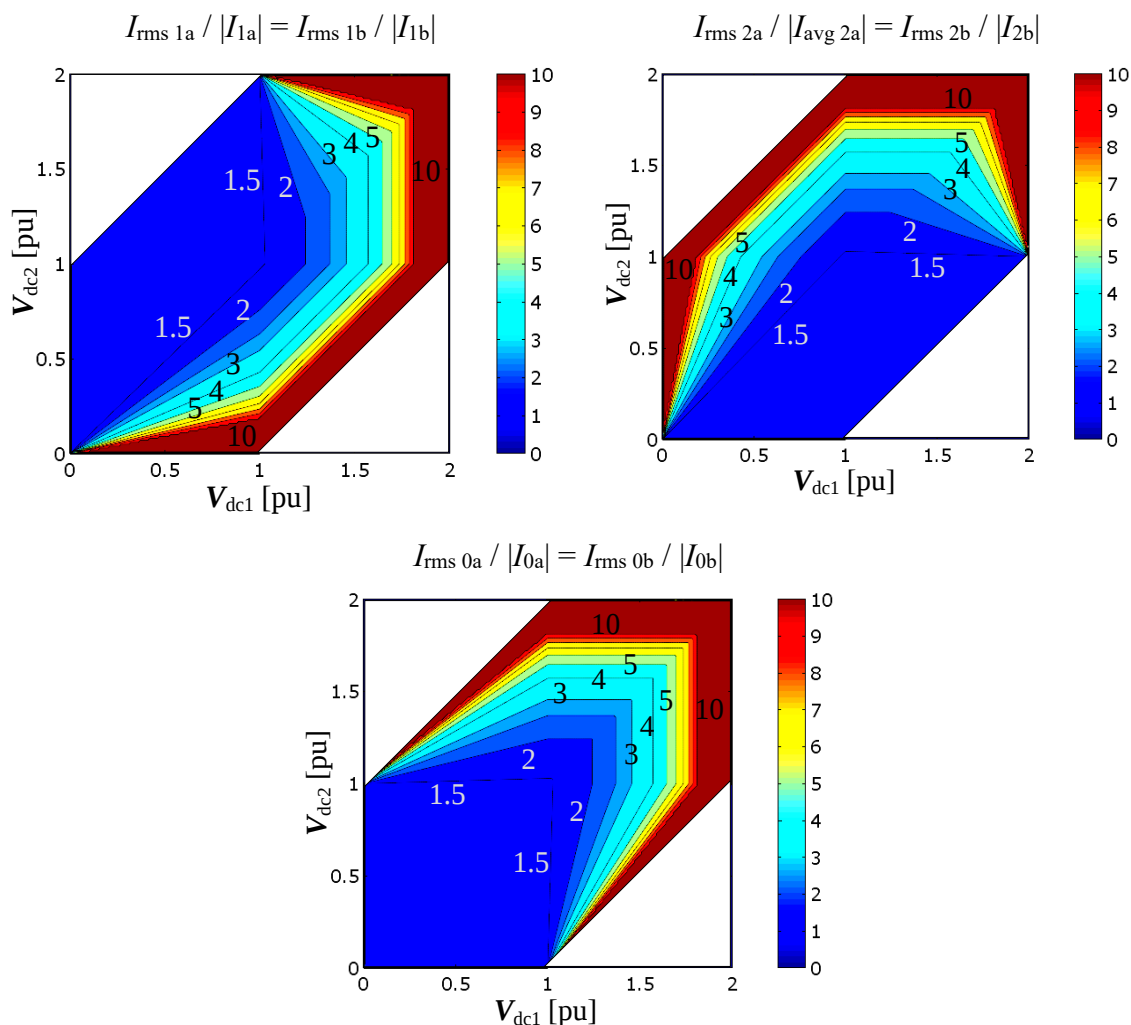
Wartość skuteczna prądu gałęziowego jest zależna od składowej stałej i zmiennej przebiegu prądu. Składowa stała zależy wyłącznie obciążenia i wartości napięć V_{dc1} , V_{dc2} . Źródłem składowej zmiennej są prądy cyrkulujące przekształtnika, które zapewniają balansowanie mocy gałęzi. Na Rys. 50 przedstawiono wykresy konturowe, na których zilustrowano, ile razy wartość skuteczna prądu gałęziowego jest większa od jego wartości średniej dla różnych wartości napięć V_{dc1} , V_{dc2} .

Na podstawie analizy wykresów na Rys. 50 można przedstawić następujące wnioski:

- Wartość skuteczna prądu gałęziowego jest co najmniej 1,5-rza większa od jego wartości średniej,
- Wartość ilorazu $I_{rms\ br}/|I_{br}|$ gwałtownie rośnie dla wartości granicznych napięć V_{dc1} , V_{dc2} . Wprowadza to istotne ograniczenie maksymalnego współczynnika

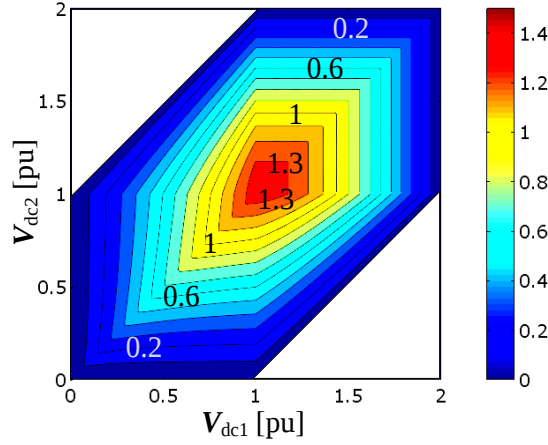
wzmocnienia napięciowego przekształtnika YY,

- Dla określonych zakresów napięć V_{dc1} , V_{dc2} (np. dla V_{dc1} , $V_{dc2} < 1$ pu. dla gałęzi $0a$, $0b$) stosunek wartości skutecznej do wartości średniej prądu gałęziowego jest w przybliżeniu stały, zakresy te różnią się między poszczególnymi gałęziami.



Rys. 50. Iloraz wartości skutecznej i bezwzględnej wartości średniej prądów gałęziowych w funkcji napięć V_{dc1} , V_{dc2} dla $k_f = 1,2$.

Na Rys. 49 przedstawiono wartość skuteczną prądu gałęziowego przy założeniu stałej mocy $P = 1$ pu. W rzeczywistym urządzeniu, gałęzie mają określoną obciążalność, wynikającą z wybranego rodzaju łączników półprzewodnikowych i wydajności układu chłodzenia. Dla takiego założenia bardziej czytelne jest przedstawienie, ile wynosi moc przekształtnika przy założeniu, że wartość skuteczna prądu gałęziowego wynosi 1 pu. Wykres konturowy na Rys. 51 jest złożeniem obciążalności wszystkich gałęzi przekształtnika YY. Dla każdej pary napięć V_{dc1} , V_{dc2} wybrana została moc wynikająca z najbardziej obciążonej gałęzi. Na podstawie analizy wykresu na Rys. 51 można przedstawić wniosek, że przekształtnik YY ma największą obciążalność dla napięć V_{dc1} , V_{dc2} bliskich 1 pu.



Rys. 51. Moc przenoszona przez przekształtnik przy założeniu, że maksymalna wartość skuteczna prądu gałęziowego wynosi 1 pu. $k_f = 1,2$.

6.7. Tętnienia napięć kondensatorów pośredniczących

Moce chwilowe gałęzi przekształtnika YY są tętniące. Wartość stała mocy P_{br} wynika ze strat i jest pomijalnie mała w stosunku do składowej zmiennej $\tilde{p}_{br}$, której źródłem są zmienne napięcia i prądy cyrkulujące:

$$p_{br} = v_{br} \cdot i_{br} = \underbrace{P_{br}}_{\approx 0} + \tilde{p}_{br} \quad (6.195)$$

Tętnienie mocy chwilowej gałęzi jest równoznaczne ze zmianami energii pola elektrycznego kondensatorów pośredniczących C w każdym module przekształtnika. Dla dowolnej chwili, spełniona jest równość pomiędzy mocą chwilową gałęzi, a pochodną po czasie sumarycznej energii pola elektrycznego gałęzi $N \cdot e_C$:

$$\tilde{p}_{br} = \frac{d(N \cdot e_C)}{dt} \quad (6.196)$$

Przekształcając wyrażenie (6.196) otrzymano zależność opisującą energię pola elektrycznego kondensatora pojedynczego modułu:

$$e_C = \tilde{e}_C + E_C = \frac{1}{N} \int \tilde{p}_{br} dt + E_C \quad (6.197)$$

Zależność pomiędzy mocą chwilową gałęzi p_{br} , a napięciem chwilowym v_C kondensatora otrzymano przy założeniu, że wartość średnia napięcia kondensatora pośredniczącego wynosi V_C . Wartość chwilowa energii pola elektrycznego kondensatora wynosi:

$$e_C = \frac{1}{2} C \cdot v_C^2 = \frac{1}{2} C \cdot (V_C + \tilde{v}_C)^2 = \underbrace{\frac{1}{2} C \cdot V_C^2}_{\text{składnik 1}} + \underbrace{C \cdot V_C \cdot \tilde{v}_C}_{\text{składnik 2}} + \underbrace{\frac{1}{2} C \cdot \tilde{v}_C^2}_{\text{składnik 3}} \quad (6.198)$$

Wyrażenie (6.198) składa się z trzech części. Pierwszy składnik jest stały i zależy od kwadratu wartości średniej napięcia kondensatora V_C . Drugi składnik wyrażenia jest zmienny. Jego wartość średnia jest zerowa, ponieważ jest on wprost proporcjonalny do składowej zmiennej napięcia $\tilde{v}_C$.

Trzeci składnik wyrażenia jest proporcjonalny do kwadratu składowej zmiennej napięcia kondensatora $\tilde{v}_C$. Ogólnie, wartość średnia trzeciego składnika jest różna od zera, pomimo, że napięcie zmienne $\tilde{v}_C$ ma zerową wartość średnią.

Wykorzystując (6.198) wyznaczono zależności, które opisują stały i zmienny składnik energii pola elektrycznego kondensatora C :

$$E_C = \frac{1}{2} C \cdot \left(V_C^2 + \frac{1}{T_f} \int_0^{T_f} (\tilde{v}_C^2) dt \right) \quad (6.199)$$

$$\tilde{e}_C = \frac{1}{2} C \cdot \left(2V_C \cdot \tilde{v}_C + \left(\tilde{v}_C^2 - \frac{1}{T_f} \int_0^{T_f} (\tilde{v}_C^2) dt \right) \right) \quad (6.200)$$

Po przyrównaniu wyrażen (6.197) do (6.198) oraz podstawieniu zależności (6.199), wyznaczono zależność opisującą przebieg napięcia kondensatora C w czasie:

$$v_C = \sqrt{\underbrace{V_C^2 + \frac{1}{T_f} \int_0^{T_f} \tilde{v}_C^2 dt}_{\approx V_C^2} + \frac{2}{C} \cdot \frac{1}{N} \int \tilde{p}_{br} dt} \quad (6.201)$$

Przy założeniu, że wartość szczytowa składowej zmiennej napięcia kondensatora C jest znacząco mniejsza od wartości napięcia V_C ($\tilde{v}_C \ll V_C$), zależność (6.201) uproszczono do przybliżonej postaci:

$$v_C \approx \sqrt{V_C^2 + \frac{2}{C} \cdot \frac{1}{N} \int \tilde{p}_{br} dt} \quad (6.202)$$

W jednostkach względnych zależność (6.202) wynosi:

$$v_C \approx \sqrt{\left(\frac{1}{N}\right)^2 + \frac{2}{C} \cdot \frac{1}{N} \int \tilde{p}_{br} dt} = \frac{1}{N} \cdot \sqrt{1 + \frac{2}{C} \cdot N \int \tilde{p}_{br} dt} \quad (6.203)$$

Do charakteryzacji tętnień napięcia kondensatora pośredniczącego wprowadzono parametr K_{rv} , który jest zdefiniowany, jako iloraz wartości międzyszczytowej (ang. *peak-peak value*) tętnień napięcia kondensatora i wartości stałej tego napięcia:

$$K_{rv} = \frac{v_{C\ pp}}{V_C} = \frac{v_{C\ max} - v_{C\ min}}{V_C} \quad (6.204)$$

W jednostkach względnych wartość współczynnika K_{rv} jest równa:

$$K_{rv} = \frac{v_{C\ pp}}{\frac{1}{N}} = \sqrt{1 + \frac{2}{C} \cdot N \cdot \left(\int \tilde{p}_{br} dt \right)_{max}} - \sqrt{1 + \frac{2}{C} \cdot N \cdot \left(\int \tilde{p}_{br} dt \right)_{min}} \quad (6.205)$$

Dla zapewnienia prawidłowej pracy przekształtnika YY, należy tak dobrać wartość pojemności kondensatorów pośredniczących C , aby wartość międzyszczytowa składowej zmiennej napięcia kondensatora $v_{C\ pp}$ była znacznie mniejsza od wartości średniej V_C .

Zależność (6.205) uproszczono wykorzystując dwa pierwsze składniki rozwinięcia funkcji pierwiastkowej w szereg potęgowy [8]:

$$\sqrt{1+x} \approx 1 + \frac{x}{2} - \frac{x^2}{8} + \frac{x^3}{16} - \frac{5x^4}{128} + \dots \quad (6.206)$$

Wykorzystując rozwinięcie (6.206), wartość współczynnika K_r jest równa:

$$K_{rv} \approx \frac{N}{C} \cdot \left(\left(\int \tilde{p}_{br} dt \right)_{max} - \left(\int \tilde{p}_{br} dt \right)_{min} \right) = \frac{N}{C} \cdot \left(\int \tilde{p}_{br} dt \right)_{pp} \quad (6.207)$$

Wartość współczynnika K_r po ponownym przeliczeniu na jednostki SI wynosi:

$$K_{rv} \approx \frac{1}{C \cdot \omega_f \cdot V_C \cdot \underbrace{N \cdot V_C}_{V_{br\ max}}} \cdot \left(\int \tilde{p}_{br} dt \right)_{pp} = \frac{1}{C \cdot \omega_f \cdot V_C \cdot V_{br\ max}} \left(\int \tilde{p}_{br} dt \right)_{pp} \quad (6.208)$$

Kondensatory pośredniczące w modułach stanowią dużą część kosztów realizacji przekształtników MMC. Zarówno cena, jak i wielkość kondensatora jest proporcjonalna do znamionowej energii pola elektrycznego pomiędzy jego okładkami. Istotne jest takie dobranie parametrów pracy przekształtnika, aby zminimalizować jej sumaryczną wartość dla całego urządzenia.

Na podstawie zależności (6.111) otrzymano wyrażenie na całkowitą energię kondensatorów pośredniczących w przekształtniku YY dla założonej wartości współczynnika K_{rv} . Wartość średnia energii pojedynczej gałęzi zawierającej N komórek wynosi:

$$E_{br} = N \cdot \underbrace{\frac{1}{2} \cdot \frac{1}{K_{rv} \omega_f V_C V_{br\ max}} \cdot \left(\int \tilde{p}_{br} dt \right)_{pp}}_{\text{energia pola pojedynczego modułu}} \cdot V_C^2 = \frac{1}{2 \cdot K_{rv} \cdot \omega_f} \left(\int \tilde{p}_{br} dt \right)_{pp} \quad (6.209)$$

Przekształtnik YY składa się z sześciu gałęzi. Założono, że wartość pojemności kondensatorów pośredniczących C jest identyczna dla wszystkich modułów w urządzeniu. Jej wartość jest dobrana na podstawie tętnień mocy najbardziej obciążonej gałęzi $\tilde{p}_{br\ max}$. Przy tym założeniu całkowita energia kondensatorów pośredniczących w jednostkach względnych i SI wynosi:

$$E_{Tot} = 6 \cdot E_{br\ max} = \frac{3}{K_{rv} \cdot \omega_f} \cdot \left(\int \tilde{p}_{br\ max} dt \right)_{pp} \quad (6.210)$$

$$E_{Tot} = \frac{3}{K_{rv}} \cdot \left(\int \tilde{p}_{br\ max} dt \right)_{pp} \quad (6.211)$$

Dla założonej wartości współczynnika K_{rv} , energia całkowita E_{Tot} nie zależy od liczby modułów w gałęzi. Jest natomiast wprost proporcjonalna do mocy przekształtnika (dokładniej składowej zmiennej mocy najbardziej obciążonej gałęzi) oraz odwrotnie proporcjonalna do częstotliwości zmiennych napięć gałęziowych i prądów cyrkulujących.

6.8. Wpływ kształtu przebiegów funkcji f_i, f_v na tętnienia napięć pośredniczących

W celu minimalizacji tętnień napięć pośredniczących w modułach, przekształtnik YY powinien pracować z możliwie największą częstotliwością przebiegów zmiennych. Ograniczeniem tego warunku jest wartość maksymalnego pasmo przenoszenia układu sterowania prądów gałęziowych, które zależne jest od występujących opóźnień w układzie regulacji (patrz rozdział 3.5).

Drugim sposobem zmniejszenia całkowitej energii pola elektrycznego E_{Tot} jest redukcja wartości międzyszczytowej $(\int \tilde{p}_{br\ max} dt)_{pp}$ poprzez optymalny dobór kształtu przebiegu funkcji opisujących przebiegi składowych zmiennych prądów i napięć gałęziowych: f_v, f_i .

Wyrażenia opisujące całkę mocy chwilowej dla każdej gałęzi przekształtnika zostały otrzymane na podstawie zależności (6.146)÷(6.157):

$$\begin{aligned} \int \tilde{p}_{1a} dt &= \\ &= \frac{I_{dc1}}{2} \left(\underbrace{-V_{BRAC} \cdot g_1}_{\text{składnik 1}} \underbrace{-(V_{dc1} - V_{BRDC}) \cdot g_2}_{\text{składnik 2}} + \underbrace{\frac{(V_{dc1} - V_{BRDC})^2}{V_{BRAC}} \cdot g_3}_{\text{składnik 3}} \right) \end{aligned} \quad (6.212)$$

$$\begin{aligned} \int \tilde{p}_{1b} dt &= \\ &= \frac{I_{dc1}}{2} \left(V_{BRAC} \cdot g_1 - (V_{dc1} - V_{BRDC}) \cdot g_2 - \frac{(V_{dc1} - V_{BRDC})^2}{V_{BRAC}} \cdot g_3 \right) \end{aligned} \quad (6.213)$$

$$\begin{aligned} \int \tilde{p}_{2a} dt &= \\ &= -\frac{I_{dc2}}{2} \left(-V_{BRAC} \cdot g_1 - (V_{dc2} - V_{BRDC}) \cdot g_2 + \frac{(V_{dc2} - V_{BRDC})^2}{V_{BRAC}} \cdot g_3 \right) \end{aligned} \quad (6.214)$$

$$\begin{aligned} \int \tilde{p}_{2b} dt &= \\ &= -\frac{I_{dc2}}{2} \left(V_{BRAC} \cdot g_1 - (V_{dc2} - V_{BRDC}) \cdot g_2 - \frac{(V_{dc2} - V_{BRDC})^2}{V_{BRAC}} \cdot g_3 \right) \end{aligned} \quad (6.215)$$

$$\int \tilde{p}_{0a} dt = \frac{I_{dc1} - I_{dc2}}{2} \cdot \left(V_{BRAC} \cdot g_1 - V_{BRDC} \cdot g_2 - \frac{V_{BRDC}^2}{V_{BRAC}} \cdot g_3 \right) \quad (6.216)$$

$$\int \tilde{p}_{0b} dt = \frac{I_{dc1} - I_{dc2}}{2} \cdot \left(-V_{BRAC} \cdot g_1 - V_{BRDC} \cdot g_2 + \frac{V_{BRDC}^2}{V_{BRAC}} \cdot g_3 \right) \quad (6.217)$$

Gdzie:

$$g_1 = \int f_v dt, \quad g_2 = \int (a_f \cdot f_i \cdot f_v - 1) dt, \quad g_3 = a_f \int f_i dt \quad (6.218)$$

Na podstawie analizy zależności (6.212)÷(6.217) przedstawiono następujące wnioski:

- Całka mocy chwilowej jest proporcjonalna do wartości średniej prądu gałęziowego,
- Wartość szczytowa składowej zmiennej napięcia kondensatora jest zależna od wartości napięć V_{dc1} , V_{dc2} (V_{BRDC} , V_{BRAC}),
- Składowe zmienne mocy chwilowych są różne dla każdej gałęzi przekształtnika,
- Wyrażenia opisujące całkę mocy chwilowej gałęzi są złożone, w ogólnym przypadku obliczenie ich wartości międzyszczytowych wymaga użycia metod numerycznych.

Obliczenie wartości $(\int \tilde{p}_{br\ max} dt)_{pp}$ nie jest możliwe analitycznie. Niemniej jednak, na podstawie analizy przedstawionych zależności można wywnioskować jak dobrać funkcje f_v i f_i , aby zmniejszyć tętnienia napięć kondensatorów pośredniczących. W efekcie, możliwe jest zmniejszenie wartości pojemności C , co skutkować będzie zmniejszeniem rozmiarów i kosztów budowy przekształtnika YY.

W zależnościach (6.212)÷(6.217) wyróżniono trzy główne składniki. Pierwszy składnik (kolor brązowy) jest równy iloczynowi V_{BRAC} i całki funkcji f_v . Wartość stałej V_{BRAC} zależy od napięć V_{dc1} , V_{dc2} – relacja ta opisana jest równaniem (6.167). Maksymalna wartość stałej V_{BRAC} wynosi 0,5 pu. dla założenia $V_{dc1} = V_{dc2} = 1$ pu. (patrz Rys. 43). Ze zbioru wszystkich funkcji okresowych o jednostkowej wartości szczytowej, całka funkcji prostokątnej, opisaną zależnością (6.181), charakteryzuje się największą wartością międzyszczytową. Całka funkcji prostokątnej ma przebieg trójkątny o wartości szczytowej $0,5\pi$ pu.

Ostatecznie, maksymalna wartość szczytowa pierwszego składnika wyrażenia, przy założeniu, że funkcja f_v jest prostokątna, wynosi $0,5 \cdot \pi/2 = 0,25\pi$ pu. Wybór funkcji f_v innej niż prostokątna będzie skutkował zmniejszeniem wartości szczytowej tego składnika.

Drugi składnik wyrażenia (kolor zielony) jest proporcjonalny do funkcji $\int (a_f \cdot f_i \cdot f_v - 1) dt$ oraz wyrażenia zależnego od napięć V_{dc1} , V_{dc2} i V_{BRDC} . Na podstawie wykresu konturowego przedstawionego na Rys. 43 można stwierdzić, że wartości tego wyrażenia zawierają się w zakresie od 0 do 1 pu. Funkcja $\int (a_f \cdot f_i \cdot f_v - 1) dt$ dla dwóch przebiegów prostokątnych ($f = f_v = f_i = w(t)$) redukuje się do zera. Wybór funkcji innej niż prostokątna będzie skutkował zwiększeniem wartości szczytowej tego składnika. Maksymalną wartość szczytową, równą 0,5 pu. funkcja osiąga dla dwóch przebiegów sinusoidalnych ($(f = f_v = f_i = \sin(t))$).

Trzeci składnik wyrażenia (kolor niebieski) jest proporcjonalny do iloczynu $a_f \cdot \int f_i dt$, proporcjonalny do kwadratu składowej napięcia V_{BRDC} , a także odwrotnie proporcjonalny do wartości szczytowej składowej zmiennej napięcia gałęziowego V_{BRAC} . Wartość V_{BRAC} maleje do zera dla granicznych napięć V_{dc1} , V_{dc2} (patrz Rys. 43). W efekcie wartość szczytowa trzeciego składnika rośnie do nieskończoności i dominuje nad pozostałymi dwoma częściami wyrażenia. Wobec tego, funkcje f_i , f_v powinny być tak dobrane, aby wartość międzyszczytowa funkcji $g_3 = (a_f \cdot \int f_i dt)$ była możliwie jak najmniejsza:

$$g_{3\ pp} = \left(a_f \int f_i dt \right)_{pp} = a_f \left(\int f_i dt \right)_{pp} = \frac{1}{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f_i f_v dt} \cdot \left(\int f_i dt \right)_{pp} \rightarrow \min \quad (6.219)$$

Założono, że funkcja f_i jest nieparzysta i przekształcono do szeregu Fouriera:

$$f_i = \sum_{k=1}^{\infty} I_k \sin((2k-1) \cdot t) \quad (6.220)$$

Całka funkcji f_i jest równa:

$$\int f_i dt = - \sum_{k=1}^{\infty} \frac{I_k}{(2k-1)} \cos((2k-1) \cdot t) \quad (6.221)$$

Wartość międzyszczytowa wyrażenia (6.221) wynosi:

$$\left(\int f_i dt \right)_{pp} = 2 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{I_k}{(2k-1)} \cos((2k-1) \cdot 0) = 2 \sum_{k=1}^{\infty} \frac{I_k}{(2k-1)} \quad (6.222)$$

Na podstawie zależności (6.219) oraz (6.222) wyznaczono wartości międzyszczytowe funkcji g_3 dla wybranych kształtów funkcji f_i, f_v zebrano w Tab. 9. Podobnie jak w przypadku prądów gałęziowych teoretycznie najlepszym wyborem są dwa sygnały prostokątne. Niestety nie są one realizowalne w rzeczywistym przekształtniku.

Tab. 9. Wartości międzyszczytowe funkcji g_3 dla wybranych kształtów przebiegów funkcji f_i, f_v

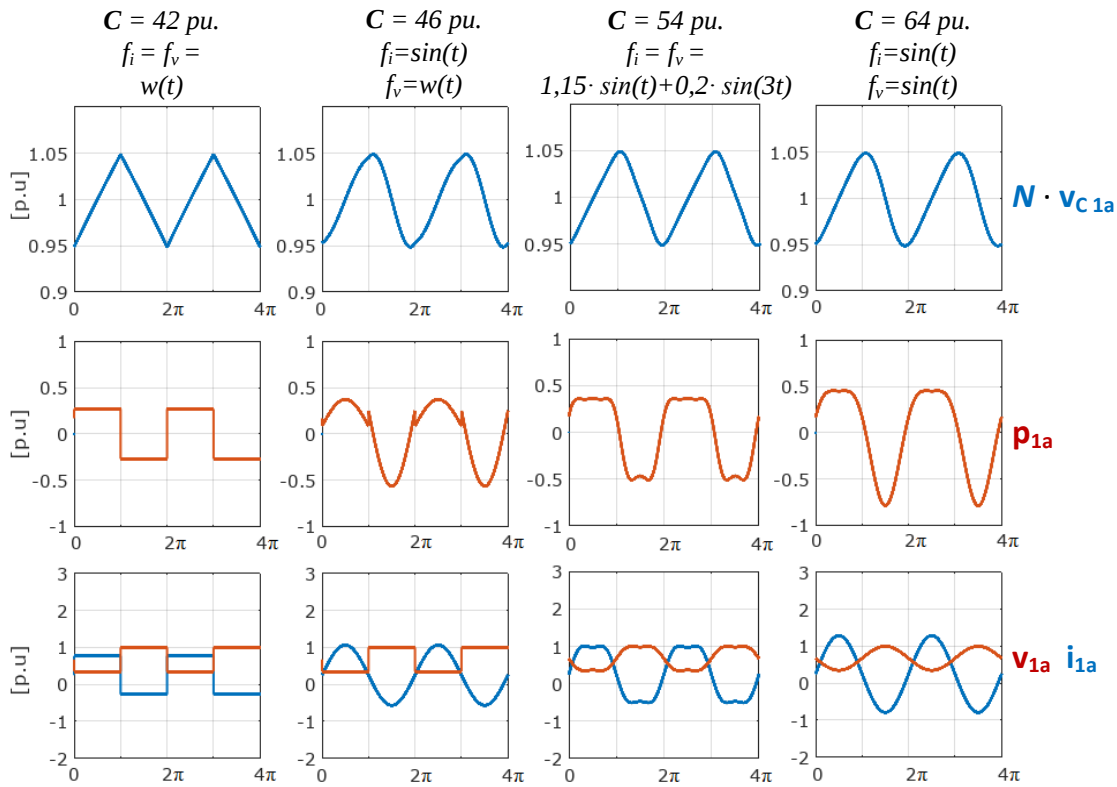
Lp.	f_i	f_v	a_f	g_3_{pp}
1.	$w(t)$ - prostokątna	$w(t)$ - prostokątna	1	$\pi = 3,14$
2.	$\sin(t)$	$w(t)$ - prostokątna	$\pi/2 = 1,54$	$\pi = 3,14$
3.	$1,15 \cdot \sin(t) + 0,2 \cdot \sin(3t)$	$1,15 \cdot \sin(t) + 0,2 \cdot \sin(3t)$	1,46	3,57
4.	$\sin(t)$	$\sin(t)$	2	4

Na Rys. 52 przedstawiono przykładowe przebiegi napięć kondensatorów pośredniczących w gałęzi $1a$ dla różnych kształtów funkcji f_i, f_v . Zilustrowane przebiegi zostały obliczone za pomocą przybliżonej zależności (6.203). Wartości pojemności kondensatorów pośredniczących zostały tak dobrane, aby wartość współczynnika K_{rv} była identyczna dla wszystkich przedstawionych przypadków ($K_{rv} = 0,1$). Wyniki badań symulacyjnych potwierdzają przeprowadzoną analizę. Teoretycznie najbardziej korzystnym wyborem są dwa przebiegi prostokątne. Tętnienie mocy chwilowej gałęzi ma dla tego przypadku najmniejszą wartość międzyszczytową. Stosunek wartości pojemności kondensatorów pośredniczących w najbardziej i najmniej korzystnym przypadku (dwa funkcje sinusoidalne) wynosi 1 do 1,52.

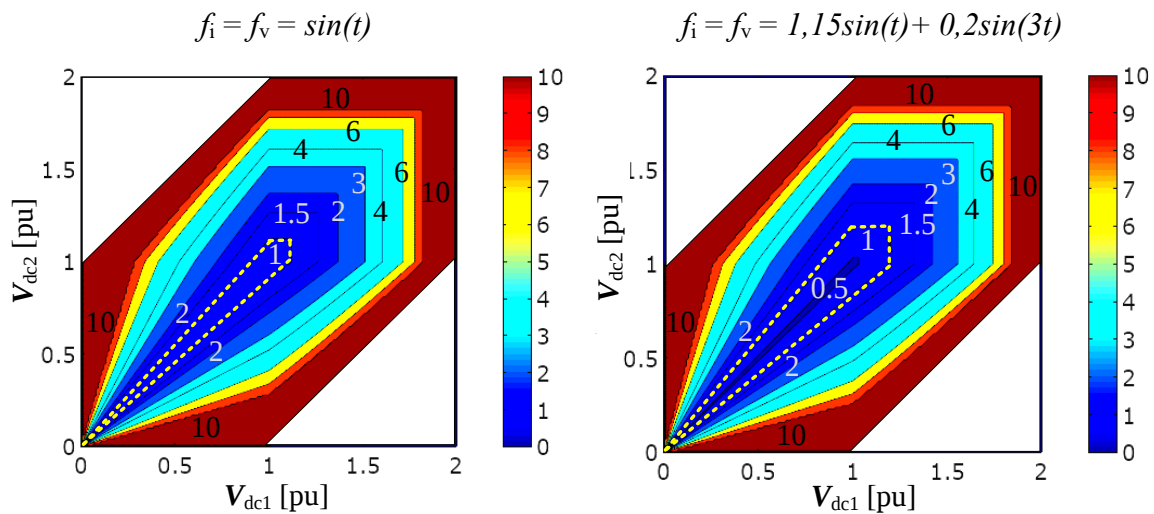
Tętnienie mocy chwilowych gałęzi przekształtnika jest zależne od wartości napięć V_{dc1}, V_{dc2} i mocy P . Na Rys. 53 przedstawiono wykresy konturowe wartości międzyszczytowej $(\int \tilde{p}_{br} dt)_{pp}$ dla mocy $P = 1$ pu. i dwóch różnych zestawów funkcji f_i, f_v (Tab. 9 – warianty 3 oraz 4). Na wykresach przedstawiono złożenie wyników dla wszystkich gałęzi przekształtnika. Dla każdej pary napięć V_{dc1}, V_{dc2} wybrano wartość dla najbardziej obciążonej gałęzi. Dla czytelności wykresów wartości powyżej 10 pu. zostały przycięte. Dodatkowo zaznaczono zakres napięć V_{dc1} oraz V_{dc2} , dla którego wartość $(\int \tilde{p}_{br} dt)_{pp}$ jest mniejsza od 1 pu. Na podstawie porównania obu wykresów można stwierdzić, że wprowadzenie trzeciej harmonicznej do przebiegów napięć i prądów gałęziowych pozytywnie wpływa na redukcję składowej zmiennej napięcia kondensatorów

pośredniczących dla wszystkich punktów pracy przekształtnika YY. W tym przypadku zaznaczona obwiednia ($(\int \tilde{p}_{br} dt)_{pp}=1$ pu.) obejmuje większy zakres napięć V_{dc1} , V_{dc2} .

Wartość tętnień mocy gałęzi zwiększa się dla granicznych wartości V_{dc1} , V_{dc2} . W aplikacjach wymagających dużej wartości współczynnika wzmocnienia napięcia (>2), wartości pojemności kondensatorów pośredniczących przekształtnika YY muszą być znacząco powiększone w porównaniu do przypadku, gdy iloraz napięć V_{dc1} , V_{dc2} jest bliski jedności.



Rys. 52. Tętnienia napięć kondensatorów pośredniczących dla różnych funkcji f_i, f_v . Założenia: $P = 0,5$ pu., $V_{dc1} = 1$ pu., $V_{dc2} = 0,65$ pu., $I_{dc1} = 0,5$ pu., $V_{BRDC} = 0,325$ pu., $V_{BRAC} = 0,325$ pu., $K_{rv} = 0,1$.



Rys. 53. Maksymalne wartości $(\int \tilde{p}_{br} dt)_{pp}$ dla różnych funkcji f_i, f_v . Założona moc: $P = 1$ pu.

Względnie duże wartości pojemności kondensatorów pośredniczących są wadą wszystkich przekształtników MMC, włączając w to trójfazowy falownik AC/DC MMC. Wniosek ten wynika z topologii przekształtników MMC, w której gałęzie pracują niezależnie od siebie bez wspólnego obwodu kondensatora pośredniczącego, jak to jest w przypadku klasycznych dwu- lub trój- poziomowych falowników napięcia.

6.9. Napięcia przewodzenia dławików gałęziowych

Głównym zadaniem dławików L w przekształtniku YY jest ograniczenie tętnień prądów gałęziowych, których źródłem jest modulacja napięcia. Temat ten opisano w rozdziale 6.10. Niepożądanym efektem jest wprowadzenie dodatkowych spadków napięcia wynikającymi z rezystancji i reaktancji dławików dla zmiennych prądów cyrkulujących:

$$v_{Lbr} = R_L \cdot i_{br} + L \frac{di_{br}}{dt} \quad (6.223)$$

Analiza przedstawiona w rozdziałach 6.1-6.8 została przeprowadzona przy założeniu zaniedbywalnie małych spadków napięć na przewodzących elementach przekształtnika. W rzeczywistym urządzeniu nie można pominąć ich występowania. W rozdziale 3.5 opisano układ regulacji prądu dla pojedynczej gałęzi. Spadki napięć na zaciskach przewodzących elementów tj. dławików i modułów gałęziowych, wpływają na wypadkową wartość zadaną napięcia gałęziowego v_{br}^* (patrz zależność (3.58)).

