

doi:10.15199/48.2020.07.09

Redukcja liczby przełączeń tranzystorów w falowniku kaskadowym z wektorową modulacją szerokości impulsów

Streszczenie. W artykule zaprezentowano metody ograniczania liczby przełączeń tranzystorów wybranych mostków kaskadowego falownika napięcia z wektorową modulacją szerokości impulsów. Zaproponowane rozwiązanie umożliwi sterowanie temperaturą poszczególnych mostków H przekształtnika, w którym ten sam strumień powietrza wykorzystano do chłodzenia kilku mostków H. Zmiana liczby przełączanych tranzystorów nie wpływa na dokładność formowania napięć wyjściowych oraz nie ogranicza możliwości utrzymania równomiernego rozkładu napięcia na kondensatorach obwodów DC

Abstract. The paper presents methods for limiting the number of transistor switching in selected H-bridges of a medium voltage CHB inverter with Space Vector Pulse Width Modulation. The proposed solution enables the temperature control of individual H-Bridges, where the same air flow is utilized for several H-bridges cooling. The change in the commutation number does not affect the accuracy of generating the output voltage and does not limit the ability to maintain an even DC-link voltage distribution. (**Reduction in the number of transistor switching in a cascade inverter with Space Vector Pulse Width Modulation**).

Słowa kluczowe: falownik kaskadowy, wektorowa modulacja szerokości impulsów, sterowanie temperaturą, liczba komutacji
Keywords: CHB inverter, SVPWM, thermal control, commutation number.

Wstęp

Falowniki wielopoziomowe są powszechnie wykorzystywane w różnego rodzaju aplikacjach przemysłowych. Stosuje się je w napędach elektrycznych [1], [2], [3], w magazynach energii [4], [5], [6], do konwersji energii pozyskanej ze źródeł odnawialnych [7], do poprawy jakości energii elektrycznej [8], [9], pracują również jako transformatory energoelektroniczne [10]. Główną zaletą falowników wielopoziomowych jest możliwość uzyskania napięć wyjściowych o kształcie zbliżonym do sinusoidy, co umożliwia zastosowanie tańszych filtrów od strony sieci zasilającej czy silnika. Istotną zaletą falowników kaskadowych jest ich modułowość – w przypadku awarii jednej sekcji falownika można ją wymienić i odesłać do producenta bez konieczności demontażu całego przekształtnika. Modułowość falowników kaskadowych zapewnia również ciągłość ich pracy w sytuacja awaryjnych. Znane są metody formowania napięć wyjściowych w falownikach kaskadowych z uszkodzoną celką [11].

Poszczególne moduły przekształtników kaskadowych mogą być budowane z wykorzystaniem tranzystorów o napięciach blokowania niższych niż napięcie wyjściowe falownika. Z tego powodu falowniki te są często stosowane w aplikacjach średniego napięcia, w których wykorzystanie klasycznej topologii falownika dwupoziomowego jest ograniczone z uwagi na wartości napięcia blokowania tranzystorów oraz z uwagi na ograniczoną częstotliwość ich przełączania [12].

Głównym zadaniem przekształtników napięcia jest formowanie napięć wyjściowych o parametrach wyznaczonych w nadrzędnym algorytmie sterowania. Niezależnie od topologii przekształtnika dąży się do ujednoczenia algorytmów formowania napięć wyjściowych. W falownikach kaskadowych – głównie z uwag na brak możliwości uzyskania jednakowych napięć obwodów pośredniczących - do formowania napięć wyjściowych powszechnie wykorzystuje się metody modulacji sinusoidalnej (SPWM) [7], [13], [14], [15] bądź metody modulacji z selektywną eliminacją harmonicznych (SHEPWM) [16], [17]. Algorytmy modulacji wektorowej są znacznie mniej popularne głównie z uwagi na trudność ich praktycznej realizacji. W falownikach kaskadowych nie ma możliwości uzyskania identycznych napięć na

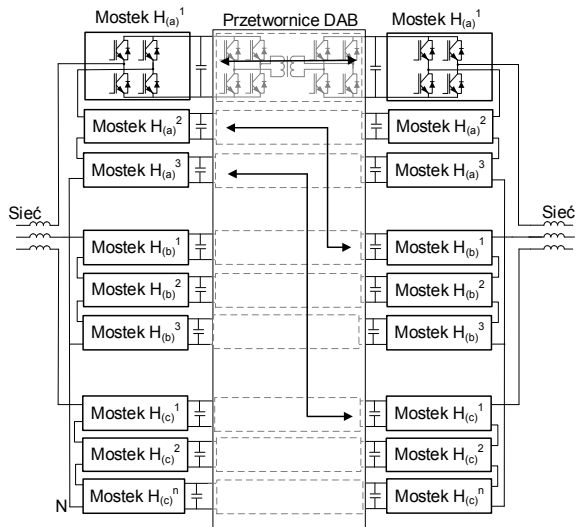
kondensatorach obwodów pośredniczących, co skutkuje zmianami amplitud i położenia dostępnymi wektorów aktywnych. Poprawne formowania napięć wyjściowych w falownikach kaskadowych metodą modulacji wektorowej wymaga zastosowanie rozwiązań, w których uwzględniono nierównoważenie napięć obwodów pośredniczących [18] oraz jego wpływ na amplitudy i położenia wektorów aktywnych [10].

Algorytmy modulacji dla falowników kaskadowych konstruuje się przyjmując z reguły jednakowe obciążenie dla poszczególnych sekcji falownika [19]. W przypadku metod modulacji sinusoidalnej warunek ten uzyskuje się poprzez równomierne rozdzielanie napięć zadanych pomiędzy poszczególne mostki H połączone szeregowo. Ponieważ przez mostki poszczególnych faz przepływa prąd o tej samej wartości, to w przypadku identycznych współczynników wypełnienia straty mocy na elementach półprzewodnikowych będą jednakowe [20].

