

Pięciopoziomowy przekształtnik AC-DC z predykcyjnym algorytmem minimalizacji napięcia zaburzeń wspólnych

Streszczenie. W artykule przedstawiono topologię oraz algorytm sterowania pięciopoziomowego przekształtnika AC-DC przeznaczonego do współpracy z siecią trakcyjną 3 kV DC. W przekształtniku zaimplementowana została metoda sterowania VOC (Voltage Oriented Control) z predykcyjnym regulatorem prądu sieci elektroenergetycznej oraz z algorytmem minimalizacji negatywnego wpływu występowania napięcia zaburzeń wspólnych. Na końcu opracowania przedstawione zostały wyniki badań symulacyjnych układu w środowisku Matlab/Simulink.

Abstract. This paper presents the topology and the control algorithm of five-level, 3 kV DC, traction AC-DC converter. The VOC (Voltage Oriented Control) method with FCS-MPC (Finite Control Set – Model Predictive Control) grid current regulator has been implemented for the converter. The control algorithm has been also extended with the common-mode voltage suppression component. Last part of this paper presents simulation results and findings of the implemented algorithms in Matlab/Simulink software. (Five-level AC-DC converter with predictive common-mode voltage suppression algorithm)

Słowa kluczowe: przekształtnik wielopoziomowy, filtr LCL, napięcie zaburzeń wspólnych, przekształtnik AC-DC
Keywords: multilevel converter, LCL filter, common-mode voltage, AC-DC converter

Wstęp

W przypadku układów zasilających trakcję elektryczną o napięciu stałym 3 kV, ogromna część podstacji prostownikowych wyposażona jest w 12-pulsowe, pasywne, prostowniki diodowe. Z jednej strony koszt budowy takiego rozwiązania jest niewielki ze względu na prostotę i brak zaawansowanego układu sterowania, z drugiej zaś strony, pozwala to na jednokierunkowe przesyłanie energii oraz wprowadza do sieci prąd, którego przebieg charakteryzuje się znaczną zawartością harmonicznych, zwłaszcza tych o niższej częstotliwości [1]. Rozwiązaniem zdającym się odpowiadać na postawione wyżej problemy może okazać się wykorzystanie przekształtników aktywnych z elementami w pełni sterowanymi typu tranzystory IGBT lub SiC mosfet.

Istotną przeszkodą jaką napotyka się przy praktycznej realizacji takich prostowników, są wymagania napięciowe, które w wyraźnym stopniu przewyższają zdolności standardowych elementów dostępnych na rynku, z kolei cena półprzewodników na napięcia średnie jest bardzo wysoka. Istotny problem przy realizacji dwupoziomowych przekształtników trakcyjnych stanowi również generowanie wysokich wartości pochodnych napięcia du/dt .

W obliczu ww. wyzwań, niezwykle popularnością cieszy się stosowanie przekształtników wielopoziomowych [2] [3] [4], w których większa ilość poziomów napięcia, zmniejsza w znacznym stopniu wartości du/dt przy przełączeniach, co oprócz minimalizacji zakłóceń, obniża też zawartość harmonicznych w kształtowanym prądzie. Ponadto, układy wielopoziomowe, ze względu na szeregowe połączenie elementów półprzewodnikowych, obniżają napięcie blokowania jakiemu poddane są tranzystory w stanie zaporowym i pozwalają na stosowanie standardowych elementów niskonapięciowych np. klasy 1700 V.

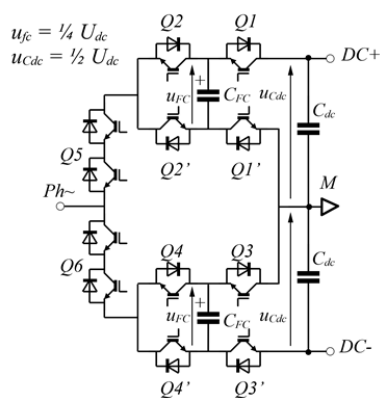
Niestety ze względu na fakt, że przekształtniki aktywne w ogromnej większości działają na zasadzie modulacji szerokości impulsów, wytwarzają one znaczące zakłócenia przewodzone i promieniowane. Jednym z głównych problemów zasługujących na uwagę jest generowanie zaburzeń wspólnych z ang. *common-mode* – CM, które wynikają z powstawania różnicy potencjałów pomiędzy

punktem neutralnym obciążenia oraz punktem neutralnym źródła zasilania [5] [6] [7]. Występowanie takiego napięcia niesie za sobą liczne ujemne skutki, takie jak degradacja łożysk silników, niebezpieczeństwo pojawienia się napięcia na częściach dostępnych urządzenia, oraz zmianę potencjału punktu neutralnego transformatora trakcyjnego.

W niniejszym opracowaniu przedstawione zostały wyniki badań symulacyjnych trakcyjnego przekształtnika AC-DC umożliwiającego minimalizację negatywnego wpływu występowania napięcia zaburzeń wspólnych w układzie. Badania przeprowadzone zostały z wykorzystaniem środowiska Matlab/Simulink.

Topologia pięciopoziomowego przekształtnika DFC-ANPC

Opracowany w niniejszej publikacji model symulacyjny pięciopoziomowego przekształtnika AC-DC oparty jest na topologii zaprezentowanej w [8] oraz [9] - DFC-ANPC (Dual Flying Capacitor – Active Neutral Point Clamped inverter). Rysunek 1 ilustruje schemat elektryczny jednej fazy przekształtnika DFC-ANPC. Przedstawiony układ jest modyfikacją niezwykle popularnej i szeroko stosowanej topologii pięciopoziomowej 5L-ANPC-VSC [4] [10].



Rys. 1. Topologia pięciopoziomowego przekształtnika DFC-ANPC – jedna faza

Stosowanie topologii DFC-ANPC w miejsce standardowego ANPC, jest korzystne ze względu na fakt, że przy jednakowej wartości obciążenia przekształtnika, w przypadku DFC-ANPC, uzyskuje się znacząco niższe wartości temperatur maksymalnych z jakimi pracują elementy półprzewodnikowe mocy niż w przypadku standardowego ANPC.. Topologia DFC-ANPC jest znacznie lepiej zoptymalizowana pod względem wydajnościowym niż standardowe ANPC [9].

Model matematyczny pięciopoziomowego przekształtnika AC-DC typu DFC-ANPC

Wykorzystany w niniejszej pracy model matematyczny trójfazowego przekształtnika AC-DC, opracowany został w oparciu o transformacje układów współrzędnych Clark'e i Parke'a [11], gdzie trójfazowe wielkości elektryczne układu sieć-przekształtnik, transformowane są do wirującego układu odniesienia xy i przedstawione jako wektory dwuelementowe.

