

doi:10.15199/48.2019.03.29

Trójfazowy trójpoziomowy falownik z obniżoną zawartością harmonicznych

Streszczenie. W artykule przedstawiono analizę matematyczną funkcji schodkowej $f_{N=6}$. Przedstawiona funkcja opisuje przebieg napięcia wyjściowego 3-poziomowego falownika sterowanego bez zastosowania modulacji szerokości impulsów (PWM). Przeprowadzona analiza wykazała, że falowniki kaskadowe zapewniają dobre parametry napięcia wyjściowego zgodnie z kryterium najmniejszej wartości THD. W artykule zostały wyznaczone parametry funkcji schodkowej zapewniające zmniejszenie współczynnika THD do poziomu poniżej 21%, podczas gdy w standardowych falownikach NPC z dzielonym obwodem pośredniczącym ten współczynnik osiąga wartość 31%.

Abstract. The paper presents the mathematical analysis of a stepped function denoted as $f_{N=6}$. This function describes precisely an output voltage waveform of a 3-level inverter. The analysis proves that cascaded inverters give a very good performance of the output voltage according to a criterion of minimal THD. Optimal parameters are indicated in the paper. They permit to diminish the THD factor to a level below 21% while in standard NPC inverters such a result requires special treatment. **A three-phase 3-level inverter with reduced harmonic content.**

Słowa kluczowe: współczynnik THD, falownik kaskadowy, falownik NPC.

Keywords: THD factor, cascaded inverter, NPC inverter.

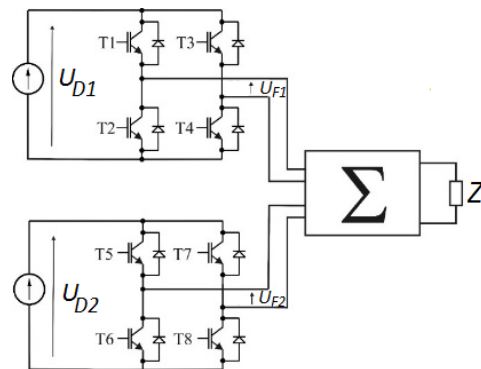
Wstęp

W celu zwiększenia mocy wyjściowej oraz jednoczesnej poprawy kształtu napięć generowanych przez falowniki można zastosować ich wielopoziomowe rozwiązania. Wśród nich, trójpoziomowy falownik NPC jest najczęściej wykorzystywany i stosowany w przemyśle, a jego właściwości oraz wady zostały dobrze rozpoznane [1, 2, 3]. Niektóre rozwiązania układowe falowników trójpoziomowych zostały opatentowane [4], a szeroki przegląd topologii wielopoziomowych falowników, sposobów sterowania oraz aplikacji zawarty został w pracy [5]. Obok układów falowników trójpoziomowych charakteryzujących się jednym obwodem pośredniczącym napięcia stałego pojawiły się również inne rozwiązania układów falowników wielopoziomowych. Większość z nich została już w znacznej mierze omówiona w literaturze przedmiotu. Przedstawione tam rozwiązania i wyniki badań dowodzą, że wyższy poziom mocy wyjściowej, a także polepszenie kształtu fal generowanych przez falownik można osiągnąć na wiele sposobów.

Wiele prac poświęcono falownikom trójpoziomowym, które zbudowane są z dwóch standardowych dwupoziomowych falowników jednofazowych [6, 7]. Problem optymalnego sterowania - przy założeniu, że kryterium stanowi najmniejsza zawartość wyższych harmonicznymi napięcia THD - rozważano w wielu pracach [5-7]. Analizowano zwłaszcza wykorzystanie modyfikacji jakie umożliwia technika modulacji szerokości impulsów PWM. Stosunkowo mało prac w dziedzinie energoelektroniki zostało poświęconych zagadnieniu najlepszej aproksymacji przebiegów sinusoidalnych za pomocą przebiegów schodkowych. Przykłady aproksymacji takich przebiegów za pomocą impulsów prostokątnych podano w pracy [8]. Zaprezentowano tam modele matematyczne przydatne do analizy i projektowania struktur przekształtników wielopoziomowych, w tym również takie, które można wykorzystać w układach falowników zbudowanych z dwupoziomowych falowników jednofazowych.

Najprostsze rozwiązanie, które pozwala zbudować przekształtnik DC/AC odpowiadający funkcjonalnie falownikowi trójpoziomowemu NPC (ang. Neutral Point Clamped Inverter), zostało zilustrowane na rysunku 1. Przedstawia ono jednofazowy trójpoziomowy falownik składający się z dwóch standardowych falowników HB: F_1 (T_1, T_2, T_3, T_4), F_2 (T_5, T_6, T_7, T_8) i bloku sumującego - Σ .