Z równomiernego obciążenia poszczególnych sekcji falownika kaskadowego rezygnuje się zwykle w dwóch przypadkach – gdy konieczne jest odciążenie jednej z sekcji w związku ze starzeniem się łączników energoelektronicznych [20], lub też w przypadku, gdy konieczne jest ograniczenie liczby komutacji łączników energoelektronicznych [10]. Oba te przypadki umożliwiają sterowanie temperaturą poszczególnych celek falownika poprzez nierównomierne rozdzielanie współczynników wypełnienia dla tranzystorów poszczególnych mostków H. Część z mostków H będzie pracowała z jednostkowym lub zerowym współczynnikiem wypełnienia, ich tranzystory nie będą więc przełączane w trakcie pojedynczego cyklu pracy falownika. Pozostałe mostki H będą wykorzystane do konwersji ograniczonej ilości energii.

W przypadku modulacji sinusoidalnej zmiany wartości współczynnika wypełnienia realizuje się poprzez wprowadzenie trzeciej harmonicznej do napięcia formowanego w wybranych mostkach H [20], [21] bądź z zastosowaniem algorytmów modulacji nieciągłej (ang. Discontinuous PWM) [22]. Wymuszenie jednostkowej / zerowej wartości współczynnika wypełnienia dla wybranych mostków H stosuje się również w przypadku algorytmów modulacji wektorowej, przy czym metodę tą wykorzystuje się głównie w celu sterowania rozkładem napięć na kondensatorach falownika [10]. Dobór mostków, których

tranzystory będą przełączane z zerowym bądź jednostkowym współczynnikiem wypełnienia realizowany jest na początku okresu impulsowania, w zależności od aktualnego rozkładu napięć obwodów pośredniczących [23], [24], [25]. W przypadku zmiany rozkładu napięć obwodów pośredniczących następuje rekonfiguracja układu i inne mostki pracują z zerowym / jednostkowym współczynnikiem wypełnienia, zależnie od kierunku przepływu mocy czynnej w poszczególnych fazach przekształtnika.



Rys.1. Struktura dwukierunkowego przekształtnika kaskadowego z przetwornicami Dual Active Bridge

W artykule zaproponowano modyfikację algorytmu modulacji wektorowej dla falowników kaskadowych pokazanego w [23]. Metoda przedstawiona w [23] została opracowana dla siedmiopozomowych falowników kaskadowych, jednakże może być wykorzystana do formowania napięć w trójfazowych falownikach kaskadowych o dowolnej liczbie poziomów. Rozwiązanie jest ukierunkowane na utrzymanie jednakowych (bądź prawie jednakowych) napięć obwodów pośredniczących falownika kaskadowego, przy czym jednym z wykorzystanych rozwiązań jest dobór kolejności aktywacji mostków H realizowany na początku każdego z okresów impulsowania. W artykule pokazano, że w przypadku, gdy dopuszczone są fluktuacje napięcia obwodów pośredniczących w granicach określonych dopuszczalnymi parametrami tranzystorów i kondensatorów, istnieje możliwość ograniczenia ilości przełączeń tranzystorów wybranych mostków H przy zachowaniu poprawności formowania wektora napięcia wyjściowego. W artykule przedstawiono również wyniki długotrwałych pomiarów temperatury celek 13-pozomowego falownika kaskadowego średniego napięcia, w którym ten sam strumień powietrza wykorzystano do chłodzenia kilku mostków H. Wykazano, że pomimo równomiernego rozkładu obciążeń poszczególnych mostków, dobór konfiguracji układów chłodzenia ma wpływ na rozkład temperatur. Informacja o temperaturach radiatorów poszczególnych celek falownika może zostać wykorzystana w algorytmie wymuszającym redukcję ilości przełączeń tranzystorów w poszczególnych mostkach falownika.

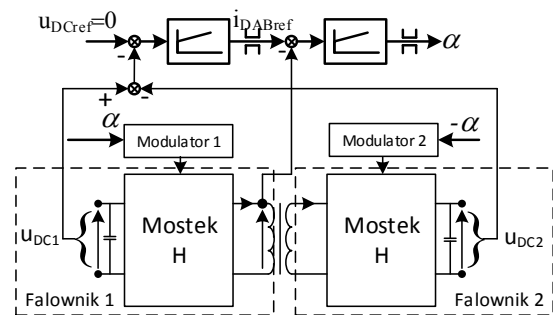
Topologia i metoda sterowania kaskadowego falownika napięcia

Struktura falownika dwukierunkowego wykorzystuje dwa połączone ze sobą falowniki kaskadowe (rys 1). Do sprzęgnięcia obwodów pośredniczących można

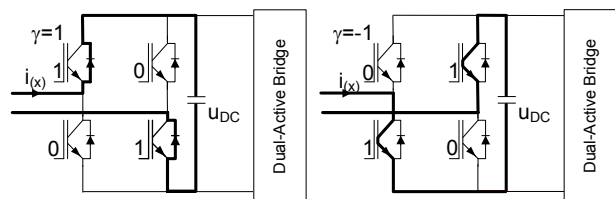
wykorzystać przetwornice DAB (Dual Active Bridge) z transformatorami średniej lub wysokiej częstotliwości. Liczba celek (mostków H oraz przetwornic DAB) w przekształtniku kaskadowym może być dowolna. Badania symulacyjne których wyniki przedstawiono w artykule, zrealizowano z wykorzystaniem dwukierunkowego siedmiopozomowego falownika kaskadowego łączącego dwie sieci średniego napięcia. Badania eksperymentalne zrealizowano na falowniku 13 poziomowym. W obu aplikacjach wykorzystano trzy niezależne rozwiązania zapewniające równomierny rozkład napięć na kondensatorach obwodów pośredniczących. W pierwszym z nich, równomierne obciążenie poszczególnych gałęzi przekształtnika uzyskano poprzez połączenie każdej fazy pierwszego z przekształtników z każdą z faz drugiego przekształtnika za pośrednictwem przetwornic DAB, zgodnie z konfiguracją pokazaną w Tabeli 1 dla falownika siedmiopozomowego. Do sterowania przetwornicami DAB wykorzystano identyczne układy regulacji (rys. 2) zapewniające jednakowe wartości napięć na pojedynczych kondensatorach w obu falownikach kaskadowych (zgodnie z Tablicą 1). Do przekazywania energii za pośrednictwem przetwornicy DAB wykorzystano strategię opartą na wzajemnym przesuwaniu impulsów napięcia dostarczanych do pierwotnej i wtórnej strony transformatora.