Zmiennymi sterującymi w układzie są napięcia fazowe jakie generowane są na zaciskach wyjściowych przekształtnika, zaś napięcie to mierzone jest pomiędzy punktem Ph a punktem środkowym M kondensatorów w szynie DC (rysunek 1). W literaturze powszechnie przyjmuje się oznaczenie cyfrowe, gdzie każdemu z poziomów napięcia w danej fazie przypisana jest – w przypadku przekształtnika pięciopoziomowego – cyfra w zakresie od 0 do 4. Tabela 1 pokazuje dostępne stany napięciowe fazy przekształtnika oraz odpowiadające im konfiguracje łączników jakie należy zastosować aby je uzyskać [8]. Oznaczenie „x” w komórce tabeli oznacza, że stan łącznika może być w danym przypadku dowolny.

Tabela 1. Stany napięciowe przekształtnika DFC-ANPC oraz odpowiadające im konfiguracje łączników (rysunek 1)

Stan	Q1	Q2	Q3	Q4	Q5	Q6	u_{Ph-M}
4	1	1	x	x	1	0	$\frac{1}{2} U_{dc}$
3	1/0	0/1	x	x	1	0	$\frac{1}{4} U_{dc}$
2	0/0/1	0/0/1	1/0/1	1/0/1	1/1/0	1/0/1	0
1	x	x	1/0	0/1	0	1	$-\frac{1}{4} U_{dc}$
0	x	x	1	1	0	1	$-\frac{1}{2} U_{dc}$

Zestawienie zamieszczone w tabeli 1 pokazuje, że w przypadku stanów oznaczonych cyframi 3, 2 i 1, istnieje możliwość uzyskania ich za pomocą więcej niż jednej konfiguracji łączników tranzystorowych. Wektor napięcia przekształtnika opisany jest trzycyfrowym oznaczeniem gdzie kolejne cyfry opisują stany napięciowe, odpowiednio w fazach a, b i c np. – 231, 111, 433.

Opisane powyżej oznaczenie cyfrowe wykorzystywane jest następnie do wyznaczenia zespolonego wektora przestrzennego napięcia przekształtnika w układzie $\alpha\beta$ za pomocą następujących równań [10]:

$$(3) \quad \mathbf{k}_{\alpha\beta} = \frac{2}{3} (k_a - 0,5k_b - 0,5k_c) + j \frac{1}{\sqrt{3}} (k_b - k_c),$$

gdzie:

$$k_a, k_b, k_c = \{0, 1, 2, 3, 4\}$$

gdzie: k_a, k_b, k_c – wartości cyfrowe stanów przekształtnika dla każdej z trzech faz.

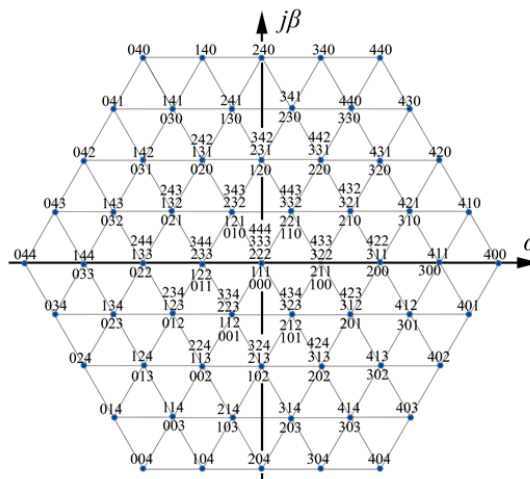
Następnie wektor napięcia przekształtnika wyznacza się na podstawie zależności:

$$(4) \quad \mathbf{u}_{\alpha\beta} = \frac{U_{dc}}{4} \mathbf{k}_{\alpha\beta} = \frac{U_{dc}}{4} (k_\alpha + jk_\beta)$$

W wyniku przeprowadzenia powyższego przekształcenia, otrzymuje się w sumie 125 wektorów sterujących, które można podzielić na dwie podgrupy – wektorów unikalnych i redundantnych. Wektory unikalne wywierają zauważalny wpływ na układ, co oznacza że załączenie każdego z nich będzie miało inny wpływ na zachowanie się przekształtnika i występujące w nim pochodne zmiennych elektrycznych.

Wektory redundantne z kolei, pomimo iż uzyskiwane są przy innych konfiguracjach łączników/stanów, wywierają jednakowych wpływ na zachowanie się przekształtnika ponieważ rozkład napięć fazowych na zaciskach przekształtnika jest w ich przypadku jednakowy.

Z przytoczonych powyżej zależności wynika, że pomimo występowania 125 konfiguracji stanów w przekształtniku pięciopoziomowym, przy interpretacji geometrycznej na płaszczyźnie zespolonej można wyodrębnić już jedynie 61 unikalnych wektorów sterujących. Rysunek 2 przedstawia wszystkie dostępne wektory sterujące w pięciopoziomowym przekształtniku DFC-ANPC.



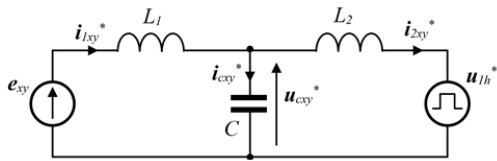
Rys. 2. Wektory sterujące dostępne w trójfazowym przekształtniku pięciopoziomowym DFC-ANPC - reprezentacja w stacjonarnym układzie współrzędnych $\alpha\beta$

Predykcyjny regulator prądu przekształtnika z filtrem LCL

Stosowanie filtrów typu LCL jako sprzęgu pomiędzy przekształtnikiem AC-DC a siecią elektroenergetyczną [12] jest niezwykle popularne ze względu na jego liczne pozytywne cechy względem filtrów typu L, lub CL. Ze względu na swój wysoki poziom tłumienia sygnałów o częstotliwości powyżej progu odcięcia rzędu 60 dB na dekadę, filtr LCL pozwala na eliminację wyższych harmonicznych w takim stopniu, że są one pomijalne z punktu widzenia praktycznego, w przeciwieństwie do filtra typu L. Dodatkowo filtr LCL, przy zastosowaniu względnie dużej wartości indukcyjności od strony sieci elektroenergetycznej jest niemal niewrażliwy na zmiany impedancji w SEE w przeciwieństwie do układów z filtrem typu CL [13].