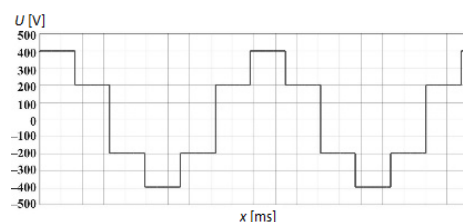
Blok sumujący symbolizuje ideę dodawania napięć wyjściowych falowników HB. W szczególności może to być oddzielny układ np. transformator. Symbolem Z oznaczono obciążenie. Falowniki zasilane są odpowiednio przez źródła prądu stałego U_{D1} i U_{D2} . W ogólności, źródła napięcia U_{D1} i U_{D2} nie muszą być równe.



Rys.1. Schemat ideowy jednofazowego falownika kaskadowego.

Najprostszy sposób sterowania przedstawionym falownikiem polega na jednoczesnym przełączaniu par tranzystorów, np. T_1 - T_4 , T_2 - T_3 , T_5 - T_8 i T_6 - T_7 . Jeżeli sterowniki tranzystorów generują sygnały sterujące w kształcie fal prostokątnych, to kaskadowy falownik wytwarza schodkowe napięcie wyjściowe.

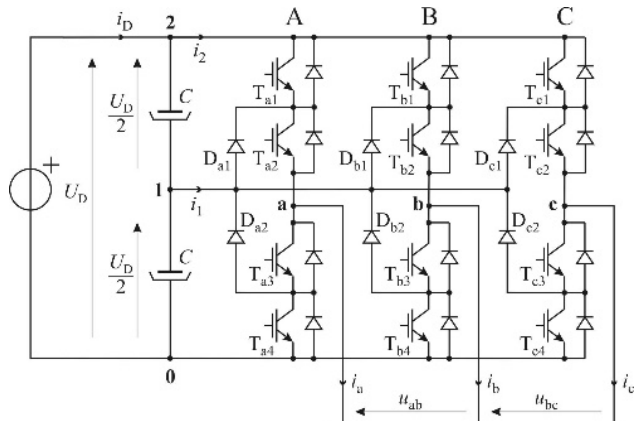
Następująca sekwencja przełączania kluczy: T_1 - T_4 , T_1 - $T_4 \cap T_5$ - T_8 , T_1 - T_4 , T_2 - T_3 , T_2 - $T_3 \cap T_6$ - T_7 , T_2 - T_3 , gdzie pary tranzystorów są przełączane sukcesywnie w zakresie kątowym $\pi / 3$ okresu, formuje napięcie wyjściowe, które przybiera kształt funkcji schodkowej przedstawionej na rysunku 2.



Rys.2. Fala napięcia wyjściowego $F_{N=6}$.

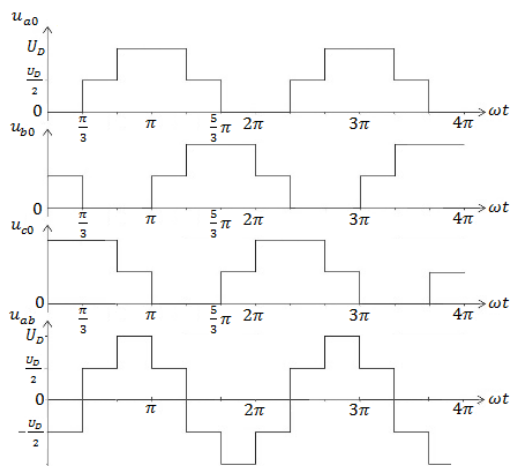
Prezentowany kształt fali został uzyskany w momencie, gdy napięcia zasilania U_{D1} i U_{D2} były równe (200 V). W niniejszej pracy funkcja schodkowa będzie indeksowana jako $f_N = 6$, co oznacza, że w jednym okresie ma ona 6 poziomów.

W standardowych 3-poziomowych falownikach NPC możliwe jest uzyskanie takich samych przebiegów napięcia. Sekwencjaysterowania tranzystorów wynika z układu falownika NPC, w którym jedna gałąź fazowa falownika składa się z 4 tranzystorów. Standardowy schemat falownika NPC przedstawiono na rysunku 3.



Rys.3. Schemat obwodu falownika NPC.

Sekwencja przełączania tranzystorów w fazie A przedstawia się następująco: T_{a3} - T_{a4} , T_{a2} - T_{a3} , T_{a1} - T_{a2} , T_{a1} - T_{a2} , T_{a2} - T_{a3} , T_{a3} - T_{a4} . Przyjmuje się, że zakres kątowy każdego kroku wynosi $\alpha = \pi / 3$ (60°). Takie sterowanie umożliwia uzyskanie schodkowej fali napięcia. Sterowanie kolejnych faz polega na zastosowaniu takiej samej sekwencji przełączania tranzystorów z przesunięciem o kąt $2\pi / 3$ (120°). Na rysunku 4 przedstawiono przebiegi napięć biegunowych dla poszczególnych faz oraz przykład napięcia międzyfazowego u_{AB} . Napięcia fazowe odniesiono do ujemnego bieguna napięcia stałego. Biegun ujemny jest oznaczony cyfrą 0, natomiast biegun dodatni - 2. Dodatkowo, potencjał punktu środkowego jest oznaczony cyfrą 1.