Tabela 1. Połączenie obwodów pośredniczących siedmiopozomowych falowników kaskadowych z wykorzystaniem przetwornic DAB

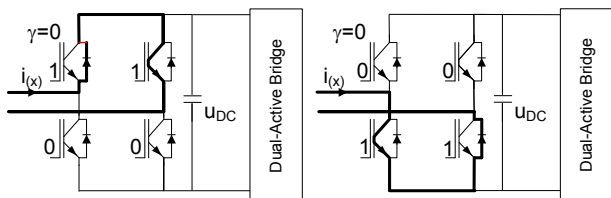
Falownik kaskadowy 1	połączono z (za pośrednictwem przetwornicy DAB)	Falownik kaskadowy 2
Mostek $H_{(a)}^1$	\leftrightarrow	Mostek $H_{(a)}^1$
Mostek $H_{(a)}^2$	\leftrightarrow	Mostek $H_{(b)}^1$
Mostek $H_{(a)}^3$	\leftrightarrow	Mostek $H_{(c)}^1$
Mostek $H_{(b)}^1$	\leftrightarrow	Mostek $H_{(b)}^2$
Mostek $H_{(b)}^2$	\leftrightarrow	Mostek $H_{(c)}^2$
Mostek $H_{(b)}^3$	\leftrightarrow	Mostek $H_{(a)}^2$
Mostek $H_{(c)}^1$	\leftrightarrow	Mostek $H_{(c)}^3$
Mostek $H_{(c)}^2$	\leftrightarrow	Mostek $H_{(a)}^3$
Mostek $H_{(c)}^3$	\leftrightarrow	Mostek $H_{(b)}^3$



Rys.2. Układ sterowania przetwornicą Dual Active Bridge



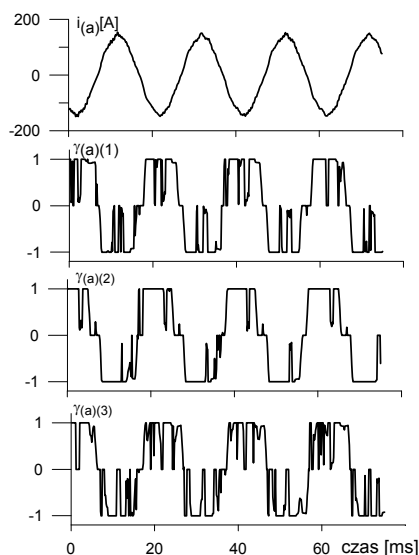
Rys.3. Konfiguracja mostka H falownika kaskadowego dla jednostkowej wartości współczynnika wypełnienia. 1 – tranzystor załączony, 0 – tranzystor wyłączony



Rys.4. Konfiguracja mostka H falownika kaskadowego dla zerowej wartości współczynnika wypełnienia, 1 – tranzystor załączony, 0 – tranzystor wyłączony

Tabela 2. Zmiany wartości współczynnika wypełnienia w kolejnych okresach impulsowania oraz odpowiadająca im liczba przełączeń tranzystorów mostka H

Współczynnik wypełnienia (n)-tego i (n+1) okresu impulsowania $\gamma_{(n)} \Rightarrow \gamma_{(n+1)}$	Sygnaly bramkowe górnych tranzystorów na końcu (n)-tego i na początku (n+1) okresu impulsowania (1 – zał, 0 – wył)	Liczba dod. przełączeń pomiędzy (n)-tym a (n+1) okresem impuls.
$\gamma_{(n)} = 1 \Rightarrow \gamma_{(n+1)} = 1$	$(1 \ 0) \Rightarrow (1 \ 0)$	0
$\gamma_{(n)} = 1 \Rightarrow \gamma_{(n+1)} = -1$	$(1 \ 0) \Rightarrow (0 \ 1)$	2
$\gamma_{(n)} = 1 \Rightarrow \gamma_{(n+1)} < 1$	$(1 \ 0) \Rightarrow (0 \ 0)$	1
$\gamma_{(n)} = -1 \Rightarrow \gamma_{(n+1)} = 1$	$(0 \ 1) \Rightarrow (1 \ 0)$	2
$\gamma_{(n)} = -1 \Rightarrow \gamma_{(n+1)} = -1$	$(0 \ 1) \Rightarrow (0 \ 1)$	0
$\gamma_{(n)} = -1 \Rightarrow \gamma_{(n+1)} < 1$	$(0 \ 1) \Rightarrow (0 \ 0)$	1
$ \gamma_{(n)} < 1 \Rightarrow \gamma_{(n+1)} = 1$	$(1 \ 1) \Rightarrow (1 \ 0)$	1
$ \gamma_{(n)} < 1 \Rightarrow \gamma_{(n+1)} = -1$	$(0 \ 0) \Rightarrow (0 \ 1)$	1
$ \gamma_{(n)} < 1 \Rightarrow \gamma_{(n+1)} < 1$	$(1 \ 1) \Rightarrow (1 \ 1)$	0



Rys.5. Współczynniki wypełnienia wyznaczone w algorytmie modulacji wektorowej dla trzech mostków H jednej z faz siedmiopozomowego falownika kaskadowego. Wyniki badań eksperymentalnych podczas konwersji mocy czynnej $P=570\text{kW}$

