

Wektorowa modulacja szerokości impulsów w wielofazowych falownikach napięcia

Streszczenie. W artykule zaproponowano strategię wektorowej modulacji szerokości impulsów dla wielofazowych falowników napięcia. Zaproponowane rozwiązanie pozwala na niezależne formowanie napięć wyjściowych w n -fazowym falowniku dwupoziomowym z wykorzystaniem $(n-1)$ wektorów aktywnych. Przedstawiony algorytm modulacji umożliwia dobór sekwencji wektorów aktywnych i pasywnych wymagającej minimalnej liczby przełączeń tranzystorów falownika. W artykule przedstawiono wyniki badań napędu elektrycznego z silnikiem klatkowym zasilanym z pięciofazowego falownika napięcia, w którym zaimplementowano zaproponowane rozwiązanie.

Abstract. This paper presents the Space Vector Modulation for multiphase Voltage Source Inverters (VSI). Proposed solution makes it possible to generate the inverter output voltage vectors in n -phase VSI using $(n-1)$ active voltage vectors. The presented algorithm allows to select the active and zero voltage vector sequence where the commutation amount is limited. The results of investigation of the drive system with induction motor and five-phase VSI controlled using proposed modulation strategy are presented in the paper. (**Space Vector Modulation strategy for multiphase Voltage Source Inverters**).

Słowa kluczowe: wielofazowy falownik napięcia, Modulacja Szerokości Impulsów, pięciofazowy silnik asynchroniczny.

Keywords: Multiphase Voltage Source Inverter, Space Vector Modulation, five-phase induction motor .

Wstęp

Właściwości silników wielofazowych powodują, że maszyny te stanowią interesującą alternatywę dla maszyn trójfazowych [1], [2], [3]. W napędach z silnikami pięciofazowymi istnieje możliwość niezależnego sterowania momentami i prędkościami dwóch maszyn o sinusoidalnym rozkładzie pola [3], [4], [5]. Są one zasilane z jednego przekształtnika, w którym jednocześnie formowane są dwa wektory napięcia o różnych długościach i prędkościach wirowania. Z kolei w wielofazowych maszynach o uzwojeniach skupionych (z quasi-prostokątnym rozkładem pola w szczelinie) możliwe jest zwiększenie wartości momentu elektromagnetycznego generowanego przez silnik [2], [3], [6]. W maszynach pięciofazowych dodatkowy moment elektromagnetyczny, wywołany przepływem prądu trzeciej harmonicznej przez uzwojenia silnika, może osiągać do 10% wartości momentu związanego z przepływem prądów pierwszej harmonicznej [6], [7], [8]. Maszyny wielofazowe cechuje również większa niezawodność. Napęd z silnikiem wielofazowym może być eksploatowany z ograniczonym momentem w przypadku uszkodzenia gałęzi falownika lub fazy stojana [9], [10].

Syntezy algorytmów sterowania silnikami prądu przemiennego dokonuje się przekształcając zmienne stanu maszyny do układu ortogonalnego z wykorzystaniem transformaty Clarke. W przypadku maszyn o liczbie faz „ n ” przekształcenie to pozwala na zastąpienie zestawu n prądów i napięć nowym zestawem tych zmiennych zdefiniowanych w podstawowym, ortogonalnym układzie współrzędnych (podstawowa harmoniczna) oraz w $(n-3)/2$ układów dodatkowych [1] w przypadku nieparzystej liczby faz (lub $(n-4)/2$ w przypadku parzystej liczby faz).

W napędach wielofazowych energia elektryczna dostarczana jest do silnika za pośrednictwem przekształtnika. Załączenie dowolnej kombinacji tranzystorów w falowniku wielofazowym powoduje, że oprócz wektora napięcia w podstawowym układzie współrzędnych, wektory napięcia są jednocześnie formowane w pozostałych układach dodatkowych. Długości i położenia wektorów aktywnych we wszystkich układach współrzędnych są od siebie zależne [8], [11].

Sterowanie maszynami zasilanymi z jednego przekształtnika, jak również formowanie dodatkowych składowych momentu w maszynach o quasi-prostokątnym rozkładzie pola wymaga zastosowania strategii modulacji

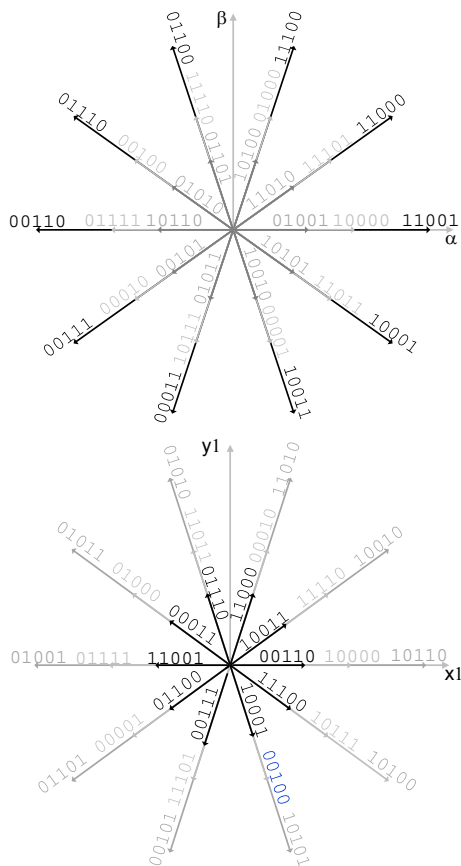
szerokości impulsów (MSI) umożliwiającej niezależne kształtowanie napięć zdefiniowanych we wszystkich układach współrzędnych lub zapewniających zerowe wartości napięć w układach dodatkowych [11], [12], [13]. Niezależne formowanie napięć w falowniku n -fazowym wymaga użycia co najmniej $(n-1)$ wektorów aktywnych. Napięcie wyjściowe falownika pięciofazowego może być kształtowane z wykorzystaniem czterech wektorów aktywnych, zaś napięcie falownika trójfazowego z wykorzystaniem dwóch wektorów aktywnych.

W falownikach trójfazowych wektor napięcia wyjściowego jest formowany z wykorzystaniem wektorów aktywnych o położeniu zbliżonym do położenia wektora zadanego. W przypadku przekształtników wielofazowych, w których jednocześnie formowane są wektory napięcia w kilku układach współrzędnych, nie ma możliwości wskazania optymalnego zestawu wektorów aktywnych. Dobór wektorów aktywnych o położeniach zbliżonych do położenia wszystkich wektorów napięcia zadanego nie gwarantuje, że wyznaczone czasy załączenia tranzystorów falownika będą nieujemne. W rozwiązaniach prezentowanych w [4], [14] wektory aktywne są sortowane pod względem ich przydatności w procesie formowania napięć wyjściowych falownika wielofazowego. W przypadku, gdy wyznaczone są ujemne czasy załączenia, konieczny jest dobór kolejnych wektorów aktywnych i ponowna realizacja algorytmu.

