

Andrzej Dębowski

Daniel Lewandowski

Politechnika Łódzka, Instytut Automatyki,
Zakład Techniki Sterowania

Przemysław Łukasiak

Z.E.P. ENIKA Sp. z o. o.

Napęd trakcyjny o obniżonej częstotliwości przełączeń

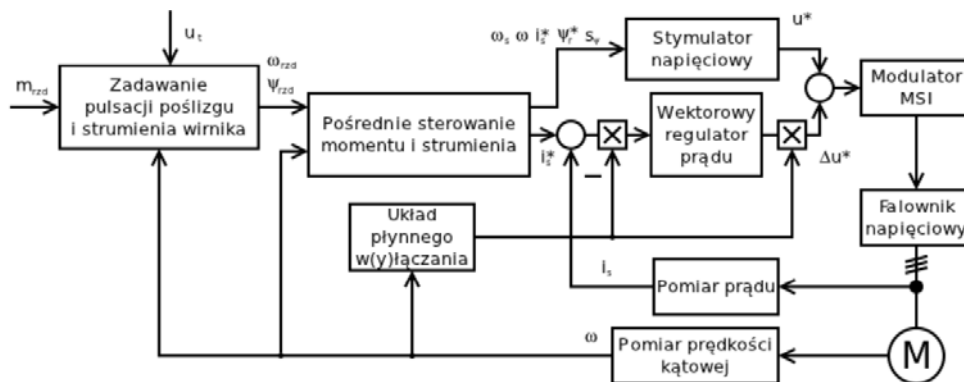
W artykule przedstawiono koncepcję trakcyjnego napędu z silnikiem asynchronicznym zasilanym z falownika napięciowego, pracującego z obniżoną częstotliwością przełączeń kluczy, zasilanego z sieci trakcyjnej wysokiego napięcia. Dla takich warunków pracy napędu zaprojektowano nowy, prądowo - napięciowy układ sterowania. Algorytm sterowania napędu ma charakter prądowy (wektorowy) przy niskich prędkościach obrotowych silnika, a napięciowy (skalaryny) - przy wysokich prędkościach. Zmiana rodzaju sterowania odbywa się płynnie i polega na bezuderzeniowym przełączaniu regulatorów prądu stojana przy przejściach między oboma strefami pracy napędu. W artykule przedstawiono wyniki badań symulacyjnych i eksperymentalnych napędu asynchronicznego testowanego z silnikiem indukcyjnym o mocy znamionowej 250 kW.

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 konstrukcyjnym związanym ze stosowaniem falowników napięciowych do zasilania takiego napędu, jest ograniczona ilość ciepła, którą mogą odprowadzić układy energoelektroniczne [5]. Straty cieplne 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, a jego wielkość wynika z właściwości przewodności elektrycznej elementów energoelektronicznych. Ich zmniejszenie zazwyczaj nie jest już możliwe. Natomiast w przypadku strat przełączeniowych, podstawową metodą ich zmniejszenia jest obniżenie częstotliwości pracy falownika do wartości zdecydowanie niższej niż 1000 Hz [4]. Jednakże w takich warunkach odkształcenia prądów i napięć, występujące na zaciskach silnika, powodują utrudnienia w prawidłowym działaniu regulatorów prądu, stosowanych w przypadku znanych wektorowych algorytmów sterowania, chętnie stosowanych w innych pojazdach szynowych, np. w tramwajach, czy trolejbusach [1], gdzie częstotliwości przełączeń kluczy falownika mogą być znacząco wyższe niż 1000 Hz. Wynika to z faktu, iż wysokonapięciowe tranzystory IGBT są elementami wolnymi w stosunku do niskonapięciowych tranzystorów IGBT, co powoduje wydzielanie dużych ilości energii podczas przełączania.

Stosowanie rozwiązań opartych na regulacji prądu stojana w wysokonapięciowych napędach trakcyjnych jest jednak ze wszech miar wskazane, bowiem istnieje potrzeba precyzyjnej kontroli rozwijanego momentu. Ułatwia to panowanie nad stanem elektromagnetycznym silników. Problemy wynikające z obniżonej częstotliwości pracy falownika są szczególnie istotne w przypadku średnich i dużych prędkości katowych silnika, gdzie ilość możliwych przełączeń na jeden obrót wału jest silnie ograniczona. Precyzyjna kontrola prądu i strumienia z dużą dynamiką jest wtedy znacznie utrudniona. Ważna jest natomiast kontrola wartości średnich tych wielkości.

Tak więc, przy niskich prędkościach obrotowych wału silnika, wymaganie obniżenia częstotliwości przełączeń kluczy falownika nie jest szczególnie dotkliwym utrudnieniem, natomiast przy wysokich prędkościach obrotowych – takie wymaganie obniżenia częstotliwości przełączeń kluczy praktycznie uniemożliwia prawidłową pracę regulatorów prądu i pociąga za sobą konieczność odejścia od sterowania wektorowego i zastosowania zwykłego, skalarynego sterowania prędkości silnika poprzez zadawanie odpowiednio kształtowanej fali napięcia w układzie otwartym. Problemem, który dotąd nie został jeszcze w sposób zadowalający rozwiązany, jest połączenie obu sposobów sterowania w jedną całość tak, by przejście pomiędzy tymi diametralnie różnymi strukturami sterowania odbywało się płynnie.