W obu przekształtnikach (modelu symulacyjnym i rzeczywistym) zastosowano identyczny algorytm modulacji wektorowej [23]. W algorytmie tym równomierny rozkład napięcia na kondensatorach zapewniony jest poprzez dobór kolejności, w jakiej aktywowane są poszczególne mostki H

oraz poprzez wybór jednej z trzech strategii formowania napięcia wyjściowego, zapewniającej wyrównanie napięć w obwodach pośredniczących. Kolejność aktywacji mostków (a w efekcie wartości współczynników wypełnienia przypisane do poszczególnych mostków H) jest ustalana na początku każdego z okresów sterowania na podstawie informacji o wartościach prądów fazowych, zadanym napięciu fazowym oraz aktualnych wartościach napięć obwodu pośredniczącego. W przypadku gdy spełniony jest warunek:

$$(1) \quad i_{(x)} \cdot u_{zad(x)} > 0,$$

gdzie: $i_{(x)}$ – prąd fazy x przekształtnika ($x=a,b,c$), $u_{zad(x)}$ – zadane napięcie fazowe, jako pierwsze w algorytmie modulacji wybierane są mostki o najmniejszej wartości napięcia obwodu pośredniczącego. Zgodnie z algorytmem modulacji, mostki te pozostaną w stanie aktywnym przez cały okres impulsowania (zostanie przydzielony jednostkowy współczynnik wypełnienia (rys. 3)), a ich tranzystory nie będą przełączane. Kolejne mostki poszczególnych faz obu falowników będą pracowały z niezerową wartością współczynnika wypełnienia, jeżeli w pierwszym etapie algorytmu modulacji nie zostanie uzyskane napięcie wyjściowe równe napięciu zadanemu:

$$(2) \quad u_{zad\alpha} - u_{o\alpha} \neq 0 \text{ lub } u_{zad\beta} - u_{o\beta} \neq 0.$$

gdzie: $u_{zad\alpha}$, $u_{zad\beta}$ – składowe wektora napięcia zadanego, $u_{o\alpha}$, $u_{o\beta}$ składowe wektora napięcia wyjściowego, wyznaczone przy uwzględnieniu aktualnego rozkładu napięć na kondensatorach falownika oraz współczynników wypełnienia dla poszczególnych mostków H.

W przypadku, gdy napięcie wyjściowe przekształtnika równa się z napięciem zadanym, pozostałym mostkom H zostanie przydzielona zerowa wartość współczynnika wypełnienia (rys. 4). W efekcie tranzystory tych mostków nie będą przełączane w czasie równym długości pojedynczego cyklu pracy falownika. Napięcie wyjściowe tych mostków będzie równe 0, zaś obwody pośredniczące nie będą przeładowywane prądem fazowym.

Wybór jednego ze stanów dwóch zerowych (rys. 4) dla przypadku zerowego współczynnika wypełnienia ($\gamma = 0$) jak również dla przypadku, gdy w okresie impulsowania będą przełączane tranzystory mostka H ($0 < |\gamma| < 1$) zapewnia minimalizację liczby przełączeń tranzystorów. Stan zerowy kończący aktualną sekwencję przełączeń jest początkowym stanem zerowym dla kolejnej sekwencji.

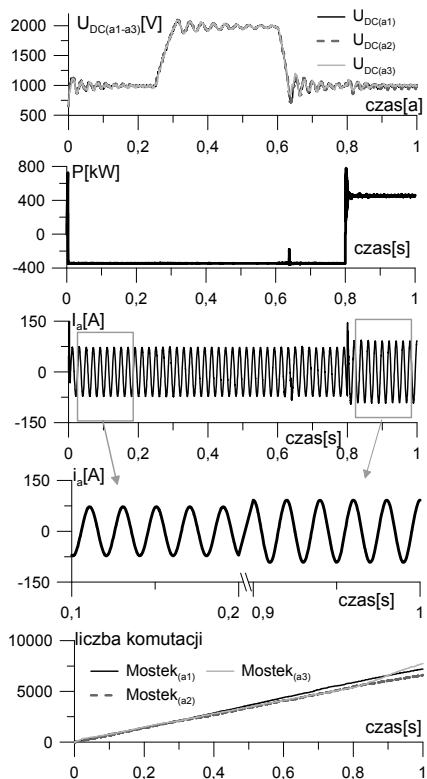
Ponieważ kolejność aktywacji poszczególnych mostków H jest ustalana na początku każdego z okresów impulsowania, nie ma gwarancji, że mostek, dla którego wyznaczono jednostkową lub zerową wartość współczynnika wypełnienia, zachowa tą wartość również w kolejnych cyklach pracy algorytmu modulacji. W efekcie może nastąpić dowolna zmiana współczynników wypełnienia poszczególnych mostków H, zależnie od wartości zmierzonych napięć obwodów DC. Przebiegi współczynników wypełnienia dla mostków H w jednej z faz falownika siedmiopozomowego pokazano na rys 5.

Zmiany wartości współczynnika wypełnienia pomiędzy kolejnymi okresami impulsowania są związane z koniecznością realizacji dodatkowych przełączeń tranzystorów na początku okresu impulsowania. Możliwe kombinacje zmian współczynnika wypełnienia oraz ilość odpowiadających im dodatkowych przełączeń tranzystorów przedstawiono w Tabeli 2. Niezależnie od przełączeń dodatkowych, w przypadku, gdy spełniony jest warunek:

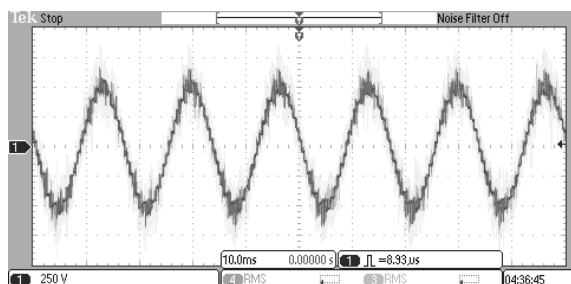
$0 < |\gamma| < 1$ konieczna jest realizacja dwóch przełączeń

w trakcie pojedynczego okresu impulsowania. W przypadkach gdy: $|\gamma|=1$ oraz $\gamma=0$ w trakcie pojedynczego cyklu pracy falownika tranzystory mostka H nie są przełączane.