Rys. 4. Przebiegi napięć fazowych i napięcia międzyfazowego u_{AB} .

Kształt przebiegu napięcia międzyfazowego przyjmuje postać funkcji $f_{N=6}$ i może być uznany za słabą aproksymację funkcji $f(x) = \sin(x)$ w przedziale $<0,2\pi$). Transformacja Fouriera funkcji $f_{N=6}$ pozwala uzyskać spektrum harmonicznych. Przyjmując założenie, że podstawowa harmoniczna równa się 1, możliwe jest

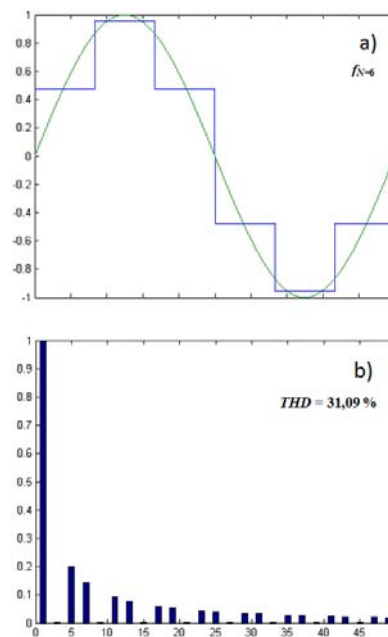
policzenie wszystkich miar poziomów (współczynników) funkcji $f_{N=6}$. Zestaw współczynników został przedstawiony w tabeli 1. Zamieszczono tam również zestaw współczynników funkcji schodkowej $f_{N=12}$ w celu porównania obu funkcji i ich spektrów.

Tabela 1: Współczynniki funkcji $f_{N=6}$ i $f_{N=12}$.

$f_{N=6}$			
Zakres kątów	$<0, 60^\circ$)	$<60^\circ, 120^\circ$)	$<120^\circ, 180^\circ$)
$f_{N=6}$	0,4775	0,9549	0,4775
Zakres kątów	$<180^\circ, 240^\circ$)	$<240^\circ, 300^\circ$)	$<300^\circ, 360^\circ$)
$f_{N=6}$	-0,4775	-0,9549	-0,4775
$f_{N=12}$			
Zakres kątów	$<0, 30^\circ$)	$<30^\circ, 60^\circ$)	$<60^\circ, 90^\circ$)
$f_{N=12}$	0,2559	0,6990	0,9549
Zakres kątów	$<90^\circ, 120^\circ$)	$<120^\circ, 150^\circ$)	$<150^\circ, 180^\circ$)
$f_{N=12}$	0,9549	0,6990	0,2559
Zakres kątów	$<180^\circ, 210^\circ$)	$<210^\circ, 240^\circ$)	$<240^\circ, 270^\circ$)
$f_{N=12}$	-0,2559	-0,6990	-0,9549
Zakres kątów	$<270^\circ, 300^\circ$)	$<300^\circ, 330^\circ$)	$<330^\circ, 360^\circ$)
$f_{N=12}$	-0,9549	-0,6990	-0,2559

Aproksymacje funkcji schodkowych $f_{N=6}$ i $f_{N=12}$ oraz ich widma zostały przedstawione na rysunkach 5 i 6.

Najważniejszym i najskuteczniejszym kryterium oceny jakości aproksymacji jest współczynnik THD. W związku z tym, na rysunkach 5 i 6 przedstawiono również wartości tego współczynnika. Istnieje kilka metod pozwalających na obliczenie współczynników THD. Metodę analityczną pozwalającą na obliczenie współczynnika THD metodą Cauchy'ego przedstawiono w [5].

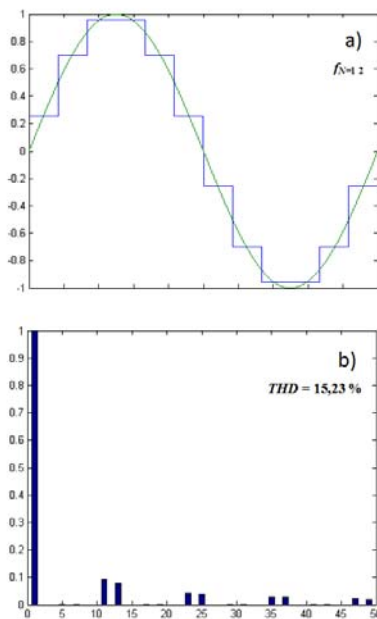


Rys. 5. Funkcja schodkowa $f_{N=6}$ w przedziale $<0,2\pi$

W celu zmniejszenia współczynnika THD funkcji schodkowej konieczne jest opracowanie innego sposobu jej kształtowania.