Rys. 1. Schemat blokowy falownikowego napędu trakcyjnego z silnikiem indukcyjnym i sterowaniem prądowo-napięciowym.

Zasada sterowania prądowo-napięciowego silnika indukcyjnego z wykorzystaniem stymulatora stanu elektromagnetycznego

Znane dotychczas wektorowe metody sterowania pracą silnika indukcyjnego, zasilanego z falownika napięciowego, wykorzystują często do realizacji wyznaczonej fali prądowej regulatory prądu. Najczęściej stosowane są regulatory typu PI z różnymi modyfikacjami, poprawiającymi ich właściwości dynamiczne, np. ze zwykłą kompensacją siły elektromotorycznej indukowanej w uzwojeniach stojana silnika, dodawaną do wyjść regulatorów prądu i odpowiednio wylisaną w funkcji pomierzonej prędkości obrotowej wału i zadawanej wartości wektora strumienia wirnika. Takie rozwiązanie pozwala na skuteczną kontrolę prądu w uzwojeniach stojana przy założeniu, że częstotliwość przełączeń kluczy falownika jest wystarczająco wysoka. Jednak w układach wymagających obniżonej częstotliwości przełączeń konieczne jest odpowiednie rozłożenie poszczególnych impulsów w czasie. Możliwość wykonania kilku przełączeń kluczy falownika w trakcie jednego okresu fali prądowej oraz znaczne odkształcenie w przebiegach stanowią znaczne utrudnienie dla pracy regulatora. Z kolei przy niskich prędkościach kątowych silnika regulacja prądu nie stanowi większego problemu. Zmieniające się w ten sposób warunki pracy określiły konstrukcję przełączalnego układu sterowania. W zakresie małych prędkości kątowych będzie on realizował pełną kontrolę prądu, a przy wyższych prędkościach praca napędu regulowana jest za pomocą fali napięciowej.

Osiągnięcie wspomnianych wcześniej celów, ważnych szczególnie dla napędów trakcyjnych, w których precyzyjne sterowanie momentem wewnętrznym silnika jest istotne jedynie przy niskich prędkościach obrotowych silnika, a przy wysokich prędkościach wystarcza zwykle sterowanie prędkością obrotową silnika poprzez zadawanie odpowiedniego napięcia stojana, jest w pełni możliwe dzięki zaproponowanej przez autorów nowej metodzie wektorowego sterowania prądowo – napięciowego klatkowego silnika indukcyjnego, wykorzystującego w odpowiedni

sposób sprzężenie „w przód” od stymulatora elektromagnetycznego stanu silnika do wyjścia wektorowego regulatora prądu stojana, co pokazano na rysunku 1.

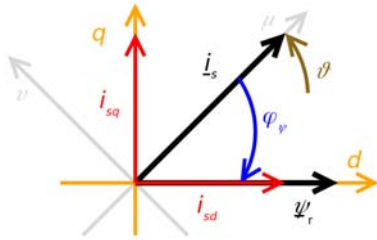
Rozwiązanie to umożliwiła pełną kontrolę stanu elektromagnetycznego przy małej prędkości z wykorzystaniem regulatorów prądu, a przy zwiększeniu tej prędkości, powyżej pewnej wartości następuje płynne przejście do sterowania napięciowego, pozwalającego jednak na kontrolę wartości średnich prądu i strumienia. Zmniejszenie odkształceń przebiegów prądów fazowych uzyskano z wykorzystaniem specjalnego modulatora wektorowego, odtwarzającego na zaciskach silnika napięcie stojana, zadawane przez odpowiedni układ predykcji wykorzystujący wewnętrzne sygnały stymulatora stanu elektromagnetycznego silnika i współpracujących z nim regulatorów prądu stojana.

Metoda pośredniego sterowania momentem napędowym i strumieniem magnetycznym wirnika dla klatkowego silnika indukcyjnego oparta na wykorzystaniu tzw. stymulatora stanu elektromagnetycznego i wektorowego regulatora prądu stojana i przedstawiona na rysunku 1, została już wielokrotnie zastosowana w licznych napędach tramwajowych i trolejbusowych (opisanych m.in. w pracach [1], [2] – np. w Łodzi, Elblągu, Lublinie, Poznaniu, Gdyni, Gdańsku i w Kownie). W niektórych przypadkach na wyjściu regulatorów prądu stojana wprowadzano prostą kompensację siły elektromotorycznej silnika (wylisanej na podstawie pomiaru jego prędkości obrotowej).

Przy niskich prędkościach obrotowych silnika zasilanego z falownika wysokonapięciowego, pracującego przy obniżonej częstotliwości przełączeń kluczy, takie podejście okazało się niewystarczające. Zamiast zwykłej kompensacji siły elektromotorycznej skuteczne okazało się zastosowanie odpowiedniego bloku predykcji wektora napięcia stojana.