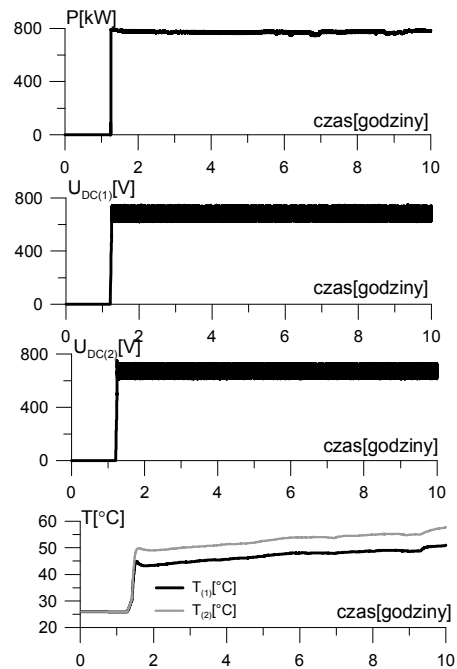
Na rys 6 przedstawiono przebieg napięć na kondensatorach mostków H, przebiegi przetwarzanej mocy czynnej, prądu fazowego oraz zsumowaną liczbę przełączeń tranzystorów w poszczególnych mostkach H jednej z gałęzi siedmiopozomowego przekształtnika kaskadowego, w którym zaimplementowano algorytm modulacji wektorowej [23]. Algorytm ten umożliwia uzyskanie prawie jednakowych napięć na kondensatorach falownika oraz zapewnia zbliżoną liczbę przełączeń tranzystorów we wszystkich mostkach H (rys. 6). Ten sam sposób formowania napięć wyjściowych zaimplementowano w 13-pozomowym falowniku kaskadowym o mocy znamionowej $S=1\text{MVA}$ i napięciu znamionowym 4.15kV (pozostałe parametry podano w Tabeli 3). Przebiegi napięć wyjściowych przekształtnika pokazano na rysunku 7.



Rys.6. Przebiegi napięcia na kondensatorach mostków H w jednej z gałęzi dwukierunkowego falownika kaskadowego, przetwarzanej mocy czynnej, prądu fazowego oraz sumarycznej liczby przełączeń tranzystorów w poszczególnych mostkach. Wyniki badań symulacyjnych



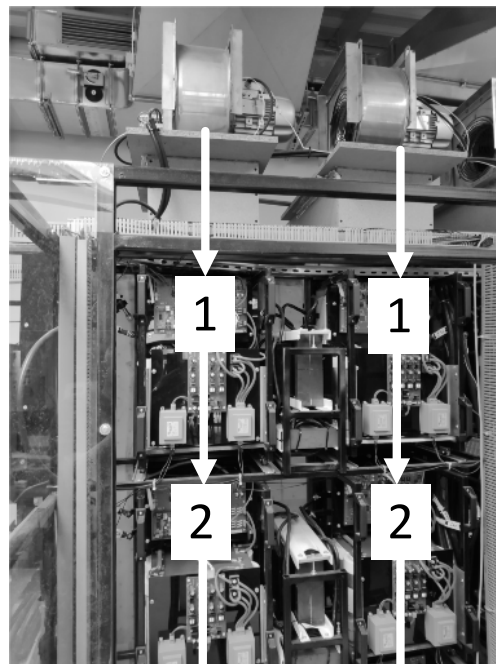
Rys.7. Przebieg napięcia wyjściowego 13-pozomowego falownika kaskadowego



Rys.8. Przebiegi konwertowanej mocy czynnej, napięć obwodu pośredniczącego na kondensatorach dwóch mostków H oraz temperatur radiatorów zarejestrowanych w dwóch mostkach H przekształtnika kaskadowego. Wyniki badań eksperymentalnych

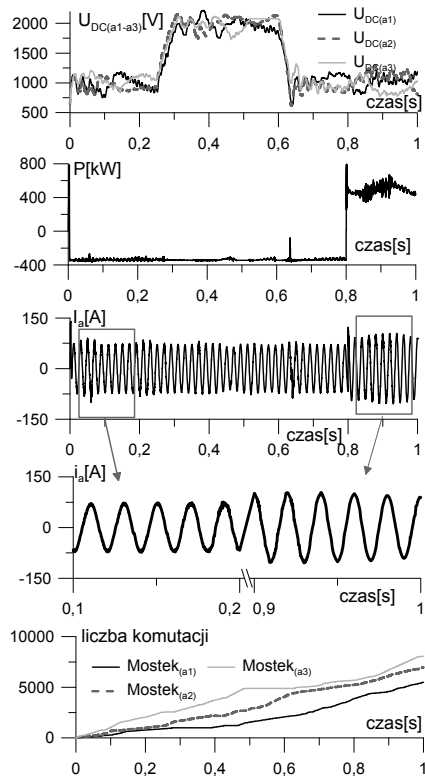
Tabela 2. Parametry falownika kaskadowego wykorzystanego do badań eksperymentalnych

Parametr	Wartość
Moc znamionowa	1000 kVA
Liczba poziomów	13
Napięcie znamionowe	4160 V
Ilość mostków H/fazę	6
Napięcie obwodów DC	710 V
Częstotliwość klucowania (falowniki)	6.66 kHz
Częstotliwość klucowania (DAB)	25 kHz



Rys.9. Przepływ powietrza chłodzącego przez poszczególne celki falownika kaskadowego (1, 2...- nr celek)

Długookresowe badania eksperymentalne przekształtnika kaskadowego pokazują, że pomimo zbliżonej liczby przełączeń tranzystorów w każdej z celek falownika uzyskuje się różne wartości temperatur radiatorów (rys. 8). Zjawisko to może być efektem ograniczonej wydajności układów chłodzących, w których wymuszony strumień powietrza chłodzącego jest kierowany na radiatory kolejnych celek falownika (rys 9). W efekcie ostatnia z celek jest chłodzona powietrzem rozgrzanym podczas chłodzenia poprzednich celek. Zjawisku temu można przeciwdziałać poprzez modyfikację kolejności aktywacji mostków H w algorytmie modulacji wektorowej.