Występowanie spadków napięcia na elementach przewodzących należy uwzględnić w układzie sterowania przekształtnika YY. Wartości zadane napięć gałęziowych nie mogą przekroczyć maksymalnego zakresu:

$$\underbrace{v_{brmin}}_{\approx 0pu} \leq v_{br}^* \leq \underbrace{v_{brmax}}_{\approx 1pu} \quad (6.224)$$

Wartość maksymalnego i minimalnego napięcia gałęziowego wynika z dopuszczalnych wartości współczynnika wypełnienia sygnału bramkowego d łączników półprzewodnikowych w modułach i chwilowej wartości napięć kondensatorów pośredniczących v_c , która ogranicza maksymalne napięcie wyjściowe gałęzi:

$$v_{brmin} = d_{min} \cdot v_c \cdot N \quad (6.225) \quad v_{brmax} = d_{max} \cdot v_c \cdot N \quad (6.226)$$

W przekształtniku YY, gałęzie $1a$, $1b$, $2a$, $2b$ pracują w zamkniętej pętli regulacji prądu, natomiast gałęzie $0a$, $0b$ działają w układzie otwartym (patrz Rys. 37). Wartości zadane napięć v_{1a}^* , v_{1b}^* , v_{2a}^* , v_{2b}^* są zależne od sumy spadków napięć w dwóch gałęziach połączonych szeregowo pomiędzy dodatnimi i ujemnymi zaciskami przekształtnika YY. Dla przykładowej pary gałęzi $1a$ oraz $0a$ spełniona jest zależność:

$$V_{dc1} = v_{1a}^* + \underbrace{(v_{L1a} + v_{cond1a})}_{\text{spadki napięć gałęzi } 1a} + v_{0a}^* + \underbrace{(v_{L0a} + v_{cond0a})}_{\text{spadki napięć gałęzi } 0a} \quad (6.227)$$

Stąd wartości referencyjne napięć v_{1a}^* oraz v_{0a}^* wynoszą:

$$v_{1a}^* = \underbrace{V_{dc1} - V_{BRDC} - V_{BRAC} \cdot f_v}_{v_{1a}'} - \underbrace{(v_{L1a} + v_{L0a} + (v_{cond1a} + v_{cond0a}))}_{v_{1a}reg} \quad (6.228)$$

$$v_{0a}^* = \underbrace{V_{BRDC} + V_{BRAC} \cdot f_v}_{v_{0a}'} \quad (6.229)$$

Wartości referencyjne napięć gałęziowych v_{1a}^* , v_{1b}^* , v_{2a}^* , v_{2b}^* przedstawiono w uogólnionej postaci:

$$v_{br}^* = \underbrace{K_1 \pm V_{BRDC} \pm V_{BRAC} \cdot f_v}_{v_{br}'} - \underbrace{(v_{Lbr} + v_{condbr})}_{\substack{\text{spadki napięć} \\ \text{gałęzi}}} \quad (6.230)$$

Gdzie:

K_1 – napięcie równe V_{dc1} (dla gałęzi $1a$, $1b$), V_{dc2} (dla gałęzi $2a$, $2b$), napięcie zerowe (dla gałęzi $0a$, $0b$)

Spadek napięcia na reaktancjach dławików jest proporcjonalny do częstotliwości prądów cyrkulujących. Wartość częstotliwości składowych zmiennych prądów i napięć gałęziowych powinna być możliwie największa w celu zmniejszenia wartości pojemności kondensatorów pośredniczących (patrz rozdział 6.7). Założono, że dla zmiennych prądów gałęziowych, wartości spadków napięcia na reaktancjach dławików L są znacznie większe od spadków napięcia wynikających z rezystancji dławików i strat przewodzenia modułów. Przybliżona wartość zadana napięcia gałęziowego wynosi wówczas:

$$v_{br}^* \approx v_{br}' - L \frac{di_{br}}{dt} \quad (6.231)$$

Przy założeniu, że prądy gałęziowe są opisane zależnościami (6.152)÷(6.157) oraz pominięciu wpływu modulacji napięć gałęziowych, przebiegi napięć na dławikach gałęziowych wynoszą:

$$v_{L1a} = -v_{L1b} \approx L \cdot \frac{I_{dc1}}{2} \cdot \frac{(V_{dc1} - V_{BRDC})}{V_{BRAC}} \cdot a_f \frac{df_i}{dt} \quad (6.232)$$

$$v_{L2a} = -v_{L2b} \approx L \cdot \frac{I_{dc2}}{2} \cdot \frac{(V_{dc2} - V_{BRDC})}{V_{BRAC}} \cdot a_f \frac{df_i}{dt} \quad (6.233)$$

$$v_{L0a} = -v_{L0b} \approx -L \cdot \frac{I_{dc1} + I_{dc2}}{2} \cdot \frac{V_{BRDC}}{V_{BRAC}} \cdot a_f \frac{df_i}{dt} \quad (6.234)$$

Ogólna postać zależności opisującej wartość zadaną napięcia gałęziowego wynosi:

$$v_{br}^* = \underbrace{K_1 \pm V_{BRDC} \pm V_{BRAC} \cdot f_v}_{v_{br}'} - \underbrace{L \cdot \frac{K_2}{V_{BRAC}} \cdot a_f \frac{df_i}{dt}}_{v_{Lbr}} \quad (6.235)$$

Gdzie:

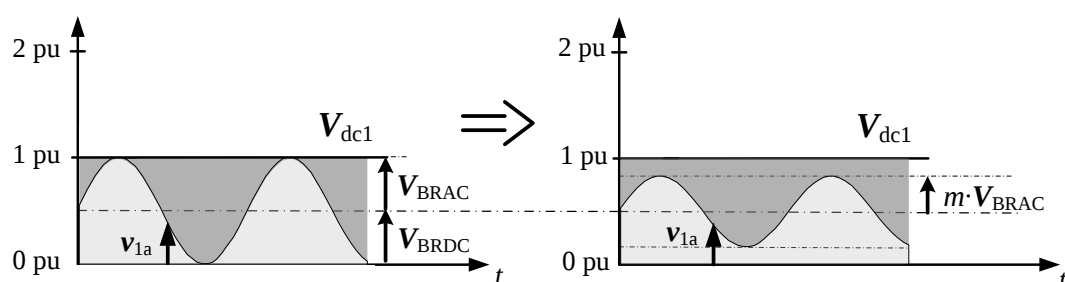
K_2 – zmienna proporcjonalna do wartości średniej prądów gałęziowych i kombinacji napięć V_{dc1} , V_{dc2} , V_{BRDC}

Wartości napięć V_{BRDC} oraz V_{BRAC} , obliczone na podstawie zależności (6.166)÷(6.167) nie uwzględniają spadków napięć na przewodzących elementach. Oznacza to, że nie spełniony jest warunek (6.224). Rozwiązaniem tego problemu jest przeskalowanie w dół wartości szczytowej składowej zmiennej napięcia V_{BRAC} (przykładowy przebieg napięcia przedstawiono na Rys. 54). W wyniku tego, uzyskuje się dodatkowy zapas napięcia. Wartość zadana napięcia gałęziowego wynosi wówczas:

$$v_{br}^* = K_1 \pm V_{BRDC} \pm (m \cdot V_{BRAC}) \cdot f_v - L \cdot \frac{K_2}{(m \cdot V_{BRAC})} \cdot a_f \frac{df_i}{dt} \quad (6.236)$$

Gdzie:

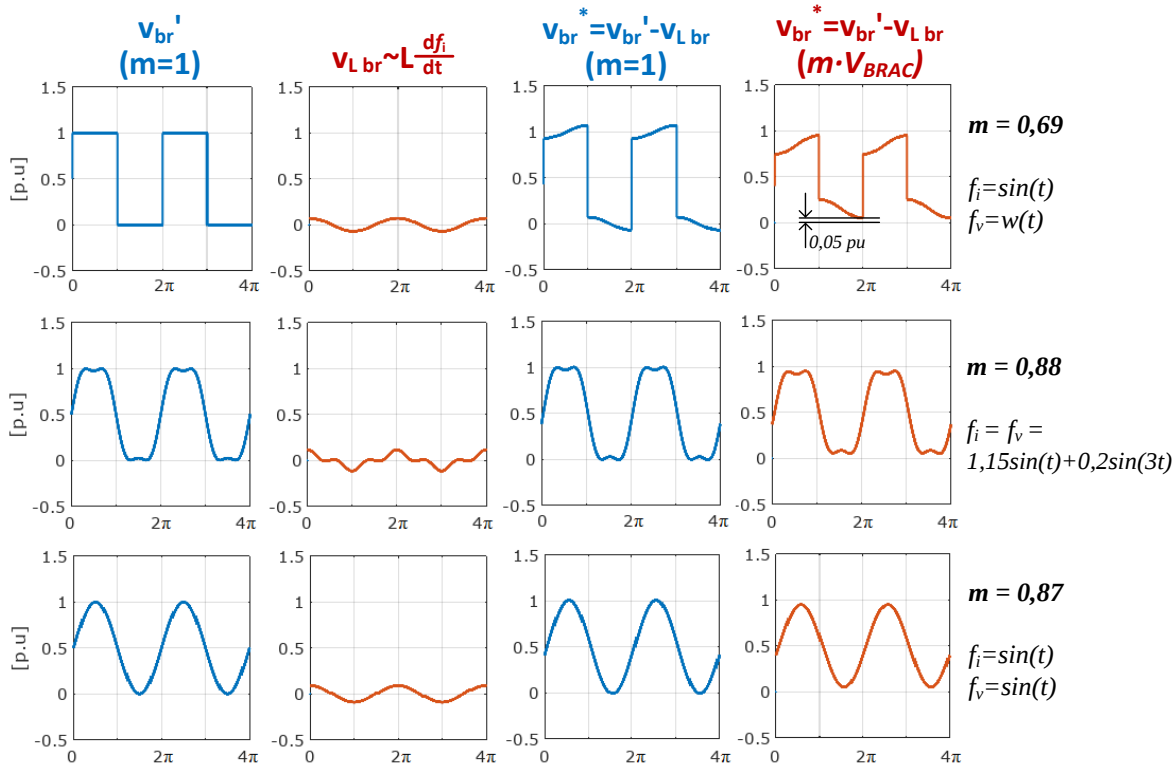
$m \approx 0,8-0,9$ – współczynnik skalujący wartość V_{BRAC}



Rys. 54. Wpływ skalowania V_{BRAC} na przebieg napięcia gałęziowego v_{1a} .

Niestety wprowadzenie skalowania wartości V_{BRAC} skutkuje wzrostem wartości szczytowych prądów cyrkulujących i zwiększeniem strat przewodzenia przekształtnika. Z tego powodu wartość współczynnika m powinna być możliwie największa. Dobór optymalnej wartości m jest trudny, ponieważ prądy cyrkulujące są źródłem spadków napięć na dławikach gałęziowych i modułach przekształtnika. Z tego powodu, wyrażenia opisujące zależności pomiędzy wartością szczytową napięcia v_{br}^* , a wartością współczynnika m są uwikłane i można je rozwiązać jedynie metodami numerycznymi. Dodatkowo, na wybór wartości współczynnika m ma także wpływ dobór kształtu przebiegu funkcji f_i , f_v . Przykładowe przebiegi napięć w gałęzi dla założonego, identycznego we wszystkich wariantach obciążenia i wartości indukcyjności dławika gałęziowego L , przedstawiono na Rys. 55. W pierwszej kolumnie zilustrowano przebiegi napięcia gałęziowego v_{br} nie uwzględniające napięć dławików i skalowania napięcia V_{BRAC} ($m = 1$). W drugiej kolumnie wykreślono przebiegi napięć na indukcyjnościach dla założonych kształtów przebiegu prądu gałęziowego. W ostatnich dwóch kolumnach przedstawiono przebiegi referencyjne napięć gałęziowych przed i po skalowaniu wartości V_{BRAC} . Wartość współczynnika m została tak dobrana, aby zadane napięcie gałęziowe v_{br}^* zawierało się w zakresie od 0,05 do 0,95 pu.

W przypadku, gdy obie funkcje f_i , f_v są sinusoidalne spadek napięcia na reaktancji dławika nie powoduje znaczącego wzrostu amplitudy sygnału zadanego v_{br}^* , ale głównie przesuną go w fazie. Najbardziej niekorzystny jest wybór prostokątnej funkcji f_v (Przypadek 1 Rys. 55). W tym przypadku wartość szczytowa składowej zmiennej napięcia musi być znacząco przeskalowana w dół, aby uzyskać założony zapas napięcia gałęziowego.



Rys. 55. Wpływ reaktancji dławików gałęziowych na wartości zadane napięć v_{br}^* . $L = 0,0075$ pu., $V_{BRDC} = 0,5$ pu., $V_{BRAC} = 0,5$ pu., $K_2 = 0,3$ pu.

6.10. Wpływ modulacji napięcia na tętnienia prądów przekształtnika

Prądy przekształtnika YY zawierają wysokoczęstotliwościową składową zmienną, wynikającą z modulacji napięcia. Wpływ modulacji na przebiegi prądów gałęziowych oszacowano za pomocą współczynnika tętnień prądu K_{ri} . Zdefiniowano go, jako iloraz wartości międzyszczytowej składowej zmiennej prądu gałęziowego $I_{r\ br}$, której źródłem jest modulacja napięcia, do maksymalnej wartości międzyszczytowej prądu gałęziowego $I_{br\ pp}$, wynikającej ze zmienności zadanych prądów gałęziowych i_{br}^* :

$$K_{ri} = \frac{I_{r\ br}}{I_{br\ pp}} = \frac{I_{r\ br}}{i_{br\ max} - i_{br\ min}} \quad (6.237)$$

Założono, że wartość międzyszczytowa $I_{pp\ br}$ obliczona jest dla przebiegu prądu najbardziej obciążonej gałęzi przekształtnika dla mocy znamionowej $P = 1$ pu. Na podstawie (6.152)÷(6.157) otrzymano wyrażenia:

$$I_{pp\ 1a} = I_{pp\ 1b} = I_{dc1} \cdot a_f \cdot \frac{V_{dc1} - V_{BRDC}}{V_{BRAC}} = a_f \cdot \frac{V_{dc1} - V_{BRDC}}{V_{dc1} \cdot V_{BRAC}} \quad (6.238)$$

$$I_{pp\ 2a} = I_{pp\ 2b} = I_{dc2} \cdot a_f \cdot \frac{V_{dc2} - V_{BRDC}}{V_{BRAC}} = a_f \cdot \frac{V_{dc2} - V_{BRDC}}{V_{dc2} \cdot V_{BRAC}} \quad (6.239)$$

$$I_{pp\ 0a} = I_{pp\ 0b} = (I_{dc1} - I_{dc2}) \cdot a_f \cdot \frac{V_{BRDC}}{V_{BRAC}} = a_f \cdot \frac{(V_{dc2} - V_{dc1}) \cdot V_{BRDC}}{V_{dc1} \cdot V_{dc2} \cdot V_{BRAC}} \quad (6.240)$$

Stąd, maksymalna wartość międzyszczytowa $I_{pp\ br}$ wynosi:

$$I_{pp\ br} = \begin{cases} a_f \cdot \frac{V_{dc1} - V_{BRDC}}{V_{dc1} \cdot V_{BRAC}}, & \text{gdy } V_{dc1} > V_{dc2} \\ a_f \cdot \frac{V_{dc2} - V_{BRDC}}{V_{dc2} \cdot V_{BRAC}}, & \text{gdy } V_{dc2} > V_{dc1} \end{cases} \quad (6.241)$$

Wartość międzyszczytowa składowej tętniącej $I_{r\ br}$ zależy od częstotliwości łączy modułów przekształtnika f_{sw} , liczby modułów w gałęzi N , wartości napięć pośredniczących w komórkach V_C oraz wartości indukcyjności dławików gałęziowych L . Maksymalną wartość $I_{r\ br}$ oszacowano przy następujących założeniach:

- Gałęzie przekształtnika YY pracują z modulacją PWM (patrz rozdział 3.3),
- Wszystkie moduły przekształtnika pracują z identyczną częstotliwością łączy f_{sw} ,
- Straty przekształtnika są pomijalnie małe,
- Przekształtnik pracuje w stanie jałowym, tj. $I_{dc2}^* = 0$, $i_{br}^* = 0$,
- Wartości indukcyjności dławików gałęziowych są równe dla wszystkich gałęzi,
- Napięcia pośredniczące we wszystkich modułach przekształtnika są stałe i równe V_C ,
- Impedancje źródła i odbiornika przekształtnika YY dla częstotliwości f_{sw} są pomijalnie małe w stosunku do impedancji dławików gałęziowych,
- Regulator prądu gałęziowego jest idealny, wartości prądów i napięć gałęziowych uśrednione za okres pracy modulatora PWM są równe wartościom zadany v_{br}^* , i_{br}^* .

Prądy gałęziowe i_{br} są sumą składowej zmiennej wynikającej z modulacji $i_{r\ br}$ oraz prądu roboczego i_{br}^* , który w stanie jałowym jest równy zero:

$$i_{br} = \underbrace{i_{br}^*}_{\approx 0} + i_{r\ br} = i_{r\ br} \quad (6.242)$$

Dla przedstawionych założeń upraszczających, napięcia gałęziowe v_{br} są sumą składowej zmiennej $v_{r\ br}$ wynikającej z modulacji napięcia oraz napięcia zadanego gałęzi v_{br}^* :

$$v_{br} = v_{br}^* + v_{r\ br} \quad (6.243)$$

Z warunku $i_{br}^* = 0$ wynika, że sumy zadanych napięć gałęziowych spełniają równości:

$$V_{dc1} = v_{1a}^* + v_{0a}^* = v_{1b}^* + v_{0b}^* \quad (6.244)$$

$$V_{dc2} = v_{2a}^* + v_{0a}^* = v_{2b}^* + v_{0b}^* \quad (6.245)$$

W rozdziale 2.3 przedstawiono wyrażenia (2.4)÷(2.7) opisujące zależności pomiędzy poszczególnymi napięciami gałęziowymi w przekształtniku. Na ich podstawie wyznaczono wartości pochodnych prądów gałęziowych gałęzi z grupy a :

$$\frac{di_{1a}}{dt} = \frac{1}{3L} \left((V_{dc1} - (v_{1a} + v_{0a})) + ((V_{dc1} - V_{dc2}) - (v_{1a} - v_{2a})) \right) \quad (6.246)$$

$$\frac{di_{2a}}{dt} = \frac{1}{3L} \left((V_{dc2} - (v_{2a} + v_{0a})) + ((V_{dc2} - V_{dc1}) - (v_{2a} - v_{1a})) \right) \quad (6.247)$$

$$\frac{di_{0a}}{dt} = \frac{d(i_{1a} + i_{2a})}{dt} = \frac{1}{3L} \left((V_{dc1} - (v_{1a} + v_{0a})) + (V_{dc2} - (v_{2a} + v_{0a})) \right) \quad (6.248)$$

Zależności (6.246)÷(6.248) przekształcono wykorzystując wyrażenia (6.242)÷(6.245):

$$i_{r1a} = -\frac{1}{3L} \int ((v_{r1a} + v_{r0a}) + (v_{r1a} - v_{r2a})) dt \quad (6.249)$$

$$i_{r2a} = -\frac{1}{3L} \int ((v_{r2a} + v_{r0a}) + (v_{r2a} - v_{r1a})) dt \quad (6.250)$$

$$i_{r0a} = -\frac{1}{3L} \int ((v_{r1a} + v_{r0a}) + (v_{r2a} + v_{r0a})) dt \quad (6.251)$$

Analogiczne wyrażenia opisują tętnienia w gałęziach w grupie *b*. Przy założeniu pomijalnie małych impedancji źródła i odbiornika przekształtnika, tętnienia prądów w gałęziach z grup *a* i *b* są niezależne od siebie. Tętnienia prądów wejściowego i_{dc1} i wyjściowego i_{dc2} przekształtnika są sumą składowych zmiennych prądów z obu grup:

$$i_{r dc1} = i_{r 1a} + i_{r 1b} \quad (6.252)$$

$$i_{r dc2} = -(i_{r 2a} + i_{r 2b}) \quad (6.253)$$

Tętnienia prądów gałęziowych $i_{r br}$ są zależne od kombinacji składowych zmiennych napięć gałęziowych $v_{r br}$ wchodzących w skład jednej grupy: *a* lub *b*. Przebiegi tych napięć wynikają od przyjętej metody modulacji sygnałów bramkowych w przekształtniku.

W rozdziale 3.3 przedstawiono działanie modulatora PWM dla pojedynczej gałęzi. Trójkątne sygnały nośne modulatora dla poszczególnych modułów są przesunięte w fazie, wypadkowa częstotliwość składowej zmiennej napięcia gałęziowego wynosi $N \cdot f_{sw}$.

Przekształtnik YY zawiera sześć gałęzi sterowanych przez niezależne modulatory. W analizie założono, że układy modulacji dla gałęzi wchodzących w skład jednej grupy zsynchronizowane i nie ma pomiędzy nimi przesunięcia fazowego. Dodatkowo założono, że układy modulujące dla gałęzi z grup *a* i *b* mają odwrotną fazę. Założenie to pozwala uzyskać efekt przeplotu (ang. *interleaving*) oraz zredukować tętnienie prądów wejściowego i wyjściowego przekształtnika względem tętnień prądów gałęziowych (zależności (6.252)÷(6.253)). Analogiczna metoda stosowana jest w innych typach przekształtników energoelektronicznych np. wielopulsowych przetwornicach prądu stałego [65].

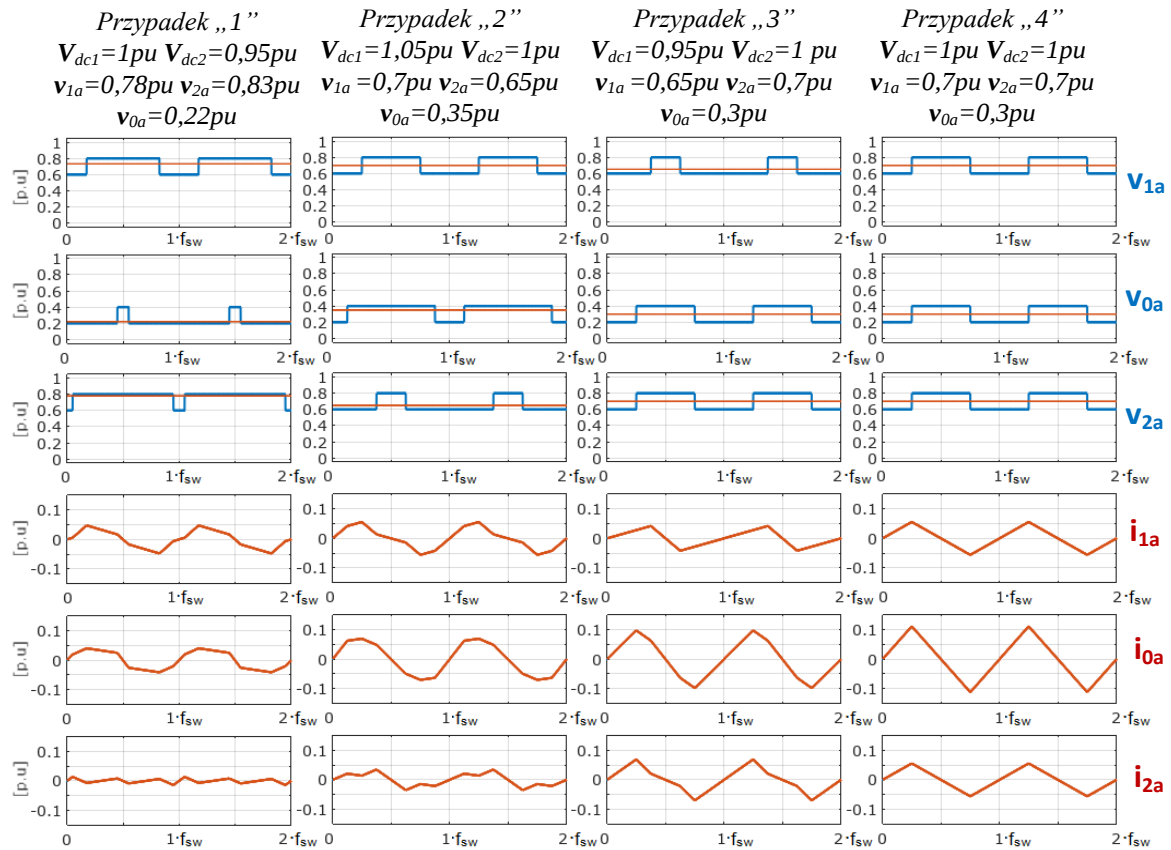
Podsumowując, faza sygnału nośnego modulatora PWM dla k -tego modułu w gałęziach z grupy a lub b wynosi:

$$\theta_{k \text{ grupa } a} = \frac{2\pi}{N} \cdot (1 - k) \quad (6.254)$$

$$\theta_{k \text{ grupa } b} = \frac{2\pi}{N} \cdot (1 - k) + \pi \quad (6.255)$$

Na Rys. 56 przedstawiono przykładowe przebiegi prądów gałęziowych dla wybranych kombinacji napięć v_{1a}^* , v_{2a}^* , v_{0a}^* , V_{dc1} , V_{dc2} dla założenia $i_{br}^* = 0$.

Kształt tętnień prądów gałęziowych zależy od wartości współczynników wypełnienia, z jakimi przełączają się poziomy napięć gałęziowych w grupie (a lub b).



Rys. 56. Tętnienia prądów gałęzi z grupy a dla różnych punktów pracy przekształtnika. Założenia: $N = 5$, $L = 0,037$ pu.

Na podstawie analizy zależności (6.249)÷(6.251) zauważono, że wartość szczytowa tętnień prądu gałęziowego jest największa dla gałęzi $0a$ oraz $0b$, gdy poziomy napięć we wszystkich gałęziach w grupie przełączają się z 50% współczynnikiem wypełnienia (Rys. 56 przypadek 4).

Największe tętnienia występują, gdy wartości chwilowe zadanych napięć gałęziowych spełniają warunki (6.256)÷(6.258) (w jednostkach względnych oraz SI):

$$v_{1a}^* = (n + 0,5) \cdot \frac{1}{N}, \quad v_{1a}^* = n \cdot V_C + 0,5 \cdot V_C \quad (6.256)$$

$$v_{2a}^* = (m + 0,5) \cdot \frac{1}{N}, \quad v_{2a}^* = m \cdot V_C + 0,5 \cdot V_C \quad (6.257)$$

$$v_{0a}^* = (p + 0,5) \cdot \frac{1}{N}, \quad v_{0a}^* = p \cdot V_C + 0,5 \cdot V_C \quad (6.258)$$

Gdzie:

n, m, p - liczby naturalne z zakresu od 0 do N , spełniające warunki (6.244), (6.245)

Przy założeniu, że spełnione są warunki (6.256)÷(6.258) przebiegi składowych zmiennych napięć gałęziowych: $v_{r1a}, v_{r2a}, v_{r0a}$ są falami prostokątnymi o wartości szczytowej równej $0,5 \cdot V_C$, współczynnika wypełnienia $d = 0,5$ i częstotliwości równej $N \cdot f_{sw}$. Zależność (6.251) przekształcono do przybliżonego wyrażenia opisującego maksymalną wartość międzyszczytową składowej zmiennej prądów gałęziowych:

$$I_{r0a} = \frac{1}{3L} \cdot \left(\left(\frac{1}{2} V_C + \frac{1}{2} V_C \right) + \left(\frac{1}{2} V_C + \frac{1}{2} V_C \right) \right) \cdot \frac{1}{2 \cdot N \cdot f_{sw}} = \frac{V_C}{3L \cdot N \cdot f_{sw}} \quad (6.259)$$

Zależność (6.259) w jednostkach względnych wynosi:

$$I_{r0a} = \frac{2\pi}{3L \cdot N^2 \cdot k_{fsw}} \quad (6.260)$$

Gdzie:

k_{fsw} – iloraz częstotliwości łączy modułów f_{sw} do częstotliwości składowych zmiennych referencji prądów i napięć gałęziowych.

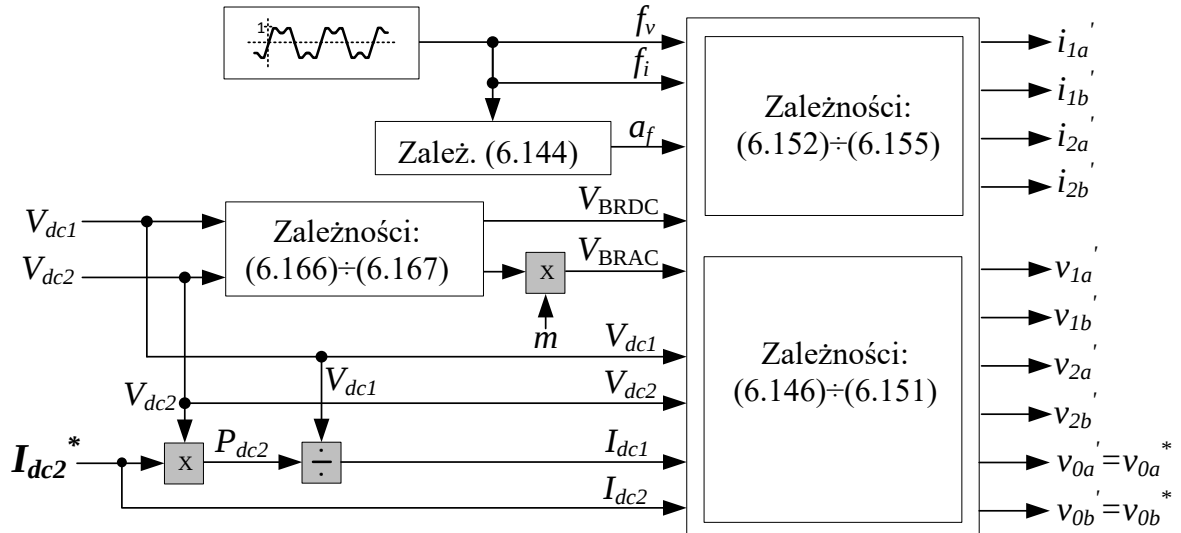
Dla założonej wartości współczynnika tętnienia prądu K_{ri} wartość indukcyjności dławików gałęziowych w jednostkach względnych i SI jest równa:

$$L = \frac{V_C}{3N \cdot f_{sw} \cdot K_{ri} \cdot I_{brpp}}, \quad L = \frac{2\pi}{3N^2 \cdot k_{fsw} \cdot K_{ri} \cdot I_{brpp}} \quad (6.261)$$

Wartość indukcyjności dławików gałęziowych, dla założonej wartości współczynnika tętnień K_{ri} jest odwrotnie proporcjonalna do liczby modułów w gałęzi. Właściwość ta umożliwia wykorzystanie dławików powietrznych w przekształtnikach MMC [36].

6.11. Układ sterowania - wartości przebiegów v_{br}' , i_{br}'

W rozdziale 5 przedstawiono strukturę układu sterowania przekształtnika YY (patrz Rys. 36). Jednym z głównych elementów układu jest moduł obliczający wstępne przebiegi prądów i napięć gałęziowych: v_{br}' i i_{br}' . Na Rys. 57 przedstawiono schemat blokowy tego układu opracowany na bazie analizy przedstawionej w rozdziałach 6.1-6.9.



Rys. 57. Realizacja układu obliczającego przebiegi v_{br}' , i_{br}' .

Głównym sygnałem referencyjnym jest zadana wartość prądu wyjściowego I_{dc2}^* . Wartość prąd wejściowy I_{dc1} jest otrzymana przy założeniu, że moc wyjściowa jest równa mocy wejściowej przekształtnika. Napięcia V_{BRAC} oraz V_{BRDC} są obliczane na podstawie zmierzonych wartości chwilowych napięć V_{dc1} , V_{dc2} . Wartość V_{BRAC} jest przeskalowana w dół przez współczynnik m , który dobrany jest na podstawie prądu najbardziej obciążonej gałęzi i wartości indukcyjności dławików gałęziowych (rozdział 6.9).

Wartość współczynnika a_f jest stała i zależna od wyboru funkcji f_v oraz f_i . Zgodnie z analizą przedstawioną w rozdziałach 6.5-6.7 założono, że funkcje f_v , f_i są identyczne oraz zawierają pierwszą i trzecią harmoniczną ($A_1 = 1,15$, $A_3 = 0,2$). Warunek ten zapewnia zmniejszenie wartości skutecznych prądów gałęziowych oraz zmniejszenie tętnień napięć kondensatorów pośredniczących modułach.

Sygnałami wyjściowymi układu są cztery przebiegi prądów gałęziowych: i_{1a}' , i_{1b}' , i_{2a}' , i_{2b}' oraz sześć przebiegów napięć gałęziowych: v_{1a}' , v_{1b}' , v_{2a}' , v_{2b}' , v_{0a}' , v_{0b}' . W przypadku gałęzi $0a$ oraz $0b$ zadane wartości napięcia gałęziowego są bezpośrednio wysyłane do modulatorów napięcia, ponieważ gałęzie te działają w otwartej pętli regulacji napięcia.

Wartości prądów i_{1a}' , i_{1b}' , i_{2a}' , i_{2b}' są sumowane z dodatkowymi prądami balansującymi $i_{br\ bal}$, a następnie przesyłane jako referencja do regulatorów prądów gałęziowych (patrz Rys. 36).

7. BALANSOWANIE MOCY GAŁĘZI PRZEKSZTAŁNIKA YY

7.1. Wprowadzenie

W rozdziale 6 przedstawiono analizę działania przekształtnika YY przy założeniu zerowych strat mocy. W rozdziale 6.3 zamieszczono zależności (6.146)÷(6.157) opisujące przebiegi prądów i napięć gałęziowych, które w stanie ustalonym zapewniają zerową moc czynną dla każdej gałęzi w topologii:

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \mathbf{v}'_{br} \cdot \mathbf{i}'_{br} dt = 0 \quad (7.262)$$

Warunek (7.262) jest wystarczający, aby przy założeniu braku strat, napięcia kondensatorów pośredniczących w modułach przekształtnika miały stałą wartość średnią.

W rzeczywistości urządzeniu straty każdej z sześciu gałęzi będą różne od zera. Zgodnie z analizą przeprowadzoną w rozdziale 3.2 dla pojedynczej gałęzi, warunkiem koniecznym balansowania napięć kondensatorów pośredniczących w gałęzi jest spełnienie zależności (3.39):

$$\mathbf{P}_{br} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \mathbf{v}_{br} \cdot \mathbf{i}_{br} dt = \mathbf{P}_{dbr} = \sum_{k=1}^N \mathbf{P}_{d,k} \quad (7.263)$$

Moc wyjściowa $\mathbf{P}_{br}$ każdej gałęzi w topologii YY musi być równa sumie mocy obciążającej jej kondensatory pośredniczące. Z powodu naturalnego rozrzutu parametrów wartości mocy $\mathbf{P}_{d,k}$ różnią się pomiędzy poszczególnymi gałęziami przekształtnika:

$$\mathbf{P}_{d1a} \neq \mathbf{P}_{d1b} \neq \mathbf{P}_{d2a} \neq \mathbf{P}_{d2b} \neq \mathbf{P}_{d0a} \neq \mathbf{P}_{d0b} \neq 0 \quad (7.264)$$

W rozdziale przedstawiono uzupełniające składniki balansujące Δv_{br} oraz Δi_{br} , których dodanie do przebiegów napięć i prądów gałęziowych (6.146)÷(6.157) zapewni spełnienie warunku balansowania (7.263) dla każdej gałęzi w przekształtniku.

W porównaniu do analizy przeprowadzonej dla pojedynczej gałęzi (patrz rozdział 3.7), balansowanie na poziomie gałęziowym w przekształtniku YY jest bardziej złożone ze względu na wzajemne sprzężenia pomiędzy poszczególnymi gałęziami w topologii.

Analiza przeprowadzona zostanie dla następujących założeń upraszczających:

- Przekształtnik znajduje się w stanie ustalonym,
- Całkowite straty gałęzi przekształtnika, są stałe i różne od zera,
- Całkowite straty przekształtnika są znacznie mniejsze od jego mocy znamionowej,
- Połączone szeregowo moduły w gałęzi są uproszczone są do pojedynczego idealnego sterowanego źródła napięcia (pominięcie modulacji napięcia),
- Spadek napięcia na indukcyjnościach gałęziowych L jest pomijalnie mały w stosunku do napięć V_{dc1} i V_{dc2} ,
- Przebiegi prądów i napięć gałęziowych, które otrzymano dla założenia bezstratnej pracy przekształtnika opisane są zależnościami (6.146)÷(6.157),
- Strzałkowanie prądów i napięć przekształtnika przedstawiono na Rys. 6,
- Analiza przeprowadzona zostanie w jednostkach względnych.

7.2. Dodatkowe prądy i napięcia balansujące - analiza

W celu zbalansowania mocy gałęzi przekształtnika YY do prądów gałęziowych przekształtnika YY dodano następujące składniki:

Dodatkowy prąd wejściowy: ΔI_{dc}

Moc wejściowa przekształtnika P_{in} jest równa sumie mocy wyjściowej P_{out} i całkowitych strat przekształtnika P_{Tot} . Prąd wejściowy przekształtnika zawiera dwa składniki. Pierwszy składnik (I_{dc1}) zapewnia przepływ zadanej mocy wyjściowej P_{out} . Drugi, dodatkowy stały składnik ΔI_{dc} , pokrywa całkowite straty mocy przekształtnika:

$$\begin{aligned} P_{in} = P_{dc1} &= (I_{dc1} + \Delta I_{dc}) \cdot V_{dc1} = (I_{dc1} \cdot V_{dc1}) + (\Delta I_{dc} \cdot V_{dc1}) = \\ &= (I_{dc2} \cdot V_{dc2}) + (\Delta I_{dc} \cdot V_{dc1}) = P_{dc2} + P_{tot} = P_{out} + P_{Tot} \end{aligned} \quad (7.265)$$

W dalszej analizie założono, że dodatkowy prąd wejściowy ΔI_{dc} rozdziela się po połowie pomiędzy gałęzie z grup a i b przekształtnika. Obwód, przez jaki płynie prąd ΔI_{dc} jest identyczny jak dla prądu wejściowego przekształtnika i_{dc1} . Jest on przedstawiony na Rys. 8.