Schemat układu sterowania pośredniego, przedstawiony na rysunku 1, składa się z dwóch części: wewnętrznej pętli regulacji prądu stojana i nadrzędnego układu pośredniego sterowania strumienia. Zadaniem układu nadrzędnego jest wytworzenie na pod-

stawie znajomości wartości momentu zadawanej na wejściu układu sterowania, odpowiedniej wartości zadanej wektora prądu dla podporządkowanego układu regulacji wektora prądu stojana silnika. Dla takiego podejścia do problemu syntezy algorytmu sterowania, w opisie modelu matematycznego silnika, celowe jest przyjęcie układu współrzędnych związanego z wektorem prądu stojana tak, że oś rzeczywista pokrywa się z wyznaczonym przez niego kierunkiem. Przyjęta metoda sterowania pośredniego wektorem strumienia wirnika wynika z analizy właściwości wprowadzonego wyżej modelu silnika opisanego w układzie współrzędnych zorientowanym względem aktualnego położenia wektora prądu stojana (rysunek 2).



Rys. 2. Opis wektora strumienia wirnika w przyjętym układzie współrzędnych.

Wykorzystanie w omawianym napędzie zasady wymuszania odpowiedniego przebiegu prądu stojana zadawanego przez układ pośredniego sterowania silnika i realizowanego przez odpowiedni podporządkowany układ regulacji wektorowej oparte jest na podziale opisu modelu matematycznego części elektromagnetycznej silnika indukcyjnego na dwa podukłady opisane w jednostkach względnych w wirującym układzie współrzędnych:

Podukład I – wynika z równania napięciowego stojana, opisującego zależność prądu stojana od napięcia stojana w obecności zakłóceń, przy użyciu współrzędnych kartezjańskich $\mu - \nu$ związanych z wektorem zadawanym prądu stojana.

$$w \frac{1}{\omega_b} \frac{di_s^*}{dt} = - \left(r_s l_r + \frac{r_r}{l_r} l_m^2 \right) i_s^* + \frac{r_r}{l_r} l_m \psi_r^* \cos \psi_{r\varphi} + \omega l_m \psi_r^* \sin \psi_{r\varphi} + l_r u_{s\mu}^* \\ 0 = -w \omega_s i_s^* + \frac{r_r}{l_r} l_m \psi_r^* \sin \psi_{r\varphi} - \omega l_m \psi_r^* \cos \psi_{r\varphi} + l_r u_{s\nu}^* \quad (1)$$

Podukład II - wynika z równania napięciowego wirnika, opisuje zależność strumienia wirnika od prądu stojana i pulsacji poślizgu, przy użyciu współrzędnych biegunowych $|\cdot| - \varphi$, także związanego z tym samym wektorem zadawanym prądu stojana.

$$\frac{1}{\omega_b} \frac{d\psi_r^*}{dt} = - \frac{r_r}{l_r} \psi_r^* + \frac{r_r}{l_r} l_m i_s^* \cos \psi_{r\varphi} \\ \frac{1}{\omega_b} \frac{d\psi_{r\varphi}^*}{dt} = - \frac{r_r}{l_r} l_m i_s^* \frac{1}{\psi_r^*} \sin \psi_{r\varphi} - \omega_r^* \quad (2)$$

Odpowiednie przekształcenie równań (1) i (2) pozwala uzyskać opis wspomnianego wyżej stymulatora stanu elektromagnetycznego rozważanego silnika.

Zakłada się, że w rozważanym napędzie wielkościami sterującymi silnikiem zasilanym z falownika napięciowego pracującego z lokalnym sprzężeniem prądowym będą: amplituda prądu stojana i pulsacja poślizgu, wpływające na amplitudę (moduł wektora) strumienia wirnika i kąt obciążenia określający położenie wektora strumienia względem wektora prądu stojana. Odpowiednie wartości zadane tych sygnałów, pozwalające na uzyskanie w silniku zadanego momentu napędowego powinny być wypracowane w układzie pośredniego sterowania strumienia wirnika.

Nowe zmienne sterujące stymulatora wpływają bezpośrednio na pochodne zadawanych składowych wektora strumienia wirnika w układzie współrzędnych biegunowych (nowe zmienne sterujące są sygnałami wejściowymi modelu dynamicznego stymulatora składającego się z dwóch integratorów)