Rys.10. Przebiegi napięcia na kondensatorach mostków H w jednej z gałęzi dwukierunkowego falownika kaskadowego, przetwarzanej mocy czynnej, prądu fazowego oraz sumarycznej liczby przełączeń tranzystorów w poszczególnych mostkach dla algorytmu modulacji wektorowej, w którym ograniczono częstotliwość aktualizowania kolejności wykorzystania mostków H do formowania napięć wyjściowych

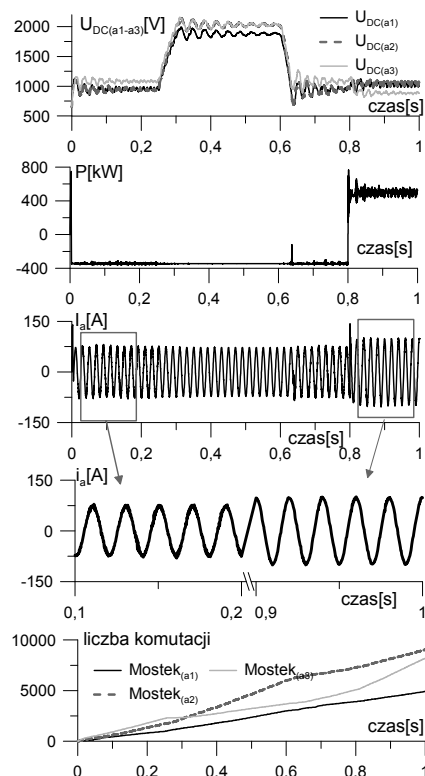
Formowanie napięcia wyjściowego w falowniku przy zachowaniu kolejności aktywacji mostków H w kolejnych cyklach pracy algorytmu modulacji

Algorytm modulacji wektorowej zaprezentowany w [23] zapewnia poprawne formowanie napięć wyjściowych w falowniku również w przypadku asymetrycznego rozkładu napięć na kondensatorach falownika kaskadowego. Umożliwia również wyrównanie napięć obwodów pośredniczących w przypadku wystąpienia asymetrii. Możliwe jest więc doprowadzenie do niesymetrycznego rozkładu napięć na kondensatorach, oraz aktywacja procedur wyrównujących te napięcia w przypadku, gdy napięcie na jednym z kondensatorów osiągnie zbyt dużą wartość.

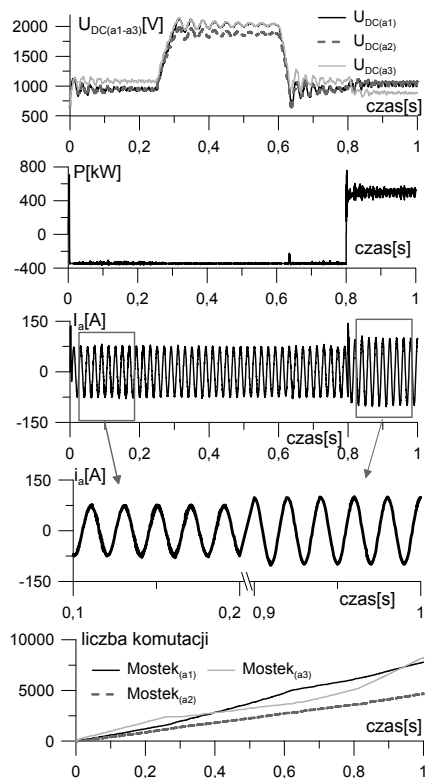
Jednym z rozwiązań, które mogą zapewnić minimalizację liczby przełączeń tranzystorów, jest rezygnacja z procedur doboru kolejności aktywacji mostków H realizowanych na początku każdego z okresów impulsowania. Raz dobrana kolejność aktywacji mostków H jest utrzymywana podczas kolejnych okresów impulsowania

tak długo, aż napięcie na jednym z kondensatorów falownika osiągnie zbyt dużą wartość. W efekcie, mostki H dla których został wyznaczony zerowy bądź jednostkowy współczynnik wypełnienia, będą pracowały z tym samym współczynnikiem wypełnienia w kolejnych cyklach pracy falownika. Tranzystory tych mostków nie będą w ogóle przełączane. Przełączane będą natomiast tranzystory mostków, dla których w algorytmie modulacji wyznaczone zostały współczynniki wypełnienia w zakresie $0 < |\gamma| < 1$.

W przypadku, gdy napięcie na jednym z kondensatorów falownika osiągnie niedozwoloną wartość, nastąpi rekonfiguracja kolejności wykorzystania mostków. W rezultacie inne mostki zostaną wykorzystane w pierwszej kolejności w algorytmie modulacji i będą pracowały z jednostkowym współczynnikiem wypełnienia. Zaproponowana modyfikacja algorytmu modulacji spowoduje obniżenie częstotliwości, z jaką zmienia się kolejność aktywacji mostków H oraz spowoduje wzrost fluktuacji napięć obwodów pośredniczących. Badania symulacyjne, których wyniki przedstawiono na rysunku 10 zrealizowano przy założeniu, że dopuszczalne odchyłki napięć obwodów pośredniczących falownika kaskadowego wynoszą 200V w stosunku do wartości średniej napięć zmierzonych na wszystkich kondensatorach. Asymetria rozkładu napięć w obwodach DC nie wpływa na poprawność formowania napięć fazowych oraz umożliwia ograniczenie sumarycznej liczby przełączeń tranzystorów. Nie daje jednak możliwości redukcji ilości przełączeń w wybranych mostkach – wybór mostków pracujących z jednostkowym lub zerowym współczynnikiem wypełnienia jest realizowany wyłącznie przez algorytm modulacji w zależności od zmierzonych wartości napięć na kondensatorach falownika.