Dodatkowe prądy cyrkulujące: Δi_{w1} , Δi_{w2}

Wewnętrzne zmienne prądy cyrkulujące przekształtnika: i_{w1} oraz i_{w2} , które przedstawiono na Rys. 8, zapewniają wymianę energii pomiędzy gałęziami topologii w trakcie jego pracy. W celu balansowania mocy gałęzi, w przypadku, gdy straty gałęzi są niezerowe oraz różne od siebie, założono, że dodatkowe składniki prądów cyrkulujących Δi_{w1} , Δi_{w2} będą zawierały dwa wyrażenia – okresowy oraz stały:

$$\Delta i_{w1} = \overline{\Delta I}_{w1} + \widetilde{\Delta I}_{w1} \cdot f_i \quad (7.266) \quad \Delta i_{w2} = \overline{\Delta I}_{w2} + \widetilde{\Delta I}_{w2} \cdot f_i \quad (7.267)$$

Ostatecznie, całkowite prądy cyrkulujące po uwzględnieniu dodatkowych składników balansujących Δi_{w1} , Δi_{w2} , wynoszą:

$$i_{w1} = \overline{\Delta I}_{w1} + \left(a_f \cdot \frac{V_{dc1} - V_{BRDC}}{V_{BRAC}} \cdot \frac{I_{dc1}}{2} + \widetilde{\Delta I}_{w1} \right) \cdot f_i \quad (7.268)$$

$$i_{w2} = \overline{\Delta I}_{w2} + \left(a_f \cdot \frac{V_{dc2} - V_{BRDC}}{V_{BRAC}} \cdot \frac{I_{dc2}}{2} + \widetilde{\Delta I}_{w2} \right) \cdot f_i \quad (7.269)$$

Zależności opisujące przebiegi prądów gałęziowych (6.146)÷(6.157), po dodaniu przedstawionych w rozdziale prądów balansujących, wynoszą:

$$i_{1a} = \frac{(I_{dc1} + \Delta I_{dc})}{2} + \overline{\Delta I}_{w1} + \left(a_f \cdot \frac{V_{dc1} - V_{BRDC}}{V_{BRAC}} \cdot \frac{I_{dc1}}{2} + \widetilde{\Delta I}_{w1} \right) \cdot f_i \quad (7.270)$$

$$i_{1b} = \frac{(I_{dc1} + \Delta I_{dc})}{2} - \overline{\Delta I}_{w1} - \left(a_f \cdot \frac{V_{dc1} - V_{BRDC}}{V_{BRAC}} \cdot \frac{I_{dc1}}{2} + \widetilde{\Delta I}_{w1} \right) \cdot f_i \quad (7.271)$$

$$i_{2a} = -\frac{I_{dc2}}{2} - \overline{\Delta I}_{w2} - \left(a_f \cdot \frac{V_{dc2} - V_{BRDC}}{V_{BRAC}} \cdot \frac{I_{dc2}}{2} + \widetilde{\Delta I}_{w2} \right) \cdot f_i \quad (7.272)$$

$$i_{2b} = -\frac{I_{dc2}}{2} + \overline{\Delta I}_{w2} + \left(a_f \cdot \frac{V_{dc2} - V_{BRDC}}{V_{BRAC}} \cdot \frac{I_{dc2}}{2} - \widetilde{\Delta I}_{w2} \right) \cdot f_i \quad (7.273)$$

$$i_{0a} = \frac{(I_{dc1} + \Delta I_{dc}) - I_{dc2}}{2} + \overline{\Delta I}_{w1} - \overline{\Delta I}_{w2} - \left(a_f \frac{V_{BRDC}}{V_{BRAC}} \frac{I_{dc1} - I_{dc2}}{2} - \widetilde{\Delta I}_{w1} + \widetilde{\Delta I}_{w2} \right) f_i \quad (7.274)$$

$$i_{0b} = \frac{(I_{dc1} + \Delta I_{dc}) - I_{dc2}}{2} - \overline{\Delta I}_{w1} + \overline{\Delta I}_{w2} + \left(a_f \frac{V_{BRDC}}{V_{BRAC}} \cdot \frac{I_{dc1} - I_{dc2}}{2} - \widetilde{\Delta I}_{w1} + \widetilde{\Delta I}_{w2} \right) f_i \quad (7.275)$$

Na podstawie przebiegów napięć gałęziowych (6.146)÷(6.151) oraz prądów gałęziowych (7.270)÷(7.275) otrzymano zależności (7.276)÷(7.281) opisujące moce czynne gałęzi przekształtnika:

$$P_{1a} = -\widetilde{\Delta I}_{w1} \cdot \frac{V_{BRAC}}{a} + \overline{\Delta I}_{w1} \cdot (V_{dc1} - V_{BRDC}) + \frac{(V_{dc1} - V_{BRDC})}{2} \cdot \Delta I_{dc} \quad (7.276)$$

$$P_{1b} = -\widetilde{\Delta I}_{w1} \cdot \frac{V_{BRAC}}{a} - \overline{\Delta I}_{w1} \cdot (V_{dc1} - V_{BRDC}) + \frac{(V_{dc1} - V_{BRDC})}{2} \cdot \Delta I_{dc} \quad (7.277)$$

$$P_{2a} = \widetilde{\Delta I}_{w2} \cdot \frac{V_{BRAC}}{a} - \overline{\Delta I}_{w2} \cdot (V_{dc2} - V_{BRDC}) \quad (7.278)$$

$$P_{2b} = \widetilde{\Delta I}_{w2} \cdot \frac{V_{BRAC}}{a} + \overline{\Delta I}_{w2} \cdot (V_{dc2} - V_{BRDC}) \quad (7.279)$$

$$P_{0a} = (\widetilde{\Delta I}_{w1} - \widetilde{\Delta I}_{w2}) \cdot \frac{V_{BRAC}}{a} + (\overline{\Delta I}_{w1} - \overline{\Delta I}_{w2}) \cdot V_{BRDC} + \frac{V_{BRDC}}{2} \cdot \Delta I_{dc} \quad (7.280)$$

$$P_{0b} = (\widetilde{\Delta I}_{w1} - \widetilde{\Delta I}_{w2}) \cdot \frac{V_{BRAC}}{a} - (\overline{\Delta I}_{w1} - \overline{\Delta I}_{w2}) \cdot V_{BRDC} + \frac{V_{BRDC}}{2} \cdot \Delta I_{dc} \quad (7.281)$$

Dla uproszczenia analizy poszczególne składniki wyrażeń (7.276)÷(7.281) zostały oznaczone różnymi kolorami. Na podstawie tych zależności można wywnioskować, jaki wpływ mają poszczególne dodatkowe prądy balansujące na moce czynne gałęzi przekształtnika. W Tab. 10 w sposób uproszczony przedstawiono zależności pomiędzy mocami czynnymi gałęzi przekształtnika, a poszczególnymi prądami balansującymi. Kolor zielony oznacza, że składnik balansujący jest źródłem dodatniej mocy czynnej w gałęzi, co skutkuje wzrostem wartości średniej napięć kondensatorów pośredniczących w tej gałęzi. Kolor czerwony oznacza, że składnik balansujący jest źródłem ujemnej mocy czynnej w gałęzi, co skutkuje spadkiem wartości średniej napięć kondensatorów pośredniczących

w tej gałęzi. Cyfra „0” wskazuje, że składnik balansujący nie wpływa na moc czynną określonej gałęzi.

Tab. 10. Wpływ dodatkowych prądów balansujących na moce czynne gałęzi przekształtnika YY.

	P_{1a}	P_{1b}	P_{2a}	P_{2b}	P_{0a}	P_{0b}
$\Delta I_{dc} > 0$	↗	↗	0	0	↗	↗
$\widetilde{\Delta I}_{w1} > 0$	↘	↘	0	0	↗	↗
$\widetilde{\Delta I}_{w2} > 0$	0	0	↗	↗	↘	↘
$\overline{\Delta I}_{w1} > 0$	↗	↘	0	0	↗	↘
$\overline{\Delta I}_{w2} > 0$	0	0	↘	↗	↘	↗

Zgodnie z wyrażeniem (7.265) dodatkowy prąd wejściowy ΔI_{dc} jest źródłem mocy czynnej w przekształtniku, która pokrywa całkowite jego straty. Stwierdzenie to można potwierdzić, dodając do siebie wyrażenia (7.276)÷(7.281) opisujące moce czynne gałęzi przekształtnika:

$$P_{1a} + P_{1b} + P_{2a} + P_{2b} + P_{0a} + P_{0b} = \Delta I_{dc} \cdot V_{dc1} = P_{tot} \quad (7.282)$$

Dodatkowa moc wejściowa musi być rozdzielona pomiędzy wszystkie gałęzie przekształtnika, w taki sposób, aby warunek balansowania (7.263) był równocześnie spełniony dla każdej gałęzi w topologii. Prąd ΔI_{dc} jest źródłem mocy czynnej wyłącznie w gałęziach $1a$, $1b$, $0a$ oraz $0b$ (wyrażenie zaznaczone na niebiesko). Prąd ΔI_{dc} nie przepływa przez gałęzie $2a$ i $2b$, i nie ma wpływu na ich moc czynną.

Dodatkowe zmienne prądy cyrkulujące o wartościach szczytowych $\widetilde{\Delta I}_{w1}$, $\widetilde{\Delta I}_{w2}$ umożliwiają przepływ mocy pomiędzy parami gałęzi: $(1a, 1b)$, $(2a, 2b)$, oraz $(0a, 0b)$. Prąd cyrkulujący $\widetilde{\Delta I}_{w1} \cdot f_i$ wywołuje przepływ energii z gałęzi $1a$ i $1b$ do gałęzi $0a$ oraz $0b$. Prąd $\widetilde{\Delta I}_{w2} \cdot f_i$ wywołuje przepływ energii z gałęzi $0a$ i $0b$ do gałęzi $2a$ oraz $2b$.

Na podstawie analizy wyrażen (7.276)÷(7.281) zauważono, że dodatkowe zmienne prądy cyrkulujące o wartościach szczytowych $\widetilde{\Delta I}_{w1}$, $\widetilde{\Delta I}_{w2}$ oraz dodatkowy prąd wejściowy ΔI_{dc} byłyby wystarczające, aby zbalansować przekształtnik YY jedynie przy hipotetycznym założeniu, że straty pomiędzy odpowiadającymi sobie gałęziami z grup a i b byłyby identyczne:

$$P_{1a} = P_{1b}, \quad P_{2a} = P_{2b}, \quad P_{0a} = P_{0b} \quad (7.283)$$

W rzeczywistym urządzeniu warunek (7.283) nie jest spełniony. W celu zbalansowania różnic pomiędzy gałęziami z grup a i b potrzebny jest dodatkowy mechanizm, który wykorzystuje stałe prądy cyrkulujące $\overline{\Delta I}_{w1}$ oraz $\overline{\Delta I}_{w2}$. Dodatkowe składniki prądów cyrkulujących powodują pojawienie się dodatniego składnika mocy, który ma przeciwny znak dla odpowiadających sobie gałęzi z grup a oraz b . Prąd stały $\overline{\Delta I}_{w1}$ powoduje przepływ energii z gałęzi $1b$ do $1a$ oraz z gałęzi $0b$ do $0a$. Prąd stały $\overline{\Delta I}_{w2}$ powoduje przepływ energii z gałęzi $2a$ do $2b$ oraz z gałęzi $0a$ do $0b$.

Całkowite straty poszczególnych, sześciu gałęzi przekształtnika są od siebie liniowo niezależne. Oznacza to, że balansowanie gałęzi przekształtnika można zapewnić jedynie po wprowadzeniu sześciu niezależnych liniowo mechanizmów regulacji. Do tej pory wprowadzono pięć elementów balansujących: dodatkowy prąd wejściowy ΔI_{dc} , dwa stałe

prądy cyrkulujące $\overline{\Delta I_{w1}}$, $\overline{\Delta I_{w2}}$ oraz dwa zmienne prądy cyrkulujące o wartości szczytowej $\widetilde{\Delta I_{w1}}$, $\widetilde{\Delta I_{w2}}$. Wybór ostatniego, szóstego składnika balansującego nie jest oczywisty. Zaproponowano dwa różne sposoby regulacji, nazwane odpowiednio: wariant A oraz B.

Wariant A: Dodatkowy składnik napięć wewnętrznych

W wariacie A założono, że ostatni mechanizm balansujący będzie wykorzystywał wpływ na chwilowe wartości napięć wewnętrznych przekształtnika, v_{0a} oraz v_{0b} :

$$v_{0a} = v'_{0a} + \Delta v_{0a} \quad (7.284)$$

$$v_{0b} = v'_{0b} + \Delta v_{0b} \quad (7.285)$$

Przeanalizowano różne przebiegi dodatkowych napięć balansujących, które zawierają zarówno stały jak i zmienny składnik:

$$\Delta v_{0a} = \overline{k_a} \cdot \Delta V_0 + \widetilde{k_a} \cdot \Delta V_0 \cdot f_v \quad (7.286)$$

$$\Delta v_{0b} = \overline{k_b} \cdot \Delta V_0 + \widetilde{k_b} \cdot \Delta V_0 \cdot f_v \quad (7.287)$$

Gdzie:

$$\overline{k_a}, \overline{k_b}, \widetilde{k_a}, \widetilde{k_b} \in \{-1, 0, 1\}$$

Napięcia gałęziowe przekształtnika uwzględniające dodatkowe składniki balansujące wynoszą:

$$v_{0a} = v'_{0a} + \Delta v_{0a} = V_{BRDC} + \overline{k_a} \cdot \Delta V_0 + (V_{BRAC} + \widetilde{k_a} \cdot \Delta V_0) \cdot f_v \quad (7.288)$$

$$v_{0b} = v'_{0b} + \Delta v_{0b} = V_{BRDC} + \overline{k_b} \cdot \Delta V_0 - (V_{BRAC} - \widetilde{k_b} \cdot \Delta V_0) \cdot f_v \quad (7.289)$$

$$v_{1a} = V_{dc1} - V_{BRDC} - \overline{k_a} \cdot \Delta V_0 - (V_{BRAC} + \widetilde{k_a} \cdot \Delta V_0) \cdot f_v \quad (7.290)$$

$$v_{1b} = V_{dc1} - V_{BRDC} - \overline{k_b} \cdot \Delta V_0 + (V_{BRAC} - \widetilde{k_b} \cdot \Delta V_0) \cdot f_v \quad (7.291)$$

$$v_{2a} = V_{dc2} - V_{BRDC} - \overline{k_a} \cdot \Delta V_0 - (V_{BRAC} + \widetilde{k_a} \cdot \Delta V_0) \cdot f_v \quad (7.292)$$

$$v_{2b} = V_{dc2} - V_{BRDC} - \overline{k_b} \cdot \Delta V_0 + (V_{BRAC} - \widetilde{k_b} \cdot \Delta V_0) \cdot f_v \quad (7.293)$$

Dla różnych wartości zmiennych: $\overline{k_a}, \overline{k_b}, \widetilde{k_a}, \widetilde{k_b}$ istnieje 81 wariantów wyrażeń (7.288)-(7.293). Rozwiązanie, które umożliwia balansowanie mocy gałęzi przekształtnika znaleziono poprzez analizę mocy czynnych gałęzi.

Dodanie napięć balansujących Δv_{0a} oraz Δv_{0b} powoduje, że w wyrażeniach opisujących moce czynne gałęzi przekształtnika pojawiają się dodatkowe składniki, które są proporcjonalne do napięcia ΔV_0 :

$$P_{1a \Delta V_0} = -\frac{I_{dc1}(V_{BRAC}\widetilde{k}_a + (V_{dc1} - V_{BRDC})\overline{k}_a)}{2V_{BRAC}}\Delta V_0 - \underbrace{\left(\frac{\widetilde{\Delta I}_{w1}\widetilde{k}_a}{a_f} + \left(\frac{\Delta I_{dc}}{2} + \overline{\Delta I}_{w1}\right)\overline{k}_a\right)}_{\approx 0}\Delta V_0 \quad (7.294)$$

$$P_{1b \Delta V_0} = -\frac{I_{dc1}(V_{BRAC}\widetilde{k}_b + (V_{dc1} - V_{BRDC})\overline{k}_b)}{2V_{BRAC}}\Delta V_0 - \underbrace{\left(\frac{\widetilde{\Delta I}_{w1}\widetilde{k}_b}{a_f} + \left(\frac{\Delta I_{dc}}{2} - \overline{\Delta I}_{w1}\right)\overline{k}_b\right)}_{\approx 0}\Delta V_0 \quad (7.295)$$

$$P_{2a \Delta V_0} = \frac{I_{dc1}V_{dc1}(V_{BRAC}\widetilde{k}_a + (V_{dc2} - V_{BRDC})\overline{k}_a)}{2V_{BRAC}V_{dc2}}\Delta V_0 + \underbrace{\left(\frac{\widetilde{\Delta I}_{w2}\widetilde{k}_a}{a_f} + \overline{\Delta I}_{w2}\overline{k}_a\right)}_{\approx 0}\Delta V_0 \quad (7.296)$$

$$P_{2b \Delta V_0} = \frac{I_{dc1}V_{dc1}(V_{BRAC}\widetilde{k}_b + (V_{dc2} - V_{BRDC})\overline{k}_b)}{2V_{BRAC}V_{dc2}}\Delta V_0 + \underbrace{\left(\frac{\widetilde{\Delta I}_{w2}\widetilde{k}_b}{a_f} - \overline{\Delta I}_{w2}\overline{k}_b\right)}_{\approx 0}\Delta V_0 \quad (7.297)$$

$$P_{0a \Delta V_0} = \frac{I_{dc1}(V_{dc2} - V_{dc1})(V_{BRAC}\widetilde{k}_a - V_{BRDC}\overline{k}_a)}{2V_{BRAC}V_{dc2}}\Delta V_0 + \underbrace{\left(\frac{(\widetilde{\Delta I}_{w1} - \widetilde{\Delta I}_{w2})\widetilde{k}_a}{a_f} + \left(\overline{\Delta I}_{w1} - \overline{\Delta I}_{w2} + \frac{\Delta I_{dc}}{2}\right)\overline{k}_a\right)}_{\approx 0}\Delta V_0 \quad (7.298)$$

$$P_{0b \Delta V_0} = \frac{I_{dc1}(V_{dc2} - V_{dc1})(V_{BRAC}\widetilde{k}_b - V_{BRDC}\overline{k}_b)}{2V_{BRAC}V_{dc2}}\Delta V_0 + \underbrace{\left(\frac{(\widetilde{\Delta I}_{w2} - \widetilde{\Delta I}_{w1})\widetilde{k}_b}{a_f} + \left(\overline{\Delta I}_{w2} - \overline{\Delta I}_{w1} + \frac{\Delta I_{dc}}{2}\right)\overline{k}_b\right)}_{\approx 0}\Delta V_0 \quad (7.299)$$

W wyrażeniach (7.294)÷(7.299) przyrównano do zera składniki zawierające iloczyn dwóch składników balansujących Δi_{br} oraz Δv_{br} (zaznaczone kolorem niebieskim). Uproszczenie to jest uzasadnione przy założeniu, że dodatkowe składniki balansujące prądów i napięć gałęziowych są znacznie mniejsze od prądów i napięć wyznaczonych dla bezstratnej pracy przekształtnika opisanych zależnościami (4.129)÷(4.140):

$$\begin{aligned} \Delta v_{br} &\ll v'_{br} \\ &\rightarrow \Delta v_{br} \cdot \Delta i_{br} \approx 0 \\ \Delta i_{br} &\ll i'_{br} \end{aligned} \quad (7.300)$$

Ostatecznie, po uwzględnieniu składowych balansujących moce czynne gałęzi przekształtnika są równe:

$$P_{1a} = -\widetilde{\Delta I}_{w1}\frac{V_{BRAC}}{a_f} + \overline{\Delta I}_{w1}(V_{dc1} - V_{BRDC}) + \Delta I_{dc}\frac{(V_{dc1} - V_{BRDC})}{2} + P_{1a \Delta V_0} \quad (7.301)$$

$$P_{1b} = -\widetilde{\Delta I}_{w1} \frac{V_{BRAC}}{a_f} - \overline{\Delta I}_{w1}(V_{dc1} - V_{BRDC}) + \Delta I_{dc} \frac{(V_{dc1} - V_{BRDC})}{2} + P_{1b} \Delta V_0 \quad (7.302)$$

$$P_{2a} = \widetilde{\Delta I}_{w2} \frac{V_{BRAC}}{a_f} - \overline{\Delta I}_{w2}(V_{dc2} - V_{BRDC}) + P_{2a} \Delta V_0 \quad (7.303)$$

$$P_{2b} = \widetilde{\Delta I}_{w2} \frac{V_{BRAC}}{a_f} + \overline{\Delta I}_{w2}(V_{dc2} - V_{BRDC}) + P_{2b} \Delta V_0 \quad (7.304)$$

$$P_{0a} = (\widetilde{\Delta I}_{w1} - \widetilde{\Delta I}_{w2}) \frac{V_{BRAC}}{a_f} + (\overline{\Delta I}_{w1} - \overline{\Delta I}_{w2}) V_{BRDC} + \Delta I_{dc} \frac{V_{BRDC}}{2} + P_{0a} \Delta V_0 \quad (7.305)$$

$$P_{0b} = (\widetilde{\Delta I}_{w1} - \widetilde{\Delta I}_{w2}) \frac{V_{BRAC}}{a_f} - (\overline{\Delta I}_{w1} - \overline{\Delta I}_{w2}) V_{BRDC} + \Delta I_{dc} \frac{V_{BRDC}}{2} + P_{0b} \Delta V_0 \quad (7.306)$$

Zależności (7.301)÷(7.306) tworzą układ równań liniowych z sześcioma niewiadomymi: $\overline{\Delta I}_{w1}, \overline{\Delta I}_{w2}, \widetilde{\Delta I}_{w1}, \widetilde{\Delta I}_{w2}, \Delta I_{dc}, \Delta V_0$. Istnienie rozwiązania tego układu wskazuje, że możliwe jest zbalansowanie dowolnych strat gałęzi przez odpowiedni dobór wartości dodatkowych napięć ΔV_{br} i prądów gałęziowych Δi_{br} . Jest to warunkiem prawidłowej pracy przekształtnika YY. Analizowany układ równań rozwiązano wykorzystując metodę macierzową:

$$A \cdot \begin{bmatrix} \Delta I_{dc} \\ \widetilde{\Delta I}_{w1} \\ \widetilde{\Delta I}_{w2} \\ \overline{\Delta I}_{w1} \\ \overline{\Delta I}_{w2} \\ \Delta V_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{1a} \\ P_{1b} \\ P_{2a} \\ P_{2b} \\ P_{0a} \\ P_{0b} \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} \Delta I_{dc} \\ \widetilde{\Delta I}_{w1} \\ \widetilde{\Delta I}_{w2} \\ \overline{\Delta I}_{w1} \\ \overline{\Delta I}_{w2} \\ \Delta V_0 \end{bmatrix} = A^{-1} \cdot \begin{bmatrix} P_{1a} \\ P_{1b} \\ P_{2a} \\ P_{2b} \\ P_{0a} \\ P_{0b} \end{bmatrix} \quad (7.307)$$

$$A = \begin{bmatrix} \frac{V_{dc1}-V_{BRDC}}{2} & -\frac{V_{BRAC}}{a_f} & 0 & V_{dc1}-V_{BRDC} & 0 & -\frac{I_{dc1}(V_{BRAC}\widetilde{k}_a+(V_{dc1}-V_{BRDC})\overline{k}_a)}{2V_{BRAC}} \\ \frac{V_{dc1}-V_{BRDC}}{2} & -\frac{V_{BRAC}}{a_f} & 0 & V_{BRDC}-V_{dc1} & 0 & -\frac{I_{dc1}(V_{BRAC}\widetilde{k}_b+(V_{dc1}-V_{BRDC})\overline{k}_b)}{2V_{BRAC}} \\ 0 & 0 & \frac{V_{BRAC}}{a_f} & 0 & V_{BRDC}-V_{dc2} & \frac{I_{dc1}V_{dc1}(V_{BRAC}\widetilde{k}_a+(V_{dc2}-V_{BRDC})\overline{k}_a)}{2V_{BRAC}V_{dc2}} \\ 0 & 0 & \frac{V_{BRAC}}{a_f} & 0 & V_{dc2}-V_{BRDC} & \frac{I_{dc1}V_{dc1}(V_{BRAC}\widetilde{k}_b+(V_{dc2}-V_{BRDC})\overline{k}_b)}{2V_{BRAC}V_{dc2}} \\ \frac{V_{BRDC}}{2} & \frac{V_{BRAC}}{a_f} & -\frac{V_{BRAC}}{a_f} & V_{BRDC} & -V_{BRDC} & \frac{I_{dc1}(V_{dc2}-V_{dc1})(V_{BRAC}\widetilde{k}_a-V_{BRDC}\overline{k}_a)}{2V_{BRAC}V_{dc2}} \\ \frac{V_{BRDC}}{2} & \frac{V_{BRAC}}{a_f} & -\frac{V_{BRAC}}{a_f} & -V_{BRDC} & V_{BRDC} & \frac{I_{dc1}(V_{dc2}-V_{dc1})(V_{BRAC}\widetilde{k}_b-V_{BRDC}\overline{k}_b)}{2V_{BRAC}V_{dc2}} \end{bmatrix}$$

Badany układ równań jest oznaczony, czyli posiada rozwiązanie, gdy wyznacznik macierzy A jest różny od zera:

$$|A| = \frac{I_{dc1} \cdot V_{BRAC}^2 \cdot V_{dc1}^2 \cdot (V_{dc2} - V_{dc1}) \cdot (\bar{k}_b - \bar{k}_a)}{a_f^2} \neq 0 \quad (7.308)^2$$

Na podstawie wyrażenia (7.308) przedstawiono warunki, dla których istnieje rozwiązanie układu równań, a co za tym idzie, możliwe jest zbalansowanie strat gałęziowych przekształtnika:

- Różnica współczynników $\bar{k}_a, \bar{k}_b$ powinna być różna od zera: $\bar{k}_b - \bar{k}_a \neq 0$
- Przekształtnik musi być obciążony tj. $I_{dc1} \neq 0$,
- Napięcia wejściowe oraz wyjściowe przekształtnika nie mogą być sobie równe: $V_{dc2} - V_{dc1} \neq 0$,
- Wartość szczytowa składowej zmiennej napięć gałęziowych V_{BRAC} musi być różna od zera.

Pierwszy warunek określa, dla jakich przebiegów napięć dodatkowych Δv_{0a} oraz Δv_{0b} układ będzie się balansował. Napięcia te muszą zawierać składową stałą, a ich różnica nie może być równa zero. Występowanie składowej zmiennej w napięciach Δv_{0a} oraz Δv_{0b} (określonych wartościami współczynników $\bar{k}_a, \bar{k}_b$) nie wpływa na istnienie rozwiązania układu.

Dwa kolejne dwa warunki są wadami zaproponowanej metody balansowania: przekształtnik nie może pracować przy braku prądu obciążenia $I_{dc1} \approx 0$ lub gdy napięcia wejściowe i wyjściowe są sobie równe ($V_{dc1} \approx V_{dc2}$). Oba przypadki odpowiadają warunkom, w trakcie których prąd gałęziowy zanika do zera ($I_{dc1} \approx 0$ – we wszystkich gałęziach, $V_{dc1} \approx V_{dc2}$ – w gałęziach $0a, 0b$, patrz zależności (6.156)÷(6.157)). W tych przypadkach, aby zbalansować niezerowe różnice mocy pomiędzy gałęziami, wartość Δv_0 dąży do bardzo dużych wartości (teoretycznie do nieskończoności), który przekracza dopuszczalny zakres napięcia gałęziowego v_{br} .

Wariant B: Dodatkowy zmienny prąd wejściowy: ΔI_z

Balansowanie mocy gałęzi przekształtnika poprzez wpływ na napięcia wewnętrzne v_{0a} oraz v_{0b} nie zapewnia stabilizacji napięć kondensatorów pośredniczących we wszystkich punktach pracy przekształtnika YY.

W wariantcie B założono, że ostatnim, szóstym mechanizmem balansującym będzie dodatkowy zmienny składnik prądów gałęziowych. Warunkiem koniecznym jest by był on niezależny od prądów cyrkulujących i_{w1}, i_{w2} . Jedyną możliwością wprowadzenia nowego prądu balansującego jest założenie, że wejściowy prąd przekształtnika YY może być tętniący i zawierać składową zmienną. Założono, że wartość szczytowa dodatkowej składowej zmiennej jest równa $\widetilde{\Delta I_z}$, a kształt przebiegu jest opisany funkcją okresową f_i . Prąd wejściowy przekształtnika uwzględniający dodatkową składową zmienną jest równy:

$$i_{dc1} = I_{dc1} + \Delta I_{dc} + \widetilde{\Delta I_z} \cdot f_i \quad (7.309)$$

² Wyrażenie zostało obliczone za pomocą oprogramowania komputerowego przeznaczonego do obliczeń symbolicznych MAXIMA [101]

Założono, że dodatkowy zmienny prąd wejściowy przekształtnika dzieli się po połowie pomiędzy gałęzie z grup *a* i *b*. Składowa zmienna prądu wejściowego wprowadza zmienny składnik w wejściowej mocy chwilowej przekształtnika, ale nie wpływa na jego moc czynną.

Dodatkowy prąd wejściowy jest źródłem dodatkowych składników w wyrażeniach opisujących moce czynne gałęzi *1a*, *1b*, *0a*, *0b* przekształtnika:

$$P_{1a} \Delta \tilde{I}_z = -\frac{V_{BRAC}}{2a_f} \Delta \tilde{I}_z \quad (7.310) \quad P_{0a} \Delta \tilde{I}_z = \frac{V_{BRAC}}{2a_f} \Delta \tilde{I}_z \quad (7.311)$$

$$P_{1b} \Delta \tilde{I}_z = \frac{V_{BRAC}}{2a_f} \Delta \tilde{I}_z \quad (7.312) \quad P_{0b} \Delta \tilde{I}_z = -\frac{V_{BRAC}}{2a_f} \Delta \tilde{I}_z \quad (7.313)$$

Dodatkowy zmienny prąd wejściowy powoduje, że energia przepływa z gałęzi *1a*, *0b* do gałęzi *1b*, *0a*. Wpływ dodatkowej składowej na moce czynne gałęzi przekształtnika przedstawiono w Tab. 11.

Tab. 11. Wpływ składowej zmiennej prądu wejściowego na moce czynne gałęzi przekształtnika YY.

	P_{1a}	P_{1b}	P_{2a}	P_{2b}	P_{0a}	P_{0b}
$\Delta \tilde{I}_z > 0$	↘	↗	0	0	↗	↘

Sprawdzenie, czy dodatkowy zmienny prąd balansujący umożliwia stabilizację napięć kondensatorów pośredniczących przeprowadzono w sposób analogiczny jak w przypadku wariantu A. Zależności opisujące moce czynne gałęzi przekształtnika tworzą układ z sześcioma niewiadomymi:

$$B \cdot \begin{bmatrix} \Delta I_{dc} \\ \Delta \tilde{I}_{w1} \\ \Delta \tilde{I}_{w2} \\ \Delta \tilde{I}_{w1} \\ \Delta \tilde{I}_{w2} \\ \Delta \tilde{I}_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{1a} \\ P_{1b} \\ P_{2a} \\ P_{2b} \\ P_{0a} \\ P_{0b} \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} \Delta I_{dc} \\ \Delta \tilde{I}_{w1} \\ \Delta \tilde{I}_{w2} \\ \Delta \tilde{I}_{w1} \\ \Delta \tilde{I}_{w2} \\ \Delta \tilde{I}_z \end{bmatrix} = B^{-1} \cdot \begin{bmatrix} P_{1a} \\ P_{1b} \\ P_{2a} \\ P_{2b} \\ P_{0a} \\ P_{0b} \end{bmatrix} \quad (7.314)$$

Gdzie:

$$B = \begin{bmatrix} \frac{V_{dc1} - V_{BRDC}}{2} & -\frac{V_{BRAC}}{a_f} & 0 & V_{dc1} - V_{BRDC} & 0 & -\frac{V_{BRAC}}{2a_f} \\ \frac{V_{dc1} - V_{BRDC}}{2} & -\frac{V_{BRAC}}{a_f} & 0 & V_{BRDC} - V_{dc1} & 0 & \frac{V_{BRAC}}{2a_f} \\ 0 & 0 & \frac{V_{BRAC}}{a_f} & 0 & V_{BRDC} - V_{dc2} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{V_{BRAC}}{a_f} & 0 & V_{dc2} - V_{BRDC} & 0 \\ \frac{V_{BRDC}}{2} & \frac{V_{BRAC}}{a_f} & -\frac{V_{BRAC}}{a_f} & V_{BRDC} & -V_{BRDC} & \frac{V_{BRAC}}{2a_f} \\ \frac{V_{BRDC}}{2} & \frac{V_{BRAC}}{a_f} & -\frac{V_{BRAC}}{a_f} & -V_{BRDC} & V_{BRDC} & -\frac{V_{BRAC}}{2a_f} \end{bmatrix}$$

Układ (7.314) jest oznaczony i posiada rozwiązania, gdy wyznacznik macierzy B jest różny od zera:

$$|B| = \frac{-2V_{BRAC}^3 \cdot V_{dc1}^2 \cdot (V_{dc2} - V_{BRDC})}{a_f^3} \neq 0 \quad (7.315)^3$$

Wyrażenie (7.315) jest równe zero, gdy napięcie wyjściowe V_{dc2} jest równe napięciu V_{BRDC} oraz gdy napięcie V_{BRAC} zanika. Na podstawie analizy przedstawionej w rozdziale 6.4 stwierdzono, że warunki takie nie występują w dozwolonym zakresie pracy przekształtnika YY. Rozwiązanie układu równań (7.314) wynosi:

$$\overline{\Delta I}_{dc} = \frac{1}{V_{dc1}} (P_{1a} + P_{1b} + P_{2a} + P_{2b} + P_{0a} + P_{0b}) \quad (7.316)$$

$$\widetilde{\Delta I}_{w1} = \frac{a_f(P_{2a} + P_{2b} + P_{0a} + P_{0b})}{2V_{BRAC}} - \frac{a_f V_{BRDC}(P_{1a} + P_{1b} + P_{2a} + P_{2b} + P_{0a} + P_{0b})}{2V_{BRAC} V_{dc1}} \quad (7.317)$$

$$\widetilde{\Delta I}_{w2} = \frac{a_f(P_{2a} + P_{2b})}{2V_{BRAC}} \quad (7.318)$$

$$\overline{\Delta I}_{w1} = \frac{(P_{1a} - P_{1b} + P_{0a} - P_{0b})V_{dc2}}{2V_{dc1}(V_{dc2} - V_{BRDC})} + \frac{V_{BRDC}(P_{1b} - P_{1a} + P_{2b} - P_{2a} + P_{0b} - P_{0a})}{2V_{dc1}(V_{dc2} - V_{BRDC})} \quad (7.319)$$

$$\overline{\Delta I}_{w2} = \frac{(P_{2b} - P_{2a})}{2(V_{dc2} - V_{BRDC})} \quad (7.320)$$

$$\begin{aligned} \widetilde{\Delta I}_z = & \frac{a_f(P_{0a} - P_{0b})V_{dc2}}{V_{BRAC}(V_{dc2} - V_{BRDC})} + \frac{a_f(P_{0b} - P_{0a} + P_{1b} - P_{1a})V_{dc2}V_{BRDC}}{V_{BRAC}V_{dc1}(V_{dc2} - V_{BRDC})} + \\ & + \frac{a_f(P_{2b} - P_{2a} + P_{0b} - P_{0a})V_{BRDC}}{V_{BRAC}(V_{dc2} - V_{BRDC})} + \frac{a_f(P_{2a} - P_{2b} + P_{1a} - P_{1b} + P_{0a} - P_{0b})V_{BRDC}^2}{V_{BRAC}V_{dc1}(V_{dc2} - V_{BRDC})} \end{aligned} \quad (7.321)$$

Zależności (7.316)÷(7.321) wiążą wartości mocy czynnych poszczególnych gałęzi w przekształtniku z wartościami poszczególnych składników prądów balansujących.