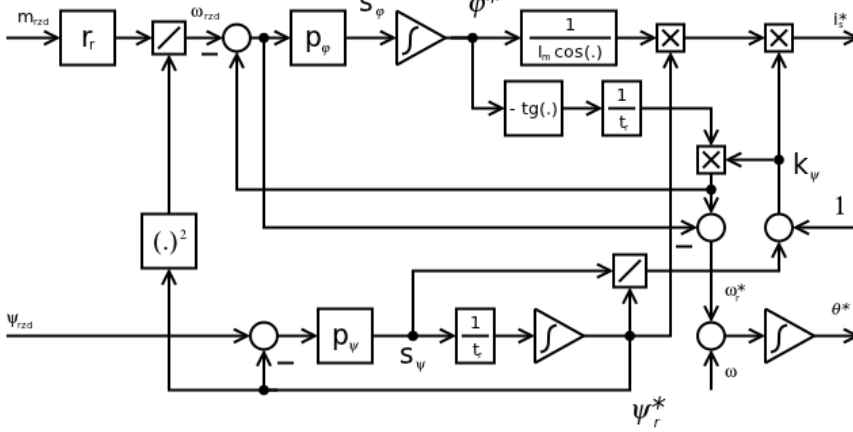
$$\frac{l_r}{r_r} \frac{1}{\omega_b} \frac{d\psi_r^*}{dt} = s_\psi \\ \frac{1}{\omega_b} \frac{d\psi_{r\varphi}^*}{dt} = s_\varphi \quad (3)$$

Na podstawie równań (2), po uwzględnieniu oznaczeń (3), mogą być wyznaczone: zadana wartość prądu stojana i zadana wartość pulsacji wirnika, a po uwzględnieniu pomiaru elektrycznej prędkości wału silnika, może być wyznaczona zadana wartość prędkości kątowej z jaką wiruje układ współrzędnych odniesienia - związany z zadawanym wektorem prądu stojana, w którym zadany wektor napięcia stojana posiadać będzie dwie składowe – rzeczywistą i urojoną.

$$s_\psi = -\psi_r^* + l_m i_s^* \cos \psi_{r\varphi}^* \\ s_\varphi = - \frac{r_r}{l_r} l_m i_s^* \frac{1}{\psi_r^*} \sin \psi_{r\varphi}^* - \omega_r^* \quad (4)$$

Powyższe równania otrzymane na podstawie równań różniczkowych (2) są już równaniami, na podstawie których mogą być wyznaczone rzeczywiste sygnały sterujące zespołem falownik-silnik. Po ich przekształceniu, zadawane przez układ sterowania pośredniego wartości modułu wektora prądu stojana i pulsacji wirnika (tzw. pulsacji poślizgu), wyrażają się wzorami

$$i_s^* = \left(1 + \frac{s_\psi}{\psi_r^*} \right) \frac{\psi_r^*}{l_m \cos \psi_{r\varphi}^*} \\ \omega_r^* = - \frac{r_r}{l_r} \left(1 + \frac{s_\psi}{\psi_r^*} \right) \frac{1}{\psi_r^*} \sin \psi_{r\varphi}^* - s_\varphi \quad (5)$$



Rys. 3. Schemat blokowy układu pośredniego sterowania momentem i strumieniem wirnika.

Zadane napięcie stojana potrzebne do zrealizowania zadawanych wartości prądu stojana i pulsacji wirnika można wyznaczyć na podstawie równań (1) poprzez przyjęcie w nich, że na ich podstawie obliczane są obie składowe napięcia stojana wyrażone w prostokątnym układzie współrzędnych związanym z zadawanym prądem stojana

$$u_{S\mu}^* = \frac{1}{l_r} \left(\left(r_s l_r + \frac{r_r}{l_r} l_m^2 \right) i_s^* - \frac{r_r}{l_r} l_m \psi_r^* \cos \psi_{r\varphi}^* - \omega l_m \psi_r^* \sin \psi_{r\varphi}^* + w \frac{1}{\omega_b} \frac{di_s^*}{dt} \right)$$

$$u_{Sv}^* = \frac{1}{l_r} \left(w \omega_s i_s^* - \frac{r_r}{l_r} l_m \psi_r^* \sin \psi_{r\varphi}^* + \omega l_m \psi_r^* \cos \psi_{r\varphi}^* \right) \quad (6)$$

Pochodną modułu prądu stojana względem czasu, potrzebną do wyznaczenia składowej rzeczywistej napięcia stojana podanej w powyższym równaniu, można określić różniczkując po czasie prawą stronę pierwszego równania w układzie równań (5).

Obserwacje zjawisk w silniku wskazują, że amplituda strumienia magnetycznego wirnika zmienia się zawsze na tyle wolno, że przy tego rodzaju rozważaniach można pomijać jej drugą pochodną względem czasu:

$$\frac{1}{\omega_b} \frac{di_s^*}{dt} \cong s_\psi \frac{1}{l_m \cos \psi_{r\varphi}^*} - i_s^* \left(-\operatorname{tg} \psi_{r\varphi}^* \right) \dot{\psi}_{r\varphi}^* \quad (7)$$

Otrzymane wyrażenie można już bezpośrednio wstawić do prawej strony pierwszego równania w układzie równań (6), opisującym wartości przewidywanych – dla spodziewanego stanu dynamicznego obciążenia silnika – składowych wektora napięcia stojana, nadające się do uwzględnienia jako sygnały dokładnej kompensacji dokonywanej na wyjściach regulatorów prądu stojana.

