

Sterowanie dwupoziomowego pięciofazowego falownika napięcia przy obciążeniu połączonym w gwiazdę

Streszczenie. W artykule opisano strategię sterowania wektorowego 5-fazowego dwupoziomowego falownika napięcia z obciążeniem połączonym w gwiazdę. Przedstawiono metodę wyznaczania wektorów sterujących pracą falownika, która polega na połączeniu standardowej transformacji napięć fazowych na wektory przestrzenne z obliczaniem wektorów stanu umożliwiających określenie podstawowych wielkości elektrycznych falownika. Zaproponowany system notacji oferuje uniwersalny sposób identyfikacji wektorów napięcia. Zawiera ujednoczoną propozycję notacji i oznaczania wektorów i stanowi matematyczne narzędzie, które jest przydatne do opisu wszystkich stanów falownika i określa korelację między wektorami stanu i wektorami przestrzennymi napięć fazowych. Wszystkie wektory są definiowane za pomocą tych samych cyfr zapisanych w systemie binarnym. Zaproponowane narzędzie matematyczne zostało zweryfikowane podczas badań symulacyjnych przeprowadzonych przy użyciu programu PLECS.

Abstract. The article describes vector control strategies that have been applied to a 5-phase two-level voltage inverter with a load connected in a five-pointed star. The article presents a method of calculating vectors controlling the operation of a five-phase inverter, which is based on the combination of the standard space vector transformation with the calculation of state vectors. It allows to determine the basic electrical quantities of the inverter. The proposed notation system offers a universal simplified way of identifying vectors. It includes a unified vector notation and labeling proposal. This mathematical tool can be very useful for describing the states of an inverter and allows to define the correlation between state and space vectors. All vectors are defined with the same digits written in the binary system. The proposed tool was verified during simulation tests carried out with the use of the PLECS program. (**Control of a two-level five-phase voltage inverter with a load connected in a star**).

Słowa kluczowe: wektor przestrzenny; wektor stanu; falownik pięciofazowy; sterowanie wektorowe; model falownika.

Keywords: space vector; state vector; five-phase inverter; vector control; inverter model.

Wstęp

Przekształtniki energoelektroniczne, a szczególnie falowniki, znajdują szerokie zastosowanie we współczesnym przemyśle i przestrzeni publicznej. Obszar zastosowania falowników jest bardzo rozległy i nie ogranicza się tylko do napędów prądu przemiennego. Przez długie lata rozwoju energoelektroniki najbardziej popularnymi przekształtnikami typu DC/AC, były dwupoziomowe falowniki napięcia. Ich działanie oraz wady i zalety zostały w dużej mierze rozpoznane i zweryfikowane w praktyce [1]. W celu opracowania przekształtników większej mocy wprowadzono układy falowników trójpoziomowych, a następnie wielopoziomowych. Znalazły one szerokie zastosowanie zwłaszcza w energetyce [2,3].

W ostatnim czasie kolejnym bardzo ważnym obszarem rozwoju w energoelektronice stały się pojazdy elektryczne [4-8]. Kolejny obszar zastosowań napędów AC i DC z falownikami obejmuje trakcję i układy napędowe statków [10]. Przykład statku obsługującego transfer załóg z morskich farm wiatrowych został podany w [11].

Nowym wyzwaniem rozwojowym stało się opracowanie maszyn elektrycznych o większej niż trzy liczbie faz [12]. Rozwiązania wielofazowe wprowadzono również do sieci energetycznej. Konieczne stało się opracowanie przekształtników, a zwłaszcza falowników, umożliwiających wielofazowe przekształcanie energii elektrycznej. W zależności od zastosowania, liczba faz może wynosić cztery, pięć lub więcej [13-17].

W pracy przedstawiono rozwój idei systemu notacji, który wykorzystany został w falownikach trójfazowych [18] i zaprezentowany podczas konferencji ICREPQ'14. Jego rozszerzoną wersję, przeznaczoną do opisu falownika 5-fazowego przedstawiono w [19]. Opisany tam system notacji zapewnia ogólną standaryzację oraz uproszczenie zapisu wektorów opisujących taki falownik. W niniejszej pracy przedstawiono wybrane przykłady tych zalet uzyskane podczas badań symulacyjnych obejmujących falownik z obciążeniem RL połączonym w gwiazdę.