Wyznaczenie czasów załączenia tranzystorów wymaga odwrócenia macierzy składowych wektorów aktywnych. Poszukiwanie zestawu $(n-1)$ wektorów aktywnych, dla których zostaną wyznaczone nieujemne czasy załączenia tranzystorów, wymaga wielokrotnej realizacji przez procesor operacji odwracania macierzy o wymiarze $(n-1) \times (n-1)$. Czas obliczeń może zostać skrócony poprzez utworzenie tablic wektorów aktywnych dla różnych wartości położenia wszystkich zadanych wektorów napięcia [15]. Ograniczenie zakresu stosowalności tej metody wiąże się jednak z koniecznością zapewnienia dużego obszaru pamięci procesora do przechowywania tablic.

W przypadku falowników pięciofazowych znaczne uproszczenie algorytmu modulacji można uzyskać podczas kształtowania tylko jednego wektora napięcia wyjściowego. Ponieważ wektory aktywne długie i średnie o tym samym położeniu i zwrocie w podstawowym ortogonalnym układzie współrzędnych $\alpha\beta$ mają przeciwne zwroty w układzie

dotychczasowym $x1y1$ (rys. 1), to przy zachowaniu odpowiedniej proporcji czasów ich aktywacji jest możliwe uzyskanie zerowej długości wektora napięcia wyjściowego w układzie dodatkowym [11], [12], [16], [17]. Powyższą metodę można również zastosować do formowania dwóch niezależnych wektorów napięcia wyjściowego w układach $\alpha\beta$ i $x1y1$ [18]. W takim przypadku napięcia są kształtowane z użyciem ośmiu wektorów aktywnych (dwóch zestawów po cztery wektory aktywne), przy czym każdy z zestawów jest wykorzystany do formowania napięcia wyjściowego w jednym z układów współrzędnych.

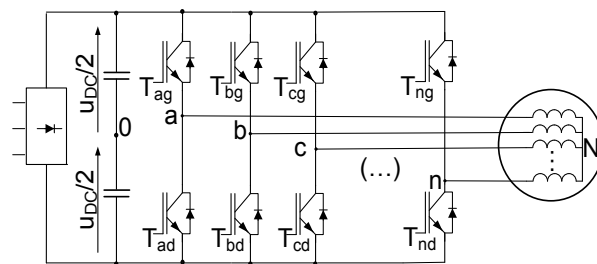


Rys.1. Wektory aktywne pięciofazowego falownika napięcia w podstawowym $\alpha\beta$ i dodatkowym $x1y1$ układzie współrzędnych. Wartości 1/0 określają załączenie (1) lub wyłączenie (0) górnych tranzystorów poszczególnych gałęzi falownika

W pracy [19] pokazano metodę niezależnego formowania napięć wyjściowych w falowniku pięciofazowym z wykorzystaniem mniejszej liczby, tj. sześciu wektorów aktywnych. Do kształtowania wektora napięcia w układzie $\alpha\beta$ wykorzystano dwa długie wektory aktywne. Wektor napięcia w układzie $x1y1$ jest formowany z wykorzystaniem czterech dodatkowych wektorów aktywnych, przy czym zadane parametry wektora napięcia wyjściowego uwzględniają obecność w układzie $x1y1$ wektora powstałego wskutek formowania napięcia w układzie $\alpha\beta$.

Liczbę wektorów aktywnych wykorzystywanych do formowania napięć wyjściowych w falowniku pięciofazowym można również ograniczyć w sposób podany w [20]. W metodzie tej założono, że średnie napięcie w każdej z faz falownika jest funkcją współczynników wypełnienia sygnałów bramkowych. Współczynniki te są wyznaczone w dwóch modulatorach, oddzielnie dla wektorów napięcia w podstawowym i dodatkowym układzie współrzędnych. Każdy z zestawu czterech wektorów aktywnych jest określany w zależności od położenia jednego z wektorów

napięcia zadanego. Dla każdej z faz sumowane są czasy załączenia sygnałów bramkowych. W rezultacie uzyskuje się zestaw czterech wektorów aktywnych.



Rys.2. Wielofazowy falownik napięcia

W artykule zaproponowano nowy algorytm wektorowej modulacji szerokości impulsów (MSI) dla wielofazowych falowników napięcia. W prezentowanym rozwiązaniu, algorytm modulacji dla n -fazowego falownika napięcia jest realizowany z wykorzystaniem dowolnie wybranych $(n-1)$ wektorów aktywnych, przy czym ich amplitudy i położenia względem wektorów napięcia zadanego są nieistotne. Ponieważ algorytm wykorzystuje identyczne wektory aktywne dla dowolnego położenia wektorów napięcia zadanego, nie ma konieczności realizacji przez procesor falownika operacji odwracania macierzy składowych wektorów aktywnych. Powoduje to znaczne uproszczenie algorytmu modulacji oraz skrócenie czasu jego realizacji w mikroprocesorze.

W przypadku, gdy wyznaczone są ujemne czasy załączenia wektorów aktywnych lub wyznaczone czasy załączenia tych wektorów są większe od okresu impulsowania przeprowadzana jest dodatkowa analiza oraz jest modyfikowana sekwencja sygnałów bramkowych. W rezultacie uzyskuje się sekwencję $(n-1)$ wektorów aktywnych o nieujemnych czasach załączenia, które są wykorzystane do niezależnego formowania napięć w falowniku n -fazowym

Zaproponowane rozwiązanie wykorzystano do formowania napięć wyjściowych pierwszej i trzeciej harmonicznej w pięciofazowym falowniku napięcia zasilającym maszynę indukcyjną o uzwojeniach skupionych. Wyniki badań eksperymentalnych przedstawiono w artykule.

Wektory aktywne i zerowe n -fazowego falownika napięcia

W falowniku wielofazowym wartość napięcia pomiędzy dowolnym zaciskiem fazowym „ x ” a punktem środkowym obwodu pośredniczącego „ 0 ” (rys. 2) można wyznaczyć z zależności:

$$(1) \quad u_{x0} = \frac{u_{DC}}{2} \cdot T_{xg} - \frac{u_{DC}}{2} \cdot T_{xd}, \quad x = (a, b, c, d, \dots, n),$$

gdzie: u_{x0} – napięcie pomiędzy zaciskiem fazowym „ x ” falownika ($x=a, b, c, \dots, n$) a punktem środkowym obwodu pośredniczącego „ 0 ”. u_{DC} – napięcie w obwodzie pośredniczącym. T_{xg}, T_{xd} , - wartości sygnałów bramkowych tranzystorów g -górnych i d -dolnych w gałęzi „ x ”, gdzie „ 0 ” oznacza, że tranzystor jest wyłączony, zaś „ 1 ” – że jest załączony.