Wniosek 1: Jeżeli napęd ma pracować ze stałym wzbudzeniem czyli dla $\psi_r^* = \text{const.}$, $s_\psi = 0$, to pochodna zadanego modułu prądu stojana może być przewidywana wyłącznie na podstawie drugiego składnika we wzorze (7). Badania symulacyjne pokazały, że rozbudowanie stymulatora o tor dynamicznego zadawania modułu strumienia i dodanie pierwszego składnika do toru zadawania napięcia nie wpływają znacząco na uzyskiwane przebiegi.

Wniosek 2: Dokładna estymacja wartości składowych wektora napięcia stojana odpowiadających zadawanym dynamicznie wartościom momentu

silnika i jego stanu wzbudzenia powoduje, że pętla wektorowej regulacji prądu stojana pracuje właściwie jako dodatkowa korekta napięciowa dla sterowania, które właściwie może odbywać się w układzie otwartym – czyli sygnały wyjściowe tych obu regulatorów pozostają w dowolnej chwili praktycznie bliskie zeru, co przy niskich prędkościach pozwala na ich aktywację i dezaktywację bez wywoływania zaburzenia w pracy układu napędowego.

Opisany wyżej układ sterowania pośredniego powoduje, że zadawany moment napędowy silnika, który dzięki odpowiedniej realizacji technicznej sterowaniu zostanie odtworzony przez silnik, wyraża się następującym wzorem

$$m = -\frac{l_m}{l_r} \psi_r^* i_s^* \sin \psi_{r\varphi}^* \quad (8)$$

Realizacja zmiany rodzaju sterowania z prądowego na napięciowe przy przejściu od małych do dużych prędkości kątowych

Zapewnienie płynności sterowania momentem silnika indukcyjnego w pełnym zakresie zmian prędkości obrotowej silnika w sytuacji, gdy dla niskich prędkości wymagane jest stosowanie wektorowej regulacji prądu stojana, a przy wysokich prędkościach napięcie stojana zadawane ma być bezpośrednio może być zrealizowane przy wykorzystaniu zaproponowanego algorytmu sterowania, ponieważ w czasie normalnej pracy napędu regulatory prądu można swobodnie włączać do pracy i wyłączać nie powodując nadmiernych zaburzeń w stanach pracy silnika. Rozwiązanie problemu płynnego przełączania struktury układu regulacji polega na wykorzystaniu stymulatora stanu elektromagnetycznego silnika indukcyjnego, stanowiącego podstawę dotychczasowych układów sterowania w tramwajowych i trolejbusowych asynchronicznych napędach ze sterowaniem

pośrednim momentu napędowego i strumienia magnetycznego wirnika, z wykorzystaniem predykcji wartości napięcia stojana silnika na podstawie wartości zadawanych wartości prądu stojana i pulsacji poślizgu. Prognozowane w ten sposób wartości napięcia stojana dodawane są do odpowiednich wyjść wektorowego regulatora prądu (rysunek 4).

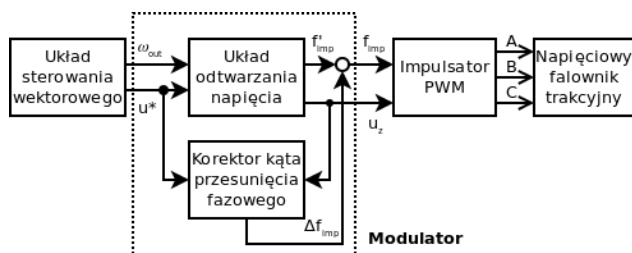
Odtwarzanie zadanego wektora napięcia stojana przy obniżonej częstotliwości przełączeń kluczy falownika

Sygnalelem wyjściowym każdego układu sterowania w napędach falownikowych jest zawsze wektor napięcia stojana, który ma być realizowany przez falownik napięcia z modulacją szerokości impulsu. Zwykle znana jest również przy tym prędkość kątowa układu odniesienia.

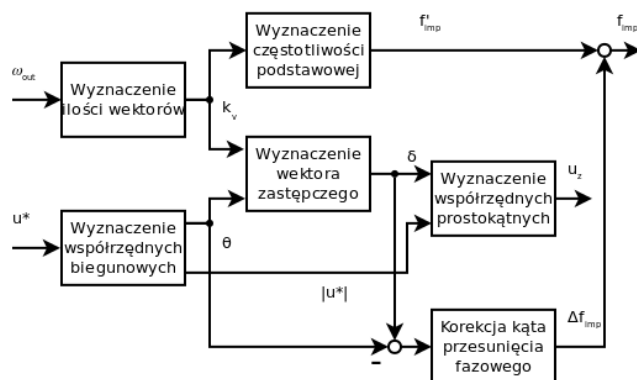
W przypadku napędów zasilanych np. z trakcji tramwajowej możliwe jest uzyskanie stosunkowo dużej częstotliwości przełączeń kluczy, rzędu 2 – 3 kHz. Pozwala to przyjąć założenie o ciągłości wektora napięcia i pomijać wpływ zniekształceń wynikających z impulsowej pracy falownika. W miarę zmniejszania częstotliwości 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 odspzęgający – modulator napięcia stojana, przedstawiony na rysunku 4.