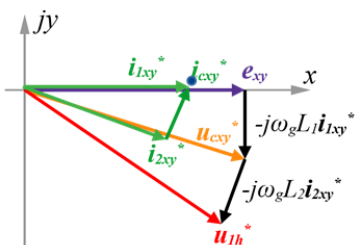
W przedstawionym w niniejszej pracy układzie, do sterowania trójfazowym przekształtnikiem AC-DC zaimplementowana została metoda VOC (Voltage Oriented Control) [14] z predykcyjnym regulatorem prądu sieci

elektroenergetycznej. Schemat zastępczy sieciowego przekształtnika AC-DC z filtrem typu LCL w układzie współrzędnych xy przedstawia rysunek 3.



Rys. 3. Schemat zastępczy przekształtnika sieciowego AC-DC z filtrem LCL w wirującym układzie współrzędnych xy – definicja napięcia u_{1h}^*

Wektor u_{1h}^* odpowiada podstawowej harmonicznej napięcia jakie powinien kształtować przekształtnik AC-DC aby odtworzyć zadany wektor prądu sieci i_{1xy}^* . Wektor u_{1h}^* jest kluczowy z punktu widzenia algorytmu sterowania, ponieważ na jego podstawie wyznaczane są przewidywane wartości pozostałych wielkości elektrycznych. Ilustracja 4 przedstawia wykres wskazowy dla schematu zastępczego na rysunku 3,



Rys. 4. Wykres wektorowy sieciowego przekształtnika AC-DC z filtrem LCL – definicja napięcia u_{1h}^* , ω_g – pulsacja sieci elektroenergetycznej.

W opracowanym modelu symulacyjnym zastosowana została metoda predykcyjna PCi₂u_c [15], która odtwarza zadany wektor prądu sieci elektroenergetycznej – i_{1xy} , na podstawie regulacji prądu przekształtnika i_{2xy} oraz napięcia na kondensatorze filtra LCL - u_{cxy} . Pomimo faktu, że w pracy [12] dowiedziono, iż sterowanie PCi₂u_c w przypadku przekształtnika dwupoziomowego pozwala na uzyskanie lepszej jakości prądu pobieranego z sieci niż PCi₂u_c, w niniejszej pracy zastosowania została druga z ww. metod, ponieważ w sposób symulacyjny, stwierdzono że w przypadku przekształtnika DFC-ANPC zysk pod względem jakości prądu w metodzie PCi₂u_c jest znikomy.

Wymuszeniem układu jest wektor napięcia przekształtnika, który wpływa na zmianę prądu dławika L_2 - i_{2xy}^* . Prąd przekształtnika z kolei umożliwia regulację napięcia na kondensatorach, którego kształtowanie ostatecznie pozwala na regulację prądu pobieranego z sieci elektroenergetycznej, poprzez wymuszenie spadku napięcia na dławiku sieciowym L_1 . Dzięki informacji o położeniu wektora podstawowej harmonicznej oraz wektorów sterujących w układzie xy , algorytm – na podstawie zadanego wektora prądu sieci i_{1xy}^* - przelicza zadaną wartość napięcia na kondensatorze (rysunek 4):

$$(5) \quad u_{cxy}^* = e_{xy} - j\omega_g L_1 i_{1xy}^*$$

z którego następnie obliczany jest zadany prąd przekształtnika i_{2xy}^* :

$$(6) \quad i_{2xy}^* = i_{1xy}^* - j\omega_g C u_{cxy}^*$$

Procedura wyboru wektora sterującego przekształtnika w metodzie predykcyjnej polega na minimalizacji wskaźnika jakości zwanego funkcją kosztu, której argumentami są, przewidywane wartości uchybów odpowiednich zmiennych elektrycznych – w przypadku metody PCi₂u_c – napięcia na kondensatorze - u_c oraz prądu przekształtnika - i_{2xy} . Przewidywane wartości tychże zmiennych wyznacza się na podstawie poniższego zestawu równań dynamicznych [15]:

$$(7) \quad L_2 \frac{d}{dt} i_{2xy} = u_{cxy} - j\omega_g L_2 i_{2xy} - u_{xy}$$

$$(8) \quad C \frac{d}{dt} u_{cxy} = i_{1xy} - i_{2xy} - j\omega_g C u_{cxy}$$

Ze względu na fakt, że układ sterowania w modelu symulacyjnym ma charakter dyskretny - co odzwierciedla zastosowanie mikrokontrolera jako jednostki sterującej - pochodnie w równaniach (7) i (8) przyjmują postać ilorazu różnicowego, z którego następnie z wyznaczonego przyrost wartości funkcji, z kolei jako przyrost argumentu przyjmuje się okres próbkowania mikrokontrolera/układu sterowania:

$$(9) \quad \Delta i_{2xy} = d_{2i} \cdot T_p$$

$$(10) \quad \Delta u_{cxy} = \left(\frac{i_{1xy} - i_{2xy} - j\omega_g C u_{cxy}}{C} \right) \cdot T_p$$

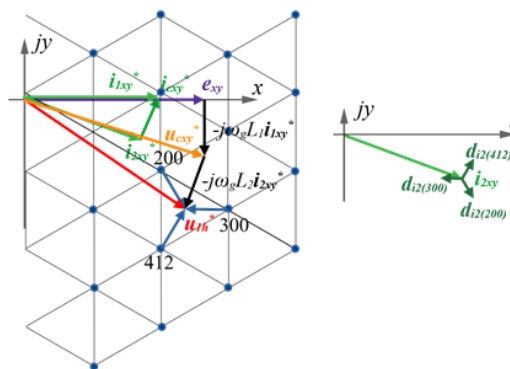
gdzie: T_p – okres próbkowania mikrokontrolera/układu sterowania.

Zmienna d_{2i} jest wektorem proporcjonalnym do pochodnej wektora prądu przekształtnika jaka wystąpi przy określonym wymuszeniu:

$$(11) \quad \frac{d}{dt} i_{2xy} = \frac{u_{1h}^* - u_{xy}}{L_2} = \frac{d_{2u}}{L_2} = d_{2i}$$

gdzie: u_{xy} – wektor napięcia przekształtnika – wektor wymuszający.

Równanie (11) pozwala na wyznaczenie pochodnej wektora prądu dławika L_2 jaka wystąpi przy załączeniu określonego wektora sterującego. Zależności te ilustruje wykres wskazowy na rysunku 5 gdzie zaznaczone zostały przykładowe kierunki zmian wektora prądu przekształtnika przy załączeniu wektorów sterujących 412, 300 oraz 200.