Model dwupoziomowego pięciofazowego falownika napięcia

Na rysunku 1 przedstawiono uproszczony model dwupoziomowego pięciofazowego falownika napięcia - VSI (ang. *Voltage Source Inverter*) z obciążeniem RL połączonym w gwiazdę. Model zawiera pięć przełączników dwustanowych: K_a , K_b , K_c , K_d , K_e dołączonych do źródła napięcia U_D . Biegun dodatni źródła napięcia oznaczono przez 1, a biegun ujemny przez 0 – takie oznaczenie przekłada się na przyjmowane stany. W konsekwencji, dowolny stan falownika można opisać za pomocą zestawu cyfr: *abcde*, gdzie $a, b, c, d, e = \{0, 1\}$. Zestaw pięciu elementów, w których elementy mogą być oznaczone cyframi 0 lub 1, ma 32 kombinacje: 00000, 00001, ..., 11111. Każdy stan falownika jest opisany przez pięciocyfrową liczbę binarną, gdzie kolejność cyfr dokładnie odpowiada kolejności faz *abcde*. Konwersja liczb binarnych na liczby dziesiętne umożliwia oznaczenie wszystkich 32 stanów falownika za pomocą liczb dziesiętnych: odpowiednio 0, 1, ..., 31. Zatem stan oznaczony jako 4_{10} (w systemie dziesiętnym) i jako $(00100)_2$ (w systemie binarnym) oznacza, że faza c jest połączona z biegunem dodatnim źródła napięcia, a fazy a, b, d i e – z biegunem ujemnym. Taki modelowy przykład został przedstawiony na rysunku 1. Indeksy 10 i 2 wskazują na podstawę systemu liczbowego, w którym są opisywane połączenia poszczególnych faz falownika do napięcia zasilającego.

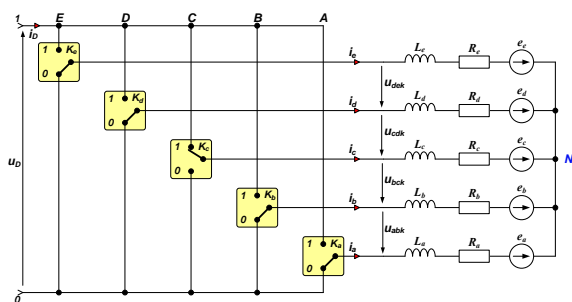
Podstawowa idea notacji opiera się na precyzyjnym kontrolowaniu relacji „liczba-faza”. Pomysł ten można rozwinąć i zastosować do modelowania innych falowników wielofazowych, a nawet wielopoziomowych.

Wektor stanu dwupoziomowego pięciofazowego falownika napięcia

Każdy wybrany stan k (gdzie, $k = 0, 1, \dots, 31$) oznacza, że do obciążenia podłączonych jest pięć międzyfazowych napięć wyjściowych. Napięcia te tworzą wiersz macierzy złożony z pięciu elementów definiujących wektor stanu falownika V_k (2).

Ponieważ $U_{abk} + U_{bck} + U_{cdk} + U_{dek} + U_{eak} = 0$, to wektor stanu V_k jest określony przez cztery kolejne napięcia międzyfazowe U_{xy} pod warunkiem, że x i y oznaczają sąsiednie fazy. W dwupoziomowym pięciofazowym VSI napięcia międzyfazowe wynikają z różnicy potencjałów między odpowiednimi wyjściami fazowymi. Przelącznik $K_{a,b,c,d,e}$ łączy odpowiednie wyjścia fazy z biegunem ujemnym lub dodatnim źródła napięcia U_D zgodnie z wybranym wektorem V_k . Indeks wektora k można zamienić na binarny system liczbowy i zapisać jako: $k = (a_k, b_k, c_k, d_k, e_k)_2$, gdzie: $a_k, b_k, c_k, d_k, e_k = \{0, 1\}$.