W praktyce, w falownikach NPC nie stosuje się takich metod sterowania, w których nie wykorzystuje się modulacji szerokości impulsów (PWM). Tym niemniej przebieg napięcia fazowego falownika można rozłożyć na sumę dwóch przebiegów: schodkowego i przebiegu wynikającego z zastosowanego PWM-u. W takim przypadku może być przydatna analiza prezentowana w pracy.

W falownikach kaskadowych wprowadzenie metody PWM może wymagać użycia kolejnego falownika HB i kolejnego napięcia zasilającego U_{D3} .



Rys. 6. Funkcja schodkowa $f_{N=12}$ w przedziale $<0,2\pi>$: a) kształt fali, b) widmo i współczynnik THD.

Celem przedstawionej analizy jest wykazanie, że możliwe jest zmniejszenie współczynnika THD w kaskadowym inwerterze składającym się z dwóch falowników HB. Niezbędne warunki, jakie należy spełnić, do zrealizowania falownika generującego optymalną falę o kształcie napięcia schodkowego $f_{N=6}$ zostały omówione w dalszej części artykułu.

Zawartość wyższych harmonicznych w postaci fali schodkowej $f_{N=6}$

Zakładając, że funkcja $f_{N=6}$ jest symetryczna w każdym półokresie okresu funkcji w stosunku do osi symetrii $x = \pi / 2$ i $x = 3\pi / 2$, kształt funkcji $f_{N=6}$ można zdefiniować za pomocą dwóch parametrów: stosunku poziomów schodków V_0/V_1 i kąta α , który określa "długość" pierwszego stopnia. Dla kształtu fali przedstawionego na rysunku 5 stosunek $V_0/V_1 = 0,5$ a kąt $\alpha = \pi / 3$.

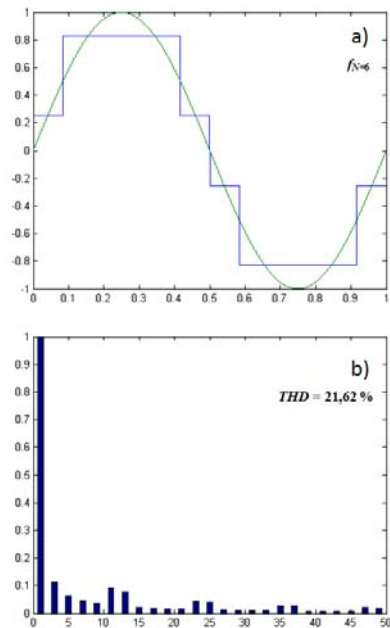
Dwa kolejne przykłady dotyczące przybliżenia funkcji $f_{N=6}$ przedstawiono na rysunkach 7 i 8. Parametry postaci fali na rysunku 7 są następujące: $\alpha_0 = \pi/6$, $V_0 = 0,2559$, $V_1 = 0,8270$, więc stosunek $\theta = V_0 / V_1$ jest w przybliżeniu równy 0,31. Zwraca tu uwagę niska wartość współczynnika THD i jednocześnie występowanie w spektrum przebiegu napięcia niskich harmonicznych. Widmo przebiegu nie jest tak regularne, jak przedstawiono wcześniej na rysunkach 5 i 6. Wynika to z faktu, że kształty tamtych fal zostały zbudowane z N regularnych impulsów o równej „długości” kątowej. Znając liczbę schodków N można zdefiniować częstotliwości wszystkich niezerowych wyższych harmonicznych f_H zgodnie z relacją (1),

$$(1) \quad f_H = (nN \pm 1)f_1$$

gdzie: f_1 oznacza częstotliwość podstawowej harmonicznej.

Przebieg funkcji schodkowej przedstawiony na rysunku 7a nie ma, jak wspomniano o tym wcześniej, regularnego spektrum. Widmo tej funkcji obejmuje niższe harmoniczne, w tym trzecią, ale - mimo to - współczynnik THD nie przekracza 21,62%, a błąd średnio kwadratowy, również

często stosowany do oceny zniekształcenia przebiegu, ma wartość $\delta = 0,0222$. Wynik THD wydaje się bardzo obiecujący w porównaniu do 31,09%, który to współczynnik został otrzymany dla funkcji przedstawionej na rysunku 5.



Rys. 7. Aproksymacja funkcji $f(x) = \sin(x)$ w przedziale $<0,2\pi>$: a) kształt fali $f_{N=6}$: ($\alpha=\pi/6$, $\theta=0,31$), b) widmo harmoniczne.

Parzyste harmoniczne w rozpatrywanych przebiegach nie występują. Harmoniczne nieparzyste, oznaczone jako b_k , występujące w podanych wyżej przebiegach funkcji schodkowych $f_{N=6}$, można obliczyć ze wzoru (2). Przyjęto tu założenie, że rozpatrywane funkcje schodkowe spełniają określone wyżej warunki symetryczności, a ich przebiegi określone są za pomocą parametrów V_0 , V_1 , α . Harmoniczne można obliczyć według wyrażenia:

$$(2) \quad b_k = \frac{4}{k\pi} [V_0 + (V_1 - V_0)\cos(k\alpha)] \quad k = 1,3,5,\dots$$

gdzie: V_0 i V_1 oznaczają miary schodków, a kąt α oznacza zakres kątowy pierwszego schodka.