Zadaniem modulatora jest odtwarzanie na wyjściu falownika napięcia zadanego z uwzględnieniem ograniczonej częstotliwości pracy. Modulator współpracuje z powszechnie stosowanym w mikroprocesorach układem MSI sterującym pracą falownika, zastępując dotychczasowy wektor zadany wektorem zastępczym i sygnałem częstotliwości pracy układu MSI. Bardziej szczegółowy schemat struktury modulatora przedstawiono na rysunku 5.



Rys. 4. Struktura układu sterowania wektorowego wraz z proponowanym modulatorem



Rys. 5. Struktura modulatora

Sygnalami wejściowymi modulatora są:

ω_{out} – pulsacja napięcia stojana w jednostkach względnych,

u^* – zadany wektor napięcia stojana, określony w stacjonarnym prostokątnym układzie współrzędnych. Natomiast sygnałami wyjściowymi są:

f_{imp} – częstotliwość pracy modulatora szerokości impulsów,

u_z – wyznaczony przez modulator w stacjonarnym układzie prostokątnym wektor zastępczy.

Wewnętrzny sygnałami stanu modulatora, są:

k_v – ilość wektorów zastępczych,

Θ – kąt położenia wektora zadanego,

δ – kąt położenia wybranego wektora zastępczego,

f_{imp} – podstawowa częstotliwość pracy układu MSI,

Δf_{imp} – korekcja częstotliwości układu MSI.

Modulator realizuje zadanie poprzez zastępowanie wektora zadanego u^* sekwencją wektorów zastępczych u_z (przykładowo pokazanych na rysunku 6). Ilość wektorów zastępczych k_v jest ściśle związana z prędkością kątową wektora napięcia ω_{out} . Ilość tych wektorów wyznacza podstawową częstotliwość pracy układu MSI określoną równaniem

$$f_{imp} = f_{nom} \cdot k_v \cdot \omega_{out} \quad \text{przy czym} \quad f_{imp} \leq f_{maks} \quad (9)$$

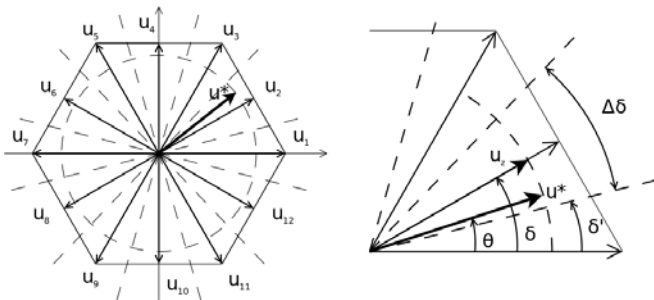
gdzie: f_{maks} – maksymalna częstotliwość pracy falownika (w rozpatrywanym przypadku 800 Hz), f_{nom} – znamionowa częstotliwość napięcia stojana (50 Hz).

Dodatkowo ilość wektorów zastępczych k_v pochodzi z ograniczonego zbioru K

$$K = \{6, 12, 18, \dots\} \quad (10)$$

przy czym modulator wybiera wartość największą, spełniającą jednocześnie równanie (9). Jest to równoznaczne z utrzymaniem wynikowej częstotliwości pracy falownika, nie wyższej niż przyjęta wartość maksymalna, i jednocześnie zapewnieniem całkowitej ilości wektorów zastępczych. Podane w definicji (10) dostępne liczby wektorów zastępczych pozwalają na

zmniejszenie zawartości wyższych harmonicznych w przebiegach napięć i prądów fazowych silnika oraz umożliwiając zachowanie symetrii względem osi układu współrzędnych [9].



Rys. 6. Wektory zastępcze dla $k_v = 12$ i podział na sektory.

Wirujący wektor zadany napięcia u^* jest realizowany poprzez sekwencję kolejnych wektorów zastępczych, wyznaczających dyskretne podziały kąta położenia Θ . Wybór określonego wektora zastępczego o położeniu δ , odbywa się, jeśli wektor zadany napięcia u^* znajduje się wewnątrz sektora o szerokości kątowej $\pm \Delta\delta$, stowarzyszonego z danym wektorem, czyli na podstawie nierówności

$$\delta_i - \Delta\delta_i < \Theta < \delta_i + \Delta\delta_i \quad (11)$$

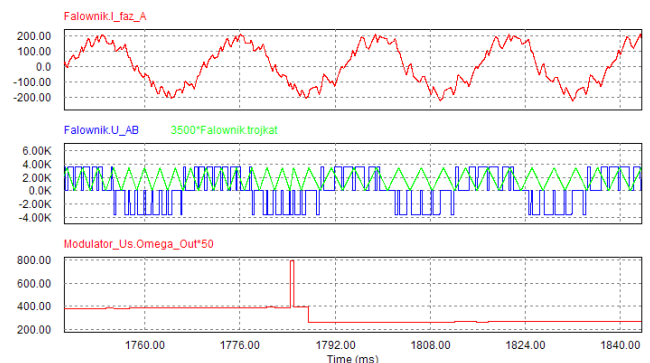
gdzie: i – oznacza indeks danego wektora zastępczego.