Rys. 5. Ilustracja zmiany wektora prądu przekształtnika przy załączeniu określonych wektorów sterujących

W związku z powyższym wartość przewidywana prądu przekształtnika oraz napięcia u_c w kroku próbkowania $k+1$ czyli w kroku przyszłym, wyrażają się równaniami:

$$(12) \quad \mathbf{i}_{2,xy}(k+1) = \mathbf{i}_{2,xy}(k) + \Delta \mathbf{i}_{2,xy}$$

$$(13) \quad \mathbf{u}_{cxy}(k+1) = \mathbf{u}_{cxy}(k) + \Delta \mathbf{u}_{cxy}$$

gdzie: k – aktualny krok próbkowania.

Znając wartości przewidywane prądu przekształtnika oraz napięcia na kondensatorze C jakie wystąpią przy załączeniu określonego wektora sterującego przekształtnika można wyznaczyć przewidywane wartości uchybów tychże wielkości w następnym kroku próbkowania mikrokontrolera:

$$(14) \quad \varepsilon_{i2,xy}(k+1) = \mathbf{i}_{2,xy}^* - \mathbf{i}_{2,xy}(k+1)$$

$$(15) \quad \varepsilon_{ucxy}(k+1) = \mathbf{u}_{cxy}^* - \mathbf{u}_{cxy}(k+1)$$

Funkcja kosztu algorytmu predykcyjnego dla metody PCi₂u_c przyjmuje następującą postać:

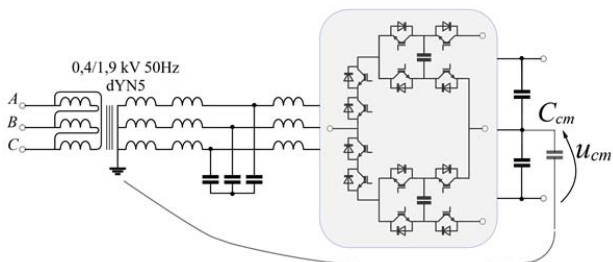
$$(16) \quad J = \varepsilon_{i2x}^2(k+1) + \varepsilon_{i2y}^2(k+1) + w_{uc}^2 \left(\varepsilon_{ucx}^2(k+1) + \varepsilon_{ucy}^2(k+1) \right) + w_{fsw} \text{diff}_{key}$$

gdzie: w_{uc} – współczynnik wagowy składnika regulacji napięcia na kondensatorach filtra LCL, w_{fsw} - współczynnik wagowy składnika optymalizacji liczby łączeń, diff_{key} – liczba przełączeń stanów przekształtnika.

W zaimplementowanym w ramach niniejszej pracy algorytmie predykcyjnym, do funkcji kosztu dodany został dodatkowy składnik odpowiedzialny za minimalizację liczby łączeń tranzystorów przy przełączaniu wektorów napięcia przekształtnika aby możliwie zminimalizować wartość średniej częstotliwości łączeń [16].

Predykcyjny algorytm minimalizacji napięcia zaburzeń wspólnych

W przypadku przekształtników AC-DC napięcie zaburzeń wspólnych definiowane jest jako napięcie występujące pomiędzy punktem neutralnym transformatora sieciowego a punktem środkowym pośredniczącej szyny DC falownika [17] – rysunek 6.



Rys. 6. Definicja napięcia CM w przekształtniku AC-DC

Przedstawiony w niniejszej pracy algorytm minimalizacji negatywnego wpływu napięcia CM zrealizowany został poprzez rozbudowę równania funkcji kosztu predykcji o dodatkowy składnik uwzględniający - oprócz przewidywanych wartości uchybów wielkości regulowanych - również

przewidywaną wartość napięcia CM jaka wystąpi przy załączeniu danego wektora przekształtnika.

Wartość przewidywana napięcia CM obliczana jest na podstawie stanów napięciowych w poszczególnych fazach przekształtnika za pomocą następującej zależności [6]:

$$(17) \quad u_{cm}(k+1) = \frac{1}{3} \cdot (u_a + u_b + u_c)$$

gdzie: u_a , u_b , u_c – napięcia stanów na zaciskach przekształtnika mierzone pomiędzy zaciskiem fazowym a punktem M szyny DC – tabela 1.

Ostatecznie funkcja kosztu uwzględniająca przewidywaną wartość napięcia CM przy wyborze wektora sterującego przyjmuje następującą postać:

$$(18) \quad J_{cm} = \varepsilon_{i2x}^2(k+1) + \varepsilon_{i2y}^2(k+1) + w_{uc}^2 \left(\varepsilon_{ucx}^2(k+1) + \varepsilon_{ucy}^2(k+1) \right) + w_{fsw} \text{diff}_{key} + w_{cm} u_{cm}(k+1)$$

gdzie: w_{cm} – współczynnik wagowy składnika minimalizacji napięcia CM.

Opisany algorytm będzie nazywany w dalszej części niniejszej publikacji skrótowo jako metoda CMV [7].

Należy zwrócić uwagę, że amplituda i wartość chwilowa napięcia zaburzeń wspólnych nie są najważniejszymi czynnikami wpływającymi na straty wynikające z występowania CMV. W przypadku układów napędowych, pojemności pasożytnicze powodują przepływy prądów wyładowczych m.in. na łożyskach silników powodując znacznie szybszą degradację łożysk i elementów izolacyjnych układu napędowego [5]. Ponadto punkt centralny szyny DC falowników zazwyczaj uziemiany jest przez kondensatory przeciwzakłócenia – tzw. kondensatory „Y”. Dodatkowo CMV w falownikach jest zazwyczaj sygnałem średniej częstotliwości rzędu kilkudziesięciu kiloherców. Wszystko to sprawia, że głównym torem dla przepływu pasożytniczego prądu CM są pojemności, gdzie wartość skuteczna prądu wynika nie tyle z amplitudy napięcia, co z szybkości jego narastania i częstotliwości. W związku z przytoczoną zależnością, w ramach niniejszej pracy, zbadane zostały również właściwości algorytmu minimalizacji CM uwzględniającego w funkcji kosztu, pochodną napięcia CM występującą przy przełączaniu wektorów sterujących [7].