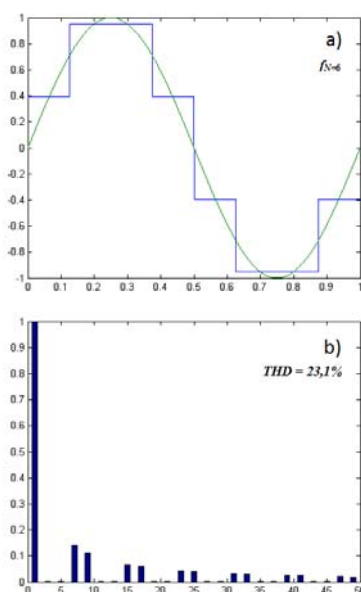
Wyrażenie (2) jest bardzo przydatne i często analizowane w literaturze specjalistycznej [9, 10, 11, 12]. Dzięki równaniu (2) możliwe jest określenie takich parametrów funkcji $f_{N=6}$, które zapewniają wyeliminowanie wybranych harmonicznych. Istnieje wiele przykładów i dyskusji opublikowanych w artykułach dotyczących 3-poziomowych falowników. Zakładając na przykład eliminację trzeciej i piątej harmonicznej uzyskuje się układ równań (3).

$$(3) \quad \begin{cases} 4[V_0 + (V_1 - V_0)\cos(\alpha)] = \pi \\ V_0 + (V_1 - V_0)\cos(3\alpha) = 0 \\ V_0 + (V_1 - V_0)\cos(5\alpha) = 0 \end{cases}$$

Po rozwiązaniu układu otrzymuje się następujące parametry przebiegu $f_{N=6}$:

$$V_0 = 0,3927; \quad V_1 = 0,9481; \quad \alpha = \frac{\pi}{4}; \quad b_1 = 1; \quad b_3 = b_5 = 0.$$

Ostatecznie przebieg o takich parametrach oraz jego spektrum zostały przedstawione na rysunku 8. Wartość współczynnika THD wyniosła 23,1%.



Rys. 8. Aproksymacja funkcja $f(x) = \sin(x)$ w przedziale $\langle 0; 2\pi \rangle$: a) kształt fali $f_{N=6}$: dla $(\alpha = \pi / 4, \theta = 0,414)$, b) widmo harmonicznych.

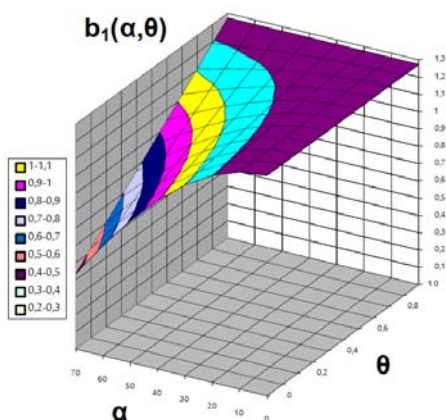
Równanie (2) może zostać przekształcone do postaci:

$$(4) \quad b_1 = \frac{4V_1}{\pi} [\theta + (1 - \theta) \cos(\alpha)],$$

która opisuje podstawową harmoniczną b_1 . Jest ona funkcją dwóch parametrów: stosunku miar schodków $\theta = V_0 / V_1$ i zakresu kąтового pierwszego stopnia $b_1(\alpha, \theta)$.

W takim razie możliwe jest przedstawienie obrazu funkcji b_1 w trójwymiarowym układzie współrzędnych prostokątnych. Został on przedstawiony na rysunku 9. Założono, że zakres parametrów został ograniczony do wartości: $\alpha \in \langle 0; 70^\circ \rangle$, $\theta \in \langle 0; 1,1 \rangle$ i $V_1 = 1$.

Amplituda podstawowej harmonicznej silnie maleje dla niskich wartości $\theta \in \langle 0,3 \rangle$ i jednocześnie rosnących wartości kąta $\alpha > 50^\circ$. Wówczas można się spodziewać, że współczynnik THD rośnie, ponieważ jego wartość jest odwrotnie proporcjonalna do harmonicznej podstawowej.



Rys. 9. Obraz funkcji $b_1(\alpha, \theta)$: wartości podstawowej harmonicznej b_1 przedstawione w trójwymiarowym układzie współrzędnych prostokątnych: $\alpha \in \langle 0; 70^\circ \rangle$, $\theta \in \langle 0,1; 1 \rangle$.