Związek (9) pomiędzy liczbą wektorów zastępczych, a częstotliwością układu MSI można interpretować tak, że w trakcie jednego okresu impulsowania jest realizowany dokładnie jeden wektor zastępczy. Jego położenie jak i czas impulsowania jest wyznaczany tak, aby w trakcie okresu MSI wektor zadany obracał się wewnątrz całego sektora związane z wektorem u^* . W przypadku zmiany modulator wprowadza korekcję częstotliwości podstawowej układu MSI, która ma za zadanie doprowadzić do uzyskania zerowego średniego przesunięcia fazowego pomiędzy zadawanym wektorem napięcia i jego realizacją.

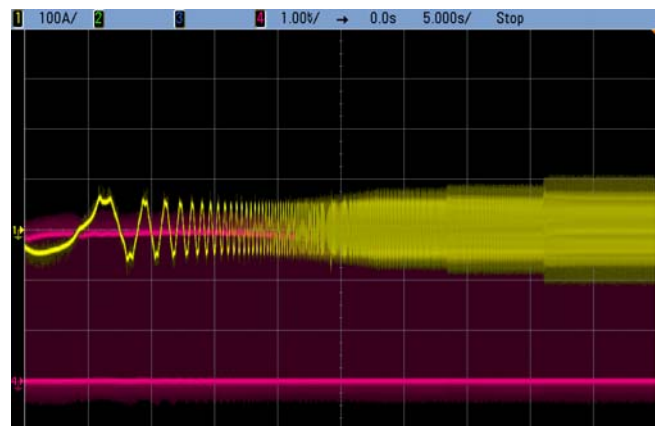
Wyniki badań eksperymentalnych

Badania symulacyjne zostały przeprowadzone w programie PSIM, w którym zaimplementowano rozważany układ sterowania prądowo-napięciowego. Rozważania teoretyczne skupiały się na weryfikacji matematycznych założeń pracy napędu. Jednym z ważnych zagadnień było opracowanie metody wyznaczania wektora napięcia stojana w chwili dużej zmiany częstotliwości impulsowania. Szczególnie istotnym problemem jest uzyskanie pracy synchronicznej modulatora napięcia po jej wystąpieniu. Przykładową zmianę i jej wpływ na przebiegi przedstawiono na rysunku 7. Wyniki symulacji potwierdziły przydatność proponowanej metody sterowania i pozwoliły na rozpoczęcie badań na stanowisku doświadczalnym.

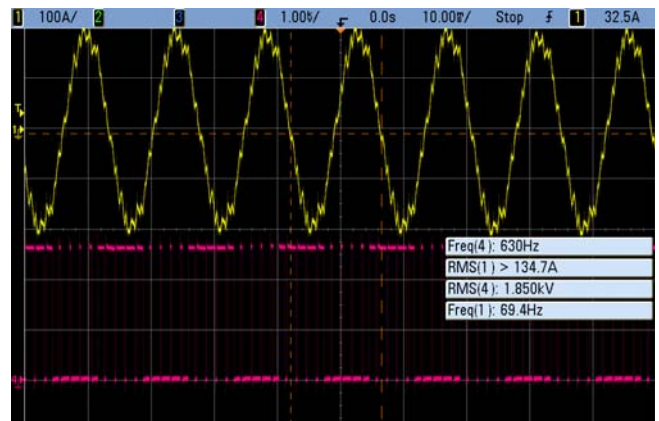
Badania eksperymentalne zaproponowanego układu sterowania zostały przeprowadzone z wykorzystaniem falownika trakcyjnego ENI-FEZT 500 firmy ENIKA współpracującego z silnikiem indukcyjnym LK450-X6 produkcji ZME EMIT S.A, o mocy znamionowej 250 kW. Wykorzystano algorytm sterowania pośredniego ze stymulatorem stanu, a modulator został zrealizowany z wykorzystaniem układu MSI wbudowanego w mikroprocesor z rodziny dsPIC33. W trakcie badań przyjęto górną częstotliwość pracy układu MSI na 800 Hz, a zaimplementowany modulator odtwarzający wektor napięcia stojana pozwalał na pracę w szerokim zakresie częstotliwości wyjściowej falownika (0 – 100 Hz).



Rys. 7. Przebiegi symulacyjne prądu fazy A, napięcia przewodowego AB i częstotliwości impulsowania..



Rys. 8. Przebieg prądu (żółty) i napięcia (fioletowy) fazy A w trakcie rozruchu bez obciążenia.



Rys. 9. Przebieg prądu (żółty) i napięcia (fioletowy) fazy A przy mocy ok. 350 kW.