Ponieważ spełniony jest warunek:

$$(2) \quad u_{x0} = u_{xN} + u_{N0},$$

oraz suma napięć zasilających maszynę równa jest zeru:

$$(3) \quad u_{aN} + u_{bN} + \dots + u_{nN} = 0,$$

to napięcie pomiędzy punktem gwiazdowym silnika a punktem środkowym obwodu pośredniczącego można wyznaczyć z zależności:

$$(4) \quad u_{N0} = \frac{u_{a0} + u_{b0} + \dots + u_{n0}}{n}.$$

Z zależności (1), (2) i (4) można wyznaczyć napięcia między zaciskami fazowymi maszyny a punktem gwiazdowym:

$$(5) \quad u_{xN} = \frac{u_{DC}}{2} (T_{xg} - T_{xd} - A), \quad x = a \dots n,$$

gdzie:

$$(6) \quad A = \frac{1}{n} \sum_{x=a}^n (T_{xg} - T_{xd}).$$

Wartości składowych wektorów aktywnych i pasywnych oraz składowej zerowej można wyznaczyć z wykorzystaniem transformaty Clark (7) oraz zależności (5) i (6) przyjmując odpowiednie wartości sygnałów bramkowych T_{xg} i T_{xd} :

$$(7) \quad \begin{bmatrix} u_{\alpha} \\ u_{\beta} \\ u_{x1} \\ u_{y1} \\ \dots \\ u_{x(n-3)/2} \\ u_{y(n-3)/2} \\ u_o \end{bmatrix} = \mathbf{X} \cdot \begin{bmatrix} u_{aN} \\ u_{bN} \\ u_{cN} \\ \dots \\ u_{nN} \end{bmatrix}$$

gdzie n jest liczbą faz, indeksy $\alpha\beta$ określają podstawowy układ współrzędnych, zaś xy - dodatkowe układy ortogonalne, u_o jest napięciem składowej zerowej.

Dla maszyn o nieparzystej liczbie faz macierz \mathbf{X} przyjmuje postać:

$$(8) \quad \mathbf{X} = \sqrt{\frac{2}{n}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & \cos(\gamma) & \cos(2\gamma) & \dots & \cos(2\gamma) & \cos(\gamma) \\ 0 & \sin(\gamma) & \sin(2\gamma) & \dots & -\sin(2\gamma) & -\sin(\gamma) \\ 1 & \cos(2\gamma) & \cos(4\gamma) & \dots & \cos(4\gamma) & \cos(2\gamma) \\ 0 & \sin(2\gamma) & \sin(4\gamma) & \dots & -\sin(4\gamma) & -\sin(2\gamma) \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & \cos\left(\frac{n-1}{2}\gamma\right) & \cos\left(2\frac{n-1}{2}\gamma\right) & \dots & \cos\left(2\frac{n-1}{2}\gamma\right) & \cos\left(\frac{n-1}{2}\gamma\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{n-1}{2}\gamma\right) & \sin\left(2\frac{n-1}{2}\gamma\right) & \dots & -\sin\left(2\frac{n-1}{2}\gamma\right) & -\sin\left(\frac{n-1}{2}\gamma\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \dots & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

gdzie $\gamma = \frac{2\pi}{n}$ jest kątem przestrzennym pomiędzy poszczególnymi fazami maszyny.

W falownikach napięcia wartości składowych wektorów aktywnych i pasywnych zależą od napięcia obwodu pośredniczącego oraz kombinacji sygnałów bramkowych (5)-(7). Zależność (7) można zapisać w postaci:

$$(9) \quad \begin{bmatrix} u_{\alpha} \\ u_{\beta} \\ u_{x1} \\ u_{y1} \\ \dots \\ u_{x(n-3)/2} \\ u_{y(n-3)/2} \\ u_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{\alpha} \\ V_{\beta} \\ V_{x1} \\ V_{y1} \\ \dots \\ V_{x(n-3)/2} \\ V_{y(n-3)/2} \\ V_o \end{bmatrix} \cdot u_{DC}$$

Elementami wektora \mathbf{V} są wartości składowych aktywnych i zerowych wektorów napięcia dla wszystkich dopuszczalnych kombinacji sygnałów bramkowych:

$$(10) \quad \begin{bmatrix} V_{\alpha} \\ V_{\beta} \\ V_{x1} \\ V_{y1} \\ \dots \\ V_{x(n-3)/2} \\ V_{y(n-3)/2} \\ V_o \end{bmatrix} = \mathbf{X} \cdot \begin{bmatrix} u_{aN} \\ u_{bN} \\ u_{cN} \\ \dots \\ u_{nN} \end{bmatrix} \cdot \frac{1}{u_{DC}}$$

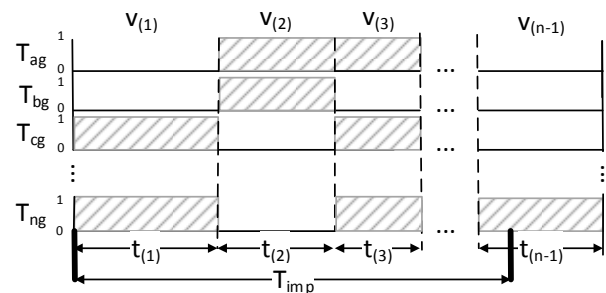
Dla wektorów pasywnych musi być spełniony jeden z warunków:

$$(11) \quad \begin{aligned} T_{ag} = T_{bg} = \dots = T_{ng} = 1, \\ T_{ad} = T_{bd} = \dots = T_{nd} = 0, \end{aligned}$$

lub

$$(12) \quad \begin{aligned} T_{ag} = T_{bg} = \dots = T_{ng} = 0, \\ T_{ad} = T_{bd} = \dots = T_{nd} = 1, \end{aligned}$$

Przyjęcie zapisu (10) pozwala na uniezależnienie wartości współczynników składowych wektorów aktywnych od zmian napięcia obwodu pośredniczącego.