Równanie funkcji kosztu algorytmu uwzględniającego przewidywane wartości różnicy napięcia CM jaka wystąpi przy przełączaniu wektorów sterujących przedstawia się następująco:

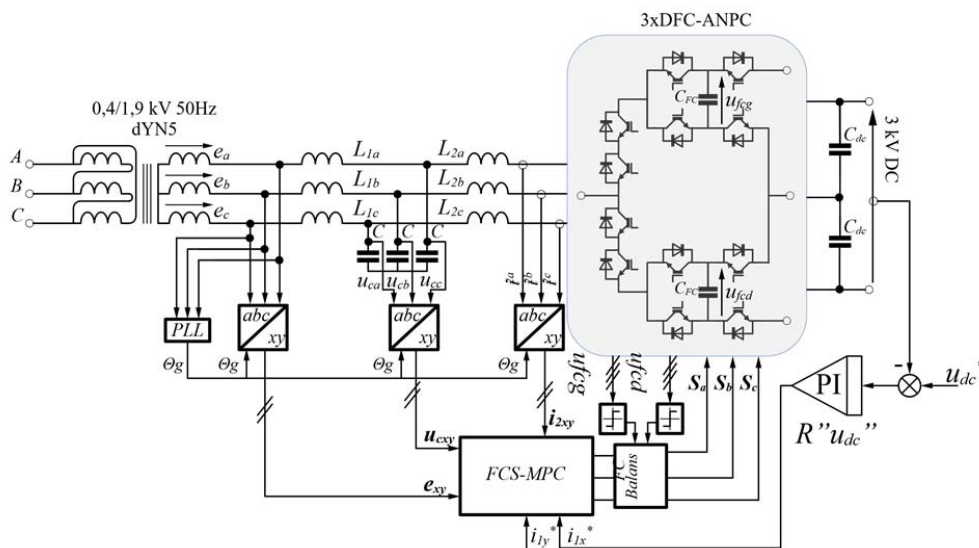
$$(19) \quad J_{cm} = \varepsilon_{i2x}^2(k+1) + \varepsilon_{i2y}^2(k+1) + w_{uc}^2 \left(\varepsilon_{ucx}^2(k+1) + \varepsilon_{ucy}^2(k+1) \right) + w_{fsw} \text{diff}_{key} + w_{cm} d_{cm}(k+1)$$

gdzie:

$$(20) \quad d_{cm}(k+1) = u_{cm}(k+1) - u_{cm}(k)$$

Algorytm ten w dalszej części niniejszej publikacji nazywany będzie metodą CMC [7]. Rysunek 7 przedstawia

kompletny schemat opracowanego układu sterowania pięciopozomowego przekształtnika DFC-ANPC z filtrem LCL.



Rys. 7. Schemat układu sterowania pięciopozomowego przekształtnika AC-DC typu DFC-ANPC – sterowanie VOC z predykcyjnym regulatorem prądu sieci elektroenergetycznej

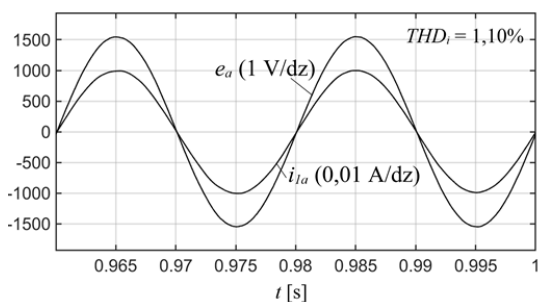
Wyniki badań symulacyjnych

W niniejszym rozdziale zestawione zostały wyniki badań symulacyjnych opracowanych algorytmów sterowania pięciopozomowego przekształtnika DFC-ANPC. W poniższej tabeli przedstawiono parametry modelu symulacyjnego przekształtnika:

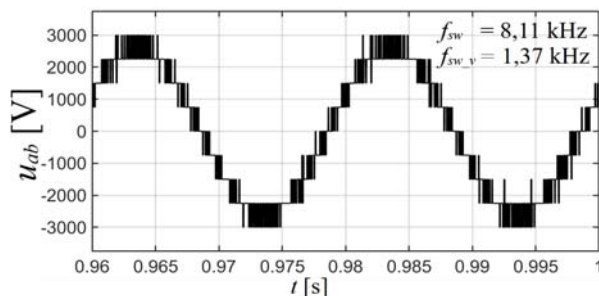
Tabela 2. Parametry modelu symulacyjnego trójfazowego przekształtnika DFC-ANPC

Lp.	Parametr	Jedn.	Wartość
1	Moc znamionowa - P_n	kW	20
2	Indukcyjność strony sieci - L_1	mH	17,3
3	Indukcyjność strony przekształtnika - L_2	mH	7,3
4	Pojemność filtra LCL - C	μ F	14
5	Pojemności kondensatorów FC - C_{fc}	μ F	220

Na rysunku 8 przedstawione zostały przebiegi napięć i prądów transformatora sprzęgającego przekształtnik z siecią 0,4 kV, dla obciążenia znamionowego przekształtnika 20 kW i prąd – 7,07 A(rms). Można zauważyć, że układ pracuje ze współczynnikiem mocy bliskim jedności, z kolei poziom współczynnika zawartości harmonicznych - THD_i - w prądzie kształtowanym przez przekształtnik AC-DC wynosi 1,10% dla obciążenia znamionowego.



Rys. 8. Przebieg napięcia oraz prądu fazowego strony górnej transformatora 1,9 kV kształtowanego przez przekształtnik DFC-ANPC



Rys. 9. Przebieg napięcia przewodowego na zaciskach przekształtnika DFC-ANPC przy obciążeniu prądem znamionowym

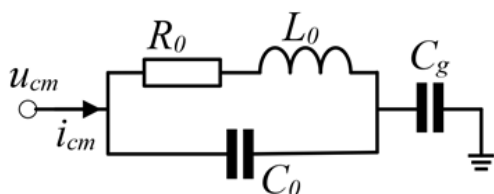
Przebieg na rysunku 9 przedstawia z kolei oscylogram napięcia przewodowego na zaciskach Ph przekształtnika DFC-ANPC przy obciążeniu znamionowym. W celu prezentacji niniejszych wyników badań, wyodrębnione zostały dwa wskaźniki odnoszące się do częstotliwości łączeń tranzystorów w układzie. Pierwszy z nich dotyczy całkowitej, średniej częstotliwości łączeń jaka występuje w przekształtniku i uwzględnia również przełączenia związane z balansowaniem kondensatorów FC. Wskaźnik ten oznaczony został symbolem f_{sw} , zaś w przypadku badań o charakterze symulacyjnym jest on wprost proporcjonalny do poziomu strat łączeniowych w przekształtniku.

Drugi wskaźnik odnoszący się do częstotliwości łączeń, dotyczy jedynie przełączeń zmieniających faktyczny wektor napięcia na zaciskach przekształtnika. Wskaźnik ten oznaczony został jako f_{sw_v} i odzwierciedla on częstotliwość jaką charakteryzowałaby się trójkątna fala modulująca gdyby w przekształtniku zastosowano liniową metodę modulacji typu np. SVM/PWM [18].