$$(1) \quad \begin{cases} u_{a0k} = a_k U_D \\ u_{b0k} = b_k U_D \\ u_{c0k} = c_k U_D \\ u_{d0k} = d_k U_D \\ u_{e0k} = e_k U_D \end{cases}$$



Rys.1. Model dwupoziomowego pięciofazowego falownika z obciążeniem podłączonym w gwiazdę zgodnie z wektorem stanu $V_{4(00100)}$

Rozszerzenie binarne indeksu k umożliwia bezpośrednie powiązanie potencjału wyjściowego fazy z odpowiednim symbolem binarnym (1), dzięki czemu można określić wyjściowe napięcia biegunowe, które odnoszą się do ujemnego bieguna źródła napięcia U_D . W rezultacie można w ten sposób zdefiniować wektor stanu dla dwupoziomowego pięciofazowego VSI za pomocą odpowiednich symboli binarnych indeksu k . Macierz transponowana V_k^T przedstawia wszystkie pięć napięć międzyfazowych:

$$(2) \quad V_k^T = \begin{bmatrix} u_{abk} \\ u_{bck} \\ u_{cdk} \\ u_{dek} \\ u_{eak} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{a0k} - u_{b0k} \\ u_{b0k} - u_{c0k} \\ u_{c0k} - u_{d0k} \\ u_{d0k} - u_{e0k} \\ u_{e0k} - u_{a0k} \end{bmatrix} = U_D \begin{bmatrix} (a_k - b_k)_2 \\ (b_k - c_k)_2 \\ (c_k - d_k)_2 \\ (d_k - e_k)_2 \\ (e_k - a_k)_2 \end{bmatrix}$$

Ponieważ symbole a_k, b_k, c_k, d_k, e_k mogą przyjmować tylko wartości 0 lub 1, to wyjściowe napięcie międzyfazowe, niezależnie od numeru fazy, może przyjmować tylko trzy wartości: 0, $+U_D$, $-U_D$. Mając pięć faz do dyspozycji, można wybrać inny zestaw napięć międzyfazowych. We wzorze (2) każde napięcie międzyfazowe jest określone przez sąsiednie fazy. Rząd macierzy składa się z pięciu elementów $U_{x(x+1)k}$, gdzie $x = a, b, c, d, e$ oraz $x + 1$ oznaczają kolejną fazę. Interesujące byłoby również rozważenie zbioru napięć międzyfazowych utworzonego zgodnie z zasadą, że napięcie międzyfazowe jest określane jako $U_{x(x+2)k}$. Wtedy wektor stanu można zdefiniować jako macierz złożoną z jednego wiersza składającego się z pięciu elementów:

$$(3) \quad V_k = [U_{ack} \ U_{cek} \ U_{ebk} \ U_{bdk} \ U_{dak}]$$

Wówczas definicja wektora stanu pięciofazowego dwupoziomowego VSI przy użyciu odpowiednich symboli binarnych indeksu k jest następująca:

$$(4) \quad V_k^T = \begin{bmatrix} u_{ack} \\ u_{cek} \\ u_{ebk} \\ u_{bdk} \\ u_{dak} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{a0k} - u_{c0k} \\ u_{c0k} - u_{e0k} \\ u_{e0k} - u_{b0k} \\ u_{b0k} - u_{d0k} \\ u_{d0k} - u_{a0k} \end{bmatrix} = U_D \begin{bmatrix} (a_k - c_k)_2 \\ (c_k - e_k)_2 \\ (e_k - b_k)_2 \\ (b_k - d_k)_2 \\ (d_k - a_k)_2 \end{bmatrix}$$

Obciążenie połączone w gwiazdę

Dla dwupoziomowego pięciofazowego VSI z obciążeniem połączonym w gwiazdę (rys. 1) można przyjąć więcej niż jedną matematyczną definicję dwupoziomowego pięciofazowego wektora stanu falownika V_k . Na przykład następująca definicja (2) jest poprawna przy założeniu, że $u_{abk} + u_{bck} + u_{cdk} + u_{dek} + u_{eak} = 0$.