Optymalny kształt przebiegu $f_{N=6}$

Zakładając, że najmniejsza wartość współczynnika THD stanowi kryterium optymalnej postaci kształtu funkcji schodkowej $f_{N=6}$, możliwe jest znalezienie odpowiednich parametrów V_0, V_1, α , które zapewniają minimalną wartość tego współczynnika. Zgodnie z definicją współczynnik THD jest zdefiniowany jako:

$$(5) \quad THD = \frac{1}{b_1} \sqrt{\sum_{k=1}^{k=\infty} b_{2k+1}^2}$$

Biorąc pod uwagę (2) i wprowadzając funkcję $f(\alpha, \theta)$, definicja THD może być wyrażona jako:

$$(6) \quad THD = \frac{4V_1}{\pi b_1} \sqrt{f(\alpha, \theta)}$$

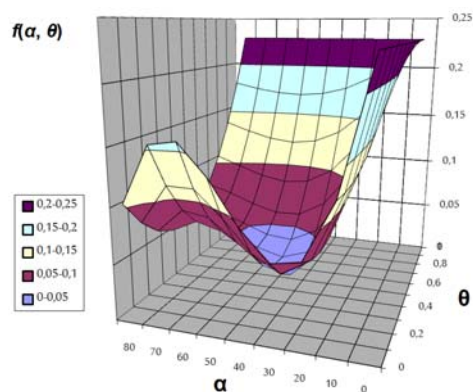
Funkcja $f(\alpha, \theta)$ jest funkcją dwóch zmiennych zdefiniowanych wcześniej: α, θ i jest określona jako:

$$(7) \quad f(\alpha, \theta) = \sum_{k=1}^{k=\infty} \left\{ \frac{1}{2k+1} [\theta + (1 - \theta) \cos((2k+1)\alpha)] \right\}^2$$

Tak zdefiniowana funkcja $f(\alpha, \theta)$ określa kształt przebiegu i aby znaleźć minimalną wartość współczynnika THD, konieczne jest znalezienie minimum $f(\alpha, \theta)$. Zatem kwestia minimalnego THD sprowadza się do minimum $f(\alpha, \theta)$ [5].

Dziedzina funkcji $f(\alpha, \theta)$ jest określona przez płaszczyznę ograniczoną do prostokąta o wymiarach: $0 < \alpha < \pi / 2, 0 < \theta < 1$. Teoretycznie zmienne mogą przyjmować wartości ekstremalne $\alpha = 0 \cup \alpha = \pi / 2$ i $\theta = 0 \cup \theta = 1$, ale praktycznie są ograniczone do określonego zakresu.

Obraz $f(\alpha, \theta)$ w trójwymiarowym układzie współrzędnych został przedstawiony na rysunku 10. Obszar odpowiadający najniższym wartościom został oznaczony kolorem niebieskim.

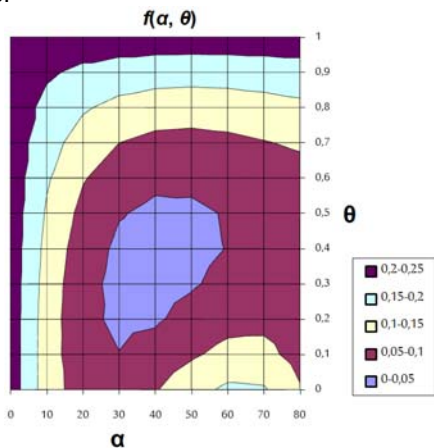


Rys. 10. Obraz funkcji $f(\alpha, \theta)$ w trójwymiarowym układzie współrzędnych.

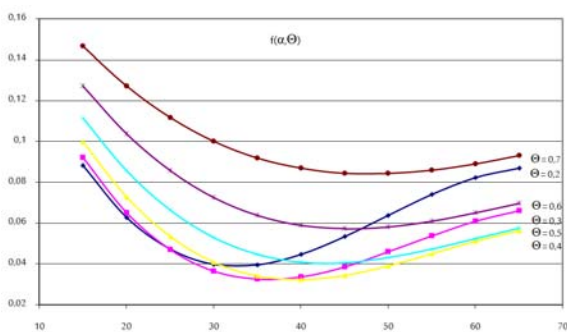
Na rysunku 11 przedstawiono rzut pionowy funkcji $f(\alpha, \theta)$ na płaszczyźnie (α, θ) . Niebieski obszar określa zbiór optymalnych parametrów zgodnie z założonym kryterium. Kilka przykładów funkcji $f(\alpha, \theta)$ dla wybranych θ przedstawiono na rysunku 12.

Funkcja kształtu $f(\alpha, \theta)$ osiąga najmniejsze wartości dla dwóch współczynników: $\theta = 0,3$ i $\theta = 0,4$. Ostateczna analiza wyników obliczeń wykazała, że funkcja $f(\alpha, \theta)$ powinna mieć oczekiwane minimum w punkcie $(\alpha = 36, \theta = 0,35)$. Minimalna wartość funkcji kształtu to $f(\alpha, \theta) \approx 0,0325$.

Kształt fali zbliżony do najbardziej zgodnego z powyższym kryterium oraz jego widma przedstawiono na rysunku 13.