Wyniki zamieszczone na rysunku 9 pokazują, że całkowita częstotliwość łączeń f_{sw} jest znacznie wyższa niż wskaźnik f_{sw_v} opisujący jedynie przełączenia wektorów przekształtnika.

Wynika to z konieczności balansowania napięć na kondensatorach FC. Oznacza to, że głównym składnikiem wpływającym na straty łączeniowe w przekształtniku są tzw. tranzystory „szybkie” [4] w komórkach kondensatorów FC. Wynik ten wskazuje również na wydajność algorytmiczną opracowanego modelu symulacyjnego przekształtnika pięciopoziomowego DFC-ANPC z filtrem LCL gdzie zaledwie przy częstotliwości około 1,3 kHz zastępczej trójkątnej fali nośnej, można uzyskać przebieg prądu pobieranego z sieci o poziomie wskaźnika THD_i wynoszącym do 1,10 % przy prądzie znamionowym (rysunek 8).

W opracowanym w ramach niniejszej pracy modelu symulacyjnym układu zastosowany został schemat zastępczy dla przepływu prądu CM o następującej postaci [5] – rysunek 10, gdzie: R_0 – rezystancja odzwierciedlająca efekt naskórkowości, L_0 – indukcyjność zastępcza toru składowej zerowej, C_0 – pojemności pasożytnicze między uzwojeniami dławików, C_g - pojemność pasożytnicza, doziemna.

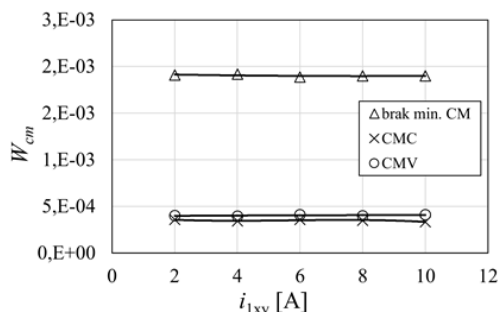


Rys. 10. Schemat zastępczy dla przepływu prądu zaburzeń wspólnych w modelu symulacyjnym

Aby porównać działanie zaimplementowanych w ramach niniejszej pracy algorytmów minimalizacji negatywnego wpływu napięcia CM w pięciopoziomowym przekształtniku AC-DC, wykorzystany został wskaźnik całkowity prądu zaburzeń wspólnych w czasie 1s [5]:

$$(21) \quad W_{cm} = \int_{0s}^{1s} i_{cm}^2(t) dt$$

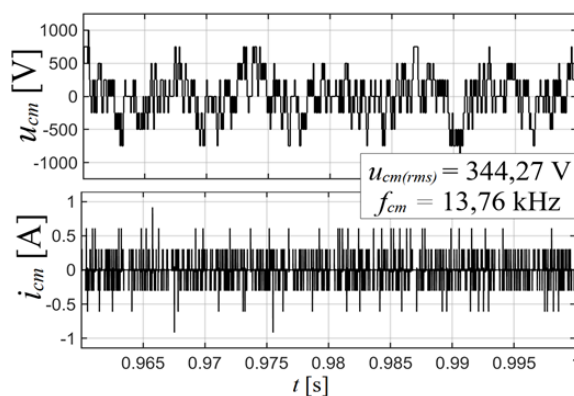
Na rysunku 11 przedstawiona została charakterystyka wskaźnika całkowitego W_{cm} w funkcji wartości prądu i_{lx} , czyli dla różnych wartości obciążenia przekształtnika. Wykonane zostały trzy serie pomiarowe. Zbadane zostały trzy rodzaje algorytmów sterowania przekształtnikiem tj. algorytmu bez minimalizacji napięcia CM, metodę z minimalizacją wartości napięcia CM - CMV oraz metodę z minimalizacją pochodnych napięcia CM - CMC.



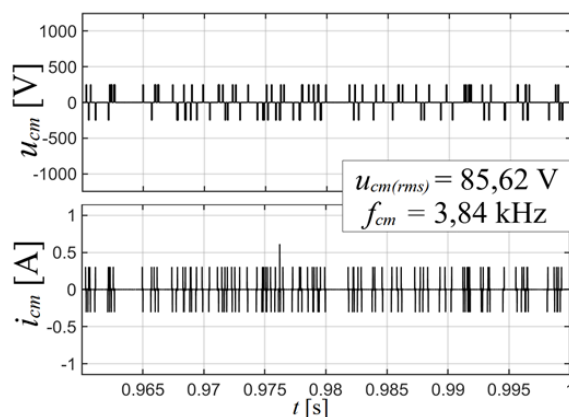
Rys. 11. Charakterystyki wskaźnika całkowitego prądu CM w funkcji prądu obciążenia przekształtnika DFC-ANPC dla wartości współczynnika wagowego $w_{cm} = 0,009$

Na podstawie otrzymanych charakterystyk, można przede wszystkim zauważyć, że straty związane z występującym w układzie napięciem zaburzeń wspólnych nie są zależne od mocy obciążenia przekształtnika DFC-ANPC. Wyniki pokazują, że zastosowanie algorytmu CMV wpłynęło w znacznym stopniu na zmniejszenie wartości wskaźnika całkowitego prądu prawie o rząd wielkości w porównaniu z układem bez algorytmu minimalizacji CM. Najlepsze wyniki odnośnie minimalizacji wskaźnika W_{cm} uzyskano przy zastosowaniu algorytmu minimalizacji pochodnej napięcia CM – CMC. Należy jednak zwrócić uwagę, że różnice pomiędzy algorytmami CMV i CMC są stosunkowo niewielkie.

Na rysunkach 12, 13 i 14 z kolei, przedstawione zostały przebiegi napięć oraz prądów zaburzeń wspólnych w przekształtniku DFC-ANPC przy obciążeniu znamionowym, dla każdego z trzech badanych algorytmów minimalizacji CM – bez minimalizacji CM, z algorytmem minimalizacji CMV, oraz z algorytmem minimalizacji CMC. Na poniższych przebiegach zapisane zostały również wartości skuteczne napięcia zaburzeń wspólnych występującego w układzie oraz jego średnia częstotliwość.