$$(5) \quad V_k = \begin{bmatrix} u_{abk} \\ u_{bck} \\ u_{cdk} \\ u_{dek} \end{bmatrix} = U_D \begin{bmatrix} (a_k - b_k)_2 \\ (b_k - c_k)_2 \\ (c_k - d_k)_2 \\ (d_k - e_k)_2 \end{bmatrix}$$

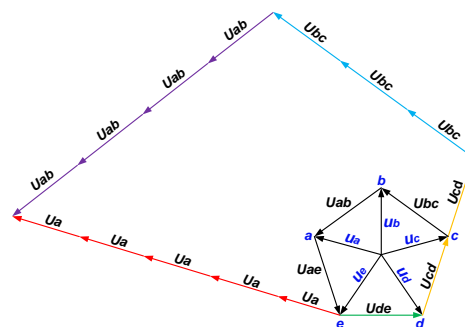
Dla dowolnego wektora V_k załączonego w czasie $t = t_n$ model obciążenia falownika można sprowadzić do układu zastępczego składającego się z czterech oczek obwodowych.

Jeżeli w punkcie czasowym $t = t_n$ układ sterowania załączył wektor V_k , to do obwodu podłączono zestaw napięć międzyfazowych odpowiadający temu wektorowi. Wybrany wektor V_k działa w przedziale czasowym $t \in \langle t_n, t_{n+1} \rangle$ i zakłada się, że przedział ten jest bardzo krótki w stosunku do stałej czasowej obwodu i okresu siły elektromotorycznej. Wówczas dopuszczalne jest przyjęcie następujących założeń:

$$(6) \quad \begin{aligned} u_{abk} &= U_{abk}, u_{bck} = U_{bck}, u_{cdk} = U_{cdk}, u_{dek} = U_{dek} \\ e_a &= E_a, e_b = E_b, e_c = E_c, e_d = E_d, e_e = E_e \end{aligned}$$

Oznacza to, że w przedziale czasu $t \in \langle t_n, t_{n+1} \rangle$ wszystkie powyższe napięcia są stałe. Zakładając symetryczność obciążenia przyjmuje się, że parametry obciążeń fazowych są równe: $R = R_a = R_b = R_c = R_d = R_e$ i $L = L_a = L_b = L_c = L_d = L_e$. W takim razie, model matematyczny obwodu opisany jest przez układ czterech równań. Rozwiązanie tego układu w oparciu o transformatę Laplace'a pozwala uzyskać postać analityczną napięć i prądów fazowych w dziedzinie czasu. Należy jedynie wykorzystać oczywistą zależność między prądami fazowymi i oczkowymi oraz uwzględnić zależność napięć fazowych i międzyfazowych. Wyrażenia (7) przedstawiają związek między poszczególnymi napięciami fazowymi $U_x(s)$, a wybranymi czterema napięciami międzyfazowymi $U_{xy}(s)$. Zależność między nimi nie zależy od wybranego wektora i jest następująca:

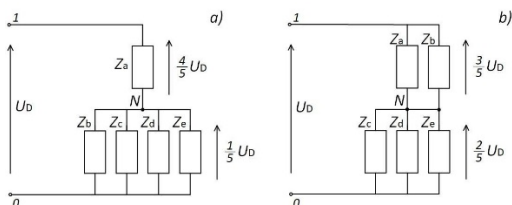
$$(7) \quad \begin{aligned} 5U_a &= 4U_{ab} + 3U_{bc} + 2U_{cd} + U_{de} \\ 5U_b &= -U_{ab} + 3U_{bc} + 2U_{cd} + U_{de} \\ 5U_c &= -U_{ab} - 2U_{bc} + 2U_{cd} + U_{de} \\ 5U_d &= -U_{ab} - 2U_{bc} - 3U_{cd} + U_{de} \\ 5U_e &= -U_{ab} - 2U_{bc} - 3U_{cd} - 4U_{de} \end{aligned}$$



Rys.2. Graficzna ilustracja zależności między napięciem fazowym U_a a napięciami międzyfazowymi

Przykładowo, zależność definiującą napięcie fazowe U_a można udowodnić za pomocą wektorów napięć przedstawionych na rysunku 2. Wykorzystanie zależności (7) pozwala rozwiązać układ równań i znaleźć wyrażenia analityczne prądów fazowych.