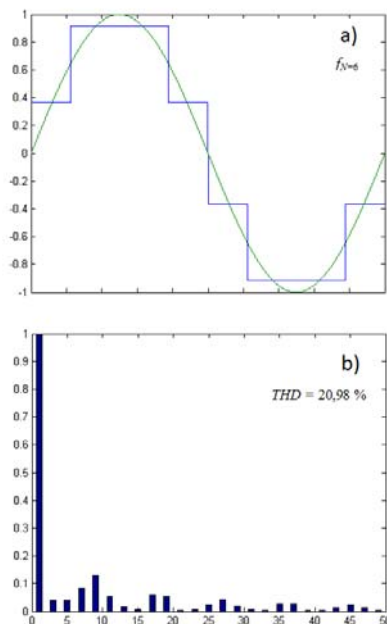


Rys. 11. Rzut pionowy funkcji $f(\alpha, \theta)$ na płaszczyźnie (α, θ) .



Rys. 12. Wartości $f(\alpha, \theta)$ dla wybranych θ w zakresie kątów $\alpha <15^\circ; 65^\circ$.

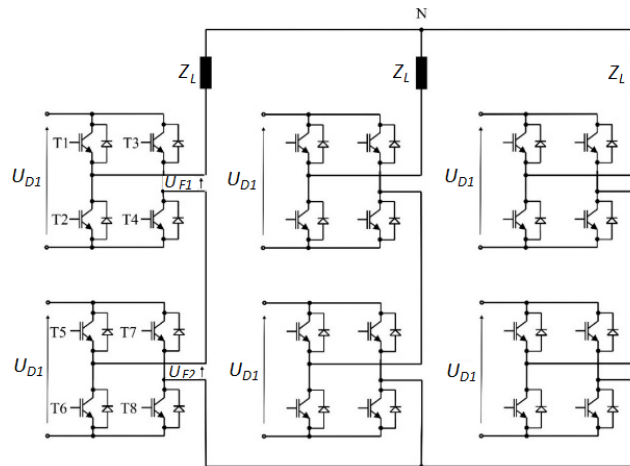
Parametry funkcji $f(\alpha, \theta)$ są następujące: $\alpha = 40^\circ$, $\theta = 0,4$. Daje to następujące parametry funkcji schodkowej $f_N = 6$: $V_0 = 0,3655, V_1 = 0,9136$. Wartość THD osiąga 20,98%.



Rys. 13. Aproxymacja funkcji $f(x) = \sin(x)$ w przedziale $<0,2\pi>$ za pomocą fali schodkowej $f_N = 6$ ($\alpha = 2\pi / 9, \theta = 0,4$): a) $f_N = 6$, b) widmo.

Kaskadowy 3-poziomowy falownik ze zredukowanym THD

Schemat ideowy kaskadowego falownika przedstawiono na rysunku 14. W takim typie 3-poziomowego kaskadowego falownika VSI blok sumujący nie jest potrzebny, ponieważ napięcia wyjściowe falowników składowych są połączone szeregowo. Tak więc, końcowe napięcie wyjściowe powstaje w wyniku sumy lub różnicy dwóch wartości napięcia.



Rys. 14. Kaskadowy trójfazowy 3-stopniowy falownik.

Stosując bardzo prostą regułę sterowania można uzyskać trójfazowy 3-poziomowy kształt fali napięciowej zasilający obciążenie wyjściowe. Dla ilustracji sekwencja przełączania: $T_1-T_4, T_1-T_4 \cap T_5-T_8, T_1-T_4, T_2-T_3, T_2-T_3 \cap T_6-T_7, T_2-T_3$ przedstawiona w rozdziale pierwszym, zapewnia 3-poziomowe przebiegi napięć fazowych. Jest oczywiste, że kolejne sygnały sterujące poszczególnymi napięciami fazowymi są odpowiednio przesunięte. Zgodnie z wynikami optymalizacji kształtu przebiegu można uzyskać bardzo dobre przybliżenie do przebiegu optymalnego, jeśli zakres kątów i napięcia zasilania określają parametry: $\alpha = 40^\circ, \theta = 0,4, V_0 = 0,3655, V_1 = 0,9136$. W rezultacie wartość napięcia zasilania U_{D1} i U_{D2} należy obliczyć uwzględniając te parametry oraz osiągnięcie założonej wartości podstawowej harmonicznej. Na przykład falownik zasilany przez $U_{D1} = 110 \text{ V}$ i $U_{D2} = 165 \text{ V}$ generuje schodkowe formy przebiegów $f_N = 6$, których podstawowa harmoniczna i THD wynoszą odpowiednio: $b_1 = 300 \text{ V}$ i $\text{THD} = 20,98\%$.