Rys.3. Wektory aktywne wykorzystane do formowania napięć w falowniku wielofazowym

Czasy załączenia wektorów aktywnych

Wektory napięcia wyjściowego n -fazowego falownika napięcia mogą być kształtowane z wykorzystaniem $(n-1)$ wektorów aktywnych. Czasy załączenia tych wektorów powinny być tak dobrane, aby wartości średnie napięć wyjściowych falownika odpowiadały wartościom wyznaczonym w układzie sterowania silnikiem:

$$(13) \quad u_{DC} \cdot \mathbf{V} \cdot \mathbf{T} = T_{imp} \cdot \mathbf{U}_{zad},$$

gdzie: T_{imp} jest okresem impulsowania, \mathbf{U}_{zad} jest zadany wektorem napięć w podstawowym i dodatkowych układach

współrzędnych wyznaczonych w układzie sterowania silnikiem, \mathbf{T} jest wektorem zawierającym czasy załączenia wektorów aktywnych:

$$(14) \quad \mathbf{T} = [t_{(1)} \quad t_{(2)} \quad \dots \quad t_{(n-1)}]^T,$$

$$(15) \quad \mathbf{U}_{zad} = [u_{\alpha zad} \quad u_{\beta zad} \quad \dots \quad u_{\alpha((n-3)/2)zad} \quad u_{\beta((n-3)/2)zad}]^T.$$

Macierz \mathbf{V} o wymiarze $(n-1) \times (n-1)$ zawiera składowe wykorzystywanych wektorów aktywnych:

$$(16) \quad \mathbf{V} = \begin{bmatrix} V_{\alpha(1)} & V_{\alpha(2)} & \dots & V_{\alpha(n-1)} \\ V_{\beta(1)} & V_{\beta(2)} & \dots & V_{\beta(n-1)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ V_{x((n-3)/2)(1)} & V_{x((n-3)/2)(2)} & \dots & V_{x((n-3)/2)(n-1)} \\ V_{y((n-3)/2)(1)} & V_{y((n-3)/2)(2)} & \dots & V_{y((n-3)/2)(n-1)} \end{bmatrix}.$$

Czasy załączenia wektorów aktywnych można wyznaczyć przekształcając (13) do postaci:

$$(17) \quad \mathbf{T} = \frac{T_{imp}}{u_{DC}} \cdot \mathbf{U}_{(zad)} \cdot \mathbf{V}^{-1}.$$

Wektory aktywne powinny być dobrane w taki sposób, aby wyznaczone czasy ich załączenia były nieujemne. Warunek ten nie zawsze jest spełniony, nawet w przypadku doboru wektorów aktywnych o położeniu zbliżonym do położenia wektorów zadanych. Jeżeli obliczone zostaną ujemne czasy załączenia wektorów aktywnych to konieczny jest nowy dobór tych wektorów i ponowne wyznaczenie czasów ich załączenia. Wymaga to wielokrotnego odwracania macierzy \mathbf{V} w procesorze falownika.

Nowy algorytm modulacji wektorowej dla wielofazowych falowników napięcia

W zaproponowanym algorytmie modulacji wektorowej czasy załączeń wektorów są wyznaczone dla dowolnie wybranych $(n-1)$ wektorów aktywnych. Jedynym wymaganiem dla algorytmu modulacji jest to, aby wektory te utworzyły odwracalną macierz \mathbf{V} . Położenie i długość wybranych wektorów nie mają znaczenia.

Ponieważ wektory aktywne wybierane są jednokrotnie (te same wektory aktywne są wykorzystywane niezależnie od położenia i długości wektorów napięcia zadanego), oraz – zgodnie z (5) i (10) – współczynniki wektorów aktywnych nie zależą od wartości napięcia w obwodzie pośredniczącym, to odwracanie macierzy \mathbf{V} może być zrealizowane poza procesorem. Czasy załączenia wektorów aktywnych są wyznaczone zgodnie z (17) z wykorzystaniem stałych współczynników macierzy \mathbf{V}^{-1} przechowywanych w pamięci procesora. Obliczone czasy załączenia wektorów aktywnych mogą być dłuższe od okresu impulsowania, ale mogą być również ujemne, w zależności od położenia i długości wektorów napięcia zadanego. Rozwiązanie tego problemu zaproponowano poniżej.

W falowniku n -fazowym do dyspozycji pozostaje 2^n wektorów aktywnych i zerowych. Przyjmując numerację wektorów:

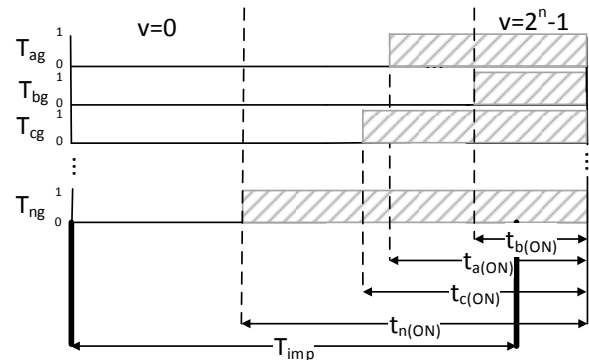
$$(18) \quad v = 2^0 \cdot T_{ag} + 2^1 \cdot T_{bg} + \dots + 2^{n-1} \cdot T_{ng},$$

można zauważyć, że wektory pasywne przyjmują oznaczenia $v=0$ oraz $v=2^n-1$, zaś wektory aktywne

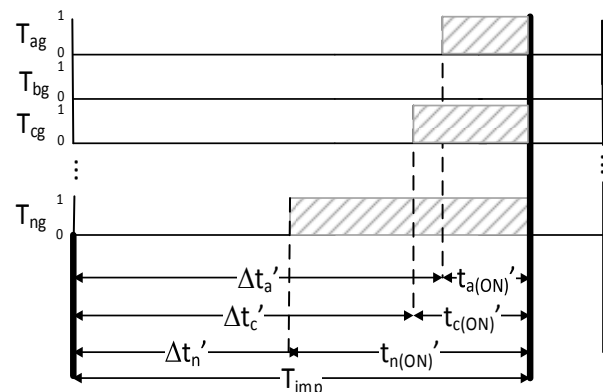
o oznaczeniach: v i (2^n-1-v) mają takie same kierunki, ale przeciwne zwroty. Przykładowo, wektor aktywny falownika pięciofazowego $T_{ag}T_{bg}T_{cg}T_{dg}T_{eg} = 11001$ ($v=19$) (rys. 1) ma zwrot przeciwny do wektora 00110 ($v=12$) ($12=2^5-1-19$). Jeżeli z zależności (17) zostaną wyznaczone ujemne czasy załączenia wektorów aktywnych, wektory te mogą zostać zastąpione wektorami o przeciwnym zwrocie i dodatnim czasie aktywacji:

$$(19) \quad \text{jeżeli } t_{(i)} < 0 \Rightarrow \begin{cases} t_{(i)} = -t_{(i)} \\ v = 2^n - 1 - v \end{cases},$$

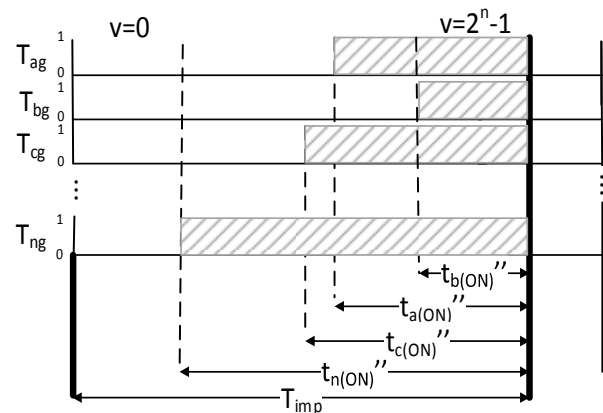
gdzie: $i=1..(n-1)$.



