

Daniel Lewandowski, Politechnika Łódzka, Łódź

Przemysław Łukasiak, Zakład Elektroniki Przemysłowej ENIKA, Łódź

ODTWARZANIE NAPIĘCIA STOJANA W FALOWNIKU TRAKCYJNYM O NISKIEJ CZĘSTOTLIWOŚCI PRZEŁĄCZEŃ

RECONSTRUCTION OF THE STATOR VOLTAGE IN A TRACTION INVERTER WITH THE LOW SWITCHING FREQUENCY

Abstract: The article describes concept of the vector modulator in the control system for the traction drives. The purpose of the proposed modulator is a connection of the well known vector control system with the inverters working with the low switching frequency. These systems are known to have strongly deformed signals of the currents and voltages with significant content of the higher harmonics. The modulator replaces a required voltage vector by the sequence of the well defined space vectors to be realized by a widely used PWM unit. The proper sequence of the vectors with precise PWM frequency leads to the low harmonic contents and the smallest possible deformation of the currents. The article presents the experimental results with the induction motor supplied by the traction inverter with switching frequency fixed at 400Hz.

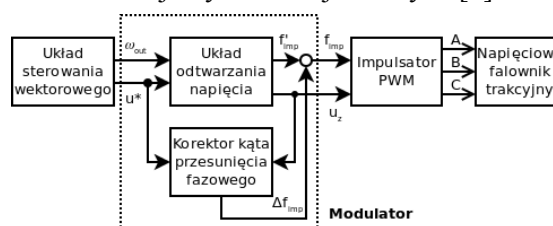
1. Wstęp

Zastosowanie nowoczesnych, wysokonapięciowych tranzystorów IGBT pozwala na wykorzystanie indukcyjnych silników asynchronicznych w napędach dla pojazdów szynowych, pracujących w sieci trakcyjnej o napięciu 3 kV. Głównym problemem związanym ze stosowaniem falowników napięciowych do zasilania takiego napędu, jest ograniczona ilość ciepła, którą mogą odprowadzić układy energoelektroniczne [5]. Straty ciepłone można podzielić na straty łączeniowe kluczy powstające wskutek przepływu prądu, oraz straty przełączeniowe wynikające ze zmiany stanu. Pierwszy rodzaj strat wynika z mocy dostarczanej do napędu i na ogół jego zmniejszenie nie jest możliwe. Podstawową metodą zmniejszania strat przełączeniowych jest zmniejszenie częstotliwości pracy falownika, do wartości znacznie niższej niż 1000Hz, [4]. Jednakże w takich warunkach odkształcenia prądów i napięć na zaciskach silnika powodują problemy w działaniu regulatorów prądu, sprzężonych ze znanymi wektorowymi algorytmami sterowania, chętnie stosowanymi w innych pojazdach szynowych, np. w tramwajach [1]. Stosowanie takich rozwiązań na gruncie wysokonapięciowych napędów trakcyjnych jest podyktowane możliwością precyzyjnej kontroli rozwijanego momentu. Ułatwia to panowanie na stanem elektromagnetycznym silników np. w układach ograniczających poślizg kół pociągu.

2. Modulator napięcia stojana

Wspólną cechą wektorowych metod sterowania pracą silnika indukcyjnego jest wymuszanie zadanego wektora prądu. Zazwyczaj stosowane są falowniki napięciowe, które pozwalają na kontrolę prądu w uzwojeniach stojana przy wykorzystaniu mniej lub bardziej rozbudowanych regulatorów. Sygnałem wyjściowym układu sterowania jest zawsze wektor napięcia stojana, który ma być realizowany przez falownik napięcia z modulacją szerokości impulsu. Przy czym znana jest również prędkość kątowna układu odniesienia.

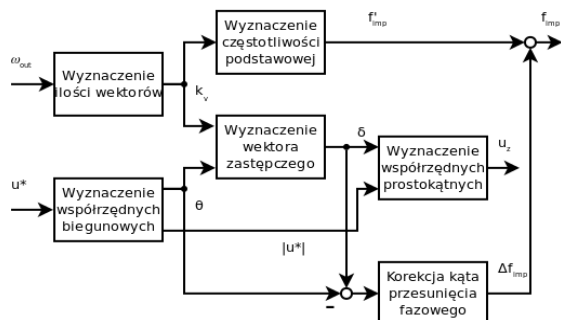
Przykładem takiego rozwiązania jest np. metoda pośredniego sterowania momentu silnika indukcyjnego z wykorzystaniem stymulatora stanu [3]. Zastosowano ją w praktyce w napędach tramwajowych i trolejbusowych [2].