Wnioski

Zgodnie z przyjętym kryterium minimalnej wartości THD najlepsze 3-poziomowe napięcie schodkowe może zostać zrealizowane, jeśli obie części standardowego 3-poziomowego falownika NPC lub obu falowników typu H w kaskadowej topologii są zasilane przez dwa różne napięcia DC. Przedstawione w pracy wyniki badań dowodzą, że w celu uzyskania minimalnego współczynnika THD napięcia wyjściowego należy stosować precyzyjnie obliczone parametry napięcia stałego zasilającego jednostki falownika. Zgodnie z przedstawioną ideą optymalizacji przebiegu schodkowego, dobrą aproksymacją w sensie niskiej wartości współczynnika THD zapewnią przyjęcie np. następujących parametrów funkcji kształtu: $\alpha = 40^\circ, \theta = 0,4$. Oznaczałoby to, że przekształtnik generuje przebieg napięcia, którego podstawowa harmoniczna osiąga wartość 1, jeżeli współczynnik $V_0 = 0,3655, a - V_1 = 0,9136$. Jeżeli przyjmie się, że napięcia zasilające poszczególne falowniki składowe mają odpowiednio wartość $U_{D1} = 110 \text{ V}$ i $U_{D2} = 165 \text{ V}$, to falownik kaskadowy generuje przebieg

schodkowy $f_{N=6}$, którego podstawowa harmoniczna osiąga wartość $b_1 = 300 \text{ V}$. Współczynnik zawartości wyższych harmonicznych takiego przebiegu osiąga wartość **THD = 20,98%**.

Wydaje się, że przedstawione rozwiązanie falownika kaskadowego jest łatwe w realizacji i może nawet tańsze niż klasycznego falownika 3-poziomowego.

Teoretycznie taki sam kształt przebiegu napięcia można osiągnąć w standardowym 3-poziomym falowniku NPC, ale w tym przypadku konieczne byłoby podzielenie napięcia obwodu pośredniczącego DC zgodnie z optymalnymi parametrami, a także utrzymanie tego stanu podczas aktywnej pracy falownika.

Autorzy: dr hab. inż. Jan Iwaskiewicz, Akademia Morska, Katedra Automatyki Okrętowej, ul. Morska 81-87, 81-225 Gdynia, E-mail: j.iwaskiewicz@we.am.gdynia.pl; dr inż. Adam Muc, Akademia Morska, Katedra Automatyki Okrętowej, ul. Morska 81-87, 81-225 Gdynia, E-mail: a.muc@we.am.gdynia.pl.

LITERATURA

- [1] Nabae A., Takahashi I., Akagi H., *A New Neutral-Point Clamped PWM Inverter*, Proceedings of the Industry Applications Society Conference, September/October 1980, 761–766
- [2] Yuan X., Barbi I., *Fundamentals of a New Diode Clamping Multilevel Inverter*, IEEE Transactions on Power Electronics, 15 (2000), nr. 4, 711–718
- [3] Peng F. Z., *A Generalized Multilevel Inverter Topology with Self Voltage Balancing*, Proceedings of the IEEE Industry Applications Society Conference, 3 (2000), 2024–2031
- [4] Yamanaka K., Yamada K., Kumagae A., Terada T., *Three-Level Neutral Point Clamping Type Inverter Circuit*, U.S. patent number 06,226,192, assigned to Kabushiki Kaisha Yasukawa Denki, (2001)
- [5] Rodriguez J., Lai J.-S., Peng F. Z., *Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls and Applications*. IEEE Transactions on Industrial Electronics August, 49 (2002), nr. 4, 724–739
- [6] M., Bakhshai A. R., Jain P., *Introducing the low switching frequency space vector modulated multimodular three-level converters for high power applications*, Power Electronics Specialist Conference, 2003. PESC '03. 2003 IEEE 34th Annual Volume 4, 4 (2003), 1639 – 1644
- [7] Teichmann R., Bernet S., *A Comparison of Three-Level Converters Versus Two-Level Converters for Low-Voltage Drives*, IEEE Transactions on Traction, and Utility Applications, Issue 3, 41 (2005), 855 – 865
- [8] Iwaskiewicz J., *Modele matematyczne energoelektronicznych przekształtników wielopoziomowych*, monografia, Prace Instytutu Elektrotechniki, Zeszyt 227'06, Warszawa 2006, 1-142
- [9] Chiasson J. N., Tolbert L. M., McKenzie K. J., Zhong Du., *A Complete Solution to the Harmonic Elimination Problem*, IEEE Transactions on Power Electronics, 19 (2004), no. 2, 491–499
- [10] Sahali Y., Fellah M. K., *Selective harmonic eliminated pulse-width modulation technique (SHE PWM) applied to three-level inverter/converter*, Industrial Electronics, 2003. ISIE '03. 2003 IEEE International Symposium, 2 (2003), 1112 – 1117
- [11] Steinke J.K., *Switching Frequency Optimal PWM Control of a Three-Level Inverter*, IEEE Transaction on Power Electronics, 7 (1992), no. 3, 487-496
- [12] Tolbert L. M., Chiasson J., McKenzie K., Zhong Du, *Elimination of harmonics in a multilevel converter with nonequal DC sources*, Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003. APEC '03. Eighteenth Annual IEEE, 9–13 (2003), 589 – 595