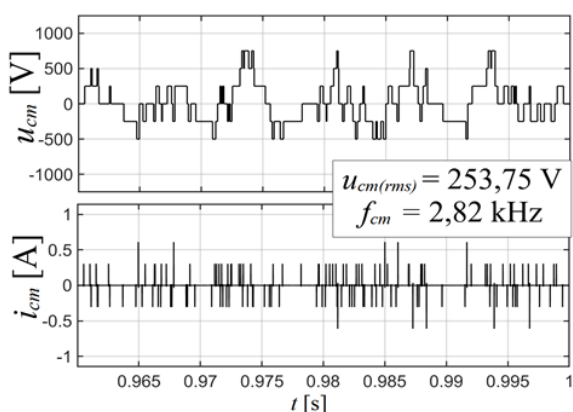
Rys. 12. Przebieg prądu i napięcia CM bez algorytmu minimalizacji wpływu napięcia zaburzeń wspólnych



Rys. 13. Przebieg prądu i napięcia CM – algorytm CMV

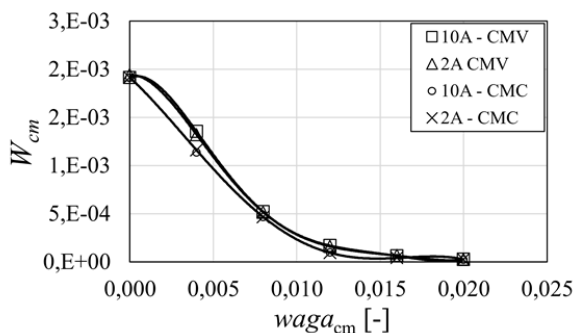
Przedstawione powyżej oscylogramy pokazują, że wyniku zastosowania algorytmów minimalizacji wpływu napięcia CM, drastycznemu spadkowi uległa zarówno wartość skuteczna jak i częstotliwość napięcia zaburzeń wspólnych. Na rysunku 13 można zauważyć, że wartość skuteczna napięcia

zaburzeń wspólnych w przypadku zastosowania algorytmu CMV jest najmniejsza. Zestawiając ten wynik z charakterystyką na rysunku 11, można zauważyć, że pomimo uzyskania znacznie wyższej wartości skutecznej napięcia CM występującej w układzie z algorytmem CMC, dla powyższej metody osiągnięto najmniejsze wartości wskaźnika całkowitego. Na przebiegach można również zauważyć, że w układzie z algorytmem CMC, częstotliwość napięcia zaburzeń wspólnych jest o około 1 kHz niższa niż w układzie z algorytmem CMV. Wyniki te potwierdzają postawioną w niniejszej pracy tezę nt. strat wynikających z przepływu prądu CM. Badania potwierdziły, że straty związane z przepływem prądu CM są głównie zależne od częstotliwości i pochodnych napięcia CM a nie jego wartości skutecznej.



Rys. 14. Przebiegi prądu i napięcia CM – algorytm CMC

W kolejnym segmencie badań symulacyjnych wyznaczona została charakterystyka zależności wskaźnika całkowitego prądu zaburzeń wspólnych od wartości współczynnika wagowego składnika funkcji kosztu odpowiedzialnego za minimalizację negatywnego wpływu występowania napięcia CM. Zbadane zostały cztery przypadki – przy obciążeniu prądem znamionowym dla metody CMV oraz CMC, oraz w układzie przy obciążeniu prądem o amplitudzie 2 A, również z metodą CMV i CMC.

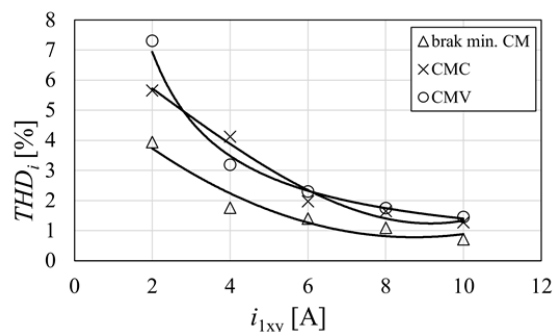


Rys. 15. Charakterystyka wskaźnika całkowitego prądu CM w funkcji współczynnika wagowego składnika minimalizacji CM

Otrzymane charakterystyki zestawione na rysunku 15, po pierwsze pokazują, że tendencja spadku wartości wskaźnika całkowitego w funkcji współczynnika wagowego składnika CM ma charakter podobny do wykładniczego i jest niemal jednakowa dla każdego z czterech badanych przypadków. Charakterystyka pokazuje również, że w przypadku opracowanego algorytmu, zwiększanie wartości

współczynnika wagowego w_{cm} powyżej wartości 0,01 nie prowadzi już do wyraźnego zmniejszenia wartości wskaźnika całkowitego odzwierciedlającego straty wynikające z przepływu prądu CM.

W ramach badań symulacyjnych sprawdzony został również wpływ zastosowania algorytmu minimalizacji napięcia CM na jakość prądu sieci kształtowanego przez przekształtnik – rysunek 16. Wartość współczynnika wagowego składnika minimalizacji CM przyjęto jako 0,009.



Rys. 16. Zależność współczynnika THDi kształtowanego prądu sieci od wartości prądu obciążenia dla trzech algorytmów minimalizacji CM

Charakterystyka na ilustracji 16 pokazuje, że wartość współczynnika THD_i prądu kształtowanego przez przekształtnik DFC-ANPC z predykcyjnym regulatorem prądu, rośnie wraz ze zmniejszeniem się mocy obciążenia. Dodatkowo można zauważyć, że rozbudowanie funkcji kosztu algorytmu predykcyjnego o dodatkowy składnik minimalizacji negatywnego wpływu występowania napięcia CM, przyczynia się do zauważalnego pogorszenia jakości prądu pobieranego z sieci, w całym zakresie dopuszczalnego obciążenia, przy czym zarówno metoda CMC jak i CMV w podobnym stopniu zwiększają wartość współczynnika THD_i .

Podsumowanie i wnioski końcowe

W ramach niniejszego opracowania zaprezentowane zostały wyniki badań symulacyjnych trójfazowego przekształtnika AC-DC o topologii pięciopoziomowej typu DFC-ANPC, przeznaczonego do pracy z siecią trakcyjną 3kV i połączonego z siecią trójfazową nN za pośrednictwem transformatora 0,4/1,9 kV. W układzie zaimplementowana została metoda sterowania VOC z predykcyjnym regulatorem prądu sieci elektroenergetycznej, zaś jako sprzęg pomiędzy przekształtnikiem a siecią zastosowano filtr pasywny typu LCL.

W niniejszej publikacji szczególną uwagę poświęcono zagadnieniom związanym z minimalizacją negatywnego wpływu napięcia zaburzeń wspólnych za pomocą rozbudowania funkcji kosztu metody predykcyjnej FCS-MPC. Badania wykazały, że zastosowanie algorytmów minimalizacji napięcia zaburzeń wspólnych, pozwala na ograniczenie negatywnego wpływu związanego z przepływem prądu CM, zaś najlepszym rozwiązaniem pod względem przyjętego wskaźnika jakości okazał się być algorytm uwzględniający przewidywane wartości pochodnych napięcia CM. Jednocześnie wyniki wskazują, że rozbudowanie algorytmu o składnik minimalizacji CM wpływa na pogorszenie jakości prądu kształtowanego w sieci w całym zakresie obciążenia przekształtnika.