Rys.4. Czasy załączenia górnych tranzystorów wielofazowego falownika napięcia



Rys.5. Eliminacja wektorów zerowych z sekwencji sygnałów bramkowych



Rys.6. Wprowadzenie wektorów zerowych do sekwencji sygnałów bramkowych

Zamiana wektorów aktywnych nie powoduje zmiany wartości średniej napięcia falownika, gdyż dla dowolnego

wektora aktywnego i dla każdego z układów ortogonalnych jest spełniony warunek:

$$\frac{I}{T_{imp}} \cdot (-t_{(i)} \cdot V_{\alpha(v)}) = \frac{I}{T_{imp}} \cdot t_{(i)} \cdot (-V_{\alpha(2^n - 1 - v)}),$$

$$\frac{I}{T_{imp}} \cdot (-t_{(i)} \cdot V_{\beta(v)}) = \frac{I}{T_{imp}} \cdot t_{(i)} \cdot (-V_{\beta(2^n - 1 - v)}),$$

(20)...

$$\frac{I}{T_{imp}} \cdot (-t_{(i)} \cdot V_{x((n-3)/2)(v)}) = \frac{I}{T_{imp}} \cdot t_{(i)} \cdot (-V_{x((n-3)/2)(2^n - 1 - v)}),$$

$$\frac{I}{T_{imp}} \cdot (-t_{(i)} \cdot V_{y((n-3)/2)(v)}) = \frac{I}{T_{imp}} \cdot t_{(i)} \cdot (-V_{y((n-3)/2)(2^n - 1 - v)}).$$

Zamiana wektorów aktywnych o ujemnym czasie załączenia na wektory o przeciwnym zwrocie zapewni nieujemne czasy aktywacji wszystkich wektorów. Nie zapewni jednak minimalizacji liczby przełączeń tranzystorów oraz nie zagwarantuje, że suma czasów wektorów aktywnych będzie mniejsza od okresu impulsowania. Zastosowanie sekwencji wektorów aktywnych przedstawionych na rysunku 3 wymaga kilkukrotnego załączania i wyłączania tranzystorów w jednym okresie impulsowania. Uśrednioną za okres impulsowania wartość napięć wyjściowych falownika można wyznaczyć z:

$$u_{a(AV)} = \frac{I}{T_{imp}} \cdot \sum_{i=1}^{n-1} (u_{DC} \cdot (T_{ag(i)} - T_{ad(i)}) \cdot t_{(i)}),$$

(21) ...

$$u_{n(AV)} = \frac{I}{T_{imp}} \cdot \sum_{i=1}^{n-1} (u_{DC} \cdot (T_{ng(i)} - T_{nd(i)}) \cdot t_{(i)}).$$

gdzie $T_{ag(i)} \dots T_{nd(i)}$ są sygnałami bramkowymi g - górnego i d - dolnego tranzystora w czasie formowania i -tego wektora aktywnego.

Średnia wartość napięć falownika zależy od napięcia obwodu pośredniczącego oraz od czasów załączenia tranzystorów górnych i dolnych. W przypadku zmiany sekwencji sygnałów bramkowych przy zachowaniu długości czasów załączenia tranzystorów napięcie średnie falownika nie ulega zmianie. W każdej z faz falownika możliwe jest pogrupowanie sygnałów załączających i wyłączających tranzystory, przy czym czas aktywacji sygnałów bramkowych pokazanych na rysunku 4 można wyznaczyć z zależności:

$$t_{a(ON)} = \sum_{i=1}^{n-1} (T_{ag(i)} \cdot t_{(i)}) \Leftrightarrow T_{ag} = I,$$

(22) ...

$$t_{n(ON)} = \sum_{i=1}^{n-1} (T_{ng(i)} \cdot t_{(i)}) \Leftrightarrow T_{ng} = I,$$

Może się też zdarzyć, że obliczone czasy załączenia górnych tranzystorów falownika będą dłuższe od okresu impulsowania (rys. 4). W uzyskanych sekwencjach sygnałów bramkowych możliwe jest wskazanie okresów czasu, dla których załączone są wszystkie górne lub wszystkie dolne tranzystory falownika. Są to wektory zerowe $v=2^n-1$ i $v=0$, których załączenie nie powoduje zmiany średniego napięcia wyjściowego falownika. Czasy załączenia wektora zerowego $v=2^n-1$ można określić znajdując najkrótszy z czasów załączenia górnych

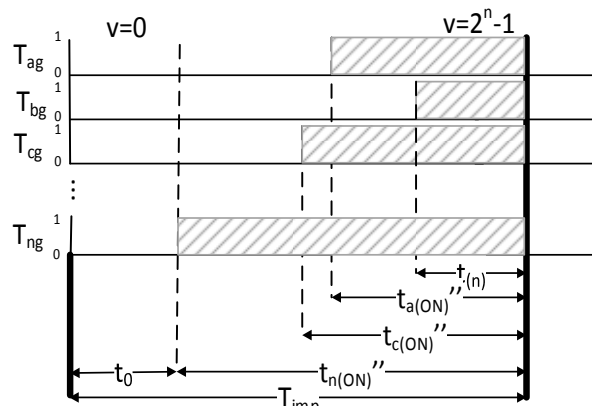
tranzystorów w poszczególnych fazach falownika (22), zaś czas załączenia wektora zerowego $v=0$ jest najkrótszym z czasów załączenia tranzystorów dolnych. Eliminując wektory zerowe można uzyskać przebiegi sygnałów bramkowych pokazane na rysunku 5, zaś nowe wartości czasów załączenia tranzystorów górnych są następujące:

$$t_{a(ON)}' = t_{a(ON)} - \min(t_{a(ON)} \dots t_{n(ON)}),$$

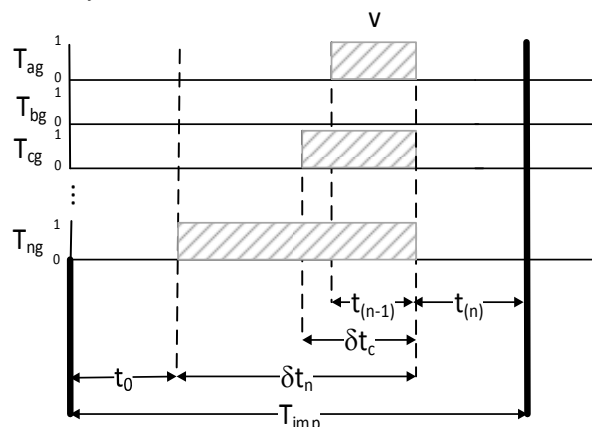
(23) ...