³ Wyrażenie zostało obliczone za pomocą oprogramowania komputerowego przeznaczonego do obliczeń symbolicznych MAXIMA [101].

7.3. Realizacja układu balansowania na poziomie gałęziowym

Układ balansowania na poziomie gałęziowym dla przekształtnika YY został opracowany na bazie układu sterowania dla pojedynczej gałęzi, który jest przedstawiony w rozdziale 3.7 na Rys. 24. Głównym założeniem metody jest wykorzystanie uchybu energii pola elektrycznego kondensatorów pośredniczących w gałęzi do obliczenia przebiegu prądu balansującego $i_{br\ bal}$. Równoważy on straty w gałęzi, dlatego też wartość średnia napięć kondensatorów pośredniczących jest utrzymywana na stałym poziomie.

Moce gałęzi przekształtnika YY są wzajemnie sprzężone. Jak pokazano w rozdziale 7.2, prądy cyrkulujące powodują zmianę mocy czynnej równocześnie w kilku gałęziach, w wyniku, bezpośrednia regulacja mocy pojedynczej gałęzi nie jest możliwa. Schemat blokowy układu balansowania rozwiązujący problem sprzężenia gałęzi przedstawiony jest na Rys. 58.

W pierwszym kroku algorytmu, obliczane są wartości uchybu energii kondensatorów pośredniczących $e_{c\ err\ br}$ dla każdej gałęzi osobno. Identycznie jak dla układu balansowania przedstawionego w rozdziale 3.7, wykorzystano przybliżenie (3.68) oparte na wartości średniej napięć kondensatorów pośredniczących $v_{c\ avg}$. Dodatkowo założono, że wartość pojemności kondensatorów pośredniczących wynosi C dla każdego modułu w gałęzi:

$$e_{c\ err\ br} = \sum_{k=1}^N \left(\frac{1}{2} C_k (v_c^*)^2 - \frac{1}{2} C_k v_{c,k}^2 \right) \approx \frac{1}{2} C \cdot N \cdot ((v_c^*)^2 - v_{c\ avg}^2) \quad (7.322)$$

Wartości uchybów energii $e_{c\ err\ br}$ są sygnałami wejściowymi regulatorów $G_R(s)$. Ostatecznie na wyjściu regulatorów otrzymuje się wartości mocy balansujących $p_{br\ bal}$ dla każdej gałęzi przekształtnika osobno. Przeliczenie wartości $p_{br\ bal}$ na odpowiadające im prądy balansujące zrealizowano za pomocą zależności (7.316)÷(7.321). Operacja ta wymaga znajomości chwilowych wartości napięć V_{dc1} , V_{dc2} oraz V_{BRDC} , $m \cdot V_{BRAC}$.

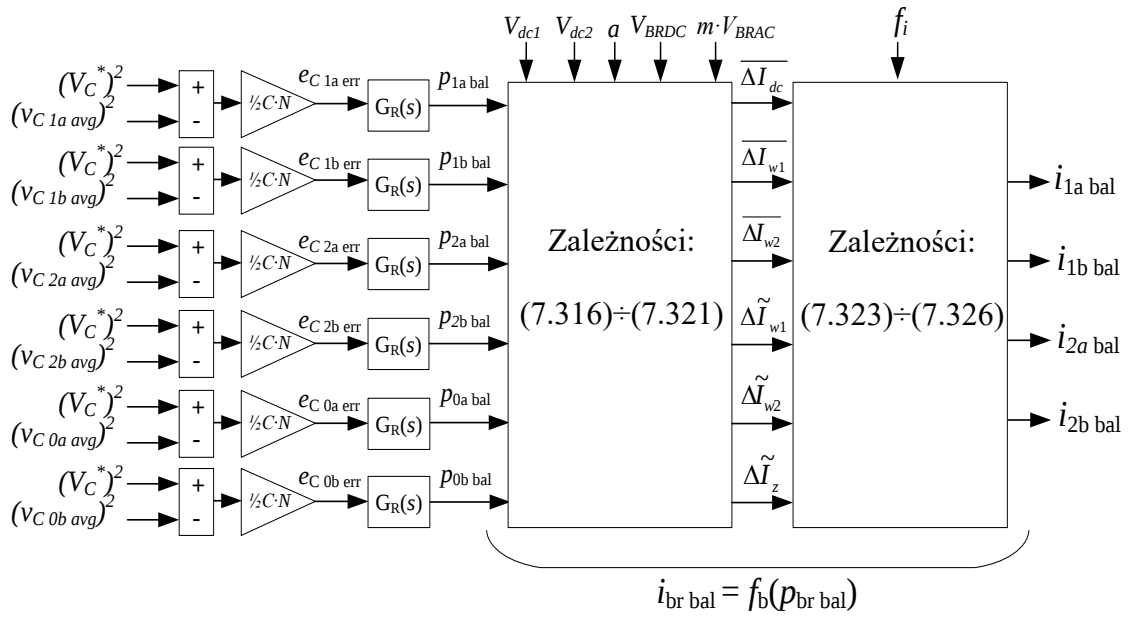
W ostatnim kroku algorytmu otrzymane wartości sześciu składników prądów balansujących ($\overline{\Delta I}_{dc}$, $\overline{\Delta I}_{w1}$, $\overline{\Delta I}_{w2}$, $\widetilde{\Delta I}_{w1}$, $\widetilde{\Delta I}_{w2}$, $\widetilde{\Delta I}_z$) są wykorzystane do obliczenia przebiegów gałęziowych prądów balansujących $i_{br\ bal}$. Prądy $i_{br\ bal}$ wyznaczane są wyłącznie dla gałęzi $1a$, $1b$, $2a$, $2b$, ponieważ tylko te sygnały są wymagane przez układ sterowania przekształtnika YY (Rys. 36):

$$i_{1a\ bal} = \frac{\overline{\Delta I}_{dc}}{2} + \overline{\Delta I}_{w1} + \left(\frac{\widetilde{\Delta I}_z}{2} + \widetilde{\Delta I}_{w1} \right) \cdot f_i \quad (7.323)$$

$$i_{1b\ bal} = \frac{\overline{\Delta I}_{dc}}{2} - \overline{\Delta I}_{w1} + \left(\frac{\widetilde{\Delta I}_z}{2} - \widetilde{\Delta I}_{w1} \right) \cdot f_i \quad (7.324)$$

$$i_{2a\ bal} = -\overline{\Delta I}_{w2} - \widetilde{\Delta I}_{w2} \cdot f_i \quad (7.325)$$

$$i_{2b\ bal} = \overline{\Delta I}_{w2} + \widetilde{\Delta I}_{w2} \cdot f_i \quad (7.326)$$



Rys. 58. Schemat blokowy układu balansowania mocy gałęzi przekształtnika YY.

Zaletą przedstawionej metody balansowania jest łatwość projektowania układu regulacji i doboru nastaw regulatora $G_R(s)$. Jest to możliwe, ponieważ uzyskano oddzielenie mocy poszczególnych gałęzi względem prądów balansujących.

Wadą metody balansowania jest względnie duża złożoność obliczeniowa, a szczególnie operacji przeliczenia mocy balansujących na prądy balansujące. W celu zmniejszenia liczby obliczeń matematycznych potrzebnych do wyznaczenia zależności (7.316)÷(7.321), przekształcono je do postaci wymagającej sekwencyjnego obliczenia poszczególnych wartości składowych balansujących:

$$\overline{\Delta I}_{dc} = R_1 \cdot (P_{1a} + P_{1b} + P_{2a} + P_{2b} + P_{0a} + P_{0b}) \quad (7.327)$$

$$\widetilde{\Delta I}_{w2} = R_2 \cdot (P_{2a} + P_{2b}) \quad (7.328)$$

$$\widetilde{\Delta I}_{w1} = R_2 \cdot ((P_{0a} + P_{0b}) - V_{BRDC} \cdot \overline{\Delta I}_{dc}) + \widetilde{\Delta I}_{w2} \quad (7.329)$$

$$\overline{\Delta I}_{w2} = R_3 \cdot (P_{2b} - P_{2a}) \quad (7.330)$$

$$\overline{\Delta I}_{w1} = R_1 \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot (P_{1a} - P_{1b} + P_{0a} - P_{0b}) + V_{BRDC} \cdot \overline{\Delta I}_{w2} \right) \quad (7.331)$$

$$\widetilde{\Delta I}_z = R_2 \cdot (2 \cdot (P_{0a} - P_{0b}) + 4 \cdot V_{BRDC} \cdot (\overline{\Delta I}_{w2} - \overline{\Delta I}_{w1})) \quad (7.332)$$

Gdzie:

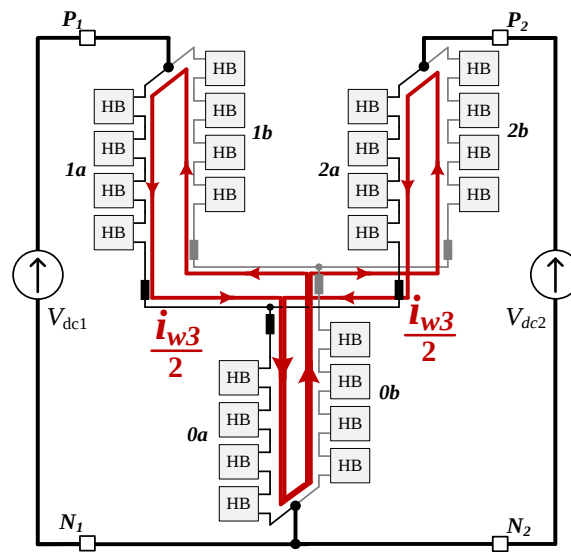
$$R_1 = \frac{1}{V_{dc1}} \quad , \quad R_2 = \frac{a_f}{2 \cdot V_{BRAC}} \quad , \quad R_3 = \frac{1}{2 \cdot (V_{dc2} - V_{BRDC})} \quad (7.333)$$

W zależnościach (7.333) występuje operacja dzielenia. Jednak w dopuszczalnych punktach pracy przekształtnika YY nigdy nie wystąpi problem dzielenia przez zero.

Weryfikację symulacyjną działania przedstawionego układu balansowania wraz z implementacją na rzeczywistym sterowniku przemysłowym przedstawiono w rozdziale 8.

7.1. Dodatkowy prąd stanu jałowego

Układ balansowania na poziomie gałęziowym samodzielnie nie gwarantuje balansowania napięć w samych modułach gałęziowych. Spełnienie tego warunku jest możliwe dopiero po uruchomieniu układu balansowania na poziomie modułowym (rozdział 3.4). Warunkiem koniecznym prawidłowego działania tego układu jest niezerowa wartość prądu gałęziowego i_{br} (zależność (3.55)). W przypadku przekształtnika YY pracującego w stanie jałowym ($I_{dc2}^* = 0$) gałęzie przewodzą jedynie niewielkie prądy cyrkulujące utrzymujące wartości średnie napięć pośredniczących w gałęziach na zadanym poziomie. Z powodu naturalnych różnic pomiędzy modułami, istnieje ryzyko, że wartości napięć pośredniczących nie będą utrzymywane na zadanej wartości, pomimo, że wartość średnia tych napięć obliczona dla wszystkich modułów w gałęzi nie ulegnie znaczącej zmianie. Rozwiązaniem tego problemu jest wprowadzenie dodatkowego zmiennego prądu cyrkulującego i_{w3} , którego wartość będzie zawsze niezerowa dla wszystkich gałęzi oraz nie będzie zależeć od obciążenia przekształtnika. Na Rys. 59 przedstawiono obwód, przez jaki płynie dodatkowy prąd stanu jałowego i_{w3} .



Rys. 59. Obwód dodatkowego prądu stanu jałowego przekształtnika YY.

Założono, że prąd i_{w3} opisany będzie zależnością:

$$i_{w3} = I_{w3} \cdot f_j \quad (7.334)$$

Gdzie:

f_j – znormalizowana funkcja okresowa

I_{w3} – wartość szczytowa prądu i_{w3}

Dodatkowy składnik prądów gałęziowych nie może wpłynąć na ich moc czynną, ponieważ zaburzyłoby to działanie układu balansowania mocy gałęzi. Z tego powodu

funkcja f_j powinna być ortogonalna do przebiegu funkcji f_v :

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f_v \cdot f_j dt = 0 \quad (7.335)$$

Założono, że funkcja f_j będzie sinusoidą przesuniętą w fazie o $\pi/2$ radianów względem pierwszej harmonicznej napięcia f_v :

$$f_j(t) = \cos(t) \quad (7.336)$$

Trudnością zaproponowanej metody jest prawidłowy dobór wartości międzyszczytowej dodatkowego prądu. Powinna być ona możliwie jak najmniejsza, aby nie wprowadzać niepotrzebnych strat przewodzenia i równocześnie wystarczająco duża, aby zbalansować różnice pomiędzy modułami w gałęziach. W modelu symulacyjnym arbitralnie założono, że wartość I_{w3} będzie stała i równa około 0,05 pu.

Ostateczne przebiegi prądów balansujących przekształtnika YY dla gałęzi $1a$, $1b$, $2a$, $2b$ uwzględniające dodatkowy prąd biegu jałowego wynoszą:

$$i_{1a\ bal} = \frac{\overline{\Delta I}_{dc}}{2} + \overline{\Delta I}_{w1} + \left(\frac{\widetilde{\Delta I}_z}{2} + \widetilde{\Delta I}_{w1} \right) \cdot f_i + I_{w3} \cdot f_j \quad (7.337)$$

$$i_{1b\ bal} = \frac{\overline{\Delta I}_{dc}}{2} - \overline{\Delta I}_{w1} + \left(\frac{\widetilde{\Delta I}_z}{2} - \widetilde{\Delta I}_{w1} \right) \cdot f_i - I_{w3} \cdot f_j \quad (7.338)$$

$$i_{2a\ bal} = -\overline{\Delta I}_{w2} - \widetilde{\Delta I}_{w2} \cdot f_i + I_{w3} \cdot f_j \quad (7.339)$$

$$i_{2b\ bal} = \overline{\Delta I}_{w2} + \widetilde{\Delta I}_{w2} \cdot f_i - I_{w3} \cdot f_j \quad (7.340)$$

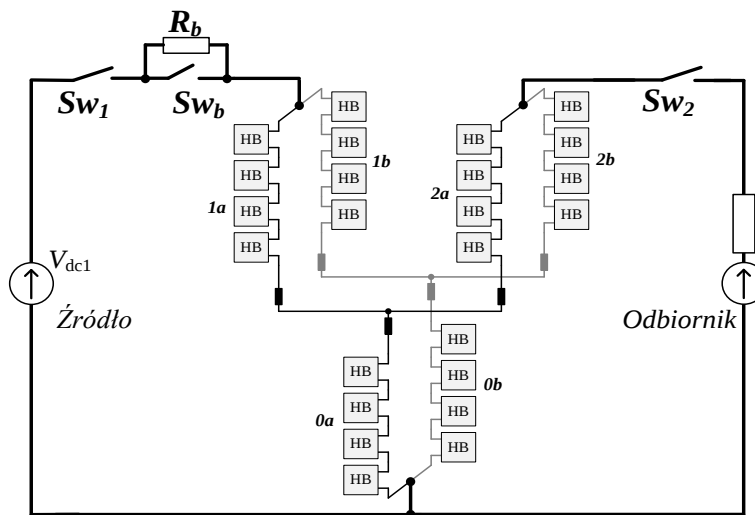
8. PROCEDURA ROZRUCHU PRZEKSZTAŁTNIKA YY

W rozdziale przedstawiono działanie układu rozruchowego przekształtnika YY. Jego głównym zadaniem jest naładowanie kondensatorów pośredniczących przekształtnika od napięcia zerowego, aż do wartości zadanej V_C^* . Jak wspomniano w rozdziale 2.4, każda komórka przekształtnika wyposażona jest w pomocniczy zasilacz potrzeb własnych, którego źródłem jest napięcie na zaciskach kondensatora pośredniczącego. Założono, że sterownik modułu może być uruchomiony, gdy napięcie pośredniczące w komórce przekroczy minimalne napięcie V_{start} . Proces rozruchu można podzielić na dwie fazy: pasywnego ładowania przy wyłączonych modułach i aktywnego ładowania z modułami pracującymi z modulacją PWM. Analogiczne rozwiązanie jest stosowane w trakcie rozruchu falowników MMC. W tym przypadku proces ładowania pasywnego odbywa się przez załączenie zasilania po stronie napięcia zmiennego i ładowania kondensatorów pośredniczących prądem przewodzonym przez diody zwrotne w modułach. Wartość szczytowa prądu rozruchowego jest ograniczona przez szeregowo włączone rezystory rozruchowe, które znajdują się po stronie napięcia zmiennego [96].

Układ uruchamiający przekształtnik YY jest bardziej skomplikowany niż w przypadku topologii falownika MMC, ponieważ gałęzie $2a$ oraz $2b$ nie są bezpośrednio połączone z napięciem wejściowym V_{dc1} . Uniemożliwia to naładowanie ich kondensatorów pośredniczących bez uruchomienia modułów w pozostałych gałęziach przekształtnika ($1a$, $1b$, $0a$, $0b$). Dalsze szczegóły przedstawiono w opisie poszczególnych etapów rozruchu.

Schemat układu rozruchowego przedstawiono na Rys. 60. Przekształtnik został uzupełniony o pomocnicze łączniki Sw_1 , Sw_2 , które odseparowują go od źródła zasilania i odbiornika oraz pomocniczy łącznik Sw_b połączony równolegle z rezystorem rozruchowym R_b .

W praktyce, realizacja łączników prądu stałego dla układów MVDC lub HVDC, czyli potencjalnych aplikacji topologii YY, jest technicznie niezwykle trudna do zrealizowania. Pierwsze udane próby zbudowania wyłącznika prądu stałego na napięcie 320kV podjęła się firma ABB [29]. Łączniki zaznaczone na Rys. 60 wymagane są jedynie przy założeniu, że zarówno źródło jak i odbiornik mają charakter niesterowanego źródła napięciowego. W przypadku, gdy źródło przekształtnika umożliwia ograniczenie prądu rozruchowego mogą być one pominięte. Problem rozruchu przekształtników MMC w przyszłych, wieloterminalowych sieciach prądu stałego HVDC jest znany i analizowany w artykułach naukowych. Jednym z proponowanych rozwiązań jest sekwencyjne uruchamianie poszczególnych przekształtników tworzących taką sieć [94].



Rys. 60. Przekształtnik YY z układem rozruchowym.

Opracowany metoda rozruchu została zweryfikowana symulacyjnie w rozdziale 9. Poszczególne fazy procesu zaznaczono na przebiegach prądów i napięć przekształtnika przedstawionych na Rys. 75.

Etap 0 – Warunki początkowe

W stanie początkowym łączniki Sw_1 , Sw_2 oraz Sw_b są otwarte. Kondensatory pośredniczące wszystkich modułów w przekształtniku są całkowicie rozładowane.

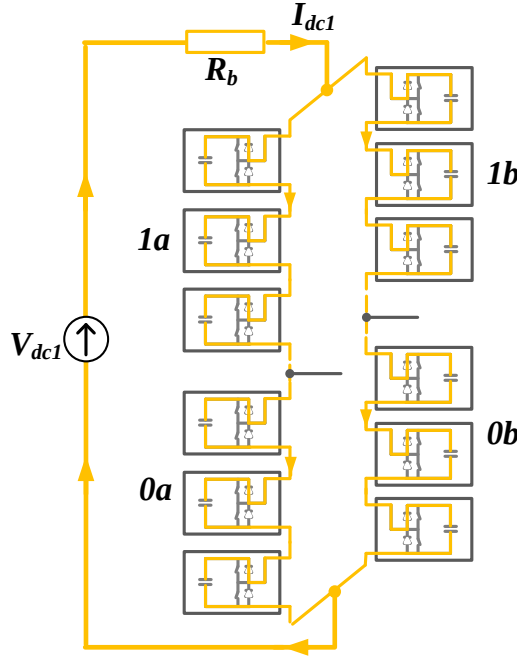
$$v_{C\ 1a,k} = v_{C\ 1b,k} = v_{C\ 2a,k} = v_{C\ 2b,k} = v_{C\ 0a,k} = v_{C\ 0b,k} = 0 \quad (8.341)$$

Dla:

$$t = t_0, \quad k = 1 \dots N$$

Etap 1 – Pasywne ładowanie kondensatorów pośredniczących gałęzi 1a, 1b, 0a, 0b

W pierwszym kroku sterownik przekształtnika YY zamyka łącznik Sw_1 . Z punktu widzenia źródła zasilania V_{dc1} , moduły oraz szeregowy rezystor R_b tworzą obwód typu RC. W obwodzie przewodzony jest prąd, który ładuje kondensatory pośredniczące w modułach gałęzi 1a, 1b, 0a, 0b (Patrz Rys. 61).



Rys. 61. Prąd rozruchowy przekształtnika YY w trakcie etapu 1.

Prąd w modułach przewodzony jest przez diody zwrotne D_1 (Patrz Tab. 5 – tryb pracy modułu A2). Gałęzie 2a oraz 2b nie uczestniczą w tym procesie, ponieważ w trakcie ładowania pasywnego różnica napięć na zaciskach gałęzi 0a oraz 0b jest w przybliżeniu równa zero (przy założeniu, że wartości pojemności kondensatorów pośredniczących oraz ich obciążenia są w przybliżeniu równe dla wszystkich modułów):

$$v_{0a} - v_{0b} \approx 0 \quad (8.342)$$

Wartość maksymalna prądu rozruchowego jest ograniczona przez rezystor R_b :

$$I_{dc1\,roz} \approx \frac{V_{dc1}}{R_b} \quad (8.343)$$

Zastępcza wartość pojemności kondensatorów pośredniczących widziana od strony źródła zasilania V_{dc1} wynosi:

$$C_{zas} \approx \frac{C}{2N} + \frac{C}{2N} = \frac{C}{N} \quad (8.344)$$

Ładowanie pasywne zakończone jest po upływie około 5 stałych czasowych układu:

$$t_1 \approx 5 \cdot R_b C_{zas} + t_0 \quad (8.345)$$

W analizie pominięto wpływ dławików gałęziowych L . Uproszczenie to jest wystarczające przy założeniu, że wartość rezystancji R_b jest znacznie większa od podwojonej impedancji falowej obwodu.

Końcowe wartości napięć kondensatorów pośredniczących w gałęziach $1a$, $1b$, $0a$, $0b$ muszą być wyższe od wartości napięcia wymaganego do uruchomienia modułów V_{start} :

$$v_{C\ 1a,k} = v_{C\ 1b,k} = v_{C\ 0a,k} = v_{C\ 0b,k} \approx \frac{V_{dc1}}{2N} > V_{start} \quad (8.346)$$

Dla:

$$t = t_1, \quad k = 1 \dots N$$

Po włączeniu modułów w gałęziach $1a$, $1b$, $0a$, $0b$ rozpoczyna się kolejny etap rozruchu przekształtnika.

Etap 2 – aktywne ładowanie kondensatorów pośredniczących gałęzi $1a$, $1b$, $0a$, $0b$ oraz pasywne ładowanie kondensatorów pośredniczących gałęzi $2a$, $2b$

Na początku drugiego etapu rozruchu zamykany jest pomocniczy łącznik S_{wb} , który zwiera rezystor ograniczającego prąd rozruchowy R_b . Następnie, moduły gałęzi $1a$, $1b$, $0a$, $0b$ rozpoczynają proces aktywnego ładowania kondensatorów pośredniczących do zadanej wartości napięcia V_C^* . W trakcie tego procesu, gałęzie $2a$ oraz $2b$ są nadal wyłączone.

Układ sterowania przekształtnika YY (patrz Rys. 36) kontroluje pracę czterech działających gałęzi przy następujących założeniach:

- W celu redukcji przeregulowania, sygnał referencyjny napięć kondensatorów pośredniczących $v_c^*(t)$ dla gałęzi $1a$, $1b$, $0a$, $0b$ rośnie liniowo (rampa) do wartości końcowej V_C^* :

$$v_c^*(t) = \begin{cases} \left(\frac{V_C^* - v_{C\ avg}(t_1)}{t_2 - t_1} \right) \cdot (t - t_1) + v_{C\ avg}(t_1) & \text{dla } t_1 < t < t_2 \\ V_C^* & \text{dla } t_2 < t \end{cases} \quad (8.347)$$

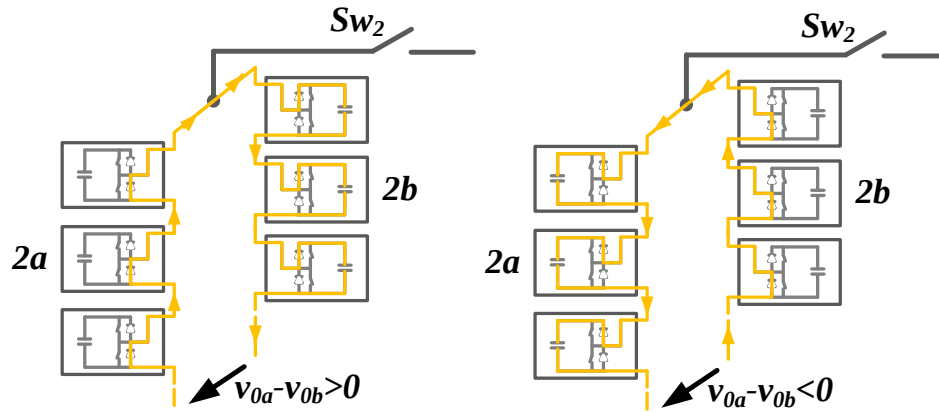
- Gałęzie $1a$, $1b$ pracują w zamkniętym układzie regulacji prądu i_{br}^* ,
- Gałęzie $0a$, $0b$ pracują w otwartym układzie regulacji napięcia v_{br}^* ,
- Zadana wartość prądu wyjściowego wynosi $I_{dc2}^* = 0$ (Stąd: $i_{1a}^* = i_{1b}^* = 0$),
- Prądy przewodzone przez gałęzie $2a$, $2b$ nie biorą udziału w balansowaniu mocy gałęzi: $\overline{\Delta I}_{w2} = 0$, $\widetilde{\Delta I}_{w2} = 0$, $p_{2a\ bal} = 0$, $p_{2b\ bal} = 0$, $i_{2a\ bal} = 0$, $i_{2b\ bal} = 0$ (patrz Rys. 58),
- Wartości napięć V_{BRDC} oraz V_{BRAC} są generowane przez układ rozruchowy,
- Składowa stała napięć gałęziowych V_{BRDC} jest równa połowie wartości napięcia wejściowego $V_{BRDC} = V_{dc1}/2$,
- Wartość szczytowa składowej zmiennej napięć gałęziowych V_{BRAC} rośnie od wartości zerowej, aż do wartości maksymalnej $V_{BRAC} = V_{dc1}/2$.

W trakcie drugiego etapu rozruchu w tym samym czasie wykonywane są dwie czynności: aktywne ładowanie napięć kondensatorów pośredniczących w gałęziach $1a$, $1b$, $0a$, $0b$ odbywa się równocześnie z pasywnym ładowaniem kondensatorów w gałęziach $2a$, $2b$. Aktywne ładowanie gałęzi $1a$, $1b$, $0a$, $0b$ jest kontrolowane przez układ balansujący, który nadaje za rosnącym sygnałem referencyjnym $v_c^*(t)$. W trakcie rozruchu zadane prądy gałęziowe są równe prądom balansującym:

$$i_{1a}^* = \underbrace{i_{1a}'}_{=0} + i_{1a\ bal} = i_{1a\ bal} \quad (8.348)$$

$$i_{1b}^* = \underbrace{i_{1b}'}_{=0} + i_{1b\ bal} = i_{1b\ bal} \quad (8.349)$$

Od strony działających gałęzi przekształtnika YY wyłączone moduły w gałęziach 2a, 2b stanowią obciążenie pojemnościowe (pomijając dławiki gałęziowe). W zależności od różnicy wartości chwilowych napięć v_{0a} oraz v_{0b} , ładowane są kondensatory pośredniczące w gałęzi 2a ($v_{0a} < v_{0b}$) albo 2b ($v_{0a} > v_{0b}$) (moduły w gałęziach 2a, 2b, pracują w trybach A2 albo B2 – patrz Tab. 5).



Rys. 62. Prąd gałęzi 2a, 2b w trakcie 2 etapu rozruchu przekształtnika.

Pasywne ładowanie kondensatorów gałęzi 2a, 2b zrealizowane jest przez stopniowe zwiększanie wartości szczytowej składowej zmiennej napięć gałęziowych V_{BRAC} . Po uwzględnieniu współczynnika skalującego m różnica napięć gałęzi 0a, 0b wynosi:

$$v_{0a} - v_{0b} = m \cdot V_{BRAC}(t) \cdot f_v \quad (8.350)$$

W trakcie każdego okresu składowej zmiennej napięć gałęziowych ładowane są na przemian kondensatory pośredniczące w obu gałęziach: 2a i 2b. Wartość końcowa napięcia $V_{BRAC} = V_{dc1}/2$ określa napięcie do jakiego naładowane są kondensatory pośredniczące w gałęziach 2a, 2b:

$$v_{C\ 2a,k} = v_{C\ 2b,k} \approx \frac{(v_{0a} - v_{0b})_{pp}}{N} = \frac{2 \cdot m \cdot V_{BRAC}(t_2)}{N} = \frac{m \cdot V_{dc1}}{N} > V_{start} \quad (8.351)$$

Dla:

$$t = t_2, \quad k = 1 \dots N$$

Etap 3 – aktywne ładowanie kondensatorów pośredniczących gałęzi 2a, 2b

Trzeci etap rozruchu rozpoczyna się gdy napięcia pośredniczące w gałęziach 1a, 1b, 0a, 0b ustabilizują się w pobliżu wartości zadanej V_C^* . W chwili $t = t_2$ uruchamiane są wstępnie naładowane komórki w gałęziach 2a, 2b. Układ sterowania przekształtnika YY pracuje przy następujących założeniach:

- Układ sterowania kontroluje pracę wszystkich 6 gałęzi przekształtnika,
- W celu redukcji stanów przejściowych, sygnał referencyjny napięć kondensatorów pośredniczących $v_c^*(t)$ dla gałęzi 2a, 2b rośnie liniowo (rampa) do wartości końcowej V_C^* (w sposób analogiczny jak w trakcie etapu 2 – zależność (8.347))
- Zadana wartość prądu wyjściowego wynosi $I_{dc2}^* = 0$ (Stąd: $i_{1a}' = i_{1b}' = i_{2a}' = i_{2b}' = 0$),
- Układ regulacji mocy gałęzi uwzględnia wszystkie składniki prądów balansujących $i_{br\ bal}$ (Rys. 58),
- Wartości napięć V_{BRDC} oraz V_{BRAC} są generowane przez układ rozruchowy w zależności od chwilowej wartości napięć pośredniczących w gałęziach 2a, 2b.

Wartości V_{BRAC} oraz V_{BRDC} są tak dobierane, aby wartość szczytowa referencji napięć v_{br}^* nie przekroczyła maksymalnej wartości wynikającej z aktualnego stanu naładowania kondensatorów pośredniczących gałęzi 2a, 2b:

$$0 < v_{2a}^* < v_{C\ 2a\ avg} \quad (8.352)$$

$$0 < v_{2b}^* < v_{C\ 2b\ avg} \quad (8.353)$$

Warunki (8.352)÷(8.353) zabezpieczają przekształtnik przed pracą w nadmodulacji. Wartości chwilowe napięć V_{BRAC} , V_{BRDC} obliczone są na podstawie zmodyfikowanych zależności (6.166) i (6.167):

$$V_{BRDC} = \frac{1}{2} (\min(V_{dc1}, NV_C^*) + \max(V_{dc1} - Nv_{C\ 2a\ avg}, V_{dc1} - Nv_{C\ 2b\ avg}, 0)) \quad (8.354)$$

$$V_{BRAC} = \frac{1}{2} (\min(V_{dc1}, NV_C^*) - \max(V_{dc1} - Nv_{C\ 2a\ avg}, V_{dc1} - Nv_{C\ 2b\ avg}, 0)) \quad (8.355)$$

Proces ładowania aktywnego jest zakończony, gdy napięcia pośredniczące gałęzi 2a, 2b ustabilizują się w pobliżu wartości zadanej V_C^* .

Etap 4 – uruchomienie przekształtnika

W chwili, gdy wszystkie napięcia pośredniczące w modułach przekształtnika osiągną wartość zadaną V_C^* proces rozruchu można uznać za zakończony. W ostatnim kroku w chwili $t=t_3$ układ sterowania przekształtnika przełącza tymczasowe sygnały napięć V_{BRAC} oraz V_{BRDC} do wartości obliczanych na podstawie zależności (6.166) i (6.167) oraz zamyka łącznik Sw_2 ($t = t_4$).

9. WERYFIKACJA DZIAŁANIA PRZEKSZTAŁTNIKA YY

9.1. Wprowadzenie

Przekształtnik YY charakteryzuje się dużym stopniem złożoności. Zaprojektowanie i zbudowanie w pełni funkcjonalnego demonstratora wiązałoby się ze względnie dużymi nakładami czasowymi i finansowymi. Z tego względu zdecydowano, aby działanie przekształtnika YY sprawdzić symulacyjnie. Weryfikację przeprowadzono za pomocą dwóch narzędzi. Wstępne badania wykonano w graficznym programie symulacyjnym PLECS® [106]. W tym celu zbudowano model symulacyjny przykładowego przekształtnika YY. Model uwzględnia dyskretną implementację układu sterowania, modulację PWM, czasy martwe sygnałów bramkowych oraz rozrzuty parametrów pomiędzy modułami przekształtnika. Zaletą tej metody weryfikacji jest pełen dostęp do parametrów

modelu, takich jak stratności pojedynczych elementów półprzewodnikowych czy wartości indukcyjności lub pojemności elementów pasywnych. Dodatkowo, wykorzystany program symulacyjny umożliwia porównanie i wizualizację na wykresie dowolnych sygnałów wewnętrznych w modelu, co znacznie ułatwia analizę.

Symulacja w programie PLECS® nie odbywa się w tzw. czasie rzeczywistym, co oznacza, że przedział czasu potrzebny na obliczenie zadanej symulacji może być wielokrotnie dłuższy od symulowanego przedziału czasu działania przekształtnika. Z tego względu, model układu sterowania przekształtnika jest wyidealizowany i nie jest w żaden sposób ograniczony, co do stopnia skomplikowania, złożoności obliczeniowej, występowania opóźnień i zakłóceń pomiarowych itp.

Wady tej pozbawiona jest metoda wykorzystująca systemy czasu rzeczywistego RTS oraz symulacje typu HIL. W tym przypadku, symulowane są jedynie obwody mocy układu energoelektronicznego, natomiast układ kontroli przekształtnika jest uruchomiony w rzeczywistym sterowniku mikroprocesorowym, który pracuje z docelową częstotliwością pracy. Wartości chwilowe sygnałów napięciowych i prądowych modelu przekształtnika są dostępne dla układów pomiarowych sterownika poprzez zastosowanie przetworników cyfrowo-analogowych DAC. Natomiast w przeciwnym kierunku, kontroler steruje pracą modelu generując odpowiednie sygnały brankowe łączników półprzewodnikowych PWM, które są odczytywane przez symulator poprzez interfejs cyfrowy.

Zaletą symulacji typu HIL jest możliwość pełnej weryfikacji działania układu sterowania przekształtnika w warunkach bardziej zbliżonych do rzeczywistych. Wadą tej metody jest stopień skomplikowania samego symulatora, który musi umożliwiać uruchomienie modelu obwodów mocy przekształtnika w czasie rzeczywistym, z krokiem symulacyjnym znacznie krótszym od częstotliwości pracy testowanego układu sterowania.

Działanie układu sterowania przekształtnika YY zostało przebadane za pomocą systemu symulacyjnego RTS udostępnionego przez Korporacyjne Centrum Badawcze ABB w Krakowie [102]. Układ umożliwia badanie różnych topologii wielopoziomowych przekształtników modułowych MMC. Jest on wyposażony w symulator czasu rzeczywistego OPAL-RT® [104], sterownik przemysłowy AC 800PEC® [103] oraz zestaw sterowników modułowych wyposażonych w procesory sygnałowe DSP firmy Texas Instruments z rodziny C2000® [105].