Rys. 1. Struktura układu sterowania wektorowego wraz z proponowanym modulatorem

W przypadku napędów zasilanych np. z trakcji tramwajowej możliwe jest uzyskanie stosunkowo dużej częstotliwości przełączeń kluczy, rzędu 2 – 3 kHz. Pozwala to przyjąć założenie o ciągłości wektora napięcia i pomijać wpływ zniekształceń wynikających z impulsowej pracy falownika. W miarę zmniejszania częstotli-

ści opóźnienia fazowe w realizacji wektora napięcia i zniekształcenia w jego przebiegu odgrywają na tyle istotną rolę, że należy je uwzględnić w algorytmie sterowania [6]. Podczas prac nad aplikacją tej metody w sterowniku wysokonapięciowego falownika trakcyjnego głównym problemem realizacyjnym była niska częstotliwość pracy. W celu zapewnienia współpracy z falownikiem zaproponowano dodatkowy układ odsprzęgający – modulator napięcia stojana, przedstawiony na rysunku 1. Zadaniem modulatora jest odtwarzanie na wyjściu falownika napięcia zadanego z uwzględnieniem ograniczonej częstotliwości pracy. Modulator współpracuje z powszechnie stosowanym w mikroprocesorach układem PWM sterującym pracą falownika, zastępując dotychczasowy wektor zadany wektorem zastępczym i sygnałem częstotliwości pracy układu PWM. Bardziej szczegółowy schemat struktury modulatora przedstawiono na rys. 2.



Rys. 2. Struktura modulatora

Sygnałami wejściowymi modulatora są:

- ω_{out} – pulsacja napięcia stojana w jednostkach względnych
- u^* – zadany wektor napięcia stojana, określony w prostokątnym układzie stacjonarnym

Natomiast sygnałami wyjściowymi są:

- f_{imp} – częstotliwość pracy modulatora szerokości impulsów
- u_z – wyznaczony przez modulator w stacjonarnym układzie prostokątnym wektor zastępczy

Sygnałami wewnętrznymi, określającymi stan modulatora, są:

- k_v – ilość wektorów zastępczych
- θ – kąt położenia wektora zadanego
- δ – kąt położenia wybranego wektora zastępczego
- f_b – podstawowa częstotliwość pracy układu PWM
- Δf_{imp} – korekcja częstotliwości układu PWM

Modulator realizuje zadanie poprzez zastępowanie wektora zadanego u^* sekwencją wektorów zastępczych u_z . Ilość wektorów zastępczych k_v jest ściśle związana z prędkością kątową napięcia ω_{out} . Ilość wektorów wyznacza podstawową częstotliwość pracy układu PWM określoną równaniem

$$\begin{aligned} f_{imp} &= f_{nom} k_v \omega_{out} \\ f_{imp} &\leq f_{max} \end{aligned} \quad (1)$$

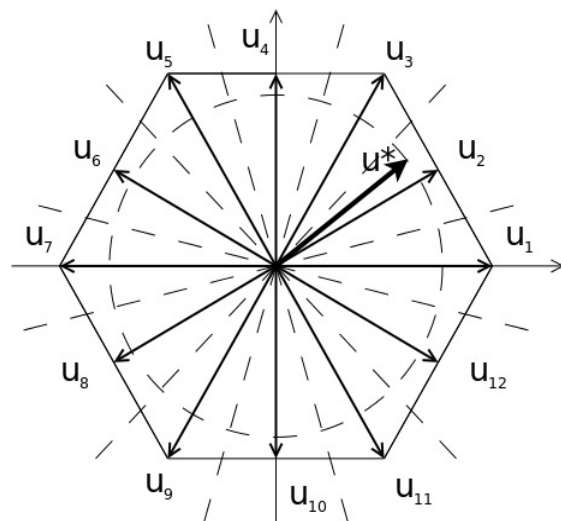
gdzie:

- f_{max} – maksymalna częstotliwość pracy falownika (w rozpatrywanym przypadku 400Hz)
- f_{nom} – znamionowa częstotliwość napięcia stojana (50 Hz)

Dodatkowo ilość wektorów przestrzennych k_v pochodzi z ograniczonego zbioru \mathbf{K} (2)

$$\mathbf{K} = \{6, 12, 18, \dots\} \quad (2)$$

przy czym modulator wybiera wartość największą, spełniającą jednocześnie równanie (1). Jest to równoznaczne z utrzymaniem wynikowej częstotliwości pracy falownika, nie wyższej niż przyjęta wartość maksymalna, i jednocześnie zapewnieniem całkowitej ilości wektorów zastępczych. Przytoczone w równaniu (2) wartości pozwalają na zmniejszenie zawartości wyższych harmonicznych w przebiegach napięć i prądów fazowych silnika [9]. Wybór ilości wektorów k_v jednocześnie ustala położenie katowe realizowanego wektora napięcia, co umożliwi zachowanie symetrii względem osi układu współrzędnych. Położenie wektorów zastępczych przedstawiono na rysunku 3 dla przypadku $k_v = 12$.