Pięciofazowy dwupoziomowy VSI ma 32 stany pracy opisane wektorami, których każdy zestaw odpowiada jednemu z 32 wektorów i ma swój własny schemat podłączenia do napięcia zasilania U_D . Niektóre wybrane układy przedstawiono na rysunku 3.



Rys.3. Kilka możliwych układów obciążenia połączonego w gwiazdę, gdzie: a) odpowiada wektorowi $V_{16(10000)}$, b) odpowiada wektorowi $V_{24(11000)}$.

Przedstawiają one stany, w których do bieguna 1 podłączone są dwie lub trzy fazy ($+U_D$). Wynikowe napięcie fazowe wynosi $+0,6U_D$ i $+0,4U_D$, podczas gdy pozostałe fazy, podłączone do bieguna 0, są zasilane odpowiednio napięciem $-0,4U_D$ i $-0,6U_D$. Istnieje dziesięć możliwych kombinacji obu konfiguracji obciążenia, ponieważ matematycznie $\binom{5}{2} = \binom{5}{3} = 10$.

Wektory przestrzenne napięć dwupoziomowego pięciofazowego falownika napięcia

Wektor przestrzenny napięć dwupoziomowego pięciofazowego VSI wyznaczany jest na podstawie klasycznej definicji z zastrzeżeniem, że odnosi się do napięć fazowych biegunowych. Definicja wektora jest następująca:

$$(8) \vec{V}_k = \frac{4}{5}(u_{a0k} + qu_{b0k} + q^2u_{c0k} + q^3u_{d0k} + q^4u_{e0k})$$

Współczynnik q dla falownika 5-fazowego wynosi $q = e^{j2\pi/5}$.

Po uwzględnieniu (1) definicja przyjmuje postać:

$$(9) \vec{V}_k = \frac{4}{5}U_D(a_k + b_k e^{j\alpha} + c_k e^{j2\alpha} + d_k e^{j3\alpha} + e_k e^{j4\alpha})$$

Wykorzystując wzór Eulera otrzymujemy $\alpha = 72^\circ$ i wprowadzając współzależności pomiędzy kątami oraz symbolami a_k, b_k, c_k, d_k, e_k , wektor przestrzenny można zdefiniować jako:

$$(10) \vec{V}_k = \frac{4}{5}U_D \left[a_k + (b_k + e_k) \cos \alpha - (c_k + d_k) \cos \frac{\alpha}{2} + j \left((b_k - e_k) \sin \alpha + (c_k - d_k) \sin \frac{\alpha}{2} \right) \right]$$

Wyrażenie (10) określa wektor przestrzenny napięć za pomocą cyfr rozwinięcia binarnego indeksu k . Wektor przestrzenny jest liczbą zespoloną, którą można przedstawić za pomocą modułu M_k i argumentu φ_k . Ale w przypadku falownika pięciofazowego sytuacja jest bardziej skomplikowana w porównaniu z falownikiem trójfazowym. Wyrażenie pozwalające na obliczenie modułu wektora przestrzennego jest następujące:

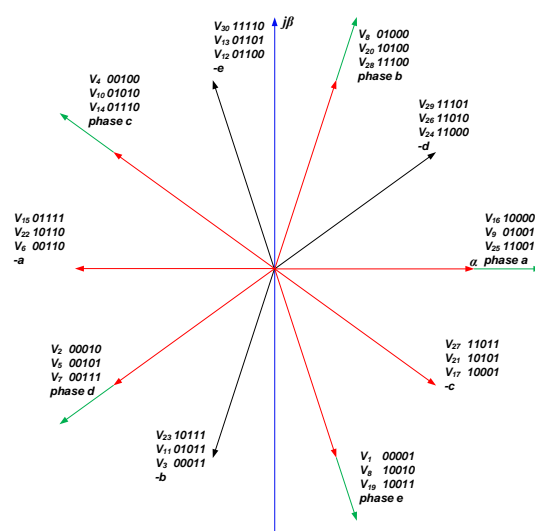
$$(11) M_k = \frac{4}{5}U_D \cdot \sqrt{\gamma_0 + 2\gamma_1 \cos \alpha - 2\gamma_2 \cos(\alpha/2)}$$