Rys.11. Przebiegi napięcia na kondensatorach mostków H w jednej z gałęzi dwukierunkowego falownika kaskadowego, przetwarzanej mocy czynnej, prądu fazowego oraz sumarycznej liczby przełączeń tranzystorów w poszczególnych mostkach dla algorytmu modulacji wektorowej, w którym wymuszono kolejność aktywacji mostków H w procesie formowania napięć wyjściowych. Mostek_(x)¹ – jako pierwszy, mostek_(x)² – jako drugi, mostek_(x)³ jako trzeci (x=a,b,c)



Rys.12. Przebiegi napięcia na kondensatorach mostków H w jednej z gałęzi dwukierunkowego falownika kaskadowego, przetwarzanej mocy czynnej, prądu fazowego oraz sumarycznej liczby przełączeń tranzystorów w poszczególnych mostkach dla algorytmu modulacji wektorowej, w którym wymuszono kolejność aktywacji mostków H w procesie formowania napięć wyjściowych. Mostek $(x)^2$ – jako pierwszy, mostek $(x)^1$ – jako drugi, mostek $(x)^3$ jako trzeci ($x=a,b,c$)

Formowanie napięcia wyjściowego w falowniku przy wymuszonej kolejności aktywacji mostków H

Sterowanie temperaturą poszczególnych celek falownika kaskadowego wymaga, aby możliwa była bezpośrednia ingerencja w sposób, w jaki algorytm modulacji przypisuje wartości współczynników wypełnienia do poszczególnych mostków H. W zaproponowanym rozwiązaniu, dotychczas stosowana metoda sortowania bazująca na analizie napięć obwodów pośredniczących oraz kierunku przepływu mocy czynnej, zastąpiona została algorytmem wymuszającym konkretną kolejność aktywacji mostków H w poszczególnych gałęziach falownika. Wyniki badań symulacyjnych przedstawione na rys. 11 i 12 uzyskano dla wymuszonej kolejności wykorzystania mostków w procesie formowania napięć wyjściowych: dla przebiegów pokazanych na rys 11 przyjęto następującą kolejność: mostek $(x)^1$ jest wykorzystywany w pierwszej kolejności (pracuje z jednostkowym współczynnikiem wypełnienia), mostek $(x)^2$ jest aktywowany jako drugi (pracuje ze współczynnikiem wypełnienia w zakresie $0 < |\gamma| < 1$), zaś mostek $(x)^3$ jest aktywowany jako trzeci (x- faza falownika: $x=a,b,c$). Tą samą kolejność wymuszono dla każdej z faz przekształtnika. Dla przebiegów pokazanych na rys 12 zmieniono kolejność aktywowania mostków – jako pierwszy został użyty mostek $(x)^2$, jako drugi – mostek $(x)^1$. Mostek $(x)^3$ został wykorzystany jako trzeci w procesie formowania napięć wyjściowych. Uzyskane wyniki badań pokazują, że istnieje możliwość znacznego ograniczenia ilości przełączeń tranzystorów w wybranych mostkach, a tym samym sterowanie temperaturą ich radiatorów. Liczba przełączeń tranzystorów w mostkach wykorzystanych w drugiej kolejności do formowania napięć

wyjściowych jest większa od liczby przełączeń mostków wykorzystanych w trzeciej kolejności. Jest to związane z faktem, że ostatni z mostków jest wykorzystany do formowania napięcia o wartości równej zero w przypadku, gdy wektor napięcia wyjściowego został wygenerowany z wykorzystaniem napięć dwóch pierwszych mostków. W efekcie, przez kilka(kilkanaście) cykli pracy falownika w ostatnim z mostków jest załączony ten sam stan zerowy (rys. 4).

Wymuszenie kolejności wykorzystania mostków H ma wpływ na rozkład napięcia w obwodach pośredniczących falownika, nie wpływa natomiast na poprawność formowania napięć wyjściowych w falowniku (rys. 11 i 12). W zaproponowanym rozwiązaniu wymuszenie konkretnej kolejności aktywacji mostków jest realizowane wyłącznie w przypadku, gdy wartości napięcia na dowolnym z kondensatorów falownika różni się o nie więcej niż o 100V od wartości średniej napięć zmierzonych na wszystkich kondensatorach falownika. Jeżeli warunek ten nie jest spełniony – kolejność doboru mostków jest wskazywana na podstawie informacji o aktualnych napięciach obwodów pośredniczących oraz kierunku przepływu mocy czynnej (1). Można więc przyjąć, że algorytm modulacji wektorowej, pokazany w [23], jest wykorzystywany w sytuacji, w której konieczne jest zrównoważenie rozkładu napięcia na kondensatorach falownika. Jeżeli napięcia obwodów pośredniczących nie przekraczają wartości dopuszczalnych, poprzez wymuszenie kolejności wykorzystania mostków H w algorytmie modulacji można uzyskać ograniczenie ilości przełączeń tranzystorów, a tym samym ograniczenie strat komutacyjnych w wybranych mostkach falownika.

Podsumowanie

W artykule przedstawiono możliwości ograniczania liczby przełączeń tranzystorów w falownikach kaskadowych. Zaproponowane rozwiązanie umożliwia wymuszenie jednostkowej wartości współczynnika wypełnienia dla tranzystorów w wybranych mostkach H. W tych mostkach tranzystory nie będą przełączane przez kilka (kilkanaście) kolejnych okresów impulsowania. Rozwiązanie umożliwi więc sterowanie poziomem strat komutacyjnych, a tym samym rozkładem temperatur w falowniku, w którym ten sam strumień powietrza wykorzystano do chłodzenia radiatorów w kilku mostkach H jednocześnie. W rozwiązaniach takich radiatory kolejnych mostki są schładzane powietrzem rozgrzanym poprzez chłodzenie poprzednich mostków, co skutkuje nierównomiernym rozkładem temperatur na radiatorach falownika pomimo zbliżonego poziomu strat generowanych w każdej z jego celek.

Autorzy dziękują firmie MMB Drives sp. z o.o. za udostępnienie do testów falowników kaskadowych średniego napięcia.