Na rysunku 8 przedstawiono przebieg prądu w fazie A w trakcie rozruchu napędu od prędkości zerowej do 1,5 prędkości znamionowej (75 Hz). Widoczne są wyraźne zmiany ekstremalnych wartości („szpilki”) prądu wynikające ze zmiany częstotliwości pracy układu MSI. W trakcie całego rozruchu została zachowana średnia amplituda prądu (ok. 75 A). W chwili odpowiadającej 1 sekundzie widoczna jest gwałtowna zmiana prądu, będąca wynikiem zbyt szybkiego wyłączenia wektorowego regulatora prądu i włączenia modulatora o zmiennej częstotliwości pracy. Na rysunku 9 przedstawiono przebiegi w trakcie pracy napędu z 40% przeciążeniem. W trakcie próby regulator prądu został częściowo „osłabiony”, ale pozostawiono działający modulator. Charakter przebiegu prądu dla każdego okresu, jak i impulsów napięciowych jest taki sam. Potwierdza to synchroniczną pracę modulatora dla $k_v = 18$.

Podsumowanie

Zaproponowana przez autorów metoda jednolitego sterowania prądowo-napięciowego dla klatkowych silników indukcyjnych zasilanych z falowników napięciowych, pozwalająca na płynne przechodzenie od sterowania wektorowego z prądowym sprzężeniem zwrotnym (przy niskich prędkościach obrotowych) do sterowania skalarnego z bezpośrednim zadawaniem napięcia stojana w układzie otwartym (przy wysokich prędkościach obrotowych) może być stosowana w dowolnych rodzajach napędu, ale szczególnie nadaje się do zastosowania w przypadku falowników zasilanych ze źródeł wysokiego napięcia, gdy wymagana jest szczególnie niska częstotliwość przełączeń kluczy falownika.

Badania eksperymentalne tego rodzaju sterowania dokonane na stacjonarnym stanowisku badawczym, jak i w zmodernizowanym tramwaju Tatra firmy Modertrans wykazały pełną przydatność tej metody sterowania w napędach praktycznych.

Prace badawcze prowadzono w ramach Projektu Operacyjnego Innowacyjna Gospodarka; Działanie 1.4.4.1

W ramach prac zostały zgłoszone wnioski patentowe:

- Sposób odtwarzania napięcia wyjściowego falownika trakcyjnego pracującego z niską częstotliwością przełączeń i modulatorem napięcia wyjściowego falownika trakcyjnego pracującego z niską częstotliwością przełączeń – P.393377,
- Sposób płynnego przełączania pomiędzy sterowaniem wektorowym a skalarnym w falownikowych napędach asynchronicznych pracującego z niską częstotliwością przełączeń kluczy – P.393380,
- Sposób pośredniego sterowania wektorowego falownikowych napędów asynchronicznych

- wykorzystujących stymulator elektro-magnetycznego stanu silnika – P.393379,
- Sposób regulacji prądu stojana w silniku klatkowym prądu przemiennego dla napędów trakcyjnych oraz układ do regulacji prądu stojana w silniku klatkowym prądu przemiennego dla napędów trakcyjnych – P.393378,
- Sposób syntezy kąta położenia zadanego wektora prądu stojana silnika w asynchronicznym układzie napędowym z dyskretnym pomiarem kąta położenia wirnika oraz układ syntezy kąta położenia zadanego wektora prądu stojana silnika w asynchronicznym układzie napędowym z dyskretnym pomiarem kąta położenia – P.393218.

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, 137 – 146*
- [2] Chudzik P., Dębowski A., Lisowski G.: *State Transitions in Vector Controlled AC Tram Drive, Proc. of the 12th Int. Power Electronics and Motion Control Conf. EPE - PEMC 2006, Portorož (Słowenia), 2006, 479-484*
- [3] Dębowski A.: *Pośrednie sterowanie w napędzie elektrycznym przy wykorzystaniu stymulatora stanu, Zeszyty Naukowe PŁ, nr 552, Wyd. Politechniki Łódzkiej, Łódź, 1991*
- [4] Holtz J., Beyer B.: *Fast current trajectory tracking control based on synchronous optimal pulsewidth modulation, IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 31, Issue: 5, 1995, 1110-1120*
- [5] Holtz J.: *Pulsewidth Modulation for electronic power conversion, Proceedings of the IEEE, Volume 82, Issue 8, 1994, 1194-1214*
- [6] Holtz J., Lotzkat W., Khambadkone A.M.: *On continuous control of PWM inverters in the overmodulation range including the six-step mode, IEEE Trans. On Power Electronics, Vol. 8, Issue: 4, 1993, 546-553*
- [7] Narayanan G., Ranganathan V.T.: *Synchronised bus-clamping PWM strategies based on space vector approach for modulation up to six-step mode, Proc. of the Int. Conf. on Power Electronic Drives and Energy Systems for Industrial Growth, Vol. 2, 1998, 996-1001*
- [8] Narayanan G., Ranganathan V.T., Zhao D., Krishnamurthy H.K., Ayyanar R.: *Space vector based hybrid PWM techniques for reduced current ripple, IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 55, Issue: 4, 2008, 1614-1627*
- [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, 43-50*