Rys.3. Wektory zastępcze dla $k_v = 12$ i podział na sektory

Ograniczenie możliwych wektorów napięcia do wskazanych przez sygnał k_v jest również równoznaczny z podziałem pełnego kąta na sektory o takiej samej szerokości kątowej, związane z odpowiednimi wektorami. Powiększenie sektora dla wektora u_2 przedstawiono na rysunku 4. Kątowe położenie δ danego wektora zastępczego znajduje się wewnątrz stowarzyszonego sektora o szerokości kątowej $\Delta\delta$. Wybór danego wektora zastępczego odbywa się na podstawie położenia kątowego θ wektora zadanego na podstawie równania (3)

$$\delta_i - \Delta\delta_i \leq \theta < \delta_i + \Delta\delta_i \quad (3)$$

gdzie:

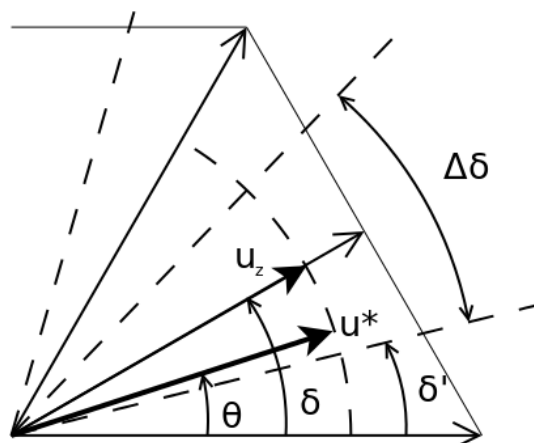
- i – indeks danego wektora zastępczego

Jak można zauważyć wirujący wektor zadany jest realizowany sekwencją kolejnych wektorów zastępczych, wyznaczających dyskretne podziały kąta położenia θ . Przytoczony związek pomiędzy ilością wektorów zastępczych, a częstotliwością układu PWM można interpretować tak, że w trakcie jednego okresu impulsowania jest realizowany dokładnie jeden wektor zastępczy. Oczywiście nie bez znaczenia jest położenie kątowe wektora zadanego wewnątrz sektora w trakcie trwania okresu impulsowania. Z wspomnianej zależności wynika, że najlepszym przypadkiem jest, gdy kąt położenia wektora zadanego zmienia się płynnie w trakcie trwania impulsu PWM, a więc na jego początku jest równy kątowi rozpoczynającemu sektor, na końcu – kątowi zamykającemu sektor, a w środku okresu $\theta = \delta$. Taka zmiana kąta wektora zadanego zapewnia, że przy stałej prędkości kątowej średnie przesunięcie fazowe, pomiędzy wektorem zastępczym, a wektorem zadanym określone równaniem (4) jest równe zero.

$$\varepsilon = \theta - \delta \quad (4)$$

Zależność $\varepsilon = 0$ nie jest zachowana w przypadku zmiany ilości wektorów, oraz w trakcie znacznego przyspieszenia kątowego.

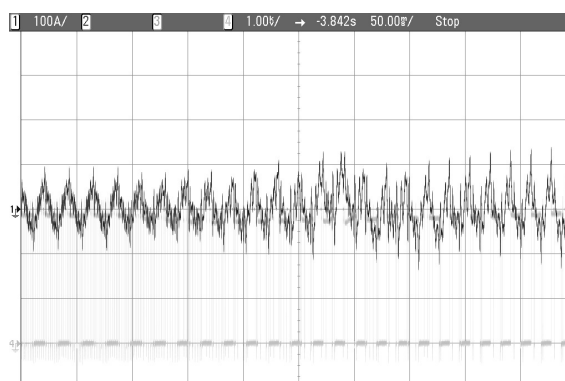
W takim przypadku, gdy nie ma zmiany ilości wektorów zastępczych, modulator wprowadza korekcję częstotliwości podstawowej układu PWM. Korekta ma za zadanie doprowadzenie do uzyskania zerowego przesunięcia fazowego określonego równaniem (4).