Oprócz tego wyniki wskazały na fakt, że straty łączeniowe w przekształtniku DFC-ANPC wynikają głównie z przełączeń wymaganych w celu balansowania poziomów napięcia na kondensatorach latających FC w celu zapewnienia względnie stałego położenia wektorów sterujących na płaszczyźnie $\alpha\beta$.

Wkład własny autora niniejszej publikacji stanowi – opracowanie modelu symulacyjnego, implementację opisanych algorytmów sterowania, przeprowadzenie badań symulacyjnych i zestawienie oraz analizę wyników.

Niniejsza praca wykonana została dzięki finansowaniu ze środków z pracy indywidualnej Politechniki Białostockiej – Wielopoziomowy przekształtnik do zastosowań napędowych i współpracy z siecią elektroenergetyczną - WI/WE-IA/5/2022 – kierownik pracy Mateusz Wasilewski.

Autor: mgr inż. Mateusz Wasilewski, Politechnika Białostocka, Katedra Elektrotechniki, Energoelektroniki i Elektroenergetyki, ul. Wiejska 45d, 15-351 Białystok, E-mail: m.wasilewski@pb.edu.pl.

LITERATURA

- [1] Szymański J., „Harmoniczne prądów w sieci zasilania z 12-pulsowymi prostownikami diodowymi”, *elektro-info*, 3 sierpień 2016. <https://www.elektro.info.pl/artukul/napedy-i-sterowanie/64419,harmoniczne-pradow-w-sieci-zasilania-z-12-pulsowymi-prostownikami-diodowymi> (dostęp 24 sierpień 2022).
- [2] Siwakoti Y. P., Palanisamy A., Mahajan A., Liese S., Long T., i Blaabjerg F., „Analysis and Design of a Novel Six-Switch Five-Level Active Boost Neutral Point Clamped Inverter”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, t. 67, nr 12, s. 10485–10496, grudz. 2020, doi: 10.1109/TIE.2019.2957712.
- [3] Rodriguez J., Lai J.-S., i Peng F. Z., „Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, t. 49, nr 4, s. 724–738, sie. 2002, doi: 10.1109/TIE.2002.801052.
- [4] A. H. W. Veas, „Investigation of Multi-Level Neutral Point Clamped Voltage Source Converters using Isolated Gate Bipolar Transistor Modules.”, *Rozprawa doktorska*, Uniwersytet Techniczny w Dreźnie, Drezno 2019.
- [5] Gryguć M., „Ograniczenie napięcia zaburzeń wspólnych wytwarzanych w przekształtniku trójpoziomowym zasilającym silnik prądu przemiennego”, *Praca magisterska*, Politechnika Białostocka, Białystok 2018.
- [6] Cui X., Wang L., Han X., Luan W., Zhang X., i Ren Y., „Common Mode Decoupling Control Strategy for A Three-phase Transformerless AC-DC Converter with Independently Controlled Neutral Module”, w 2021 *IEEE 4th International Electrical and Energy Conference (CIEEC)*, maj 2021, s. 1–7. doi: 10.1109/CIEEC50170.2021.9510419.
- [7] Niu F. i in., „Common mode current suppression for permanent magnet synchronous motor based on model predictive control”, w 2018 *Thirteenth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)*, kwi. 2018, s. 1–6. doi: 10.1109/EVER.2018.8362330.
- [8] Naderi R., Sadigh A. K., i Smedley K. M., „Dual Flying Capacitor Active-Neutral-Point-Clamped Multilevel Converter”, *IEEE Trans. Power Electron.*, t. 31, nr 9, s. 6476–6484, wrz. 2016, doi: 10.1109/TPEL.2015.2501401.
- [9] Sadigh A. K., Naderi R., Dargahi V., i Corzine K., „Thermal and Performance Comparison of Active Neutral-Point-Clamped (ANPC) and Dual FlyingCapacitor ANPC (DFC-ANPC) Inverters”, w 2019 *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, wrz. 2019, s. 5522–5528. doi: 10.1109/ECCE.2019.8912911.
- [10] Kulikowski K., „Model Predictive Control of Five-Level ANPC Converter with Reduced Number of Calculations”, w 2019 *IEEE International Symposium on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE)*, maj 2019, s. 1–5. doi: 10.1109/PRECEDE.2019.8753269.
- [11] Orłowska-Kowalska T., *Bezczujnikowe układy napędowe z silnikami indukcyjnymi. Oficyna Wydawnicza Politechniki Wrocławskiej*, Wrocław 2003.
- [12] Falkowski P., „Predykcyjne algorytmy sterowania przekształtnikiem AC/DC/AC”, *Rozprawa doktorska*, Politechnika Białostocka, Białystok 2016.
- [13] Kahlane A., Hassaine L., i Kherchi M., „LCL filter design for photovoltaic grid connected systems”, *J. Renew. Energ.*, s. 227–232, 2014.
- [14] Tlili F. i Bacha F., „Voltage Oriented Control of Three Phase Bidirectional AC/DC Converter”, w 2021 *IEEE 2nd International Conference on Signal, Control and Communication (SCC)*, grudz. 2021, s. 295–300. doi: 10.1109/SCC53769.2021.9768390.
- [15] Falkowski P. i Sikorski A., „Finite Control Set Model Predictive Control for Grid-Connected AC–DC Converters With LCL Filter”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, t. 65, nr 4, s. 2844–2852, kwi. 2018, doi: 10.1109/TIE.2017.2750627.
- [16] Wasilewski M., „Przekształtnik DC/AC z dodatkowym, wspomagającym przekształtnikiem DC/DC – realizacja praktyczna”, *Praca magisterska*, Politechnika Białostocka, Białystok 2021.
- [17] Du S., Wu B., i Zargari N., „Common-Mode Voltage Minimization for Grid-Tied Modular Multilevel Converter”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, t. 66, nr 10, s. 7480–7487, paź. 2019, doi: 10.1109/TIE.2018.2881939.
- [18] Casadei D., Serra G., Tani A., i Zarri L., „A general approach for minimizing the current ripple in induction motor drives controlled by SVM technique”, w *ISIE'2000. Proceedings of the 2000 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (Cat. No.00TH8543)*, grudz. 2000, t. 1, s. 247–252 t.1. doi: 10.1109/ISIE.2000.930521.