Projekt współfinansowany ze środków Programu Operacyjnego Inteligentny Rozwój w ramach projektu NCBiR POIR.01.02.00-00-0193/16-00

Autorzy: dr hab. inż. Arkadiusz Lewicki, Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki, ul. Narutowicza 11/12, 80-233 Gdańsk, E-mail: arkadiusz.lewicki@pg.edu.pl; mgr inż. Janusz Szewczyk, MMB Drives sp. z o.o., ul. Maszynowa 26, 80-298 Gdańsk, E-mail: j.szewczyk@mmmb-drives.com.pl, prof. dr hab. inż. Zbigniew Krzemiński, Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki, ul. Narutowicza 11/12, 80-233 Gdańsk, E-mail: zbigniew.krzeminski@pg.edu.pl; dr hab. inż. Marcin Morawiec, Politechnika Gdańska, Wydział Elektrotechniki i Automatyki, ul. Narutowicza 11/12, 80-233 Gdańsk, E-mail: marcin.morawiec@pg.edu.pl;

LITERATURA

- [1] Lewicki A., Krzeminski Z., Abu-Rub H., Space-Vector Pulse Width Modulation for Three-Level NPC Converter with the Neutral Point Voltage Control, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 58, (2011), 5076–5086
- [2] Gu C., Zheng Z., Li Y., A novel voltage balancing method of cascaded H-bridge rectifiers for locomotive traction applications, 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), (2013), 1–8
- [3] Gholinezhad J., Noroozian R., Application of cascaded H-bridge multilevel inverter in DTC-SVM based induction motor drive, *3rd Power Electronics and Drive Systems Technology (PEDSTC)*, (2012), 127–132,
- [4] Vasiladiotis M., Rufer A., A Modular Multiport Power Electronic Transformer With Integrated Split Battery Energy Storage for Versatile Ultrafast EV Charging Stations, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 62,(2015), 3213–3222,
- [5] He L., Yang Y., Fan M., Xie M., Power Channel based Power Electronics Transformer (PC-PET) with Reduced Capacitance for interfacing AC and DC grid, *IEEE Transp. Electr. Conf. Expo.*, vol. 1, 51707127,(2018), 248–253,
- [6] Liu C. *et al.*, Reliable transformerless battery energy storage systems based on cascade dual-boost/buck converters, *IET Power Electron.*, 8, (2015), 1681–1689,
- [7] Islam M. R., Guo Y., Zhu J., A high-frequency link multilevel cascaded medium-voltage converter for direct grid integration of renewable energy systems, *IEEE Trans. Power Electron.*, 29, (2014), 4167–4182,
- [8] Lee C. T. *et al.*, Average power balancing control of a STATCOM based on the cascaded h-bridge PWM converter with star configuration, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, 50, 2014, 3893–3901,
- [9] Farivar G., Hredzak B., Agelidis V. G., Reduced-Capacitance Thin-Film H-Bridge Multilevel STATCOM Control Utilizing an Analytic Filtering Scheme, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 62, (2015), 6457–6468,
- [10] Lewicki A., Morawiec M., The structure and the Space Vector Modulation for a Medium Voltage Power Electronic Transformer based on two seven-level,” *IET Electr. Power Appl.*,(2019),
- [11] Aleenejad M., Mahmoudi H., Ahmadi R., Unbalanced Space Vector Modulation with Fundamental Phase Shift Compensation for Faulty Multilevel Converters, *IEEE Trans. Power Electron.*, 31, (2016), 7224–7233,
- [12] Abu-Rub H., Lewicki A., Iqbal A., Guzinski J, Medium voltage drives - Challenges and requirements, *IEEE Int. Symp. Ind. Electron.*(2010) , 1372–1377,
- [13] Vahedi H., Al-Haddad K., Labbe P. A., Rahmani S., Cascaded multilevel inverter with multicarrier PWM technique and voltage balancing feature, *IEEE Int. Symp. Ind. Electron.*,(2014), 155–2160,
- [14] Lee J.S., Sim H.W., Lee K.B., Cascaded H-bridge multilevel inverter for increasing output voltage levels, *IEEE Conf. Energy Convers.*,(2014), 365–370,
- [15] Jayaram N., Agarwal P., Das S., A Three Phase five level cascaded H-Bridge rectifier with zero current injection scheme, *IEEE Int. Conf. Power Electron. Drives Energy Syst.(PEDES)*, (2012)
- [16] Marzoughi A., Imaneini H., Optimal selective harmonic elimination for cascaded H-bridge-based multilevel rectifiers, *IET Power Electron.*, 7, (2014), 350–356,
- [17] Iman-Eini H., Marzoughi A., Moeini A., DC link voltage balancing approach for cascaded H-bridge active rectifier based on selective harmonic elimination-pulse width modulation, *IET Power Electron.*, 8, (2015), 583–590,
- [18] Nowicki E. P., Roodsari B. N., Fast space vector modulation algorithm for multilevel inverters and its extension for operation of the cascaded H-bridge inverter with non-constant DC sources, *IET Power Electron.*, 6, (2013), 1288–1298,
- [19] Smart M., Liserre M., Andresen M., Costa L. F., Power Routing in Modular Smart Transformers: Active Thermal Control Through Uneven Loading of Cells, *IEEE Ind. Electron. Mag.*, 10,(2016), 43–53,
- [20] Ko Y., Andresen M., Buticchi G., Liserre M., Kiel C., Concarì L., Multi-frequency Power Routing for Cascaded H-Bridge Inverters in Smart Transformer Application, *IEEE Energy Convers. Congr. Expo.*,(2016), 1–7,
- [21] Ko Y., Andresen M., Power Routing for Cascaded H-Bridge Converters, *IEEE Trans. Power Electron.*, 32, (2017), 9435–9446,
- [22] Ko Y., Andresen M., Buticchi G., Lee J., Liserre M., Modulation Strategy for Highly Reliable Cascade H-Bridge Inverter Based on Discontinuous PWM, *IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo.*, 3, (2017), 3241–3246,
- [23] Lewicki A., Morawiec M., Space-vector pulsewidth modulation for a seven-level cascaded H-bridge inverter with the control of DC-link voltages, *Bull. POLISH Acad. Sci.*, 65, (2017), 619–628,
- [24] Townsend C. D., Cox S. M., Watson A. J., Summers T. J., Betz R. E., Clare J. C., Voltage balancing characteristics for a cascaded H-bridge multi-level StatCom employing space vector modulation, 15th Int. Power Electron. Motion Control Conf. Expo. EPE-PEMC, (2012), pp. 1–7
- [25] Townsend C. D., Vodden J., Watson A. J., Summers T. J., Betz R. E., Clare J. C., The effect of space vector modulation on capacitor voltage ripple in a cascaded H-bridge StatCom, *IEEE Ninth International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, (2011), 834–839.