$$t_{n(ON)}' = t_{n(ON)} - \min(t_{a(ON)} \dots t_{n(ON)}),$$

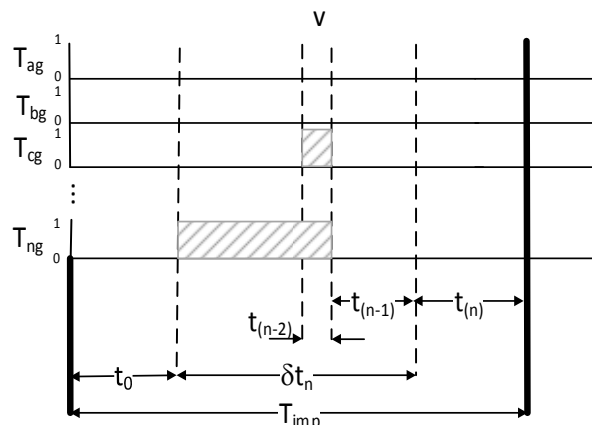
W rezultacie przynajmniej jeden z czasów $t_{a(ON)}' \dots t_{n(ON)}'$ będzie równy zero.



Rys.7. Identyfikacja wektorów zerowych w sekwencji sygnałów bramkowych



Rys.8. Identyfikacja ostatniego z wektorów aktywnych w sekwencji sygnałów bramkowych



Rys.9. Identyfikacja (n-2) wektora aktywnego w sekwencji sygnałów bramkowych

Jeżeli formowane są wektory napięcia w zakresie modulacji, to konieczne jest wprowadzenie wektorów zerowych $v=0$ i $v=2^n-1$ do sekwencji przełączeń (rys. 5). W tym celu należy wydłużyć czasy załączenia górnych tranzystorów we wszystkich gałęziach falownika (rys.6) zgodnie z zależnościami:

$$(24) \quad \begin{aligned} t_{a(ON)}'' &= t_{a(ON)}' + \frac{\min(\Delta t_a \dots \Delta t_n)}{2}, \\ \dots \\ t_{n(ON)}'' &= t_{n(ON)}' - \frac{\min(\Delta t_a \dots \Delta t_n)}{2}, \end{aligned}$$

gdzie $\min(\Delta t_a \dots \Delta t_n)$ jest najkrótszym z czasów obliczonych z następujących zależności (rys. 5):

$$(25) \quad \begin{aligned} \Delta t_a &= T_{imp} - t_{a(ON)}', \\ \dots \\ \Delta t_n &= T_{imp} - t_{n(ON)}'. \end{aligned}$$

Dzięki temu uzyskuje się sekwencję sygnałów bramkowych rozpoczynającą się wektorem zerowym $v=0$ i kończącą wektorem zerowym $v=2^n-1$. Podczas okresu impulsowania w każdej z faz falownika następuje jedno przełączenie tranzystorów. Taka sekwencja sygnałów może być bezpośrednio wykorzystana do sterowania załączaniem i wyłączeniem tranzystorów falownika wielofazowego.

Identyfikacja aktywnych i zerowych wektorów na podstawie sekwencji sygnałów bramkowych

W niektórych aplikacjach może być konieczne zidentyfikowanie wektorów aktywnych i pasywnych tworzących sekwencję sygnałów bramkowych. Pierwszy i ostatni z wektorów sekwencji przełączeń to wektory zerowe $v=0$ i $v=2^n-1$, których czasy aktywacji są określone jako (rys. 7):

$$(26) \quad \begin{aligned} v=0 &\Rightarrow t_{(0)} = \frac{\min(\Delta t_a \dots \Delta t_n)}{2}, \\ v=2^n-1 &\Rightarrow t_{(n)} = \frac{\min(\Delta t_a \dots \Delta t_n)}{2}, \end{aligned}$$

Czas załączenia ostatniego z wektorów aktywnych sekwencji jest następujący (rys. 8):

$$(27) \quad t_{(n-1)} = \min(\delta t_a \dots \delta t_n)$$

gdzie:

$$(28) \quad \begin{aligned} \delta t_a &= t_{a(ON)}'' - t_{(n)}, \\ \dots \\ \delta t_n &= t_{n(ON)}'' - t_{(n)}, \end{aligned}$$

przy czym pod uwagę brane są wyłącznie niezerowe wartości czasów $\delta t_a \dots \delta t_n$.

Sygnaly bramkowe górnych tranzystorów, potrzebne do określenia $(n-1)$ wektora aktywnego z wykorzystaniem zależności (18) można wyznaczyć z:

$$(29) \quad \begin{aligned} T_{ag} = 0 &\Leftrightarrow \delta t_a = 0, T_{ag} = 1 \Leftrightarrow \delta t_a > 0, \\ \dots \\ T_{ng} = 0 &\Leftrightarrow \delta t_n = 0, T_{ng} = 1 \Leftrightarrow \delta t_n > 0. \end{aligned}$$

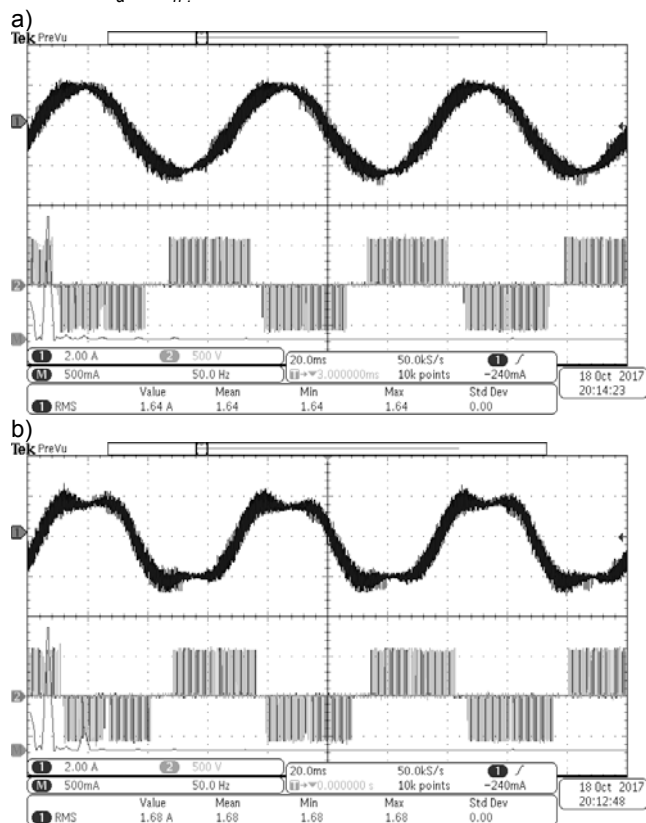
Czas załączenia wektora aktywnego $(n-2)$ (jak również pozostałych wektorów aktywnych) można wyznaczyć z zależności (rys. 9):