gdzie współczynniki γ_0, γ_1 i γ_2 obliczane są ze wzorów podanych w [19]. Położenie kolejnego wektora określa jego moduł M_k oraz kąt przesunięcia φ_k . Kąt wyznacza się

obliczając funkcję arcsinus stosunku części urojonej i modułu wektora. Dla niektórych kątów konieczne jest zastosowanie dodatkowo funkcji arctangens. Wynika to z faktu, że funkcje sinus i tangens są okresowe, ale ich okresy się różnią.

Zgodnie z (15) moduł M_k przyjmuje trzy różne wartości pokazane w [19]. Na rysunku 4 przedstawiono aktywne wektory przestrzenne napięć biegunowych falownika pięciofazowego. Przedstawiono je na płaszczyźnie zespolonej ($\alpha - j\beta$), gdzie α oznacza oś rzeczywistą, a β — urojoną. Dla każdego kolejnego $\varphi_k = n\alpha/2$ ($n \cdot 36^\circ$), gdzie $n=0,1,2,\dots,9$, występują trzy wektory. Zostały one przedstawione jako jeden wektor, ponieważ różnią się tylko modułami. Wartości modułu każdej trójki są podane w kolejności: odpowiednio $0,8U_D, 0,494U_D$ i $1,294U_D$.

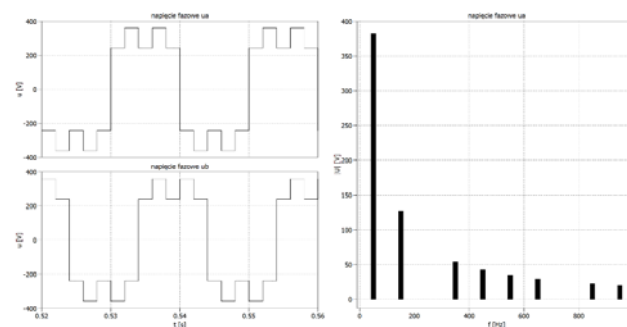
Wektory przestrzenne napięć są wygodnym i podstawowym narzędziem matematycznym wykorzystywanym w metodzie sterowania wektorowego falowników. Ponadto, wektory przestrzenne napięć są bardzo przydatne przy badaniu i opracowywaniu nowych algorytmów i strategii sterowania.



Rys.4. Wektory przestrzenne napięć dwupoziomowego pięciofazowego falownika VSI

Badania symulacyjne

W badaniach symulacyjnych zostały porównane dwie sekwencje wektorów dla obciążeń połączonych w gwiazdę, które zostały podane w tabeli 1. Sekwencje wektorów zostały tak dobrane, aby realizowały dwie strategie sterowania wyrażone przez $U_{x(x+1)k}$, co oznacza sąsiednią fazę i przez $U_{x(x+2)k}$, gdzie $x+2$ oznacza co drugą fazę. Symulacje zostały przeprowadzone w programie PLECS. Częstotliwość podstawowej harmonicznej napięcia wyjściowego wynosiła 50 Hz, a napięcie DC zasilające falownik - 600 V.



Rys.5. Przebiegi napięć fazowych u_a i u_b dla obu wektorów oraz widmo amplitudowe napięcia fazowego u_a

Tabela 1 Zestawienie wybranych parametrów sygnałów elektrycznych w układzie gwiazdy