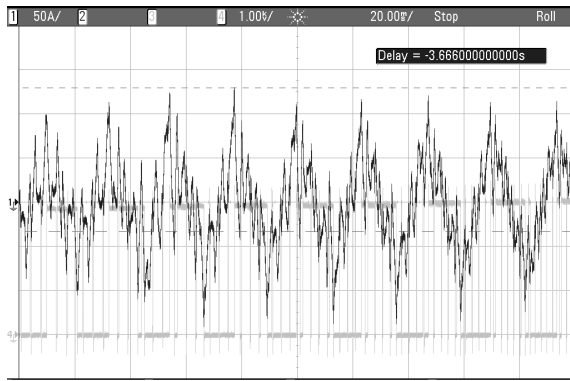
Rys. 4. Położenie kątowe wektora zadanego względem sektora określonego przez wektor zastępczy ($k_v = 12$)

3. Badania rzeczywistego napędu

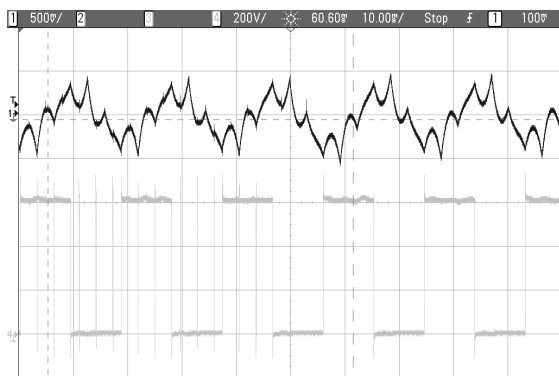
Badania eksperymentalne zostały przeprowadzone z wykorzystaniem falownika trakcyjnego współpracującego z silnikiem indukcyjnym LK450-X6 produkcji ZME EMIT S.A. W układzie mikroprocesorowym zaimplementowano metodę pośredniego sterowania momentem z wykorzystaniem stymulatora stanu. Proponowany modulator został zrealizowany z wykorzystaniem układu PWM wbudowanego w mikroprocesor z rodziny dsPIC33. W trakcie badań przyjęto górną częstotliwość pracy układu PWM na 400 Hz, a zaimplementowany modulator odtwarzający wektor napięcia stojana pozwalał na pracę w szerokim zakresie częstotliwości wyjściowej falownika (0 – 150 Hz).



Rys. 5. Zmiana ilości wektorów przestrzennych z 12 na 6. Przebieg prądu i napięcia na wyjściu fazy A



Rys. 6. Zmiana ilości wektorów przestrzennych z 6 na 12. Przebieg prądu i napięcia na wyjściu fazy A



Rys. 7. Przejście z modulacji sześciowektorowej na modulację prostokątną. Przebieg prądu i napięcia na wyjściu fazy A

Na rysunku 5 przedstawiono przebiegi prądu i napięcia przewodowego dla fazy A. Napęd pracował bez obciążenia i realizował niewielki moment zadany. Zmiana prędkości kątowej wektora napięcia powoduje, że zostają naruszone warunki określone równaniami (1) i (2). Aby je spełnić modulator zmienia częstotliwość pracy układu PWM (zmniejsza ją). Zmiana częstotliwości powoduje zniekształcenia w przebiegu prądów fazowych, ponieważ wiąże się jednocześnie ze zmianą ilości wektorów przestrzennych, za pomocą których odtwarzane jest napięcie stojana. Po zakończeniu procesu zmiany modulator rozpoczyna proces zmniejszania błędu fazowego określonego równaniem (4). Skutkuje to ostatecznie zsynchronizowaniem częstotliwości układu PWM i prędkości wektora napięcia, zgodnie z przyjętymi założeniami. Uzyskane przebiegi prądu fazowego są zgodne z oczekiwaniami dla pracy falownika w trybie sześciowektorowej [7].

Działanie modulatora sprawdzono również dla przypadku zmniejszania prędkości kątowej wektora napięcia, a tym samym konieczność zmiany ilości wektorów zastępczych w kie-

runku jej zwiększenia. Również w tym przypadku modulator wykonuje najpierw przestrojenie częstotliwości układu PWM, a następnie synchronizuje go z prędkością kątową wektora napięcia. Na rysunku 6 można również zaobserwować odkształcenia przebiegu prądu fazowego w trakcie procesu synchronizacji. Po jego zakończeniu uzyskane przebiegi są zgodne z oczekiwanymi dla pracy falownika w trybie dwunasto – wektorowym [8].