9.2. Założenia modelu symulacyjnego przekształtnika YY

Model przekształtnika YY został zbudowany przy następujących założeniach:

- Całkowita liczba modułów w topologii nie powinna przekraczać: $N \cdot 6 = 30$,
- Częstotliwość modulacji PWM nie powinna przekraczać 1 kHz,
- Układ sterownia przekształtnika pracuje w sposób dyskretny,
- Moduły przekształtnika zawierają falownik typu półmostek,
- Moduły od strony napięcia pośredniczącego są obciążone rezystancją równoległą do kondensatora $R_{p,k}$ oraz źródłem prądowym pracującym przy stałej mocy ($I_{d,k} = P_{d,k} / V_{C,k}$, obciążenie to symuluje straty własne modułu związane pracą pomocniczego źródła zasilania),
- Obciążenie modułów uruchamia się, gdy wartość napięcia pośredniczącego przekroczy napięcie V_{start} ,
- Zarówno źródło jak i obciążenie przekształtnika mają charakter źródła napięciowego z szeregowo połączoną indukcyjnością i rezystancją.

Parametry modelu zostały tak dobrane, aby można było je wykorzystać zarówno w symulacjach zrealizowanych w programie PLECS®, jak i w symulatorze RTS.

Pierwsze założenie, dotyczące maksymalnej liczby modułów, wynikają z ograniczeń technicznych symulacji typu *offline* przeprowadzonych w programie PLECS®. Jest to wynik kompromisu pomiędzy czasem potrzebnym do obliczenia pojedynczej symulacji, a stopniem skomplikowania modelu. Założona liczba modułów jest wystarczająca do sprawdzenia działania układu balansowania napięć kondensatorów pośredniczących.

Drugie założenie, dotyczące maksymalnej częstotliwości modulacji PWM pojedynczej komórki f_{sw} wynika z ograniczeń sprzętowych symulatora RTS.

Dla uproszczenia symulacji założono, że zarówno źródło jak i odbiornik przekształtnika mają charakter źródła napięciowego. W rzeczywistych warunkach, przypadek taki wystąpiłby np. w sieci prądu stałego, gdy przekształtnik będzie łączył dwie linie przesyłowe o różnych poziomach napięcia.

9.3. Projektowanie przekształtnika YY – przygotowanie modelu symulacyjnego

W rozdziale opisano poszczególne kroki projektowania przekształtnika YY dla założonej mocy i napięć znamionowych urządzenia. Parametry rozważanego przekształtnika są przedstawione w Tab. 12. Zostały one dobrane w taki sposób, aby spełnione były główne założenia modelu symulacyjnego, które są przedstawione w rozdziale 9.2.

Tab. 12. Podstawowe parametry projektowanego przekształtnika YY.

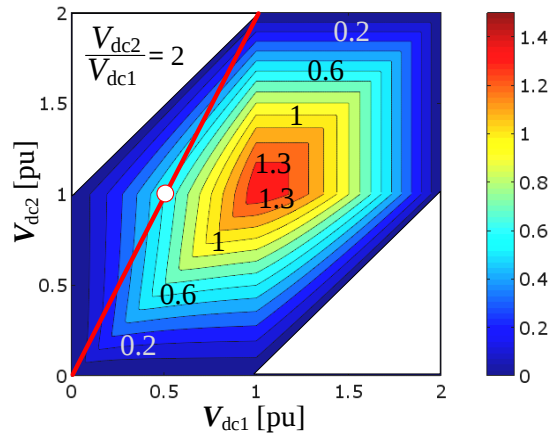
Znamionowe napięcie wejściowe	$V_{dc1} = 2500 \text{ V}$
Znamionowe napięcie wyjściowe	$V_{dc2} = 5000 \text{ V}$
Znamionowa moc	$P_n = \pm 250 \text{ kW}$

Krok 1 – dobór wartości maksymalnego napięcia gałęziowego względem punktu pracy przekształtnika

W pierwszym kroku dobrano wartość napięcia bazowego V_{base} jednostek względnych przekształtnika YY. Wartość napięcia V_{base} jest równa maksymalnej wartości napięcia gałęziowego: $V_{base} = V_C \cdot N$. Założono, że wartość tego napięcia będzie tak dobrana, aby zminimalizować wartości skuteczne prądów gałęziowych. Zapewni to zmniejszenie wartości strat przewodzenia przekształtnika. Do tego celu posłużono się wykresem konturowym przedstawionym w rozdziale 6.5 (Rys. 51), który ponownie zamieszczono na Rys. 63. Wykres określa, ile wynosi moc przekształtnika YY przy założeniu, że wartość skuteczna prądu najbardziej obciążonej gałęzi wynosi 1 pu. Na wykresie wyrysowano prostą odpowiadającą założonemu współczynnikowi wzmocnienia napięcia projektowanego przekształtnika ($V_{dc2} / V_{dc1} = 2$). W punkcie $V_{dc1} = 0,5 \text{ pu}$, $V_{dc2} = 1 \text{ pu}$ moc przekształtnika ma największą wartość. Wobec tego założono, że napięcie bazowe będzie tak dobrane, aby był to znamionowy punkt pracy przekształtnika.

$$V_{base} = V_{dc2} = 5000 \text{ V} \quad (9.356) \quad P_{base} = 250 \text{ kW} \quad (9.357)$$

$$I_{base} = 250 \text{ kW} / 5 \text{ kV} = 50 \text{ A} \quad (9.358) \quad Z_{base} = (5 \text{ kV})^2 / 250 \text{ kW} = 100 \Omega \quad (9.359)$$



Rys. 63. Moc przekształtnika przy założeniu, że maksymalna wartość skuteczna prądu gałęziowego wynosi 1 pu.

Krok 2 – dobór liczby poziomów i napięcia znamionowego kondensatorów pośredniczących

Dobór liczby poziomów, a w konsekwencji wartości znamionowej napięcia kondensatorów pośredniczących jest ściśle powiązana z klasą napięciową łączników półprzewodnikowych, z jakich zbudowane będą falowniki w komórkach przekształtnika. Na podstawie wartości mocy znamionowej przekształtnika oraz wartości prądów gałęziowych, arbitralnie założono, że maksymalne napięcie blokowania zamodelowanych łączników wynosić będzie 1,7 kV. Założona wartość znamionowa napięć pośredniczących w modułach wynosi $V_C^* = 1$ kV. Odpowiada to typowym warunkom pracy tranzystorów IGBT 1,7kV [93]. Wobec tego liczba modułów w pojedynczej gałęzi projektowanego przekształtnika YY wynosi:

$$N = V_{base} / V_C^* = \frac{5000 V}{1000 V} = 5 \quad (9.360)$$

Całkowita liczba modułów w przekształtniku wynosi $N_{Tot} = 5 \cdot 6 = 30$. Otrzymana wartość spełnia założenie modelu symulacyjnego co do maksymalnej liczby modułów (Patrz rozdział 9.2).

Krok 3 – dobór częstotliwości łączeń modułów f_{sw}

Ze względu na ograniczenia techniczne symulatora RTS, arbitralnie założono, że częstotliwość pracy modulatora PWM wynosi $f_{sw} = 1$ kHz. Z uwagi na straty łączeniowe tranzystorów, częstotliwość pracy modułów przekształtnika powinna być jak najmniejsza. Prawidłowy dobór częstotliwości pracy poszczególnych komórek jest złożonym zagadnieniem, wymagającym kompleksowej analizy impedancji cieplnej układu chłodzenia przekształtnika, charakterystyk strat łączeniowych tranzystorów IGBT, napięcia kondensatorów pośredniczących, wartości prądów roboczych, wartości rezystancji bramkowych itp.

Krok 4 – częstotliwość pracy dyskretnego układu sterowania przekształtnika

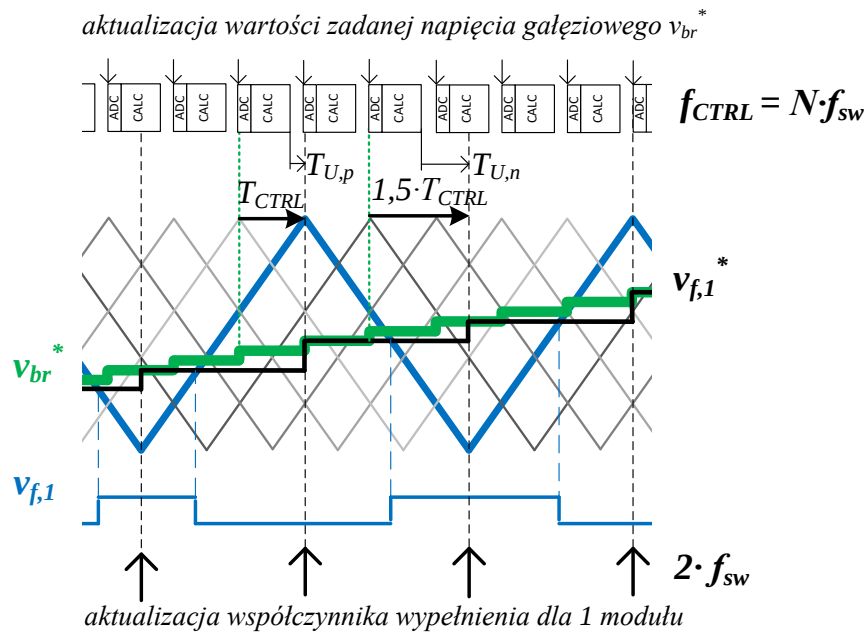
Założono, że układ sterowania przekształtnika YY pracuje z częstotliwością równą wypadkowej częstotliwości modulacji napięć gałęziowych $f_{CTRL} = 1/T_{CTRL} = N \cdot f_{sw}$. Wartości zadane napięć gałęziowych v_{br}^* są odświeżane N razy na okres pracy pojedynczego modułu $T_{sw} = 1/f_{sw}$, w chwilach czasowych, gdy nośne modulatorów w gałęzi osiągają wartość szczytową (Rys. 64). W celu minimalizacji opóźnień występujących w układzie

regulacji założono, że dla pojedynczego modułu, cyfrowy modulator PWM odświeża wartość współczynnika wypełnienia dwa razy na okres, w chwilach, gdy trójkątny sygnał nośny osiąga wartość minimalną lub maksymalną (tzw. *double update mode*). Średnia wartość opóźnienia dla takiego sposobu pracy modulatora wynosi $T_{PWM}=0,25 \cdot T_{sw}$ [91]. Dodatkowe opóźnienie wprowadzone jest przez dyskretny układ sterowania. Uwzględnić należy czas potrzebny na dokonanie pomiarów T_{ADC} , czas obliczeń T_{CALC} oraz dodatkowe opóźnienie T_U wynikające z odświeżania współczynnika wypełnienia modulatora. Sumaryczne opóźnienie układu sterowania wynosi T_{CTRL} lub $1,5 \cdot T_{CTRL}$ w zależności, czy aktualizacja współczynnika wypełnienia odbywa się, gdy sygnał nośny osiąga wartość maksymalną ($T_{U,p}$) lub minimalną ($T_{U,n}$). Ostatecznie, średnia wartość całkowitego opóźnienia dla pojedynczego modułu wynosi:

$$T_d \approx \underbrace{T_{ADC} + T_{CALC} + \frac{T_{U,p} + T_{U,n}}{2}}_{1,25 T_{CTRL}} + T_{PWM} = 1,25 \cdot \frac{T_{sw}}{N} + 0,25 \cdot T_{sw} =$$

$$= \frac{5 + N}{4N \cdot f_{sw}} = \frac{10}{20 \cdot 1000 \text{ Hz}} = 500 \text{ us} \quad (9.361)$$

Napięcie gałęziowe jest sumą napięć generowanych przez poszczególne moduły. Opóźnienie dla każdego modułu jest identyczne, więc dla całej gałęzi jest ono również opisane zależnością (9.361).



Rys. 64. Odświeżanie współczynnika wypełnienia cyfrowego modulatora PWM dwa razy na okres sygnału nośnego. Wyszczególnione trójkątny sygnał nośny i sygnał wyjściowy modulatora pierwszego modułu.

Krok 5 – dobór częstotliwości funkcji f_v, f_i

W celu zmniejszenia wartości skutecznych prądów gałęziowych założono, że funkcje opisujące składowe zmienne napięć i prądów gałęziowych: f_i, f_v będą zawierały pierwszą i trzecią harmoniczną (patrz zależność (6.192)). Podstawowa częstotliwość funkcji f_v oraz f_i powinna być możliwie największa w celu zmniejszenia wymaganej wartości pojemności

kondensatorów pośredniczących w komórkach (patrz zależność (6.210)). Maksymalna wartość częstotliwości funkcji f_v oraz f_i jest ograniczona przez pasmo przenoszenia układu regulacji prądów gałęziowych. Pasma krytyczne ω_{BW} jest odwrotnie proporcjonalne do całkowitego opóźnienia T_d występującego w pętli regulacji. Arbitralnie założono, że częstotliwość pierwszej harmonicznej funkcji f_v oraz f_i jest 10-razy mniejsza od wartości wynikającej z pasma krytycznego ω_{BW} :

$$2\pi \cdot f_z \approx 0,1 \cdot \omega_{BW} \quad (9.362)$$

Pasma krytyczne obliczone na podstawie zależności (3.62) oraz (9.362) jest równe:

$$\omega_{BW} \approx \frac{\pi}{2 \cdot T_d} = \frac{4\pi N}{2 \cdot (N + 5)} \cdot f_{sw} = \frac{4\pi \cdot 5}{2 \cdot (5 + 5)} \cdot 1000 \text{ Hz} = 3141 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \quad (9.363)$$

Na podstawie zależności (9.362) częstotliwość pierwszej harmonicznej funkcji okresowych f_v, f_i wynosi:

$$f_z = 0,1 \cdot \frac{3141}{2\pi} \approx 50 \text{ Hz} \quad (9.364)$$

Krok 6 – dobór wartości indukcyjności dławików gałęziowych

Wartość indukcyjności dławików gałęziowych została obliczona przy założeniu, że wartość współczynnika tętnień prądów K_{ri} , która zdefiniowana jest w rozdziale 6.10, nie przekroczy wartości 0,05. Na podstawie zależności (6.166), (6.167), (6.192), (6.193), (6.241) obliczono przybliżoną wartość międzyszczytową przebiegu prądu dla najbardziej obciążonej gałęzi:

$$I_{pp\ br} = a_f \cdot \frac{V_{dc2} - V_{BRDC}}{V_{dc2} \cdot V_{BRAC}} = 1,47 \cdot \frac{1 - 0,25}{1 \cdot 0,25} = 4,4 \text{ pu} \quad (9.365)$$

Na podstawie analizy przedstawione w rozdziale 6.9 arbitralnie założono, że wartość współczynnika skalującego napięcie V_{BRAC} wynosi $m=0,75$. Ostateczna przeskalowana wartość międzyszczytowa $I_{pp\ br}$ wynosi:

$$I_{pp\ br} = \frac{4,4 \text{ pu}}{0,75} = 5,86 \text{ pu} \quad (9.366)$$

$$I_{pp\ br} = 5,86 \cdot 50 \text{ A} = 293 \text{ A} \quad (9.367)$$

Iloraz częstotliwości łążeń f_{sw} do częstotliwości f_z wynosi:

$$k_{f_{sw}} = \frac{f_{sw}}{f_z} = \frac{1000 \text{ Hz}}{50 \text{ Hz}} = 20 \quad (9.368)$$

Ostatecznie, wartość indukcyjności gałęziowych w jednostkach względnych i SI jest równa:

$$L = \frac{2\pi}{3N^2 \cdot k_{fsw} \cdot K_{ri} \cdot I_{brpp}} = \frac{2\pi}{3 \cdot 5^2 \cdot 20 \cdot 0,05 \cdot 4,4} = 0,014 \text{ pu} \quad (9.369)$$

$$L = L \cdot L_{base} = L \cdot \frac{V_{base}^2}{\omega_{base} \cdot P_{base}} = L \cdot \frac{(5000 \text{ V})^2}{2\pi \cdot 50 \text{ Hz} \cdot 250000 \text{ W}} \approx 4,5 \text{ mH} \quad (9.370)$$

Krok 7 – dobór wartości pojemności kondensatorów pośredniczących

Wartość pojemności kondensatorów pośredniczących została obliczona przy założeniu, że wartość współczynnika tętnień napięcia K_{rv} , która zdefiniowana jest w rozdziale 6.7, nie przekroczy wartości 0,1 dla najbardziej obciążonej gałęzi. Wartość pojemności kondensatorów pośredniczących otrzymana na podstawie zależności (6.207) wynosi:

$$C \approx \frac{N}{K_{rv}} \cdot \left(\int \tilde{p}_{br} dt \right)_{pp} \quad (9.371)$$

Wartość międzyszczytową całki składowej zmiennej mocy chwilowej gałęzi oszacowano na podstawie wykresu konturowego przedstawionego na Rys. 53. Dla znamionowego punktu pracy $V_{dc1} = 0,5 \text{ pu}$, $V_{dc2} = 1 \text{ pu}$, oraz mocy $P = 1 \text{ pu}$, wynosi ona:

$$\left(\int \tilde{p}_{br} dt \right)_{pp} \approx 3,5 \text{ pu} \quad (9.372)$$

Dominujący składnik mocy chwilowej gałęzi przekształtnika jest odwrotnie proporcjonalny do wartości napięcia V_{BRAC} (patrz zależności (6.212)÷(6.218)).

Po uwzględnieniu skalowania jego wartości przez współczynnik m , wartość pojemności kondensatorów pośredniczących w jednostkach względnych i SI jest równa:

$$C = \frac{5}{0,1} \cdot 3,5 \cdot \frac{1}{m} = \frac{5}{0,1} \cdot 3,5 \cdot \frac{1}{0,75} = 233 \text{ pu} \quad (9.373)$$

$$C = C \cdot C_{base} = C \cdot \frac{P_{base}}{V_{base}^2 \cdot \omega_{base}} = 233 \cdot \frac{250000 \text{ W}}{2\pi \cdot 50 \text{ Hz} \cdot (5000 \text{ V})^2} \approx 7,4 \text{ mF} \quad (9.374)$$

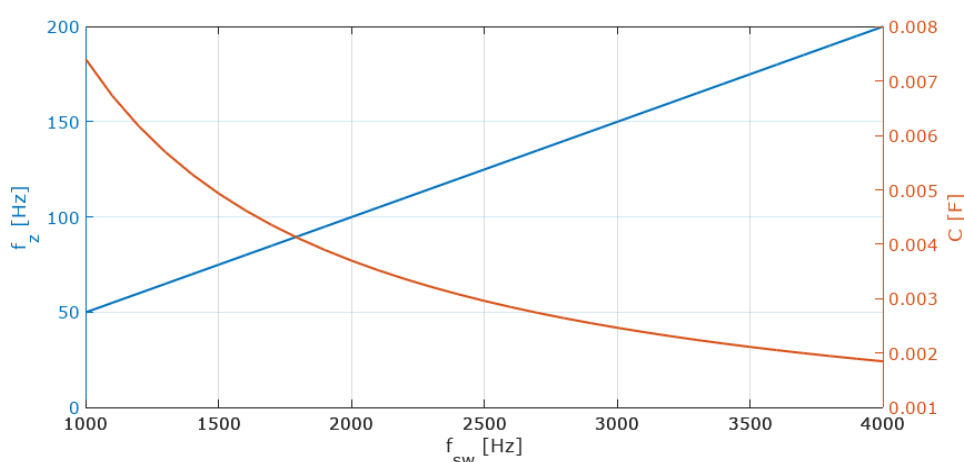
Dla założonych parametrów pracy projektowanego przekształtnika YY ($P=250\text{kW}$), wymagana wartość pojemności kondensatorów modułowych jest bardzo wysoka (7,4mF/1000V). W przypadku realizacji rzeczywistego urządzenia byłaby ona nieakceptowalna za względu na koszt i wymiary kondensatorów pośredniczących.

Wartość pojemności C jest bezpośrednio związana z wartością częstotliwości prądów cyrkulujących w przekształtniku. Częstotliwość f_z dobrano na podstawie pasma przenoszenia układu regulacji prądów gałęziowych, które zależy od wartości opóźnień w torze regulacji i częstotliwości pracy modulatora PWM w pojedynczym module. Wartość częstotliwości ($f_{sw} = 1 \text{ kHz}$) została dobrana ze względu na ograniczenia techniczne symulatora RTS, za pomocą którego przeprowadzono badania symulacyjne działania przekształtnika YY.

Dla porównania, na Rys. 65 przedstawiono wykres wymaganych wartości pojemności

kondensatorów pośredniczących oraz wartości częstotliwości prądów cyrkulujących, przy założeniu, że częstotliwość łączy modułów jest większa od 1 kHz i wartość współczynnika tętnień napięć kondensatorów pośredniczących wynosi $K_{rv} = 0,1$. Wartość częstotliwości prądów cyrkulujących f_z obliczono za pomocą zależności (9.361)÷(9.364). Dla zilustrowanych warunków pracy wymagane są mniejsze wartości pojemności kondensatorów pośredniczących. Okupione jest to kosztem zwiększonych łączeniowych strat mocy oraz zwiększonymi wymaganiami, co do wartości maksymalnego opóźnienia występującego w torze regulacji prądów gałęziowych.

Zagadnienie optymalnego doboru parametrów przekształtnika YY jest złożone. Wymaga ono prawidłowego określenia funkcji kosztu, która uwzględniać powinna m.in., wymiary przekształtnika, koszt jego realizacji, sprawność przekształcania energii elektrycznej oraz występujące ograniczenia techniczne wynikające z implementacji mikroprocesorowej układu sterowania.



Rys. 65. Wartości wymaganej pojemności kondensatorów pośredniczących C oraz wartość częstotliwości prądów cyrkulujących f_z w funkcji częstotliwości pracy modulatora napięcia PWM pojedynczego modułu f_{sw} .

Krok 8 – dobór nastaw regulatorów prądów

Wartość wzmocnienia proporcjonalnego regulatora prądu gałęziowego dobrana została na podstawie przybliżonej zależności (3.63) zapewniającej $\phi_{PM} = 45^\circ$ zapas fazy:

$$K_p = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{L}{T_d} = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{4N}{5+N} \cdot f_{sw} \cdot L = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{4 \cdot 5}{5+5} \cdot 1000 \text{ Hz} \cdot 4,5 \text{ mH} \approx 7,2 \frac{\text{V}}{\text{A}} \quad (9.375)$$

Krok 9 – dobór wzmocnienia układu balansującego na poziomie modułowym

Współczynnik wzmocnienia K_{pc} układu balansowania na poziomie modułowym został oszacowany na podstawie przybliżonej zależności (3.56). Założono, że maksymalna wartość szczytowa składowej balansującej nie przekroczy 5% napięcia pośredniczącego dla 10% uchybu. Stąd wartość wzmocnienia K_{pc} wynosi:

$$K_{pc} = \frac{\gamma}{\varepsilon} = \frac{5\%}{10\%} \approx 0,5 \quad (9.376)$$

Weryfikacja symulacyjna wykazała, że układ balansowania jest stabilny dla założonej wartości współczynnika wzmocnienia.

Krok 10 – dobór regulatora $G_R(s)$ układu balansującego na poziomie gałęziowym

Regulator $G_R(s)$ na podstawie uchybu energii pola elektrycznego kondensatorów pośredniczących w gałęzi wypracowuje sygnał proporcjonalny do mocy balansującej $p_{br\ bal}$. Regulator powinien charakteryzować się dobrą tłumiennością dla tętnień napięć kondensatorów pośredniczących. W przeciwnym wypadku składowe zmienne napięcia zniekształcą przebiegi zadanych prądów balansujących $i_{br\ bal}$ (patrz Rys. 24).

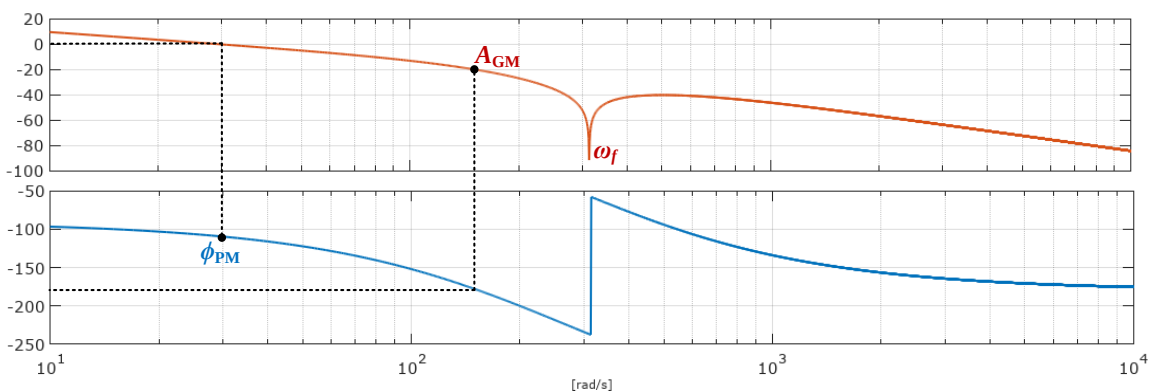
Równocześnie wartość wzmacnienia regulatora $G_R(s)$ powinna zapewniać względnie mały uchyb napięć kondensatorów pośredniczących w stanie ustalonym. Uwzględniając wyniki analizy przedstawionej w rozdziale 3.7 zdecydowano, aby funkcja przejścia regulatora $G_R(s)$ była złożeniem trzech szeregowo połączonych członów: regulatora proporcjonalnego o wzmacnieniu K_b , filtra dolnoprzepustowego pierwszego rzędu $G_{LP}(s)$ o częstotliwości granicznej ω_b oraz filtra pasmowo-zaporowego typu *notch* $G_N(s)$ o częstotliwości rezonansowej równej częstotliwości składowych zmiennych prądów i napięć gałęziowych f_z . Składowe zmienne o tej częstotliwości są dominujące w tętnieniach napięć kondensatorów pośredniczących (pierwszy i trzeci składnik zależności (6.112) ÷ (6.217)). Ostateczna postać założonej funkcji przejścia $G_R(s)$ wynosi:

$$G_R(s) = K_b \cdot G_{LP}(s) \cdot G_N(s) = K_b \cdot \left(\frac{\omega_b}{\omega_b + s} \right) \cdot \left(\frac{s^2 + \omega_f^2}{s^2 + 2\omega_f s + \omega_f^2} \right) \quad (9.377)$$

Dobór wartości wzmacnienia K_b i częstotliwości granicznej ω_b dobrano na podstawie analizy logarytmicznych wykresów częstotliwościowych Bode'go dla otwartego układu regulacji. Głównym kryterium było uzyskanie możliwie dużego wzmacnienia statycznego w celu redukcji uchybu ustalonego i zapewnienie odpowiedniego marginesu fazy i amplitudy. Funkcja przejścia otwartego układu regulacji przedstawionego na Rys. 24 redukuje się w idealnym przypadku do postaci:

$$G_R(s) = K_b \cdot G_{LP}(s) \cdot G_N(s) \cdot \frac{1}{s} \quad (9.378)$$

Na Rys. 66 przedstawiono wykresy częstotliwościowe dla parametrów $K_b = 30$, $\omega_b = 200$ rad/s, $\omega_f = 314$ rad/s. Zapas fazy i amplitudy dla tak dobranych parametrów wynosi $\phi_{PM} = 70^\circ$, $A_{GM} = 20$ dB. Przedstawione parametry są przybliżone, ponieważ pominięto tutaj wpływ stratności modułów.



Rys. 66. Charakterystyka częstotliwościowa otwartego układu balansowania mocy gałęzi.

Dyskretną realizację regulatora dla założonej częstotliwości pracy układu sterownia otrzymano za pomocą metody Tustina. Wykorzystano do tego oprogramowanie komputerowe MATLAB®:

$$G_R(z) = Z\{G_R(s)\} = 30 \cdot \frac{0,0196z + 0,0196}{z - 0,961} \cdot \frac{0,941z^2 - 1,878z + 0,941}{z^2 - 1,878z + 0,8818} \quad (9.379)$$

Tłumienie regulatora $G_R(z)$ dla składowej zmiennej o częstotliwości f_z wynosi -20 dB. Wzmocnienie dla sygnału stałego wynosi 29 dB.

9.4. Parametry modelu symulacyjnego

Na podstawie analizy przeprowadzonej w rozdziale 9.3 zrealizowano model symulacyjny przekształtnika YY. Założono, że wartości pojemności kondensatorów pośredniczących i stratności modułów charakteryzują się około +/- 20 % rozrzutem. Wartość ta jest celowo przeszacowana w stosunku do rozrzutu rzeczywistych elementów, aby zweryfikować działanie układu balansowania w szczególnie wymagających warunkach. W rzeczywistym urządzeniu nie powinny one przekroczyć +/- 5 %. Parametry modelu symulacyjnego przedstawiono w Tab. 13.

Tab. 13 Założone parametry modelu symulacyjnego przekształtnika YY.

Liczba modułów w gałęzi	$N = 5$
Napięcie zadane kondensatorów pośredniczących	$V_C^* = 1000 \text{ V}$
Znamionowa moc przekształtnika	$P_n = 250 \text{ kW}$
Napięcie wejściowe V_{dc1}	$V_{dc1} = 2,5 \text{ kV}$
Napięcie wyjściowe V_{dc2}	$V_{dc2} = 5 \text{ kV}$
Indukcyjność i rezystancja wejściowa	$R_{in} = 1,5 \text{ m}\Omega, L_{in} = 5 \text{ uH}$
Indukcyjność i rezystancja wyjściowa	$R_{out} = 1,5 \text{ m}\Omega, L_{out} = 4,5 \text{ uH}$
Częstotliwość składowych zmiennych prądów i napięć	$f_z = 50 \text{ Hz}$
Funkcje opisujące składowe zmienne prądów i napięć	$f_i(t) = f_v(t) = 1,15 \cdot \sin(2\pi f_z \cdot t) + 0,2 \cdot \sin(3 \cdot 2\pi f_z \cdot t)$
Częstotliwość pracy modulatora PWM	$f_{sw} = 1 \text{ kHz}$
Częstotliwość pracy dyskretnego układu regulacji	$f_{CTRL} = 5 \text{ kHz}$
Maksymalna i minimalna wartość współczynnika wypełnienia sygnału PWM	$d_{min} = 0,02, d_{max} = 0,98$
Czas martwy tranzystora	$T_{dt} = 2 \text{ us}$
Indukcyjności dławików gałęziowych	$L_{1a} = 4,4 \text{ mH}, L_{1b} = 4,3 \text{ mH}, L_{2a} = 4,8 \text{ mH},$ $L_{2b} = 4,7 \text{ mH}, L_{0a} = 4,8 \text{ mH}, L_{0b} = 4,6 \text{ mH}$

Rezystancje dławików gałęziowych	$R_{L1a} = 1,2 \text{ m}\Omega$, $R_{L1b} = 1,5 \text{ m}\Omega$, $R_{L2a} = 1,1 \text{ m}\Omega$, $R_{L2b} = 1 \text{ m}\Omega$, $R_{L0a} = 0,9 \text{ m}\Omega$, $R_{L0b} = 1,1 \text{ m}\Omega$
Pojemności pośredniczące modułów	$C_{1a,1} = 7 \text{ mF}$, $C_{1a,2} = 6,3 \text{ mF}$, $C_{1a,3} = 7,5 \text{ mF}$, $C_{1a,4} = 7,6 \text{ mF}$, $C_{1a,5} = 7,3 \text{ mF}$, $C_{1b,1} = 7,4 \text{ mF}$, $C_{1b,2} = 7,8 \text{ mF}$, $C_{1b,3} = 7,5 \text{ mF}$, $C_{1b,4} = 6,7 \text{ mF}$, $C_{1b,5} = 7 \text{ mF}$, $C_{2a,1} = 6,5 \text{ mF}$, $C_{2a,2} = 6,5 \text{ mF}$, $C_{2a,3} = 7,8 \text{ mF}$, $C_{2a,4} = 7,5 \text{ mF}$, $C_{2a,5} = 7,8 \text{ mF}$, $C_{2b,1} = 8,5 \text{ mF}$, $C_{2b,2} = 7,4 \text{ mF}$, $C_{2b,3} = 8,3 \text{ mF}$, $C_{2b,4} = 7,3 \text{ mF}$, $C_{2b,5} = 7 \text{ mF}$, $C_{0a,1} = 7,6 \text{ mF}$, $C_{0a,2} = 7,5 \text{ mF}$, $C_{0a,3} = 7,8 \text{ mF}$, $C_{0a,4} = 8 \text{ mF}$, $C_{0a,5} = 7,5 \text{ mF}$, $C_{0b,1} = 7 \text{ mF}$, $C_{0b,2} = 6,7 \text{ mF}$, $C_{0b,3} = 6,7 \text{ mF}$, $C_{0b,4} = 7,3 \text{ mF}$, $C_{0b,5} = 7,8 \text{ mF}$
Rezystancje równoległe kondensatorów pośredniczących	$R_{p1a,1} = 23 \text{ k}\Omega$, $R_{p1a,2} = 25 \text{ k}\Omega$, $R_{p1a,3} = 22 \text{ k}\Omega$, $R_{p1a,4} = 22 \text{ k}\Omega$, $R_{p1a,5} = 21 \text{ k}\Omega$, $R_{p1b,1} = 22 \text{ k}\Omega$, $R_{p1b,2} = 24 \text{ k}\Omega$, $R_{p1b,3} = 25 \text{ k}\Omega$, $R_{p1b,4} = 26 \text{ k}\Omega$, $R_{p1b,5} = 27 \text{ k}\Omega$, $R_{p2a,1} = 28 \text{ k}\Omega$, $R_{p2a,2} = 29 \text{ k}\Omega$, $R_{p2a,3} = 24 \text{ k}\Omega$, $R_{p2a,4} = 27 \text{ k}\Omega$, $R_{p2a,5} = 28 \text{ k}\Omega$, $R_{p2b,1} = 23 \text{ k}\Omega$, $R_{p2b,2} = 20 \text{ k}\Omega$, $R_{p2b,3} = 21 \text{ k}\Omega$, $R_{p2b,4} = 27 \text{ k}\Omega$, $R_{p2b,5} = 24 \text{ k}\Omega$, $R_{p0a,1} = 22 \text{ k}\Omega$, $R_{p0a,2} = 20 \text{ k}\Omega$, $R_{p0a,3} = 26 \text{ k}\Omega$, $R_{p0a,4} = 22 \text{ k}\Omega$, $R_{p0a,5} = 27 \text{ k}\Omega$, $R_{p0b,1} = 21 \text{ k}\Omega$, $R_{p0b,2} = 29 \text{ k}\Omega$, $R_{p0b,3} = 24 \text{ k}\Omega$, $R_{p0b,4} = 21 \text{ k}\Omega$, $R_{p0b,5} = 20 \text{ k}\Omega$
Rezystancje szeregowe kondensatorów pośredniczących	$R_{esr1a,1} = 20 \text{ m}\Omega$, $R_{esr1a,2} = 19 \text{ m}\Omega$, $R_{esr1a,3} = 20 \text{ m}\Omega$, $R_{esr1a,4} = 18 \text{ m}\Omega$, $R_{esr1a,5} = 21 \text{ m}\Omega$, $R_{esr1b,1} = 20 \text{ m}\Omega$, $R_{esr1b,2} = 16 \text{ m}\Omega$, $R_{esr1b,3} = 20 \text{ m}\Omega$, $R_{esr1b,4} = 20 \text{ m}\Omega$, $R_{esr1b,5} = 18 \text{ m}\Omega$, $R_{esr2a,1} = 19 \text{ m}\Omega$, $R_{esr2a,2} = 20 \text{ m}\Omega$, $R_{esr2a,3} = 19 \text{ m}\Omega$, $R_{esr2a,4} = 18 \text{ m}\Omega$, $R_{esr2a,5} = 19 \text{ m}\Omega$, $R_{esr2b,1} = 22 \text{ m}\Omega$, $R_{esr2b,2} = 20 \text{ m}\Omega$, $R_{esr2b,3} = 20 \text{ m}\Omega$, $R_{esr2b,4} = 18 \text{ m}\Omega$, $R_{esr2b,5} = 19 \text{ m}\Omega$, $R_{esr0a,1} = 20 \text{ m}\Omega$, $R_{esr0a,2} = 18 \text{ m}\Omega$, $R_{esr0a,3} = 16 \text{ m}\Omega$, $R_{esr0a,4} = 17 \text{ m}\Omega$, $R_{esr0a,5} = 23 \text{ m}\Omega$, $R_{esr0b,1} = 24 \text{ m}\Omega$, $R_{esr0b,2} = 22 \text{ m}\Omega$, $R_{esr0b,3} = 20 \text{ m}\Omega$, $R_{esr0b,4} = 19 \text{ m}\Omega$, $R_{esr0b,5} = 18 \text{ m}\Omega$
Moce obciążające kondensatory pośredniczące niezależne od wartości napięcia v_c ,	$P_{d1a,1} = 82 \text{ W}$, $P_{d1a,2} = 79 \text{ W}$, $P_{d1a,3} = 76 \text{ W}$, $P_{d1a,4} = 74 \text{ W}$, $P_{d1a,5} = 94 \text{ W}$, $P_{d1b,1} = 81 \text{ W}$, $P_{d1b,2} = 82 \text{ W}$, $P_{d1b,3} = 78 \text{ W}$, $P_{d1b,4} = 73 \text{ W}$, $P_{d1b,5} = 55 \text{ W}$, $P_{d2a,1} = 62 \text{ W}$, $P_{d2a,2} = 71 \text{ W}$, $P_{d2a,3} = 73 \text{ W}$, $P_{d2a,4} = 85 \text{ W}$, $P_{d2a,5} = 79 \text{ W}$, $P_{d2b,1} = 101 \text{ W}$, $P_{d2b,2} = 99 \text{ W}$, $P_{d2b,3} = 98 \text{ W}$, $P_{d2b,4} = 92 \text{ W}$, $P_{d2b,5} = 90 \text{ W}$, $P_{d0a,1} = 98 \text{ W}$, $P_{d0a,2} = 75 \text{ W}$, $P_{d0a,3} = 73 \text{ W}$, $P_{d0a,4} = 89 \text{ W}$, $P_{d0a,5} = 69 \text{ W}$, $P_{d0b,1} = 83 \text{ W}$, $P_{d0b,2} = 78 \text{ W}$, $P_{d0b,3} = 70 \text{ W}$, $P_{d0b,4} = 89 \text{ W}$, $P_{d0b,5} = 64 \text{ W}$
Rezystancja rozruchowa	$R_b = 20 \Omega$

9.5. Wyniki badań symulacyjnych

Na Rys. 67 przedstawiono przebiegi prądów i napięć gałęziowych przekształtnika pracującego w warunkach znamionowych ($P = 250$ kW, $V_{dc1} = 2,5$ kV, $V_{dc2} = 5$ kV). Prądy wejściowy i_{dc1} i wyjściowy i_{dc2} są utrzymywane na stałym poziomie ze względnie niewielkim uchybem i tętnieniami. Prądy gałęziowe nadążają za zmienną referencją i_{br}^* . Największą wartość międzyszczytową mają prądy gałęzi $2a$ oraz $2b$. Wynosi ona około 310 A. Wynik jest zgodny założeniami projektowymi (patrz zależność (9.367)). Różnica (około 6 %) wynika głównie z występowania uchybu w regulacji prądów gałęziowych.