$$(30) \quad t_{(n-2)} = \min(\delta t_a' \dots \delta t_n')$$

gdzie:

$$(31) \quad \begin{aligned} \delta t_a' &= \delta t_a - t_{(n-1)}, \\ \dots \\ \delta t_n' &= \delta t_n - t_{(n-1)}, \end{aligned}$$

przy czym uwzględnione są wyłącznie niezerowe wartości czasów $\delta t_a' \dots \delta t_n'$.



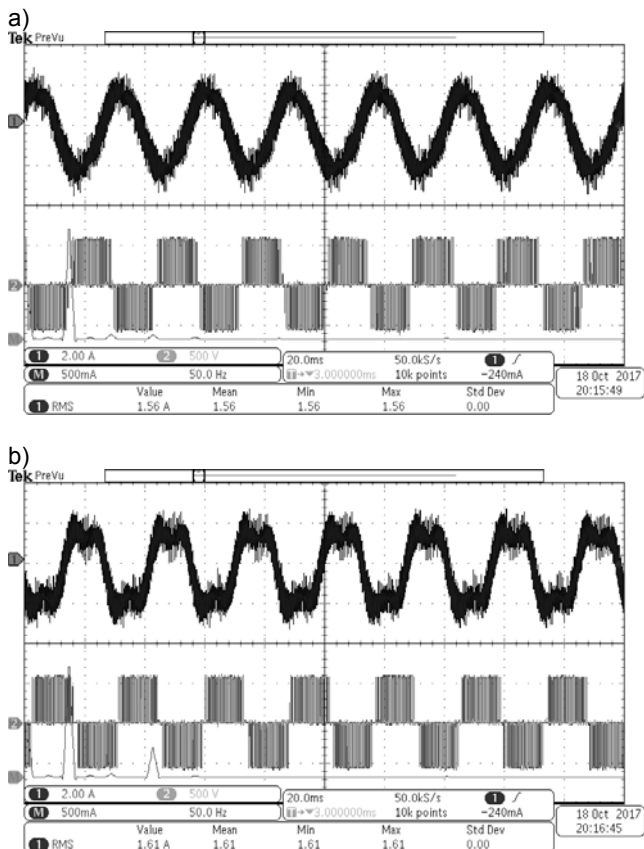
Rys.10. Przebiegi napięcia, prądu oraz wyniki analizy FFT prądu falownika pięciofazowego podczas formowania napięcia wyjściowego w podstawowym $\alpha\beta$ a) oraz w podstawowym $\alpha\beta$ i dodatkowym układzie współrzędnych $x1y1$. Częstotliwości formowanych napięć $f_{\alpha\beta}=15$ Hz i $f_{x1y1}=45$ Hz. Wykorzystane wektory aktywne $v=17, 3, 6, 15$

Sygnaly bramkowe górnych tranzystorów, konieczne do oznaczenia wektora $(n-2)$, można określić zgodnie z (18) zastępując czasy $\delta t_a \dots \delta t_n$ w zależności (29) wartościami $\delta t_a' \dots \delta t_n'$ wyznaczonymi z (31).

W wyniku działania opisanego algorytmu MSI uzyskuje się sekwencję i czasy załączenia $(n-1)$ wektorów aktywnych oraz dwóch wektorów zerowych. Wektory te tworzą napięcia wyjściowe w n -fazowym falowniku napięcia.

Badania eksperymentalne zaproponowanej metody MSI

Badania eksperymentalne zaproponowanego algorytmu modulacji przeprowadzono na stanowisku z pięciofazowym falownikiem napięcia ($U_{DC}=570$ V, $T_{imp}=150$ μ s) zasilającym silnik klatkowy o uzwojeniach skupionych. Najważniejsze dane maszyny przedstawiono w tabeli 1. Do sterowania silnikiem wykorzystano metodę sterowania skalarnego zachowującą stały stosunek napięcia i częstotliwości.



Rys.11. Przebiegi napięcia, prądu oraz wyniki analizy FFT prądu falownika pięciofazowego podczas formowania napięcia wyjściowego w podstawowym $\alpha\beta$ a) oraz w podstawowym $\alpha\beta$ i dodatkowym układzie współrzędnych $x1y1$. Częstotliwości formowanych napięć $f_{\alpha\beta}=35$ Hz i $f_{x1y1}=105$ Hz.

Tabela 1. Parametry silnika pięciofazowego

Moc znamionowa	P_n	5.5 [kW]
Prąd znamionowy	I_n	8.8 [A]
Znamionowe napięcie fazowe	U_{nf}	173 [V]
Prędkość znamionowa	n_n	1440 [min^{-1}]
Moment znamionowy	M_n	36.5 [Nm]

Wykorzystane wektory aktywne $v=21, 18, 3, 12$

Algorytm modulacji był realizowany przez procesor ADSP21363 w czasie około 23 μs . Kod realizowany przez procesor nie był optymalizowany w celu zwiększenia szybkości jego realizacji.

Przebiegi napięcia i prądu falownika oraz wynik analizy harmonicznej przebiegu prądu przy formowaniu podstawowej (w układzie $\alpha\beta$) oraz dodatkowej (w układzie $x1y1$) harmonicznej napięcia wyjściowego pokazano na rysunkach 10 i 11. Przebiegi przedstawione na rys.10 zarejestrowano dla napięć o parametrach: $u_{\alpha\beta}=30\%$ napięcia znamionowego, $f_{\alpha\beta}=15$ Hz oraz $u_{x1y1}=7.5\%$ napięcia znamionowego, $f_{x1y1}=45$ Hz. Przebiegi pokazane na rysunku 11 uzyskano dla napięć pierwszej i trzeciej harmonicznej o amplitudach i częstotliwościach: $u_{\alpha\beta}=70\%$ napięcia znamionowego, $f_{\alpha\beta}=35$ Hz oraz $u_{x1y1}=17.5\%$ napięcia znamionowego, $f_{x1y1}=105$ Hz. Dla potrzeb algorytmu modulacji wybrano cztery wektory aktywne tworzące odwracalną macierz \mathbf{V} . Były to wektory o oznaczeniach: $v=17$ (10001), $v=2$ (00010), $v=6$ (00110), $v=15$ (01111) (rys. 10) oraz wektory $v=21$ (10101), $v=18$ (10010), $v=3$ (00011), i $v=12$ (01100) (rys. 11).