Ważnym stanem pracy modulatora jest przypadek zmiany z modulacji sześciowektorowej na modulację prostokątną, przedstawioną na rysunku 7. W tym przypadku istotne jest płynne (bez uderzeniowe) przejście pomiędzy tymi modulacjami, z zachowaniem synchronizacji układu PWM z prędkością kątową zadanego wektora napięcia. Jak można zaobserwować również w tym przypadku modulator spełnia swoje zadanie, co skutkuje zachowaniem kształtu przebiegu prądu fazowego w trakcie tej zmiany modulacji.

4. Wnioski

Przedstawiony w artykule układ modulatora wektora napięcia stojana jest przeznaczony do stosowania w sterownikach falowników trakcyjnych pracujących w warunkach obniżonej częstotliwości pracy. Jego zadaniem jest odtwarzania zadanego wektora napięcia, np. z układu sterowania wektorowego, przy zmniejszeniu zniekształceń w przebiegach prądów i napięć na zaciskach silnika. Badania eksperymentalne wykazały wysoką skuteczność działania modulatora w szerokim zakresie prędkości kątowej, odtwarzając zadany wektora napięcia za pomocą sekwencji wektorów zastępczych. Efektywna częstotliwość przełączeń kluczy pozostawała poniżej przyjętej granicy, a uzyskane przebiegi odpowiadały pracy synchronicznej układu PWM. Otrzymane wyniki odpowiadają pracy falownika ze zniekształceniami na minimalnym, możliwym do realizacji w danych warunkach poziomie.

Proponowany modulator umożliwia zastosowanie wektorowych metod sterowania pracą napędu indukcyjnego, pozwalając na kontrolę momentu przy małych prędkościach kątowych. Przy większych prędkościach uzyskane przebiegi prądów fazowych można uznać za zadowalające.

5. Literatura

- [1]. Chudzik P., Dębowski A., Lewandowski D.: *Napęd asynchroniczny ze sterowaniem momentu*. Napędy i sterowanie. Miesięcznik naukowo-techniczny. Wyd. Druk-Art., Racibórz, 2009, nr 4, s.137 - 146, ISSN 1507-7764
- [2]. Chudzik P., Dębowski A., Lisowski G.: *State Transitions in Vector Controlled AC Tram Drive*. Proc. of the 12th International Power Electronics and Motion Control Conference EPE - PEMC 2006, Portorož (Slovenia), 30 August - 1 September 2006, pp. 479-484
- [3]. Dębowski A.: *Pośrednie sterowanie w napędzie elektrycznym przy wykorzystaniu stymulatora stanu*. Zeszyty Naukowe Politechniki Łódzkiej, nr 552, 1991, Wydawnictwo Politechniki Łódzkiej, Łódź
- [4]. Holtz J., Beyer B.: *Fast current trajectory tracking control based on synchronous optimal pulsewidth modulation*. IEEE Transactions on Industry Applications, Volume 31, Issue 5, 1995
- [5]. Holtz J.: *Pulsewidth Modulation for Electronic Power Conversion*. Proceedings of the IEEE, Volume 82, Issue 8, 1994
- [6]. Holtz J., Lotzkat W., Khambadkone A.: *On continuous control of PWM inverters in the overmodulation range including the six-step mode*. Proceedings of the 1992 International Conference IECON
- [7]. Narayanan G., Ranganathan V.T.: *Synchronised Bus-Clamping PWM Strategies based on Space Vector Approach for Modulation up to Six-Step Mode*. Proceedings of the International Conference Power Electronic Drives and Energy Systems for Industrial Growth, 1998
- [8]. Narayanan G., Ranganathan V.T., Zhao D., Krishnamurthy H.K., Ayyanar R.: *Space Vector Based Hybrid PWM Techniques for Reduced Current Ripple*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Volume 55, Issue 4, 2008
- [9]. Salam Z.: *An On-Line Harmonic Elimination Pulse Width Modulation Scheme for Voltage Source Inverter*. Journal of Power Electronics, Vol. 10, No. 1, 2010

Autorzy

Daniel Lewandowski
 daniel.lewandowski@p.lodz.pl
 Instytut Automatyki Politechniki Łódzkiej
 ul. Stefanowskiego 18/24, 94-924 Łódź
 Przemysław Łukasiak
 p.lukasiak@enika.pl
 Zakład Elektroniki Przemysłowej „ENIKA”
 ul. Morgowa 11, 91-223 Łódź

Prace badawcze prowadzono w ramach Projektu Operacyjnego Innowacyjna Gospodarka; Działanie 1.4-4.1

W ramach przedstawionych prac został zgłoszony wniosek patentowy:

„Sposób odtwarzania napięcia wyjściowego falownika trakcyjnego pracującego z niską częstotliwością przełączeń i modulatorem napięcia wyjściowego falownika trakcyjnego pracującego z niską częstotliwością przełączeń” P.393377.