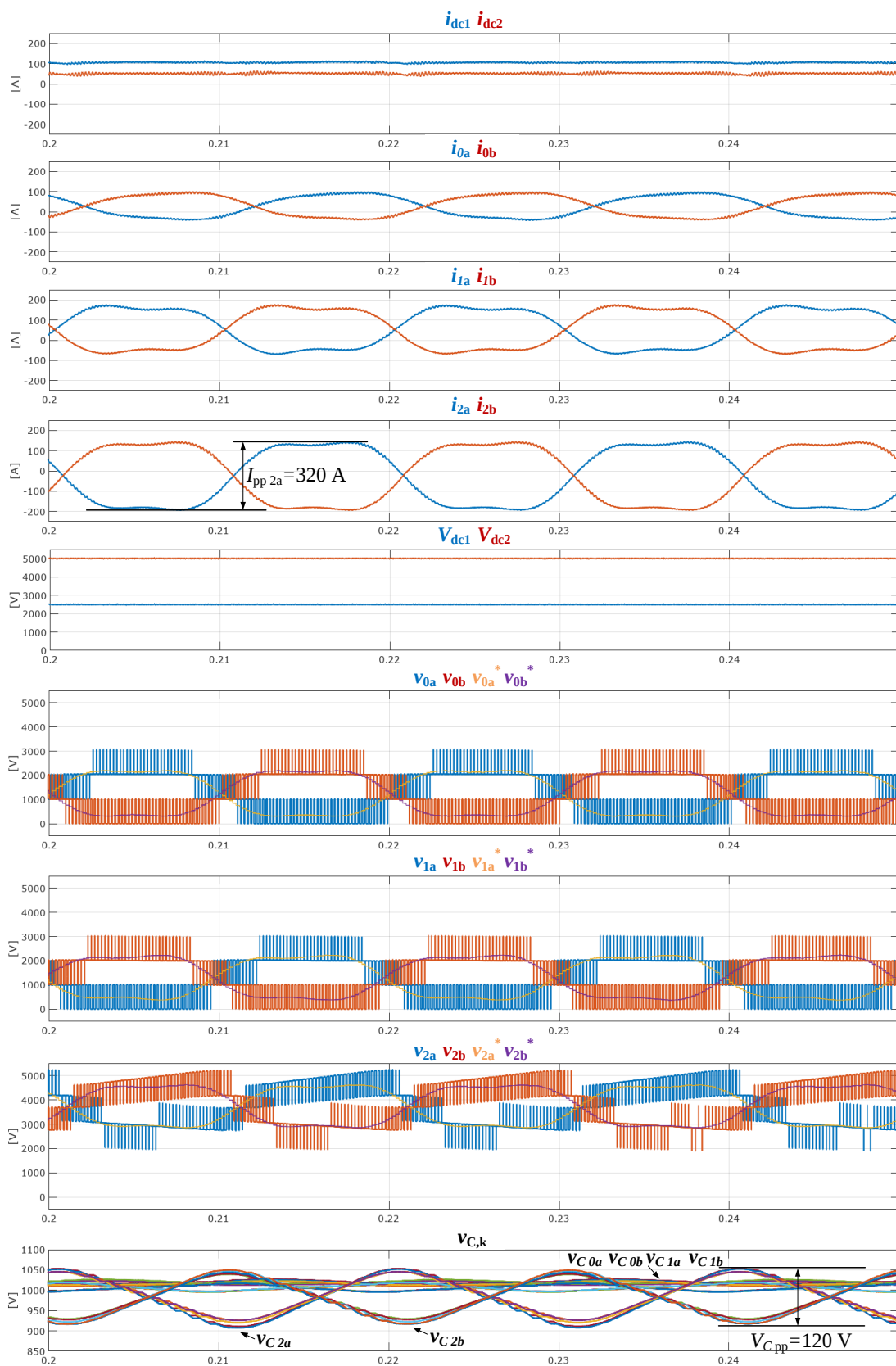
Wartości średnie napięć kondensatorów w modułach są utrzymywane na stałym poziomie ze względnie niewielkim uchybem w stosunku do wartości zadanej. Największe tętnienia napięć kondensatorów pośredniczących występują w modułach gałęzi $2a$ oraz $2b$. Wartość międzyszczytowa tętnień wynosi około 100-120 V, co po uwzględnieniu założonego rozrzutu wartości pojemności kondensatorów (+/- 20 %) potwierdza założenia projektowe ($K_{rv} = 0,1$, patrz zależność (9.373)). Tętnienia napięć kondensatorów pośredniczących gałęzi $1a$, $1b$, $0a$, $0b$ są około czterokrotnie mniejsze od gałęzi $2a$, $2b$.

Tętnienia napięć kondensatorów pośredniczących są widoczne na przebiegach wielopoziomowych napięć gałęziowych v_{2a} , v_{2b} . Normalizacja sygnałów zadanych v_{br}^* w odniesieniu do chwilowej wartości napięć pośredniczących zapewnia zmniejszenie wpływu tętnień napięcia na zniekształcenia prądów gałęziowych. Warunkiem koniecznym prawidłowego działania przekształtnika jest odpowiedni dobór parametru skalującego m . Wartość zadana napięcia gałęziowego v_{br}^* nie powinna przekroczyć maksymalnego napięcia jakie w danej chwili może wygenerować gałąź (uwzględniając tętnienia napięć pośredniczących). W warunkach znamionowych wartość napięcia V_{BRDC} wynosi 1250 V, natomiast napięcia V_{BRAC} , po uwzględnieniu skalowania przez współczynnik m wynosi 935 V.

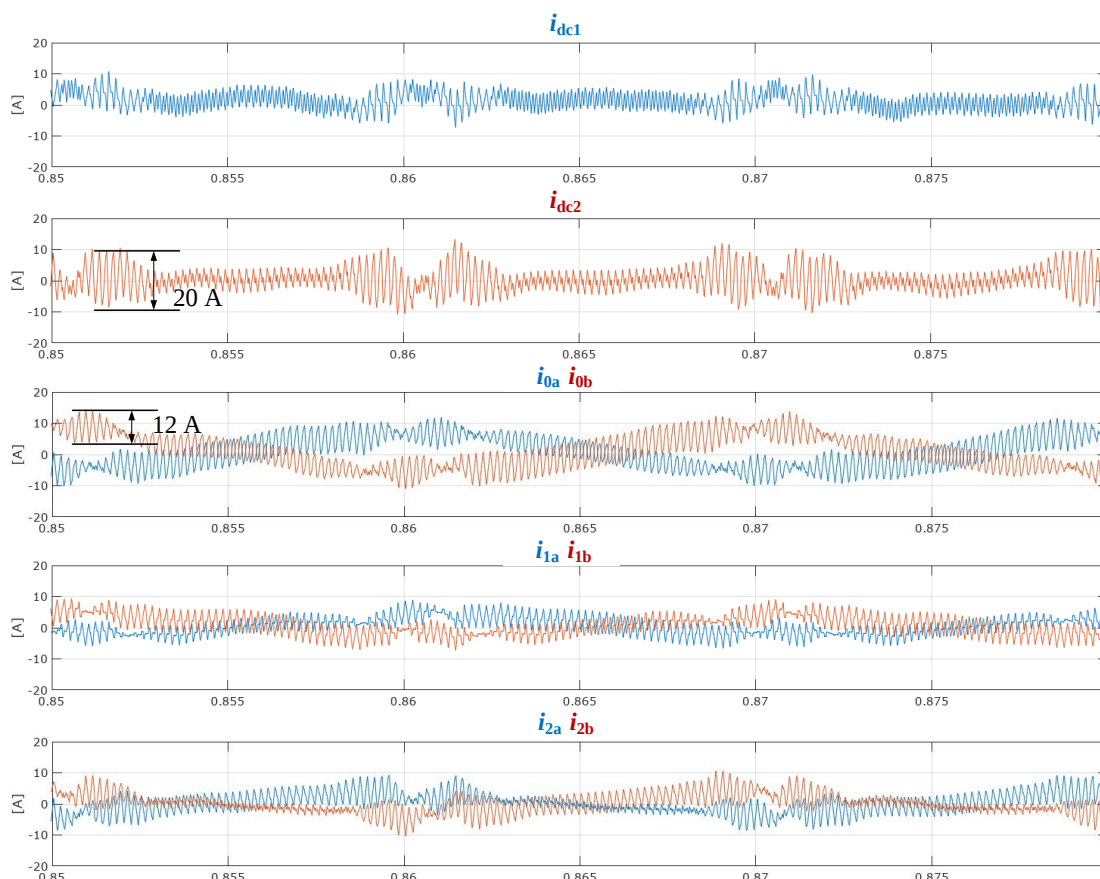
Prądy przekształtnika zawierają składową tętniącą wynikającą z modulacji napięcia gałęziowego. Są one lepiej przedstawione na Rys. 68, gdzie zilustrowano przebiegi prądów dla przekształtnika pracującego w stanie jałowym ($i_{dc2}^* = 0$). Maksymalna wartość międzyszczytowa tętnień prądów gałęziowych wynosi około 12 A, co potwierdza założenia projektowe ($K_{ri} = 0,05$). Wartość międzyszczytowa tętnień zmienia się cyklicznie w zależności od fazy okresowych napięć gałęziowych. Jak wspomniano w rozdziale 6.10, tętnienia te są zależne od aktualnego współczynnika wypełnienia, z jakimi pracują poszczególne gałęzie przekształtnika.

Tętnienia prądów wejściowego i_{dc1} i wyjściowego i_{dc2} są sumą prądów gałęzi z grup a i b . Nie przekraczają one podwójnej wartości tętnień prądów gałęzi (około 20 A). Prądy i_{dc1} oraz i_{dc2} zawierają relatywnie małą składową zmienną, której źródłem jest występowanie uchybów w regulacji prądów gałęziowych.

Przebiegi prądów gałęziowych, które są przedstawione na Rys. 68 zawierają prąd stanu jałowego i_{w3} , który zapewnia balansowanie kondensatorów na poziomie modułowym przy braku obciążenia ($i_{dc2}^* = 0$). Zgodnie z założeniami amplituda tej składowej jest dwukrotnie większa dla prądów gałęzi $0a$ oraz $0b$ w porównaniu do gałęzi $1a$, $1b$, $2a$, $2b$ (patrz rozdział 7.1).



Rys. 67. Wyniki badań symulacyjnych - stan ustalony w warunkach znamionowych. $I_{dc2}^* = 50\text{ A}$, $V_{dc1} = 2,5\text{ kV}$, $V_{dc2} = 5\text{ kV}$



Rys. 68. Wyniki badań symulacyjnych – tętnienie prądów gałęziowych. $I_{dc2}^* = 0$, $V_{dc1} = 2,5$ kV, $V_{dc2} = 5$ kV.

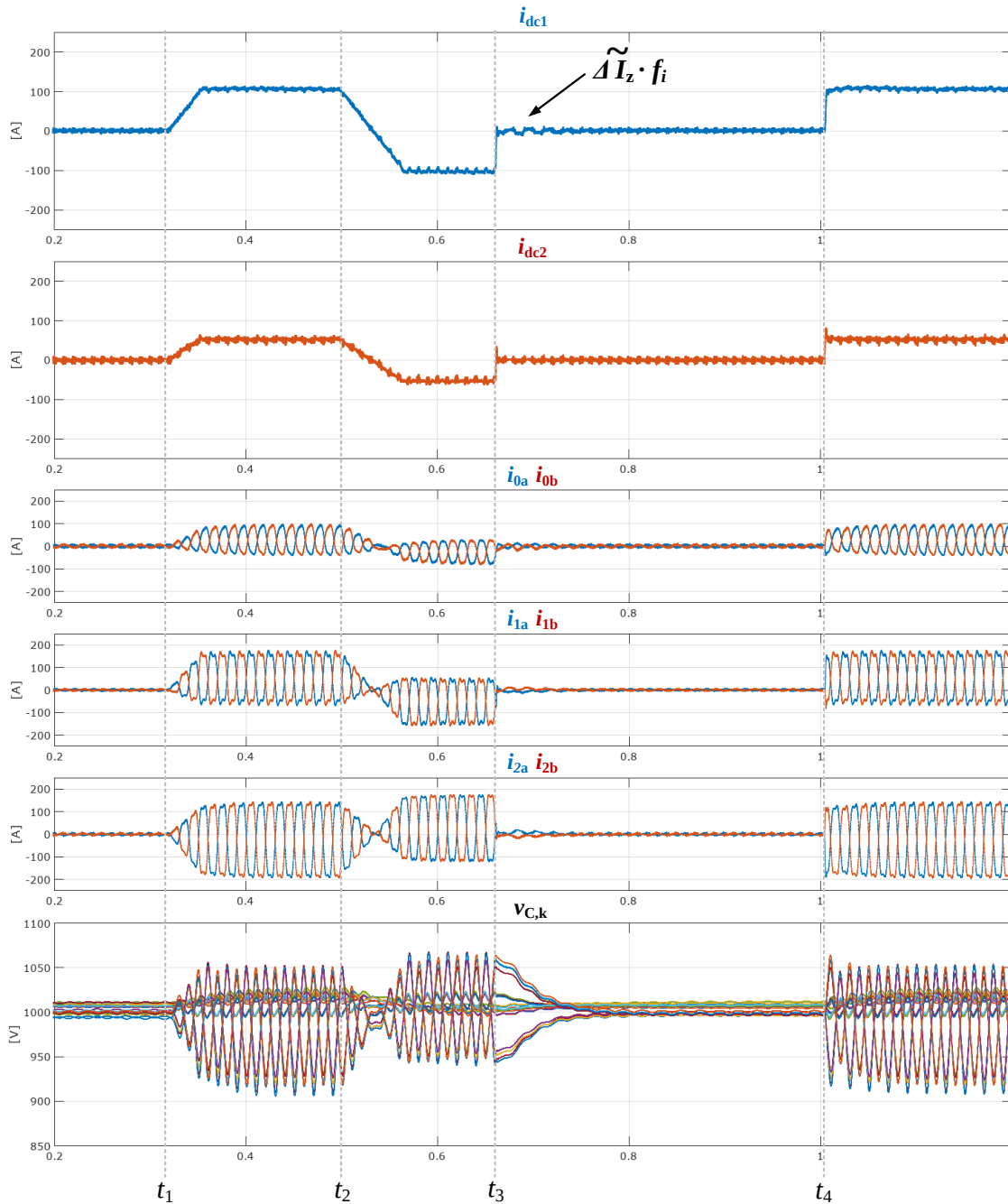
Na Rys. 69 przedstawiono przebiegi prądów gałęziowych i napięć pośredniczących dla zmieniających się wartości prądu wyjściowego przekształtnika i stałych wartości napięć V_{dc1} , V_{dc2} .

W chwili t_1 , zadany przebieg prądu wyjściowego rośnie rampą (1,5 A/ms), aż do osiągnięcia mocy znamionowej przekształtnika. Następnie, w chwili t_2 , zmieniono kierunek prądu wyjściowego. Można zauważyć, że wartość międzyszczytowa tętnień napięć pośredniczących oraz prądów gałęziowych jest proporcjonalna do aktualnej mocy przekształtnika. Potwierdza to analizę przedstawioną w rozdziale 6.

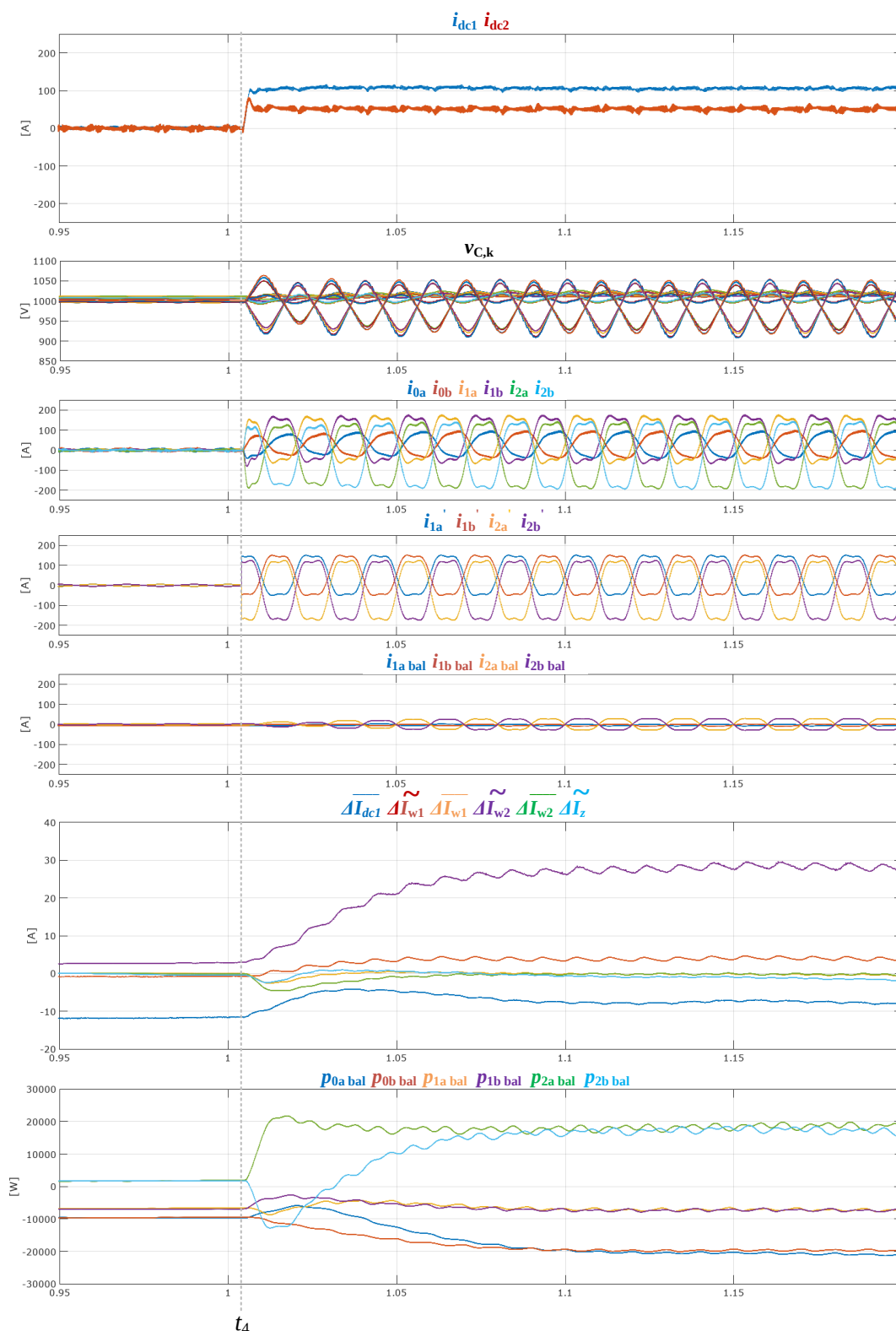
W chwili t_3 prąd przekształtnika skokowo spada do zera. Regulacja prądu wyjściowego charakteryzuje się dobrą dynamiką. Układ balansowania sprowadza napięcia kondensatorów pośredniczących do wartości zadanej bez przeregulowania. Napięcia te stabilizują się w pobliżu wartości zadanej ze względnie niewielkim uchybem. Proces balansowania jest widoczny na przebiegu prądu wejściowego i_{dc1} , na którym występuje zanikająca okresowa składowa balansująca $\widetilde{\Delta I_z} \cdot f_i$ (patrz rozdział 7.2).

W chwili t_4 prąd przekształtnika skokowo rośnie do wartości znamionowej. Prądy gałęziowe bez oscylacji zaczynają nadążać za przebiegami referencyjnymi. Chwilę czasową t_4 dokładniej zilustrowano na Rys. 70. Dodatkowo przedstawiono sygnały układu balansowania mocy gałęzi przekształtnika. Przebiegi zadane prądów gałęziowych i_{br}^* są sumą prądów i_{br}' oraz prądów balansujących $i_{br \text{ bal}}$. Prądy balansujące $i_{br \text{ bal}}$ są około 8-krotnie mniejsze od prądów i_{br}^* . Wartości poszczególnych składowych prądów balansujących ($\overline{\Delta I_{dc}}$, $\overline{\Delta I_{w1}}$, $\overline{\Delta I_{w2}}$, $\widetilde{\Delta I_{w1}}$, $\widetilde{\Delta I_{w2}}$, $\widetilde{\Delta I_z}$) oraz odpowiadające im sygnały $p_{br \text{ bal}}$

osiągają wartość ustaloną około po 0,1 s od chwili skokowej zmiany obciążenia. Odpowiedź układu ma charakter aperiodyczny. Sygnały $p_{br\ bal}$ zawierają względnie niewielką składową tętniącą, której źródłem jest składowa zmienna napięcie pośredniczących w gałęziach. Są one tłumione przez regulator $G_R(z)$, zawierający filtr środkowo-zaporowy dostrojony do podstawowej harmonicznej zmiennych prądów i napięć gałęziowych. Wartości ustalone mocy balansujących $p_{br\ bal}$ nie przekraczają 8 % mocy znamionowej przekształtnika (około 20 kW). Badania symulacyjne wykazały, że ich wartość wynika zarówno ze strat mocy przekształtnika, jak również wpływu uchybów w regulacji prądów gałęziowych.



Rys. 69. Wyniki badań symulacyjnych – przebiegi prądów i napięć dla zadanych zmian obciążenia.
 $V_{dc1} = 2,5 \text{ kV}$, $V_{dc2} = 5 \text{ kV}$.



Rys. 70. Wyniki badań symulacyjnych – działanie układu balansowania w odpowiedzi na skokową zmianę obciążenia. $V_{dc1} = 2,5$ kV, $V_{dc2} = 5$ kV.

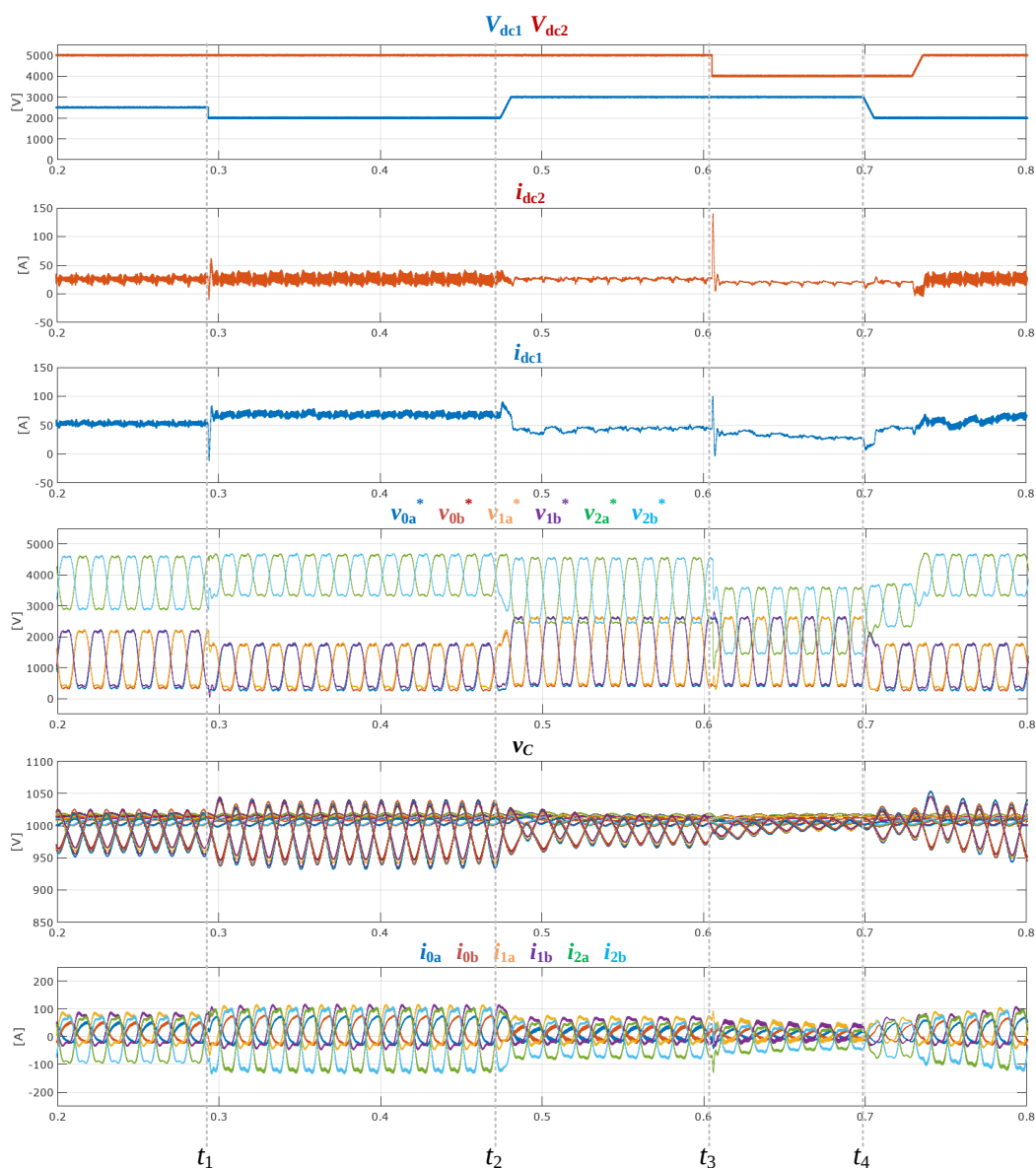
Na Rys. 71 przedstawiono przebiegi prądów i napięć przekształtnika YY dla stałej wartości zadanego prądu wyjściowego ($I_{dc2}^* = 25$ A) i zmiennych napięć V_{dc1} i V_{dc2} . W chwili t_1 napięcie V_{dc1} skokowo zmniejsza się z 2,5 kV do 2 kV. Współczynnik wzmocnienia napięcia przekształtnika zwiększa się do wartości $V_{dc2}/V_{dc1} = 2,5$. Napięcia V_{BRAC} oraz V_{BRDC} zmniejszają swoje wartości zgodnie z zależnościami (6.166)÷(6.167).

Równocześnie zwiększa się wartość międzyszczytowa tętnień napięć pośredniczących w modułach. Jest to zgodne z analizą przedstawioną w rozdziale 6.7 oraz z wykresem konturowym przedstawionym na Rys. 53.

Zmiana punktu pracy przekształtnika wpłynęła także na zwiększenie się składowej zmiennej prądów i_{dc1} oraz i_{dc2} wynikającej z modulacji napięć gałęziowych. Analiza wpływu punktu pracy przekształtnika na tętnienia prądów wyjściowych jest złożona. Dla przykładu w chwili t_2 napięcie V_{dc1} zwiększono rampą (150 V/ms) do wartości 3 kV. Dla tego punktu pracy tętnienia gałęzi z grup a i b znoszą się. Jest to widoczne w przebiegach prądów i_{dc1} oraz i_{dc2} .

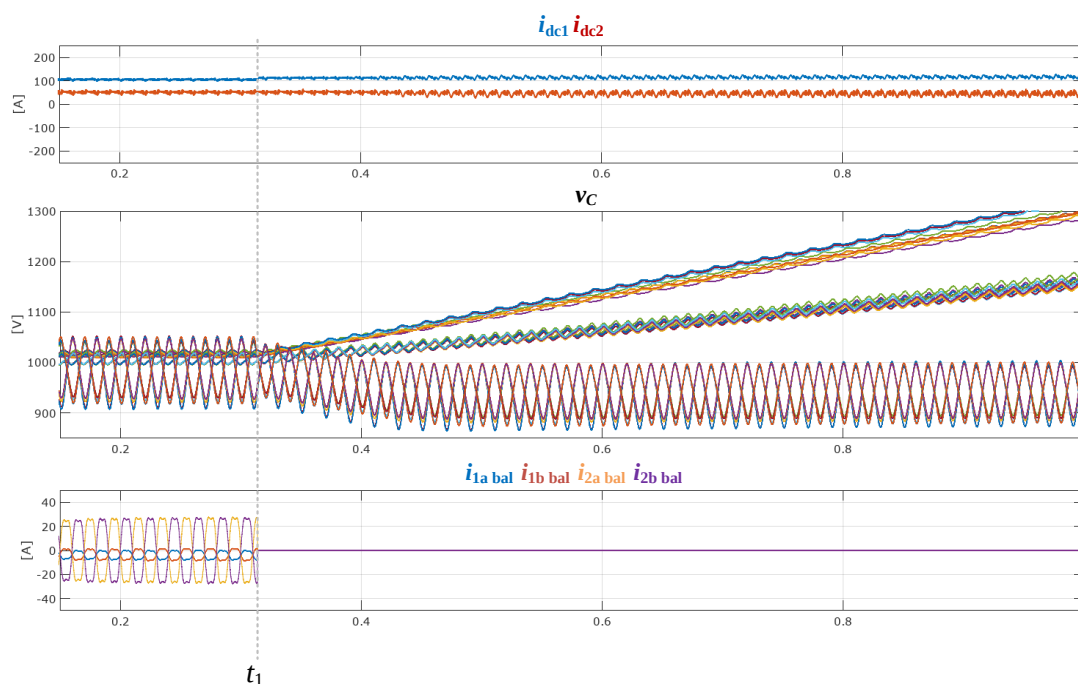
W chwili t_3 napięcie V_{dc2} skokowo zmniejszyło się do 4 kV. Zmiana wywołała krótkotrwałe przeregulowanie prądu wyjściowego o wartość około 100 A.

W chwili t_4 napięcia V_{dc1} , V_{dc2} ponownie zmieniają swoje wartości. Pomimo zmieniającego się punktu pracy przekształtnika, układ balansowania utrzymuje napięcia kondensatorów pośredniczących na zadanym poziomie.



Rys. 71. Wyniki badań symulacyjnych – przebiegi prądów i napięć dla zadanych zmian napięć V_{dc1} i V_{dc2} . $I_{dc2}^* = 25$ A.

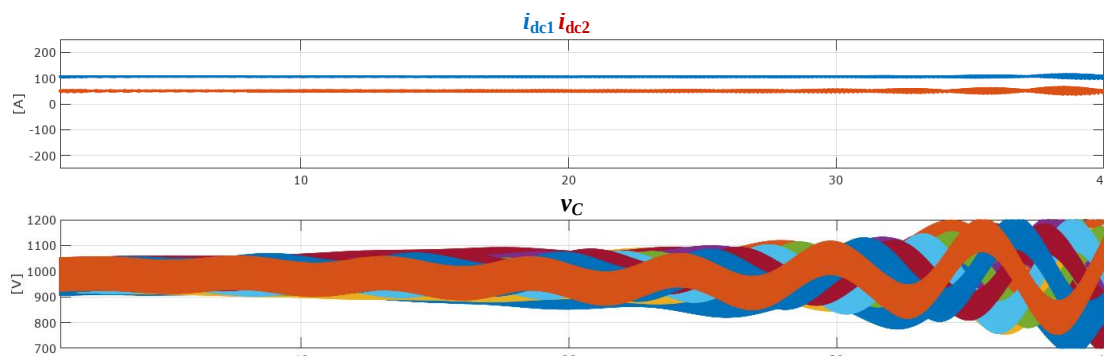
Na Rys. 72 przedstawiono przebiegi napięć kondensatorów pośredniczących przekształtnika YY pracującego w warunkach znamionowych. W chwili t_1 wyłączono układ balansowania na poziomie gałęziowym ($i_{br\ bal} = 0$). W wyniku tego, napięcia kondensatorów pośredniczących w modułach stają się niestabilne, co w rzeczywistym przekształtniku prowadziłoby do zadziałania zabezpieczeń i wyłączenia urządzenia. Opisany proces jest względnie szybki, po upływie około 0,4 s napięcia kondensatorów pośredniczących przekraczają 1200 V.



Rys. 72. Wyniki badań symulacyjnych – napięcia kondensatorów pośredniczących w odpowiedzi na wyłączenie układu balansowania na poziomie gałęziowym. $I_{dc2}^* = 50$ A, $V_{dc1} = 2,5$ kV, $V_{dc2} = 5$ kV.

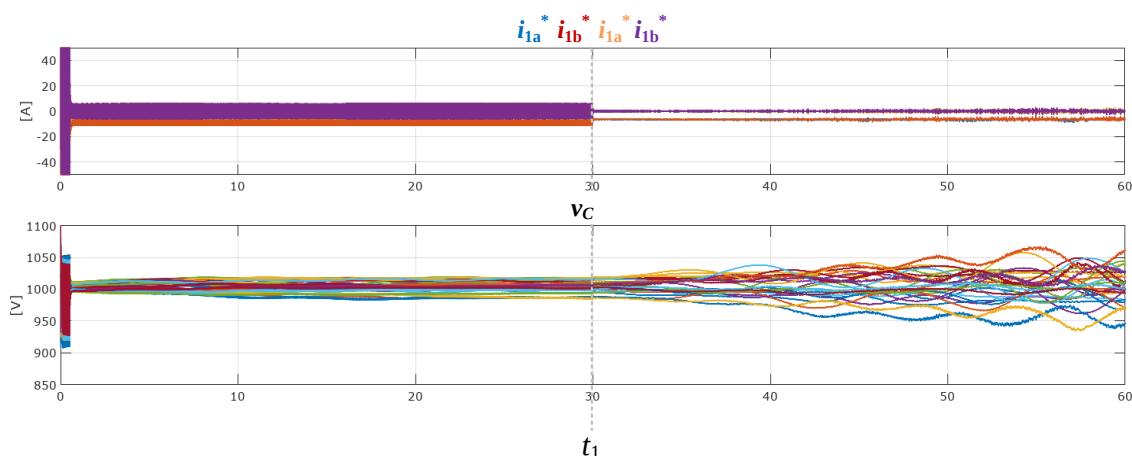
Na Rys. 73 przedstawiono działanie przekształtnika pracującego w warunkach znamionowych i wyłączonym balansowaniu na poziomie modułowym.

Dla założonych warunków pracy, układ również jest niestabilny. Przebiegi napięć pośredniczących w modułach (ze względu na tętnienia zilustrowane, jako szerokie linie) mają charakter oscylacyjny nietłumiony. Napięcie 1200 V jest przekroczone po upływie około 35 s.



Rys. 73. Wyniki badań symulacyjnych – napięcia kondensatorów pośredniczących w odpowiedzi na wyłączenie układu balansowania na poziomie modułowym. $I_{dc2}^* = 50$ A, $V_{dc1} = 2,5$ kV, $V_{dc2} = 5$ kV.