Sygnał	R = 1 Ω L = 5 mH		R = 0,5 Ω L = 5 mH		R = 0,25 Ω L = 5 mH	
	RMS	THD [%]	RMS	THD [%]	RMS	THD [%]
wektory: 19, 17, 25, 24, 28, 12, 14, 6, 7, 3						
u _{ab} [V]	379,47	65,44	379,5	65,44	379,5	65,44
u _a [V]	293,94	42,93	293,9	42,93	293,9	42,93
i _a [A]	145,94	13,27	162,7	12,5	168,2	12,46
wektory: 9, 13, 5, 21, 20, 22, 18, 26, 10, 11						
u _{ab} [V]	536,65	30,19	536,6	30,19	536,6	30,19
u _a [V]	293,93	42,93	293,9	42,93	293,9	42,93
i _a [A]	146,08	13,3	164,5	12,04	172,5	11,45

Na rysunku 5 przedstawiono przebiegi napięć fazowych u_a i u_b oraz widmo amplitudowe napięcia fazowego u_a dla dwóch rozważanych sekwencji wektorów.

W tabeli 1 zostały zestawione wybrane parametry badanych sygnałów elektrycznych, takie jak THD i RMS, dla różnych stałych czasowych przy obciążeniu połączonym w gwiazdę.

Wnioski

W falownikach wielofazowych rosnąca liczba wektorów aktywnych zwiększa trudności w projektowaniu algorytmów sterowania. Proces projektowania algorytmów dla przekształtników wielofazowych wymaga dostępu do odpowiednich narzędzi matematycznych i modeli falowników.

Celem tego artykułu jest przedstawienie bardzo prostego matematycznego systemu notacji i wzorów na obliczanie napięć i prądów. Falownik można zdefiniować za pomocą wektorów stanów i standardowych wektorów przestrzennych uzyskanych za pomocą transformacji fazowego napięcia biegunowego. W artykule przedstawiono system notacji wszystkich stanów napięciowych rozważanego przekształtnika. Każdy stan jest zdefiniowany przez dwa wektory: wektor stanu i wektor przestrzenny napięcia biegunowego. Oba wektory są określone przy użyciu tych samych cyfr wynikających z rozwinięcia binarnego indeksu dziesiętnego wektora. Metodę można rozwinąć i zastosować do innych falowników wielofazowych i wielopoziomowych. Zaprezentowana konstrukcja systemu notacji stanowi łatwe w użyciu narzędzie matematyczne. Umożliwia dobór odpowiedniej sekwencji wektorów zapewniającej pożądany przebieg napięcia lub prądu. Omawiane w pracy sekwencje wektorowe opierały się na przyjęciu zasady tylko jednego przełączenia w falowniku po załączeniu kolejnego wektora.

Zaprezentowane narzędzie matematyczne zostało zweryfikowane podczas testów symulacyjnych przy użyciu programu PLECS. Po zastosowaniu w modelu symulacyjnym sygnałów sterujących obliczono najważniejsze parametry fizyczne, takie jak THD i napięcie skuteczne (RMS). W szczególności analiza współczynnika THD pokazuje, że zawartość wyższych harmonicznych w przebiegach napięć i prądów jest zadowalająco niska, zwłaszcza biorąc pod uwagę fakt, że dla celów badawczych zrezygnowano z wykorzystania metody PWM. W pracy [20] porównano proponowaną strategię sterowania wektorowego ze sterowaniem wykorzystującym modulację PWM.

Projekt finansowany w ramach programu Ministra Nauki i Szkolnictwa Wyższego pod nazwą „Regionalna Inicjatywa Doskonałości” w latach 2019 - 2022 nr projektu 006/RID/2018/19 kwota finansowania 11 870 000 zł.

Autorzy: dr hab. inż. Jan Iwaszkiewicz, E-mail: j.iwaszkiewicz@we.umg.edu.pl; dr inż. dr inż. Adam Muc, E-mail: a.muc@we.umg.edu.pl; Leszek Piechowski, E-mail: l.piechowski@we.umg.edu.pl; Uniwersytet Morski w Gdyni, Katedra Automatyki Morskiej, Wydział Elektryczny, ul. Morska 81-87, 81-225 Gdynia