Dobór wektorów aktywnych tworzących napięcia wyjściowe falownika nie ma wpływu na poprawność formowania tych napięć. Napięcia falownika są

kształtowane niezależnie z wykorzystaniem $(n-1)$ wektorów aktywnych oraz dwóch wektorów pasywnych formowanych na początku i na końcu okresu impulsowania.

Podsumowanie i wnioski

W artykule zaproponowano prosty algorytm modulacji wektorowej, który znajdzie zastosowanie w wielofazowych dwupoziomowych falownikach napięcia. Zaproponowane rozwiązanie umożliwi niezależne formowanie napięć wyjściowych w n -fazowym falowniku z wykorzystaniem $(n-1)$ wektorów aktywnych. Napięcia te są kształtowane z wykorzystaniem jednokrotnej komutacji łączników energoelektronicznych w poszczególnych fazach falownika w każdym okresie impulsowania. Z uwagi na wyeliminowanie konieczności odwracania macierzy o wymiarze $(n-1) \times (n-1)$ zawierającej składowe wektorów aktywnych uzyskano znaczące uproszczenie algorytmu MSI. Rozwiązanie zaproponowano dla wielofazowych falowników napięcia, jednakże można je również wykorzystać do formowania napięć w falownikach trójfazowych.

Zaproponowana metoda modulacji nie rozwiązuje problemu sterowania silnikiem wielofazowym w przypadku uszkodzenia gałęzi falownika lub fazy stojana. Metody formowania napięć wyjściowych w przypadku uszkodzenia gałęzi falownika będą tematem kolejnych prac badawczych.

Projekt został sfinansowany ze środków Narodowego Centrum Nauki przyznanych na podstawie decyzji numer DEC-2013/09/B/ST7/01642 oraz 2015/19/N/ST7/03078.

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. Patryk Strankowski E-mail: patryk.strankowski@pg.edu.pl; dr hab. inż. Marcin Morawiec E-mail: marcin.morawiec@pg.edu.pl; dr hab. inż. Jarosław Guziński E-mail: jaroslaw.guzinski@pg.edu.pl;

LITERATURA

- [1] Levi E., Bojoi R., Profumo F., Toliyat H. A., Williamson S., Multiphase induction motor drives – a technology status review, *IET Electr. Power Appl.*, 1 (2007), n.4, 489-516
- [2] Mengoni M., Zarri L., Tani A., Parsa L., Serra G., Casadei D., High-torque-density control of multiphase induction motor drives operating over a wide speed range, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 62 (2015), n.2, 814-825
- [3] Levi E., Multiphase electric machines for variable-speed applications, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 55 (2008), n.5, 1893-1909
- [4] Gataric S., A polyphase cartesian vector approach to control of polyphase AC machines, Thirty-Fifth IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy, 3 (2000), 1648-1654
- [5] Parsa L., On advantages of multi-phase machines, *Industrial Electron. Conf. IECON*, (2005), 1574-1579,
- [6] Wilczynski F., Morawiec M., Strankowski P., Guziński J., Lewicki A., Sensorless field oriented control of five phase induction motor with third harmonic injection, 11th IEEE International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering CPE-POWERENG, (2017), 392-397
- [7] Huangsheng Xu, Toliyat H. A., Petersen L. J., Five-phase induction motor drives with DSP-based control system, *IEEE Trans. Power Electron.*, 17 (2002), n.4, 524-533
- [8] Guziński J., Abu-Rub H., Strankowski P., Variable Speed AC Drives with Inverter Output Filters, John Wiley & Sons (2012).
- [9] Bermudez M., Gonzalez-Prieto I., Barrero F., Guzman H., Kestelyn X., Duran M., An Experimental Assessment of Open-Phase Fault-Tolerant Virtual Vector Based Direct Torque Control in Five-Phase Induction Motor Drives, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 8993 (2017),
- [10] Arafat A. K. M., Choi S., Torque Ripple Minimization of a Five-Phase Permanent Magnet Assisted Synchronous Reluctance Motor under Open Phase Faults, *IEEE Appl. Power Electron. Conf. Expo.*, (2017), 1928-1934,

- [11] Iqbal A, Levi E, Space vector modulation schemes for a five-phase voltage source inverter, European Conference on Power Electronics and Applications, (2005), 1-12.
- [12] De Silva P. S. N., Fletcher J. E., Williams B. W., Development of Space Vector Modulation Strategies for Five Phase Voltage Source Inverters, *IEEE-PEMD*, (2004), 650–655,
- [13] Ryu H. M., Kim J. H., Sul S. K., Analysis of multiphase space vector pulse-width modulation based on multiple d-q spaces concept, *IEEE Trans. Power Electron.*, 20 (2005), n.6, 1364–1371,
- [14] Duran M. J., Levi E., Multi-Dimensional Approach to Multi-Phase Space Vector Pulse Width Modulation, 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics IECON, (2006), 2103–2108
- [15] Duran M. J., Toral S., Barrero F., Levi E., Real-time implementation of multi-dimensional five-phase space vector PWM using look-up table techniques, Industrial Electron. Conf. IECON, (2007), 1518–1523
- [16] Ryu H. M., Kim J. H., Sul S. K., Analysis of multiphase space vector pulse-width modulation based on multiple d-q spaces concept, *IEEE Trans. Power Electron.*, 20 (2005), n6, 1364–1371,
- [17] Abu-Rub H., Iqbal A., Guzinski J., High Performance Control of AC Drives with Matlab / Simulink Models. John Wiley & Sons, 2012.
- [18] Iqbal A., Levi E., Space vector PWM for a five-phase VSI supplying two five-phase series-connected machines, 12th International Power Electronics and Motion Control Conference EPE-PEMC, (2006), 222–227
- [19] Lewicki A., Guzinski J., Strankowski P., Metoda wektorowej modulacji szerokości impulsów pięciofazowego falownika napięcia, *Przeгляд. Elektrotechniczny*, 92 (2016), n.5, 26–33
- [20] Dujic D., Grandi G., Jones M., Levi, E. A space vector PWM scheme for multifrequency output voltage generation with multiphase voltage-source inverters, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, 55 (2008), n.5, 1943–1955.