Na Rys. 74 przedstawiono działanie przekształtnika pracującego bez obciążenia ($I_{dc2}^* = 0$). W chwili t_1 wyłączono dodatkowy prąd stanu jałowego i_{w3} . W takich warunkach, prądy gałęziowe zależą wyłącznie od zadanych prądów balansujących $i_{br\ bal}$. Zgodnie z analizą przeprowadzoną w rozdziale 7.1. układ balansowania na poziomie modułowym przestaje działać, ponieważ jego dynamika jest proporcjonalna do prądów gałęziowych. W wyniku tego, napięcia kondensatorów pośredniczących są niestabilne i ulegają nadmiernemu naładowaniu lub rozładowaniu, co prowadzi do uruchomienia zabezpieczeń i wyłączenia przekształtnika.

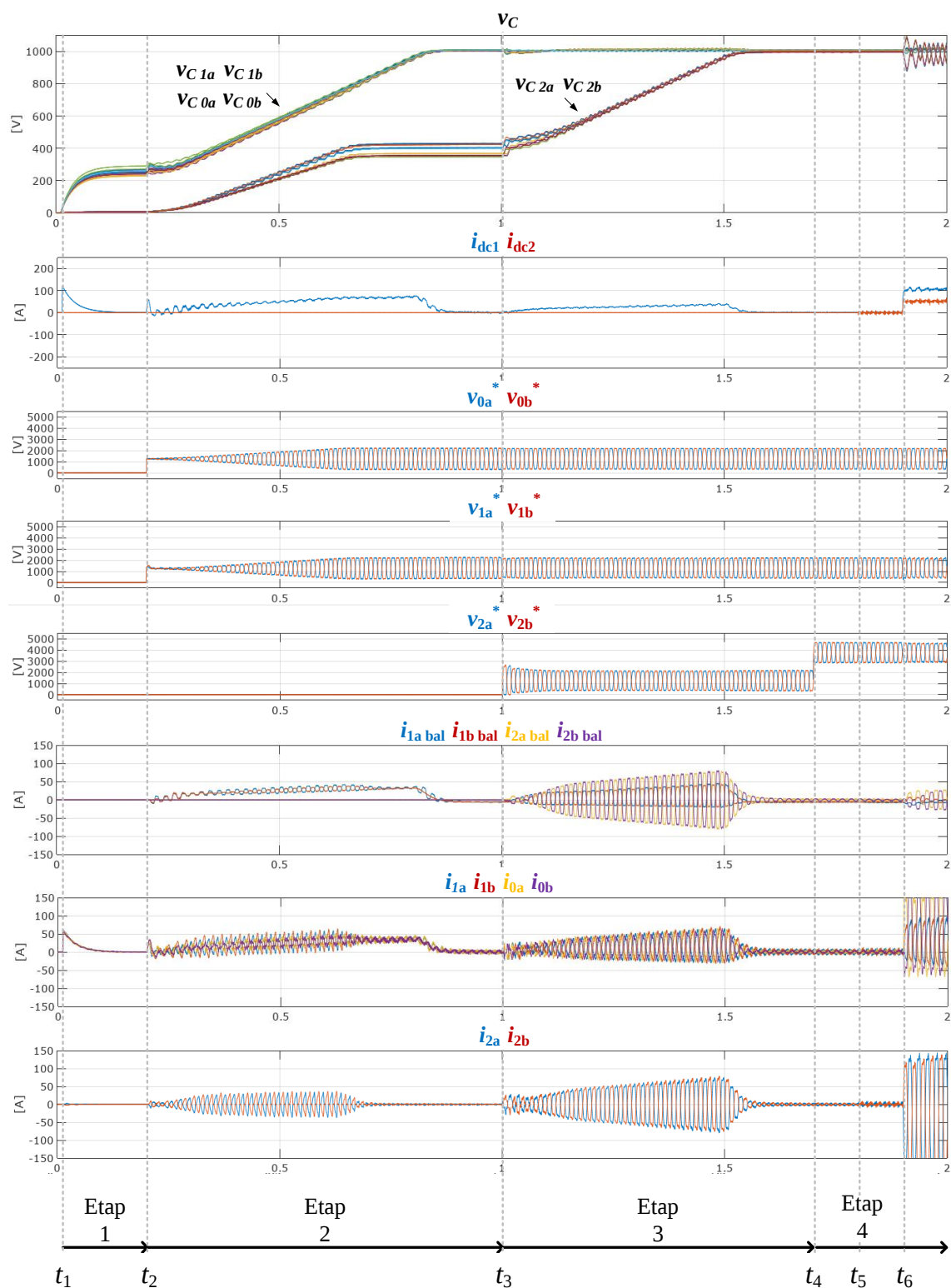


Rys. 74. Wyniki badań symulacyjnych – napięcia kondensatorów pośredniczących w odpowiedzi na wyłączenie prądu jałowego i_{w3} . $I_{dc2}^* = 0$ A, $V_{dc1} = 2,5$ kV, $V_{dc2} = 5$ kV.

Na Rys. 75 przedstawiono przebiegi prądów i napięć przekształtnika w trakcie rozruchu (patrz rozdział 8). W chwili początkowej $t = 0$ s, wszystkie kondensatory pośredniczące są rozładowane. W chwili t_1 rozpoczyna się pasywne ładowanie kondensatorów w gałęziach $1a$, $1b$, $0a$ oraz $0b$. Wartość szczytowa prądu rozruchowego i_{dc1} ograniczona jest przez rezystor rozruchowy do wartości około 100 A. Na etapu pasywnego ładowania, napięcia pośredniczące w komórkach przekraczają 200 V, co zgodnie z założeniami jest wystarczające do ich uruchomienia. Z powodu rozrzutu wartości pojemności kondensatorów i strat w modułach, napięcia pośredniczące nie są równe pomiędzy poszczególnymi komórkami w gałęziach.

W chwili t_2 rozpoczyna się drugi etap rozruchu, w trakcie którego aktywnie ładowane są gałęzie $1a$, $1b$, $0a$, $0b$. Równocześnie, zwiększana jest wartość szczytowa składowej zmiennej napięć gałęziowych V_{BRAC} , przez co pasywnie ładują się gałęzie $2a$ oraz $2b$. Na końcu drugiego etapu wartości napięcia kondensatorów pośredniczących w modułach gałęzi $2a$ oraz $2b$ wynoszą około 400 V (rozrzut wartości napięć jest spowodowany różnicami pomiędzy modułami – różnymi wartościami pojemności kondensatorów pośredniczących i strat).

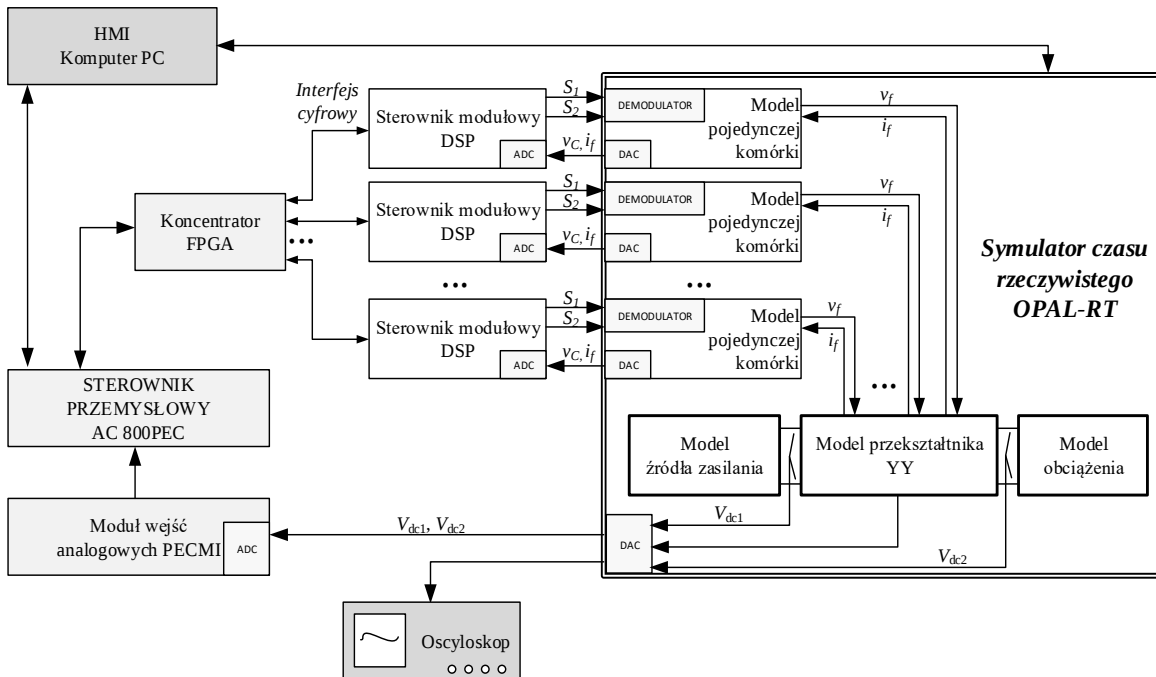
W chwili t_3 uruchamiane są moduły w gałęziach $2a$ oraz $2b$ (patrz przebiegi v_{2a}^* oraz v_{2b}^*). Referencja napięć kondensatorów pośredniczących rośnie rampą do wartości znamionowej. Kondensatory pośredniczące w modułach są w pełni naładowane po upływie około 1,5 s od rozpoczęcia procedury rozruchu. Od tej chwili, przekształtnik jest gotowy do rozpoczęcia pracy. W chwili t_4 zadane napięcie wyjściowe przekształtnika zmienia się do wartości 5 kV. W chwili t_5 przekształtnik jest łączony z obciążeniem (poprzez zamknięcie łącznika Sw_2 – patrz Rys. 60), a w chwili t_6 rozpoczyna on pracę z mocą znamionową.



Rys. 75. Wyniki badań symulacyjnych – proces rozruchu przekształtnika YY.

9.6. Opis symulatora czasu rzeczywistego RTS

Ostateczną weryfikację działania przekształtnika YY przeprowadzono za pomocą symulacji typu HIL. Wykorzystano do tego celu symulator czasu rzeczywistego RTS. Schemat blokowy symulatora przedstawiono na Rys. 76. Zdjęcia układu zamieszczono na Rys. 77 oraz Rys. 78.



Rys. 76. Schemat blokowy symulatora RTS przeznaczonego do testowania układów sterowania wielopoziomowych przekształtników modułowych.

Stanowisko symulacyjne zostało zaprojektowane do badania układów sterowania wielopoziomowych przekształtników modułowych MMC. Składa się ono z dwóch części: sprzętowego sterownika przemysłowego oraz programowalnego symulatora czasu rzeczywistego obwodów mocy przekształtnika.

Główną jednostką obliczeniową układu sterowania jest kontroler przemysłowy AC 800PEC®. Programowanie sterownika odbywa się za pomocą graficznego środowiska komputerowego MATLAB/SIMULINK® [103]. Przygotowany kod programu, zapisany w formie graficznej jest automatycznie przekształcany do kodu źródłowego w języku C i następnie kompilowany do kodu maszynowego sterownika. Sterownik AC 800PEC® jest rozbudowany o dodatkowy zewnętrzny moduł zawierający torę przetwarzania analogowo-cyfrowego (PECMI). Dodatkowo jest on połączony z poszczególnymi sterownikami modułowymi poprzez pośredniczący koncentrator zbudowany w oparciu o logikę programowalną FPGA. Zdjęcie obwodu drukowanego zawierającego dwa sterowniki modułowe przedstawiono na Rys. 79. Jednostką obliczeniową sterownika modułowego jest procesor sygnałowy z rodziny C2000® firmy Texas Instruments [105].

Sterowniki modułowe generują zmodulowane przebiegi sygnałów bramkowych tranzystorów S_1 , S_2 oraz mierzą sygnały analogowe, które są zwracane przez symulator czasu rzeczywistego na podstawie stanu modelu (np. wartość napięcia kondensatora pośredniczącego). Dodatkowo, sterowniki wyposażone są w układ emulujący działanie

układu zasilającego komórkę, który uruchamia się wyłącznie, gdy wartość napięcia pośredniczącego przekroczy odpowiedni zadany poziom.

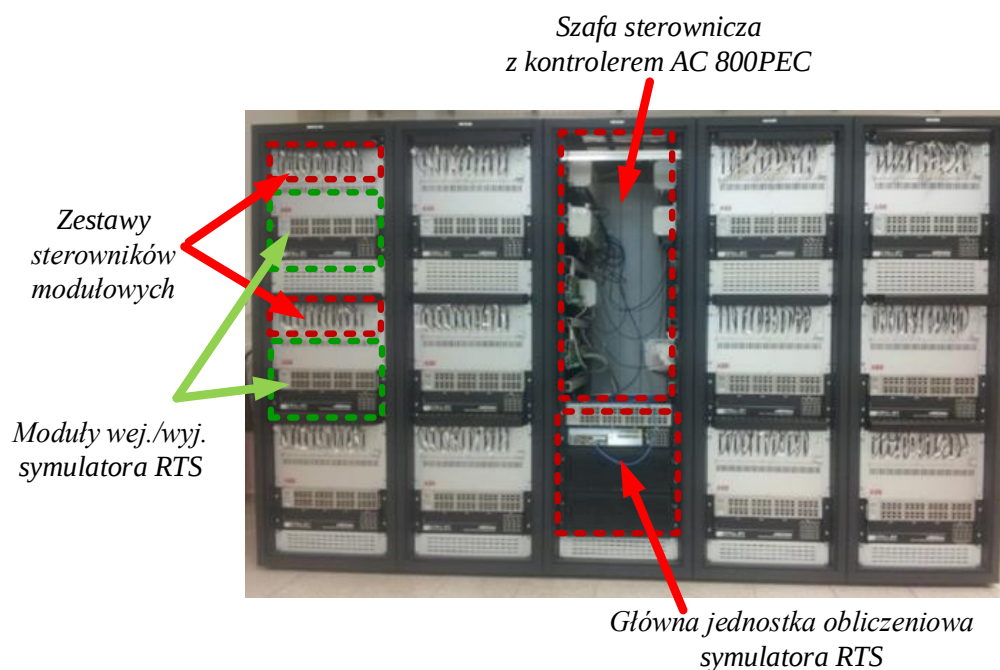
Drugą częścią systemu RTS jest układ symulujący obwody mocy przekształtnika OPAL-RT®. Jest to specjalnie zmodyfikowany komputer klasy PC pracujący pod kontrolą systemu operacyjnego Linux. Komputer wyposażony jest w zespół wejść/wyjść analogowych i cyfrowych, za pomocą, których jest on połączony ze sterownikami modułowymi przekształtnika i przetwornikami ADC modułu PECMI.

Symulator RTS na podstawie zmierzonych przebiegów sygnałów bramkowych tranzystorów steruje pracą modeli komórek przekształtnika. Sposób połączenia poszczególnych komórek wewnątrz modelu jest zdefiniowany przez topologię badanego przekształtnika MMC. Wartości pojemności kondensatorów pośredniczących i stratności w poszczególnych komórkach mogą być dowolnie modyfikowane.

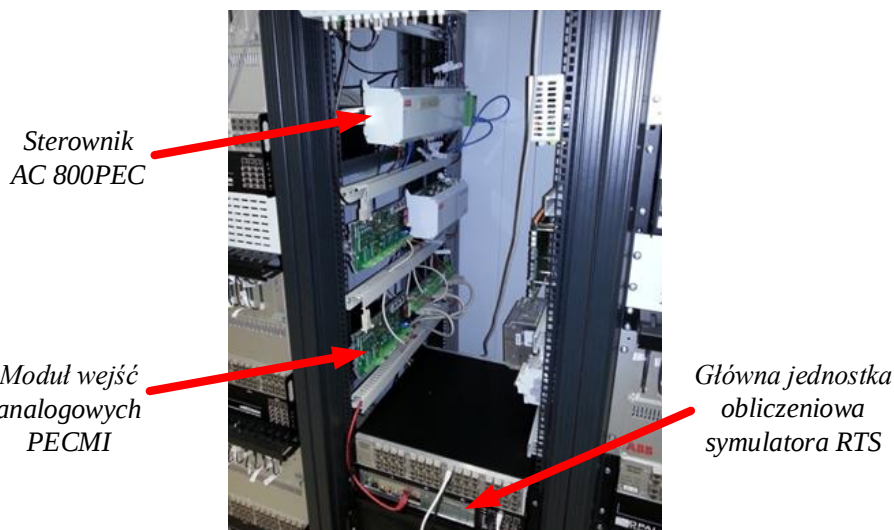
Modelu obwodów mocy przekształtnika przygotowuje się w graficznym środowisku symulacyjnym MATLAB/SIMULINK®. Następnie jest on automatycznie optymalizowany pod kątem złożoności obliczeniowej i przygotowywany do pracy w systemie czasu rzeczywistego oraz kompilowany do kodu maszynowego.

Działanie systemu RTS jest nadzorowane za pomocą zewnętrznego komputera PC. Za jego pomocą istnieje możliwość zdalnej zmiany parametrów pracy sterownika (zmiana nastaw regulatorów, zmiana zadanej wartości prądu I_{dc}^* , podgląd wartości wybranych zmiennych itp.) oraz modelu przekształtnika (zmiana napięć wejściowych przekształtnika, zdalne zamykanie i otwieranie dodatkowych łączników itp.).

Dodatkowo, dowolne przebiegi prądów i napięć w modelu mogą być przesłane na tor przetwarzania cyfrowo-analogowego symulatora RTS, co umożliwia pomiar chwilowego stanu modelu za pomocą zewnętrznego oscyloskopu.



Rys. 77. Zdjęcie systemu symulacyjnego RTS. (Materiały udostępnione przez Korporacyjne Centrum Badań ABB w Krakowie).



Rys. 78. Zdjęcie szafy sterowniczej systemu RTS. (Materiały udostępnione przez Korporacyjne Centrum Badawcze ABB w Krakowie).



Rys. 79. Zdjęcie obwodu drukowanego zawierającego dwa sterowniki modułowe (Materiały udostępnione przez Korporacyjne Centrum Badawcze ABB w Krakowie).

Weryfikacja działania układu sterowania przekształtnika za pomocą symulacji typu HIL znacznie lepiej odzwierciedla działanie rzeczywistego urządzenia w porównaniu do symulacji typu *offline*, ponieważ w sposób naturalny uwzględniony jest wpływ opóźnień obliczeniowych, błędów pomiarowych ADC oraz rozdzielczości zmiennych zapisanych w formacie cyfrowym. Prawidłowe wykorzystanie symulatora RTS wymaga jednak poznania i rozumienia jego głównych ograniczeń. Należą do nich:

- Symulator pracuje ze stałym krokiem obliczeniowym, okres odświeżania modelu wynosi 30 us (33,3 kHz). Nakłada to ograniczenia, co do najkrótszej stałej czasowej występującej w modelu symulacyjnym przekształtnika.
- Ze względu na częstotliwość odświeżania modelu nie istnieje możliwość symulacji zjawisk związanych z modulacją napięć gałęziowych (takich jak tętnienia prądów gałęziowych). Z tego powodu model symulacyjny pojedynczej komórki przekształtnika jest uśredniony za okres pracy modulatora.
- Architektura sprzętowa układu sterowania symulatora umożliwia pracę wyłącznie z modulacją PWM ($f_{sw} = 1$ kHz). Sygnały bramkowe generowane przez sterowniki modułowe są sprzętowo demodulowane do dyskretnych wartości przez kanały wejściowe symulatora RTS.

9.7. Opis implementacji układu sterowania w sterowniku przemysłowym

Simulator RTS został zaprojektowany przez firmę ABB na potrzeby symulacji przekształtników MMC. Firma ta jest właścicielem zarówno poszczególnych rozwiązań sprzętowych jak i oprogramowania wykorzystywanego w symulatorze. Dotyczy to sposobu komunikacji pomiędzy głównym sterownikiem, a poszczególnymi modułami, sposobu działania sterowników modułowych, jak również budowy i działania modelu pojedynczej komórki przekształtnika, który uwzględnia stratności elementów i rozrzut parametrów.

Sprzętowa architektura symulatora narzuca sposób implementacji opracowanego układu sterowania przekształtnika YY. Centrum Badawcze ABB w Krakowie udostępniło szablon oprogramowania symulatora. Na jego podstawie został zrealizowany model przekształtnika YY wraz opracowanym w rozprawie układem sterowania.

Ze względu na prawa własności i tajemnicę przedsiębiorcy nie zdecydowano się na dokładne opisanie sposobu implementacji układu kontroli w sterowniku przemysłowym.

W Tab. 14 przedstawiono podstawowe parametry modelu przekształtnika YY uruchomionego za pomocą symulatora czasu rzeczywistego RTS. W porównaniu do modelu symulacyjnego zrealizowanego w programie PLECS® różni się on wyższą częstotliwością pracy dyskretnego układu sterowania ($f_{CTRL} = 8$ kHz) oraz większą wartością współczynnika wzmocnienia w torze regulacji prądu ($K_p = 8,3$). Dodatkowo, układ regulacji prądu gałęziowego rozbudowano o sprzężenie typu *feedforward*, które umożliwia lepszą kompensację spadku napięcia na reaktancjach dławików gałęziowych, przy założeniu, że znana jest wartość indukcyjności dławików oraz pochodna zadanego przebiegu prądów gałęziowych i_{br}^* . Dodatkowe sprzężenie zapewnia zmniejszenie uchybu prądów gałęziowych w porównaniu do symulacji przeprowadzonych w programie PLECS®.

Tab. 14 Podstawowe parametry modelu symulacyjnego RTS przekształtnika YY.

Napięcia wejściowe i wyjściowe przekształtnika	$V_{dc1} = 2,5$ kV, $V_{dc2} = 5$ kV
Moc znamionowa przekształtnika	$P_n = 250$ kW
Napięcie zadane kondensatorów pośredniczących	$V_C^* = 1000$ V
Liczba modułów w gałęzi	$N = 5$
Pojemność kondensatorów pośredniczących	$C = 7,4$ mF
Częstotliwość pracy układu sterowania	$f_{CTRL} = 8$ kHz
Częstotliwość pracy modulatora PWM w module	$f_{sw} = 1$ kHz

9.8. Wyniki badań symulacyjnych wykonanych za pomocą systemu RTS

W rozdziale 9.8 przedstawiono zarejestrowane przebiegi prądów i napięć modelu przekształtnika YY. Wybrane sygnały w obwodzie przekształtnika po przeskalowaniu zostały wysłane na tor przetwarzania cyfrowo-analogowego symulatora RTS. Zakres napięciowy kanałów DAC wynosił ± 5 V. Częstotliwość odświeżania sygnałów był równy częstotliwości pracy modelu (30 μ s). Przedstawione przebiegi zostały zarejestrowane za pomocą oscyloskopu Yokogawa DLS750 posiadającego 16 izolowanych kanałów napięciowych. Maksymalna częstotliwość próbkowania użytego oscyloskopu jest równa 10 MHz [99]. Z uwagi na względnie duży poziom szumu, pomiary przebiegów napięciowych pozwalają na przeprowadzenie analizy głównie jakościowej, a nie ilościowej.

Na Rys. 80 przedstawiono przebiegi prądów wejściowego i wyjściowego przekształtnika YY oraz prądów gałęziowych dla skokowej zmiany prądu obciążenia. Układ

jest stabilny zarówno w stanie jałowym, jak i podczas pracy z mocą znamionową ($I_{dc2}^* = 50$ A, $V_{dc1} = 2,5$ kV, $V_{dc2} = 5$ kV). Wartości międzyszczytowe prądów gałęziowych dla przekształtnika pracującego z mocą znamionową są równe wartościom międzyszczytowym przebiegów prądów, które otrzymano za pomocą symulacji w programie PLECS® (Patrz Rys. 67). W przypadku symulacji zrealizowanej za pomocą systemu RTS, prądy gałęziowe nadążają za przebiegiem zadany i_{br}^* z mniejszym uchybem. Jest to szczególnie widoczne porównując kształt przebiegów prądów gałęzi $0a$, $0b$ dla obu typów symulacji. Lepsza jakość kontroli prądu w symulacji RTS jest zapewniona przez zastosowanie bardziej złożonego regulatora z dodatkowym sprzężeniem typu *feedforward* oraz większej wartości współczynnika wzmocnienia regulatora proporcjonalnego prądu K_p .

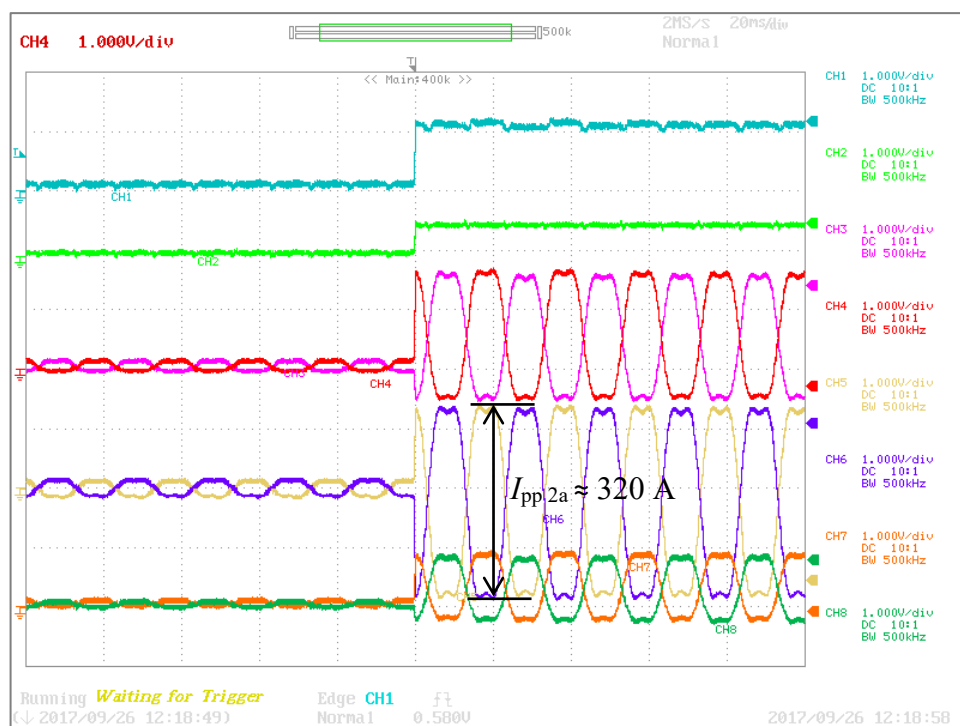
Na Rys. 81 przedstawiono przebiegi wejściowego i wyjściowego przekształtnika YY oraz prądów gałęziowych dla skokowej zmiany wartości napięcia wejściowego z $V_{dc1} = 2,5$ kV do $V_{dc1} = 3$ kV. Zmiana wywołała chwilowy wzrost uchybów regulacji prądów gałęziowych i wystąpienie przeregulowania w przebiegu prądu wyjściowego i_{dc2} i wejściowego i_{dc1} przekształtnika. Zmiana współczynnika wzmocnienia napięciowego przekształtnika wpłynęła na zmniejszenie wartości międzyszczytowych zmiennych prądów cyrkulujących. Wynik jest zgodny z analizą przedstawioną w rozdziale 6.5.

Na Rys. 82 przedstawiono przebiegi napięć kondensatorów pośredniczących, które są uśrednione dla poszczególnych gałęzi przekształtnika ($v_{C\ br\ avg}$). Układ balansowania działa w sposób stabilny. Wartości średnie napięć pośredniczących utrzymywane są na zadanym poziomie V_C^* z niewielkim uchybem. Tętnienia napięć pośredniczących zwiększają swoją wartość międzyszczytową w momencie skokowej zmiany prądu obciążenia ze stanu jałowego do mocy znamionowej. Dla mocy znamionowej maksymalna wartość międzyszczytowa tętnień wynosi w przybliżeniu 110 V (11%). Wynik jest zgodny z założeniami projektowymi i przebiegami symulacyjnymi przedstawionymi na Rys. 70. Najbardziej wymagającym testem stabilności układu balansowania przekształtnika jest skokowa zmiana kierunku przesyłu mocy ($I_{dc2}^* = -50 \rightarrow 50$ A). Na Rys. 83 przedstawiono uśrednione napięcia kondensatorów pośredniczących dla poszczególnych gałęzi. W wyniku skokowej zmiany nastąpiło chwilowe przeregulowanie napięć pośredniczących, które zanika po upływie około 3-4 okresach zmiennych prądów cyrkulujących. Na przebiegu prądu wejściowego i_{dc1} przekształtnika widoczna jest zanikająca zmienna składowa balansująca prądu $\Delta \tilde{I}_z \cdot f_i$.

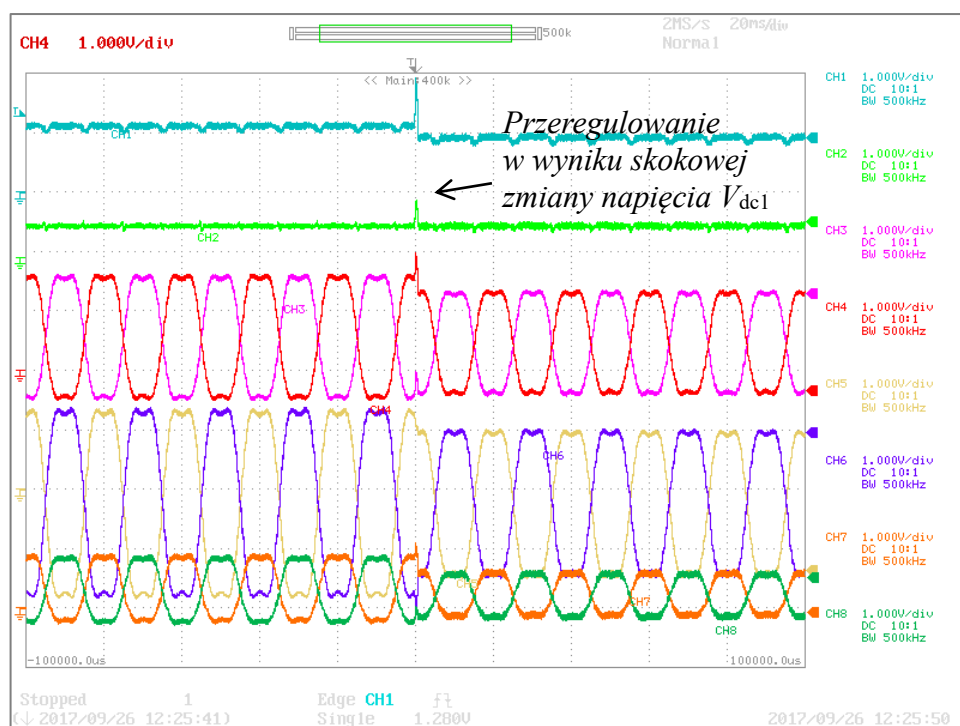
Na Rys. 84 przedstawiono przebiegi średnich napięć kondensatorów pośredniczących w gałęziach w odpowiedzi na wyłączenie układu balansowania na poziomie modułowym ($i_{br\ bal}=0$). Chwila wyłączenia układu jest widoczna na przebiegu prądu wejściowego przekształtnika i_{dc1} , który skokowo zmniejsza swoją wartość o wielkość ΔI_{dc} . Po wyłączeniu układu balansowania przekształtnik staje się niestabilny, napięcia kondensatorów pośredniczących nie są utrzymywane na zadanym poziomie. Wyniki badań symulacyjnych są zgodne z przebiegami symulacyjnymi przedstawionymi na Rys. 72 oraz analizą przeprowadzoną w rozdziałach 3 oraz 7.

Podsumowując, zarejestrowane przebiegi prądów i napięć modelu przekształtnika YY uruchomionego w symulatorze czasu rzeczywistego RTS są w pełni zgodne z przeprowadzoną analizą oraz symulacjami zrealizowanymi w programie PLECS®.

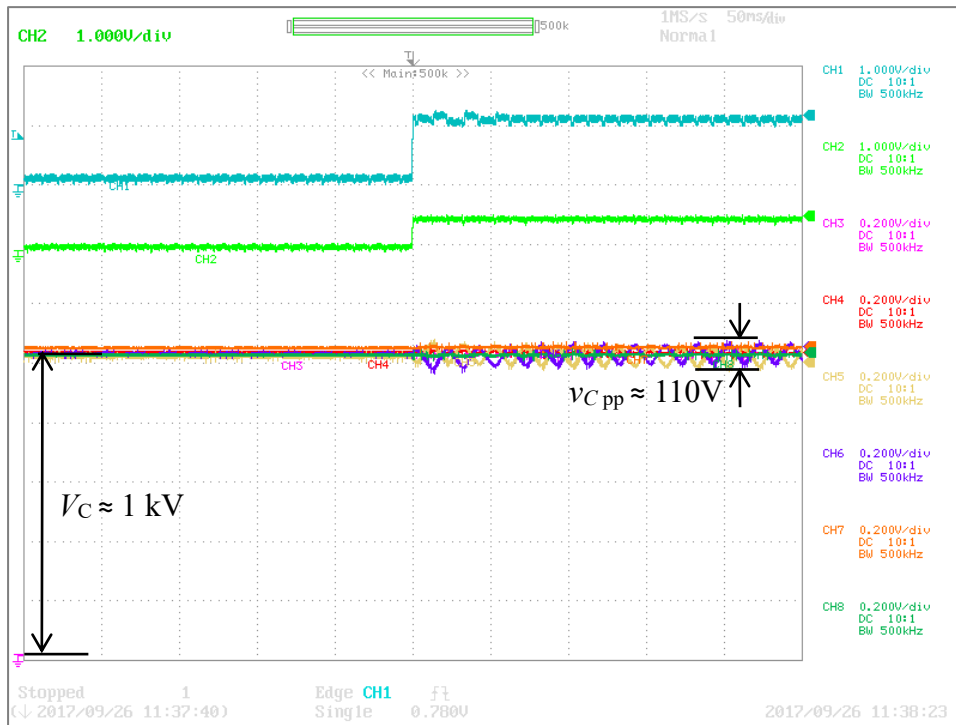
Przeprowadzone badania symulacyjne potwierdzają prawidłowe działanie układu sterowania przekształtnika YY przy wykorzystaniu sterownika przemysłowego AC 800PEC®.