LITERATURA

- [1] Kaźmierkowski M.P.F., Blaabjerg F., Impact of Emerging Technologies on PWM Control of Power Electronics. IEEE Ind. Electron. Soc. Newsl. 1995, 2, pp. 9–13.
- [2] Malinowski M., Gopakumar K., Rodriguez J., Perez M.A., A Survey on Cascaded Multilevel Inverters. IEEE Trans. Ind. Electron. 2010, 57, pp. 2197–2206.
- [3] Wang Y., Li, Y., Generalized Theory of Phase-Shifted Carrier PWM for Cascaded H-Bridge Converters and Modular Multilevel Converters. IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron. 2016.
- [4] I. Khaled, et al. "Regenerative braking modeling, control, and simulation of a hybrid energy storage system for an electric vehicle in extreme conditions." IEEE Trans. on Transp. Electr. 2.4 (2016): 465-479.
- [5] P. Hui, et al. "Controllable regenerative braking process for hybrid battery-ultracapacitor electric drive systems." IET Power Electronics 11.15 (2018): 2507-2514.
- [6] B. Lequesne, "Automotive electrification: The nonhybrid story." IEEE Trans. on Transp. Electr. 1.1, (2015), pp. 40-53.
- [7] Łebkowski A., Koznowski W. Analysis of the use of electric and hybrid drives on swath ships. Energies, vol. 13(issue 24):art. no. 6486, s.1, 2020.
- [8] Gao Z., Lu Q., A hybrid cascaded multilevel converter based on three-level cells for battery energy management applied in electric vehicles. IEEE Trans. Power Electron. 2018, 34, 7326–7349, doi:10.1109/TPEL.2018.2882851.
- [9] A. Furkan, et al. "A bidirectional nonisolated multi-input DC–DC converter for hybrid energy storage systems in electric vehicles." IEEE Trans. on Vehic. Techn. 65.10 (2015): 7944-7955.
- [10] Rybczak M. and Rak A.. Prototyping and simulation environment of ship motion control system. TransNav - The International Journal on Marine Navigation and Safety of Sea Transportation, vol. 14(no. 2):s. 367, 2020.
- [11] Łebkowski A., Analysis of the Use of Electric Drive Systems for Crew Transfer Vessels Servicing Offshore Wind Farms. Energies 2020, 13, 1466, doi:10.3390/en13061466.
- [12] Jakubiec B., Multiphase Permanent Magnet Synchronous Motor Drive for Electric Vehicle. Przegląd Elektrotechniczny 2015, 91, 125–128. ISSN 0033-2097.
- [13] Mysiak P., Suppression of supply current harmonics of 18-pulse diode rectifier by series active power filter with lc coupling. Energies, vol. 13(issue 22):art. no. 6060, s. 1, 2020.
- [14] Moïnoddin S., Iqbal A., Abu-Rub H., Khan M.R., Ahmed S.M., Three-Phase to Seven-Phase Power Converting Transformer. IEEE Trans. Energy Convers. 2012, 27, 3.
- [15] Meinguet F., Nguyen N.-K., Sandulescu P., Kestelyn X., Semail E., Fault-Tolerant Operation of an Open-End Winding Five-Phase PMSM Drive with Inverter. In Proceedings of the IECON 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Singapore, 18–21 October 2013.
- [16] Abdel-Rahim O., Funato H., Abu-Rub H., Ellabban O., Multiphase Wind Energy Generation with Direct Matrix Converter. In Proceedings of the 2014 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT), Busan, Korea, 26 February–1 March 2014.
- [17] Vafakhah B., Salmon J., Knight A.M., A New Space-Vector PWM with Optimal Switching Selection for Multilevel Coupled Inductor Inverters. IEEE Trans. Ind. Electron. 2010, 57, pp. 2354–2364.
- [18] Iwaszkiewicz J., Wolski L., State and Space Vectors—Complementary Description of the 2-level VSI. In Proceedings of the International Conference ICREPQ'14, Cordoba, Spain, 8–10 April 2014.
- [19] Iwaszkiewicz J., Muc A., State and Space Vectors of the 5-Phase 2-Level VSI, Energies, 25 August 2020.
- [20] Iwaszkiewicz J., Muc A., Vector control strategy of the 5-Phase 2-Level VSI, In Proceedings of the International Conference ICREPQ'19, Almeria, Spain, 28–30 July 2021.