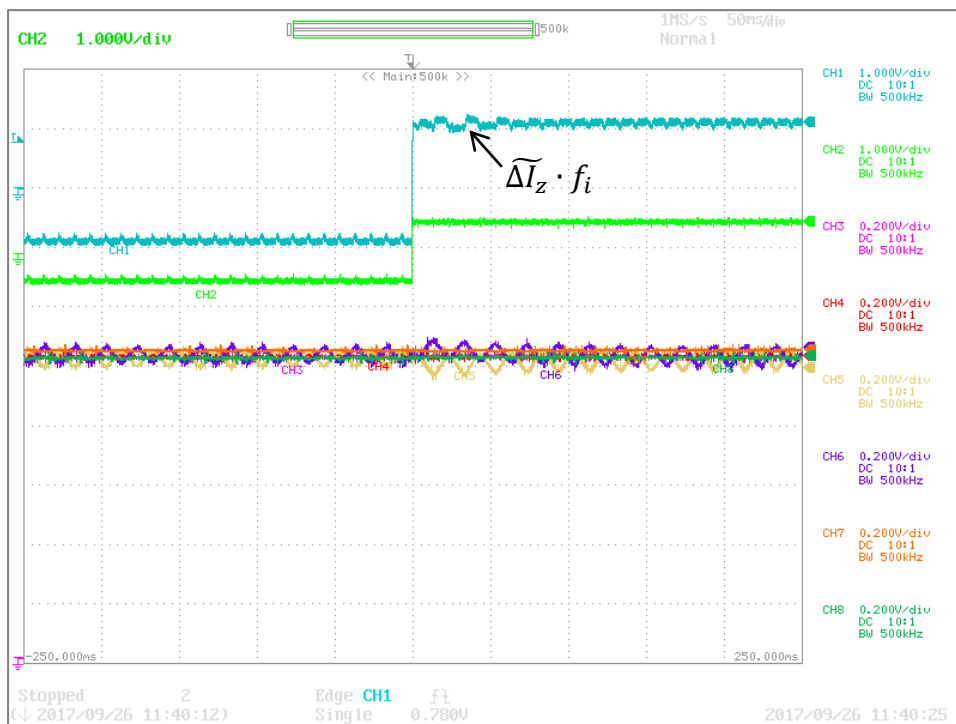
Rys. 80. Wyniki badań symulacyjnych HIL – przebiegi prądów wyjściowych oraz gałęziowych przekształtnika dla skokowej zmiany prądu obciążenia: $I_{dc2}^* = 0 \rightarrow 50$ A. $V_{dc1} = 2,5$ kV, $V_{dc2} = 5$ kV. CH1: i_{dc1} , CH2: i_{dc2} , CH3: i_{1a} , CH4: i_{1b} , CH5: i_{2a} , CH6: i_{2b} , CH7: i_{0a} , CH8: i_{0b} . Podziałka: 100A/div (100A/1V), 20ms/div



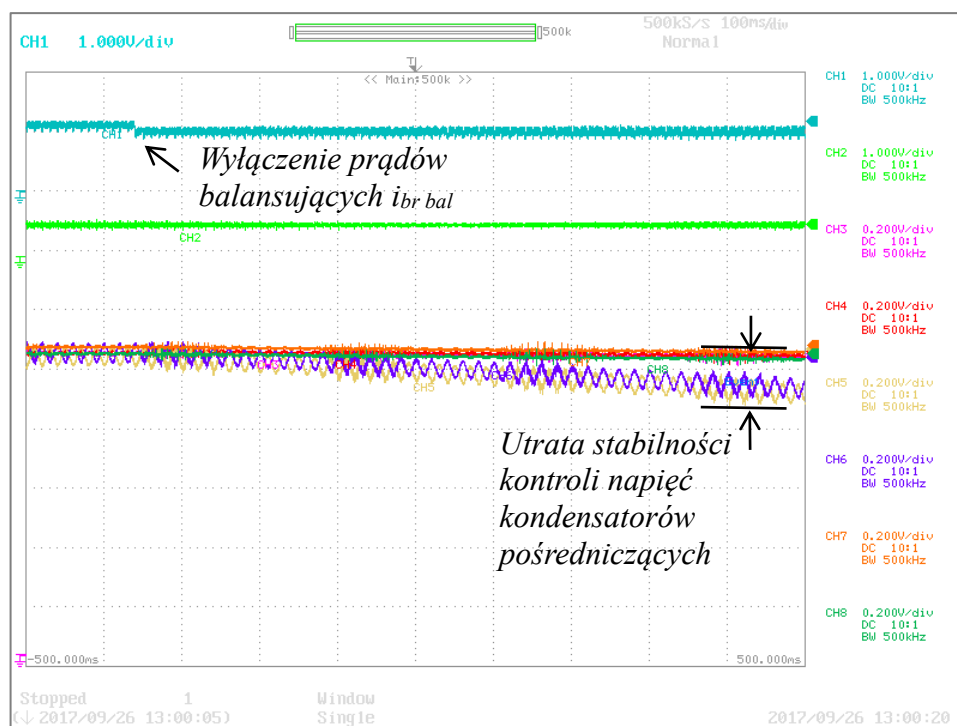
Rys. 81. Wyniki badań symulacyjnych HIL – przebiegi prądów wyjściowych oraz gałęziowych przekształtnika dla skokowej zmiany napięcia wejściowego $V_{dc1}=2500 \rightarrow 3000$ V, $V_{dc2} = 5$ kV, $I_{dc2}^*=50$ A. CH1: i_{dc1} , CH2: i_{dc2} , CH3: i_{1a} , CH4: i_{1b} , CH5: i_{2a} , CH6: i_{2b} , CH7: i_{0a} , CH8: i_{0b} . Podziałka: 100A/div (100A/1V), 20ms/div.



Rys. 82. Wyniki badań symulacyjnych HIL – przebiegi prądów wyjściowych oraz średnich napięć kondensatorów pośredniczących w gałęziach dla skokowej zmiany prądu obciążenia: $I_{dc2}^* = 0 \rightarrow 50$ A. CH1: i_{dc1} , CH2: i_{dc2} , CH3: $v_C 1a$ avg, CH4: $v_C 1b$ avg, CH5: $v_C 2a$ avg, CH6: $v_C 2b$ avg, CH7: $v_C 0a$ avg, CH8: $v_C 0b$ avg. Podziałka: 100A/div (100A/1V), 200V/div (1000V/1V), 50ms/div.



Rys. 83. Wyniki badań symulacyjnych HIL – przebiegi prądów wyjściowych oraz średnich napięć kondensatorów pośredniczących w gałęziach dla skokowej zmiany kierunku prądu i_{dc2} : $I_{dc2}^* = -50 \rightarrow 50$ A. CH1: i_{dc1} , CH2: i_{dc2} , CH3: $v_C 1a$ avg, CH4: $v_C 1b$ avg, CH5: $v_C 2a$ avg, CH6: $v_C 2b$ avg, CH7: $v_C 0a$ avg, CH8: $v_C 0b$ avg. Podziałka: 100A/div (100A/1V), 200V/div (1000V/1V), 50ms/div.



Rys. 84. Wyniki badań symulacyjnych HIL – przebiegi prądów wyjściowych oraz średnich napięć kondensatorów pośredniczących w gałęziach po wyłączeniu układu balansowania.

CH1: i_{dc1} , CH2: i_{dc2} , CH3: $V_C 1a$ avg, CH4: $V_C 1b$ avg, CH5: $V_C 2a$ avg, CH6: $V_C 2b$ avg, CH7: $V_C 0a$ avg, CH8: $V_C 0b$ avg. Podziałka: 100A/div (100A/1V), 200V/div (1000V/1V), 100ms/div.

10. WNIOSKI KOŃCOWE I PODSUMOWANIE

W ramach pracy doktorskiej przebadano działanie topologii wielopoziomowego przekształtnika modułowego DC/DC typu YY. W trakcie pracy zrealizowano wszystkie założone cele badawcze rozprawy.

W rozdziale 1 przedstawiono wprowadzenie do wielopoziomowych przekształtników modułowych. Najbardziej znaną i najczęściej analizowaną topologią należącą do tej rodziny przekształtników jest trójfazowy falownik MMC. Znalazł on zastosowanie w systemach przesyłowych prądem stałym HVDC. Są to urządzenia o mocy setek megawatów pracujące przy napięciach roboczych setek kilowoltów. W przeciwieństwie do falowników MMC, przekształtniki modułowe prądu stałego są rzadziej analizowane ze względu na ograniczoną liczbę aplikacji. Sytuacja ta może się zmienić wraz z pojawieniem się przyszłych sieci prądu stałego MVDC lub HVDC, w których wymagane będzie wykorzystanie przekształtników DC/DC [3, 63]. Na podstawie przeglądu literatury sporządzono listę wybranych topologii MMC (patrz Tab. 2). Zaletą topologii YY, w porównaniu do pozostałych przedstawionych przekształtników modułowych DC/DC, jest mniejsza liczba modułów oraz brak sprzężonych elementów magnetycznych.

W rozdziale 2 przedstawiono podstawowe założenia działania przekształtnika YY. Topologia ta składa się z sześciu gałęzi, które są podzielone w dwie równoległe grupy. Każda gałąź złożona jest z szeregowo połączonych modułów. Pojedyncza komórka przekształtnika zawiera falownik w topologii półmostka. Zadaniem układu sterowania przekształtnika jest utrzymanie napięć kondensatorów pośredniczących w modułach na zadanym poziomie. Dla pojedynczej komórki oznacza to, że moc obciążająca kondensator pośredniczący jest zbilansowana przez moc wyjściową modułu. Balansowanie napięć kondensatorów pośredniczących w gałęziach jest zapewnione przez dwa mechanizmy: wymuszeniu

przewodzenia zmiennych prądów cyrkulujących wewnątrz przekształtnika oraz wykorzystaniu redundancji stanów odpowiadających poszczególnym poziomom napięcia wyjściowego pojedynczej gałęzi.

W rozdziale 3 opisano działanie pojedynczej gałęzi przekształtnika YY. Na bazie przeglądu literatury przedstawiono wybrane dwie metody modulacji napięcia gałęziowego: NLM i PWM. Następnie określono warunki regulacji napięć kondensatorów pośredniczących, które podzielone są na dwa poziomy: balansowania gałęziowego i modułowego. Przedstawiono również układ sterowania prądu gałęziowego oraz przeanalizowano wpływ opóźnień w torze regulacji na jego stabilność. Przeprowadzona analiza została zweryfikowana symulacyjnie w programie PLECS®. Wyniki badań symulacyjnych zostały zamieszczone i opisane w rozdziale 4. Przygotowany model symulacyjny zawierał obwód elektryczny składający się z pojedynczej gałęzi połączonej równolegle z idealnym źródłem napięcia. W modelu uwzględniono rozrzut parametrów pomiędzy poszczególnymi modułami. Umożliwiło to sprawdzenie działania układu balansowania oraz porównanie modulatorów NLM i PWM w warunkach nieidealnych. Modulator NLM oraz algorytmy balansowania oparte na sortowaniu zapewniają znacznie lepszą stabilizację napięć kondensatorów pośredniczących w porównaniu do modulacji PWM oraz balansowania w zamkniętej pętli regulacji. Zaletą modulacji NLM jest okupiona jest zmienną częstotliwością łączeń w modułach. W dalszych badaniach założono, że w przekształtniku YY wykorzystywana będzie modulacji typu PWM.

W rozdziale 5 przedstawiono schemat blokowy układu sterowania dla przekształtnika YY. Wyszczególniono w nim wymagane przez układ sterowania sygnały pomiarowe oraz określono tryb pracy poszczególnych gałęzi. Założono, że w zamkniętej pętli regulacji prądu pracują wyłącznie gałęzie $1a$, $1b$, $2a$, $2b$ przekształtnika. Do prawidłowego działania wymagane są: pomiary napięć kondensatorów pośredniczących we wszystkich modułach przekształtnika, pomiary prądów gałęzi $1a$, $1b$, $2a$, $2b$ oraz pomiary napięć wejściowego V_{dc1} i wyjściowego V_{dc2} przekształtnika.

W rozdziale 6 został przedstawiony model analityczny przekształtnika YY przy założeniu braku strat mocy. W rozdziale zawarto wyprowadzenie zależności opisujących przebiegi prądów i napięć gałęziowych, które zapewniają zerową moc czynną każdej gałęzi w topologii. Przy założeniu braku strat i braku rozrzutu parametrów pomiędzy modułami, warunek ten jest wystarczający do balansowania napięć kondensatorów pośredniczących w komórkach. Następnie określono możliwości regulacyjne przekształtnika. Topologia YY umożliwia zarówno podwyższanie jak i obniżanie napięcia wejściowego. Ze względu na dużą wartość międzyszczytową prądów cyrkulujących oraz tętnienia napięć kondensatorów pośredniczących, maksymalny użyteczny współczynnik wzmocnienia napięcia przekształtnika YY powinien być mniejszy od dwóch. Najmniejsze wartości prądów cyrkulujących występują, gdy iloraz napięcia wejściowego i wyjściowego przekształtnika są zbliżone do jedności. W tych punktach pracy prądy gałęzi $0a$, $0b$ są znacząco mniejsze od prądów w pozostałych gałęziach, ponieważ zarówno wartości skuteczne, jak i średnie tych prądów są proporcjonalne do różnicy prądów wejściowego i wyjściowego przekształtnika.

W celu optymalizacji przekształtnika YY przeanalizowano wpływ wyboru kształtu przebiegów napięć i prądów gałęziowych na wartości skuteczne prądów oraz na tętnienia napięć kondensatorów pośredniczących. Częstotliwość prądów cyrkulujących w przekształtniku powinna być jak największa, aby zredukować wymaganą wartość pojemności kondensatorów pośredniczących w modułach. Wartość maksymalnej częstotliwości jest ograniczona przez pasmo przenoszenia układu kontroli prądów gałęziowych, która jest zdeterminowana przez opóźnienia występujące w torze regulacji.

Teoretycznie najlepszym wyborem jest wymuszenie prostokątnego kształtu przebiegów prądów cyrkulujących i zmiennych napięć gałęziowych. Spełnienie takiego założenia nie jest realizowalne fizycznie. Z tego powodu założono, aby funkcje f_i oraz f_v , opisujące kształt przebiegów zmiennych prądów i napięć w przekształtniku zawierały wyłącznie pierwszą i trzecią harmoniczną. Wartości amplitud poszczególnych harmoniczych zostały dobrane w celu redukcji wartości skutecznych prądów gałęziowych.

Dodatkowo w rozdziale 6 przeanalizowano wpływ wartości indukcyjności dławików gałęziowych na tętnienia prądów związanych z modulacją napięcia. Wyprowadzono zależność na wartość indukcyjności dławików w funkcji założonej wartości współczynnika tętnień prądów gałęziowych.

W rozdziale 7 przedstawiono układ balansowania mocy gałęzi przekształtnika YY. Analitycznie przebadano dwa warianty działania układu. W pierwszym wariantcie, założono, że balansowanie mocy gałęzi zapewnione będzie przez równoczesną kontrolę prądów i napięć gałęziowych przekształtnika. W drugim wariantcie założono, że moc gałęzi regulowana będzie wyłącznie poprzez wpływ na zadane przebiegi prądów gałęziowych. Wadą pierwszej metody jest brak możliwości balansowania układu przy braku obciążenia i wartości współczynnika wzmocnienia napięcia przekształtnika bliskich jedności. Natomiast druga metoda umożliwia balansowanie mocy we wszystkich dopuszczalnych punktach pracy przekształtnika, ale zakłada, że prąd wejściowy przekształtnika i_{dc1} może być tętniący. Dodatkowa zmienna składowa prądu wejściowego ma względnie niską wartość międzyszczytową.

Ostatecznie założono, że opracowany układ balansowania wykorzystuje drugi wariant pracy. Regulacja mocy gałęzi zapewniona jest przez wymuszenie przewodzenia dodatkowych prądów balansujących w przekształtniku. Prądy te zostały rozłożone na sześć niezależnych liniowo składników. Następnie, na podstawie analizy wartości czynnych mocy chwilowych gałęzi, wyprowadzono zależności pomiędzy mocą wyjściową poszczególnych gałęzi i przebiegami prądów balansujących. Układ balansowania działa w zamkniętej pętli regulacji na podstawie pomiaru wartości uchybu pomiędzy wartością średnią napięć kondensatorów pośredniczących w gałęzi, a wartością zadaną V_C^* .

W rozdziale 8 opisano proces rozruchu przekształtnika YY ze stanu początkowego z całkowicie rozładowanymi kondensatorami pośredniczącymi. Jest on podzielony na kilka etapów, w trakcie których ładowane są kondensatory pośredniczące w poszczególnych gałęziach przekształtnika YY. W trakcie etapu pasywnego ładowania kondensatorów pośredniczących wykorzystywany jest dodatkowy rezystor rozruchowy ograniczający prąd wejściowy przekształtnika.

W rozdziale 9 przedstawiono badania symulacyjne działania przekształtnika YY. Przeprowadzono je za pomocą dwóch narzędzi symulacyjnych: programu symulacyjnego PLECS® oraz symulacji typu HIL z wykorzystaniem symulatora czasu rzeczywistego RTS i sterownika przemysłowego AC 800PEC®. Model symulacyjny przykładowego przekształtnika YY został opracowany na podstawie zależności wyprowadzonych w rozdziałach 6-7. Model symulacyjny uwzględniał rozrzut parametrów pomiędzy modułami. Wyniki badań symulacyjnych potwierdziły prawidłowe działanie przekształtnika i balansowanie napięć kondensatorów pośredniczących dla wybranych punktów pracy oraz zmian prądu obciążenia, napięcia wejściowego i wyjściowego. Wartości zarejestrowanych przebiegów prądów i napięć przekształtnika YY w obu typach symulacji były zgodne z przeprowadzoną analizą matematyczną.

Rozprawa doktorska jest pierwszym opracowaniem dotyczącym wielopoziomowego przekształtnika modułowego DC/DC typu YY. Poruszono w niej jedynie wybrane,

podstawowe zagadnienia dotyczące jego działania. Na podstawie przeprowadzonej analizy wskazano kierunki dalszych badań nad tą topologią. Są to:

1. Analiza działania przekształtnika YY wykazała, że wymaga on względnie dużych wartości pojemności kondensatorów pośredniczących w modułach, szczególnie w przypadku dużej różnicy pomiędzy napięciem wejściowym i wyjściowym przekształtnika. Dalsze studia nad tą topologią powinny się skupić nad opracowaniem metod redukcji wymaganej wartości pojemności kondensatorów pośredniczących w modułach.
2. W przedstawionej rozprawie doktorskiej skupiono się głównie na opracowaniu układu sterowania przekształtnika YY, pomijając kwestie aplikacyjne. Ciekawym tematem badawczym jest określenie jego użyteczności dla konkretnych zastosowań w potencjalnych przyszłych sieciach prądu stałego MVDC lub HVDC.

Przekształtnik YY jest ciekawym rozwiązaniem umożliwiającym bezpośrednie przetwarzanie średniego lub wysokiego napięcia stałego. Ze względu na swoje własności (brak izolacji galwanicznej, dwukierunkowe przetwarzanie energii, ograniczona wartość współczynnika wzmocnienia napięcia) można go nazwać stałoprądowym odpowiednikiem autotransformatora.

BIBLIOGRAFIA

- [1] Abu-Rub H., Malinowski M., Al-Haddad K. „Hardware-in-the-Loop Systems with Power Electronics: A Powerful Simulation Tool” in *Power Electronics for Renewable Energy Systems, Transportation and Industrial Applications*, Wiley-IEEE Press, pp.832, 2014.
- [2] Adamowicz M. , Krzemiński Z. „Wielopoziomowe przekształtniki średniego napięcia (SN) o budowie modułowej” *Automatyka-Elektryka-Zakłócenia*, vol. 5, Nr 3, 2014.
- [3] Barker C. D., et al. „Requirements of DC-DC converters to facilitate large DC grids”, *CIGRE, SC B4 HVDC and Power Electronics*, 2012.
- [4] Baruschka L., et al. „A new modular multilevel ac/dc converter topology applied to a modular multilevel dc/dc converter” *Proceedings of the 16th European Conference on Power Electronics and Applications EPE'14*, 2014.
- [5] Baruschka L., Mertens A. „A new 3-phase direct modular multilevel converter” *Proceedings of the 14th European Conference on Power Electronics and Applications EPE'11*, 2011.
- [6] Bergna G. et al., „An Energy-Based Controller for HVDC Modular Multilevel Converter in Decoupled Double Synchronous Reference Frame for Voltage Oscillation Reduction” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 6, pp. 2360-2371, 2013.
- [7] Błaszczyk P., Winkelkemper M., Schwager L. „Converter energy balancing in MMC system energy sharing using master controller” *International Conference on Electrical Drives and Power Electronics EDPE*, pp.30-37, Tatranska Lomnica, 2015.
- [8] Bronsztejn I. N., Siemiendiajew K. A. „Matematyka Poradnik encyklopedyczny”, Wydawnictwo Naukowe PWN, Warszawa, 2015.
- [9] Cichowski A., Szwarc K., Nieznański J., Szczepankowski P., „Modelowanie wpływu pojemności pasożytniczych oraz czasu martwego na napięcia wyjściowe falowników wielopoziomowych typu NPC” *Przegląd elektrotechniczny – Electrical Review*, R. 88 NR 4b, pp. 236-240, 2012.
- [10] Davies M., et al. „HVDC PLUS – Basics and Principle of Operation” *Siemens Energy Sector*, 2008.
- [11] Debnath S. , Qin J. , Bahrani B. , Saeedifard M., Barbosa P. „Operation, Control and Applications of the Modular Multilevel Converter: A Review” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 1, pp. 37-53, 2015.
- [12] Deng Y. , Wang Y. , Teo K. H., Harley R. G. „Space vector modulation method for modular multilevel converters” *40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society IECON*, pp. 4715-4721, Dallas, 2014.
- [13] Deng Y., Saeedifard M., Harley R. G. „An improved nearest-level modulation method for the modular multilevel converter” *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 1595-1600, Charlotte, 2015.
- [14] Engel S. P., De Doncker R. W. „Control of the Modular Multi-Level Converter for minimized cell capacitance” *Proceedings of the 14th European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1-10, Birmingham, 2011.

- [15] Erickson R., Al-Naseem A. „A new family of matrix converters” The 27th Annual Conference of Industrial Electronics Society IECON’01, vol. 2, 2001.
- [16] Filsoof K., Lehn P. „Design and control of a bidirectional triangular modular multilevel DC-DC converter” 14th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics COMPEL, Salt Lake City, 2013.
- [17] Franquelo L. G., et al. „The age of multilevel converters arrives” IEEE Industrial Electronics Magazine, vol. 2, no. 2, pp. 28-39, 2008.
- [18] Gao F., et. al., „Startup strategy of VSC-HVDC system based on modular multilevel converter” Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 1946-1952, Pittsburgh, 2014.
- [19] Glinka M. „Prototype of multiphase modular-multilevel-converter with 2 MW power rating and 17-level-output-voltage” 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, vol.4, pp. 2572-2576, 2004.
- [20] Glinka M., Marquardt R. „A new single phase AC/AC-multilevel converter for traction vehicles operating on AC line voltage” EPE Journal, pp. 7-12, 2004.
- [21] Glinka M., Marquardt R. „A new AC/AC multilevel converter family” Transactions on Industrial Electronics, vol.52, no. 3, pp. 662-669, 2005.
- [22] Guan M., Xu Z., Chen H. „Control and modulation strategies for modular multilevel converter based HVDC system” 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society IECON, pp. 849-854, Melbourne, 2011.
- [23] Hagiwara M., Akagi H. „Control and Experiment of Pulsewidth-Modulated Modular Multilevel Converters” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 24, no. 7, pp. 1737-1746, 2009.
- [24] Hagiwara M., Ryo M., Akagi H. „Theoretical analysis and control of the modular multilevel cascade converter based on double-star chopper-cells (MMCC-DSCC)” Power Electronics Conference (IPEC), 2010.
- [25] Hammond P. W. „A new approach to enhance power quality for medium voltage AC drives” IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 33, no. 1, pp. 202-208, 1997.
- [26] Hartman M. „Wybrane element analizy porównawczej wielopoziomowych falowników napięcia” Przegląd Elektrotechniczny - Electrical Review, vol 84, nr 4, pp.2-3, 2008.
- [27] Hartman M. "Wielopoziomowe falowniki napięcia", Postępy Napędu Elektrycznego i Energoelektroniki , t. 53, Gdynia 2006.
- [28] Hartman M. „Space vectors sets of voltage multilevel inverter. Part II. FCC and IHBI circuit topologies” CPE’05 Conference Proceedings, Gdańsk, 2005.
- [29] Hassanpoor A., Häfner J., Jacobson B. „Technical assessment of load commutation switch in hybrid HVDC breaker” International Power Electronics Conference IPEC, pp. 3667-3673, Hiroshima, 2014.
- [30] Hoffmann N., Fuchs F. W., Dannehl J. „Models and effects of different updating and sampling concepts to the control of grid-connected PWM converters – A study based on discrete time domain analysis” Proceedings of the 14th European Conference on Power Electronics and Applications, pp. 1-10, Birmingham, 2011.

- [31] Huang S., Teodorescu R., Mathe L. „Analysis of communication based distributed control of MMC for HVDC” 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), pp. 1-10, Lille, 2013.
- [32] Huber J. E., Korn A. J. „Optimized Pulse Pattern modulation for Modular Multilevel Converter high-speed drive” 15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), pp. LS1a-1.4-1-LS1a-1.4-7, Novi Sad, 2012.
- [33] Ilves K., Harnefors L., Norrga S., Nee H. P. „Predictive Sorting Algorithm for Modular Multilevel Converters Minimizing the Spread in the Submodule Capacitor Voltages” IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 1, pp. 440-449, 2015.
- [34] Jacobson B., et al. „VSC-HVDC Transmission with Cascaded Two-Level Converters” B4-110 CIGRE, 2010.
- [35] Jovcic D., et. al., „Feasibility of DC transmission networks,” 2nd PES International Conference and Exhibition on Innovative Smart Grid Technologies, Manchester, pp. 1-8, 2011.
- [36] Kashihara Y., Itoh J. I. „The performance of the multilevel converter topologies for PV inverter” 7th International Conference on Integrated Power Electronics Systems (CIPS), Nuremberg, pp. 1-6, 2012.
- [37] Kaźmierkowski M. P., Malinowski M., Sędlak M., Styński S. „Operation of four-leg three-level flying capacitor grid-connected converter for RES”, IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, pp. 1100-1105, 2013.
- [38] Kenzelmann S. et al. „A Versatile DC-DC Converter for Energy Collection and Distribution using the Modular Multilevel Converter” IET Conference on Renewable Power Generation, Edinburgh, 2011.
- [39] Kirby N. „ALSTOM Grid HVDC Tres Amigas and VSC Technology” Alstom, 2011.
- [40] Kish G. J., Holmes C., Lehn P. W. „Dynamic modeling of modular multilevel DC/DC converters for HVDC systems” 15th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), pp. 1-7, Santander, 2014.
- [41] Kleine Jäger M., et. al., „Pre-charging of MMC and power-up of a MMC-based multiterminal HVDC transmission system” Intl Aegean Conference on Electrical Machines & Power Electronics (ACEMP), pp. 369-374, Side, 2015.
- [42] Klimczak P., Błaszczuk P. „Double Wye Modular Multilevel Converter Direct Dc-dc Topology”, The IP.com Prior Art Database, IPCOM000235992D, 2014.
- [43] Klimczak P., Błaszczuk P., Jeż R., Kóska K. „Double wye Modular Multilevel Converter - direct DC-DC topology,” 8th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD), pp. 1-6, Glasgow, 2016.
- [44] Korn A. J., et al. „Capacitor voltage balancing in modular multilevel converters” Power Electronics, Machines and Drives 6th IET International Conference on. IET, 2012.
- [45] Kouro S., et al. „Recent Advances and Industrial Applications of Multilevel Converters” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 57, no. 8, pp. 2553-2580, 2010.

- [46] Kóska K., Błaszczuk P., Klimczak P., Hałat P., Jeż R. "Branch Energy Balancing of Double Wye DC-DC Modular Multilevel Converter", European Conference on Power Electronics and Applications EPE'17, Warszawa, 2017.
- [47] Krug D., Malinowski M., Bernet S. „Design and comparison of medium voltage multi-level converters for industry applications" Conference Record of the 2004 IEEE Industry Applications Conference, 2004. 39th IAS Annual Meeting., pp. 781-790 vol.2., 2004.
- [48] Kyo-Min K., et al. „Improved Pre-charging Method for MMC-Based HVDC Systems Operated in Nearest Level Control" Journal of Power Electronics, vol. 17, no.1, pp. 127-135, 2017.
- [49] Leonard J., Hadidi R., Fox J. C. „Real-time modeling of multi-level megawatt class power converters for Hardware-In-the-Loop testing" International Symposium on Smart Electric Distribution Systems and Technologies (EDST), pp. 566-571, 2015.
- [50] Lesnicar A., Marquardt R. „An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range" Power Tech Conference Proceedings, vol. 3, Bologna, 2003.
- [51] Lewicki A., Krzeminski Z. , Abu-Rub H. „Space-Vector Pulsewidth Modulation for Three-Level NPC Converter With the Neutral Point Voltage Control" in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 58, no. 11, pp. 5076-5086, Nov. 2011.
- [52] Li X., Song Q., Liu W., Rao H., Xu S., Li L. „Protection of Nonpermanent Faults on DC Overhead Lines in MMC-Based HVDC Systems" IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 28, no. 1, pp. 483-490, 2013.
- [53] Li Z., et al. „An Improved Pulse Width Modulation Method for Chopper-Cell-Based Modular Multilevel Converters," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 27, no. 8, pp. 3472-3481, 2012.
- [54] Malinowski M., et al. „A Survey on Cascaded Multilevel Inverters" in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 57, no. 7, pp. 2197-2206, 2010.
- [55] Malinowski M., Stynskim S., Kolomyjski W., Kazmierkowski M. P. „Control of Three-Level PWM Converter Applied to Variable-Speed-Type Turbines" in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 56, no. 1, pp. 69-77, Jan. 2009.
- [56] Marquardt R. „Modular Multilevel Converter: An universal concept for HVDC-Networks and extended DC-Bus-applications" Power Electronics Conference (IPEC), 2010.
- [57] Marquardt R., et al. „Modulares stromrichterkonzept für netzkupplungsanwendung bei hohen spannungen" ETG-Fachtagung, Bad Nauheim, 2002.
- [58] Mecke R. „Multilevel NPC inverter for low-voltage applications" Proceedings of the 14th European Conference on Power Electronics and Applications, pp. 1-10, Birmingham, 2011.
- [59] Moranchel M., Bueno E. J., Rodriguez F. J., Sanz I. „Implementation of nearest level modulation for Modular Multilevel Converter" 6th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG), pp.1-5, Aachen, 2015.
- [60] Moranchel M., et al. „A Comparison of Modulation Techniques for Modular Multilevel Converters" Energies, vol. 9, no. 12, pp.1091, 2016.

- [61] Nabae A., Takahashi I., Akagi H. „A new neutral-point-clamped PWM inverter” IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-17, no. 5, pp. 518–523, 1981.
- [62] Norrga S., Ångquist L., Antonopoulos A. „The polyphase cascaded-cell DC/DC converter” Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2013.
- [63] Pérez J. D., et al. „DC-DC Converters for HVDC Grids: A Survey”, International Conference on Components and Systems do DC Grids 14-Grenoble, 2017.
- [64] Peng Fang Zheng, et al. „A multilevel voltage-source inverter with separate DC sources for static var generation” IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 32, no. 5, pp. 1130-1138, 1996.
- [65] Piróg S. „Układy o komutacji sieciowej i o komutacji twardej”, Wydawnictwa AGH, Kraków 2006.
- [66] Piróg S., et al. „Multicell DC/DC Converter with DSP/CPLD Control. Practical Results” 12th International Power Electronics and Motion Control Conference, pp. 677-682, Portoroz, 2006.
- [67] Piróg S., Stala R., Stawiarski Ł. „Power electronic converter for photovoltaic systems with the use of FPGA-based real-time modeling of single phase grid-connected systems”, Bulletin of the Polish Academy of Sciences, Vol. 57, No. 4, 2009.
- [68] Płatek T. „Trzypoziomowy falownik typu FLC z regulacją napięcia na kondensatorze o zmiennym potencjale” Wiadomości Elektrotechniczne, Nr 09, 2009.
- [69] Pudjianto D., Castro M. , Strbac G., Gaxiola E. „Transmission infrastructure investment requirements in the future European low-carbon electricity system” 10th International Conference on the European Energy Market (EEM), pp.1-6, Stockholm, 2013.
- [70] Qin J., Saeedifard M. „Predictive Control of a Modular Multilevel Converter for a Back-to-Back HVDC System” IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 27, no. 3, pp. 1538-1547, 2012.
- [71] Qin J., Saeedifard M. „Reduced Switching-Frequency Voltage-Balancing Strategies for Modular Multilevel HVDC Converters” IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 28, no. 4, pp. 2403-2410, 2013.
- [72] Ricco M., Mathe L., Teodorescu R. „FPGA-based implementation of sorting networks in MMC applications” 18th European Conference on Power Electronics and Applications EPE'16, Karlsruhe, pp. 1-10, 2016.
- [73] 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, vol. 54, no. 6, pp. 2930-2945, 2007.
- [74] Rohner S., Bernet S., Hiller M., Sommer R. „Modulation, Losses, and Semiconductor Requirements of Modular Multilevel Converters” IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 57, no. 8, pp. 2633-2642, 2010.
- [75] Rui L., et al. „Hybrid cascaded modular multilevel converter with DC fault ride-through capability for the HVDC transmission system” IEEE Transactions on Power Delivery vol. 30, no.4, pp. 1853-1862, 2015.
- [76] Schweizer M. , Kolar J. W. „High efficiency drive system with 3-level T-type inverter” Proceedings of the 14th European Conference on Power Electronics and Applications, Birmingham, pp. 1-10, 2011.

- [77] Sellick R. L., Akerberg M. „Comparison of HVDC Light (VSC) and HVDC Classic (LCC) site aspects, for a 500MW 400kV HVDC transmission scheme” 10th IET International Conference on AC and DC Power Transmission ACDC, pp. 1-6, Birmingham, 2012.
- [78] Sędlak M., Styński S., Kaźmierkowski M. P., Malinowski M. „Three-level four-leg flying capacitor converter for renewable energy sources” *Przegląd Elektrotechniczny - Electrical Review*, vol 88, nr 12a, pp.6-11, 2012.
- [79] Shi X., et al. „Characteristic Investigation and Control of a Modular Multilevel Converter-Based HVDC System Under Single-Line-to-Ground Fault Conditions” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 1, pp. 408-421, 2015.
- [80] Sikorski A., Korzeniewski M., Ruszczyk A. „Identification of Dead-Time Influence on The Output Voltage of the Inverter Controlled by Non-Linear Controllers”, International Conference on „Computer as a Tool” EUROCON, pp. 1896-1901, 2007.
- [81] Silke A., Hamerski R., Marquardt R. „New transformerless, scalable modular multilevel converters for HVDC-transmission” *Power Electronics Specialists Conference PESC*, 2008.
- [82] Stala R., et al. „Results of Investigation of Multicell Converters With Balancing Circuit – Part I” in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 7, pp. 2610-2619, 2009.
- [83] Steurer M. M., et al. „Multifunctional Megawatt-Scale Medium Voltage DC Test Bed Based on Modular Multilevel Converter Technology” *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 2, no. 4, pp. 597-606, 2016.
- [84] Strzelecki R. M., et al. „Small power laboratory model and high power prototype of the four-level VSI” 2008 13th International Power Electronics and Motion Control Conference, pp. 1332-1336, 2008.
- [85] Strzelecki R., et. al., „Analysis of DC-link Capacitor Voltage Balance in Multilevel Active Power Filters”, *Proceedings of the Power Electronics and Applications European Conference EPE'2001*, 2001.
- [86] Szarek M. et al. „NPC Three Level Inverter With Dual DC Bus For Independent Distributed Generators. Neutral-Point Voltage Balancing Under The Input Power Imbalance” *Proceedings of the Power Electronics and Applications European Conference EPE'17*, 2017.
- [87] Szczepankowski P., Nieznański J. „Pasywna stabilizacja rozkładu napięć w obwodzie pośredniczącym falownika trójpoziomowego NPC”, *Pomiary Automatyka Kontrola*, vol. 53, no 4, pp.44-47, 2007.
- [88] Szczepankowski P., Nieznański J. „Virtual Space Vector Pulse Width Modulation algorithm for three-level NPC converters based on the final element shape functions” *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 3824-3829, 2013.
- [89] Tang Y., Ran L., Alatisse O., Mawby P. „Capacitor selection for modular multilevel converter” *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 2080-2087, 2014.
- [90] Tu Q., Xu Z., Xu L. „Reduced Switching-Frequency Modulation and Circulating Current Suppression for Modular Multilevel Converters” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 26, no. 3, pp. 2009-2017, 2011.

- [91] Van de Sype D. M., et al. „Small-signal Laplace-domain analysis of uniformly sampled pulse-width modulators” 35th Annual Power Electronics Specialists Conference PESC’04, vol. 6, 2004.
- [92] Vidal-Albalade R., et al. „A modular multi-level DC-DC converter for HVDC grids,” 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society IECON, pp. 3141-3146, Florence, 2016.
- [93] Volke A., Hornkamp M. „IGBT Modules. Technologies, Driver and Application”, Infineon Corporation, 2017.
- [94] Wang P., et al. „Start-Up Control of an Offshore Integrated MMC Multi-Terminal HVDC System With Reduced DC Voltage” IEEE Transactions on Power Systems, vol. 31, no. 4, pp. 2740-2751, 2016.
- [95] Xue Y., Xu Z., Tang G. „Self-Start Control With Grouping Sequentially Precharge for the C-MMC-Based HVDC System” IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 29, no. 1, pp. 187-198, 2014.
- [96] Yang Y., et al. „Pre-charging control strategies of modular multilevel converter” International Conference on Electrical Machines and Systems ICEMS, pp. 1842-1845, Busan, 2013.
- [97] Nota techniczna „HVDC Flexible” C-EPRI Electric Power Engineering, State Grid Smart Grid Research Institute Co.,Ltd, 2017.
- [98] Nota techniczna „HVDC Light® It’s time to connect” ABB Ltd. Id No: POW-0038, 2013.
- [99] Nota techniczna „ScopeCorder DL750/DL750P/SL1400” Yokogawa Electric Corporation, Bulletin 7012-00E, 2008.
- [100] Nota techniczna „SINAMICS SM 120 CM” © Siemens AG 2016.
- [101] Strona internetowa:
<http://maxima.sourceforge.net/>
- [102] Strona internetowa:
<http://new.abb.com/pl/o-nas/technologie/korporacyjne-centrum-badawcze-abb>
- [103] Strona internetowa:
<http://new.abb.com/power-electronics/control-systems/ac-800pec>
- [104] Strona internetowa:
<http://www.opal-rt.com/>
- [105] Strona internetowa:
<http://www.ti.com/product/TMS320F28069>
- [106] Strona internetowa:
<https://www.plexim.com/plecs>