

Jarosław MICHALAK, Michał JELEŃ

Katedra Energoelektroniki, Napędu Elektrycznego i Robotyki

BADANIA SYMULACYJNE I EKSPERYMENTALNE SKOMPENSOWANEGO PRZEMIENNIKA CZĘSTOTLIWOŚCI

Streszczenie. W artykule przedstawiono i opisano skompensowany przemiennik częstotliwości, służący do sterowania silnika indukcyjnego klatkowego, przy zapewnieniu quasi-sinusoidalnego prądu sieciowego i jednostkowego współczynnika mocy. Opisany układ pozwala na pracę silnika w pełnym zakresie prędkości (w tym przy prędkości zerowej) oraz zapewnia wysokie właściwości dynamiczne napędu. Możliwa jest tu praca zarówno silnikowa, jak i prądnicowa ze zwrotem energii elektrycznej do sieci energetycznej. Układ sterowania został zrealizowany w oparciu o kartę sterowniczo-pomiarową DS1104 firmy dSPACE, pozwalającą na szybkie testowanie różnych algorytmów sterowania przekształtnika sieciowego i silnikowego. W artykule opisano skompensowany przemiennik częstotliwości, przedstawiono przykładowy układ sterowania przekształtników, opisano stanowisko pomiarowe oraz omówiono ograniczenia i problemy związane z realizacją sterowania z wykorzystaniem karty DS1104. Pracę układu przedstawiono opierając się na wynikach badań symulacyjnych i eksperymentalnych.

SIMULATION AND EXPERIMENTAL INVESTIGATIONS OF AC/DC/AC CONVERTER SUPPLYING INDUCTION MACHINE

Summary. An AC/DC/AC converter used for supplying a squirrel-cage induction motor ensuring quasi-sinusoidal line current and power factor near to one is presented in the paper. The converter makes it possible to control the induction motor within the full speed range (including control at the speed near to zero) and ensures very good dynamic properties of the drive. Operation of the induction machine as a motor or generator is possible with delivering power to the grid. The whole control system is realized using a dSPACE DS1104 controller board that ensures the fast prototyping of new control algorithms for the both, motor and line converters. The paper includes: AC/DC/AC converter description, depiction of the selected control algorithm for the both parts of the converter, description of an experimental device, discussion of limitation and problems connected with controller realisation on the DS1104 board. The selected simulation and experimental results prove proper operation of the AC/DC/AC converter.

1. WSTĘP

Obecnie układy napędowe prądu przemiennego z wykorzystaniem silników indukcyjnych klatkowych stanowią jedną z największych grup odbiorników energii elektrycznej. Wśród metod sterowania takich układów zdecydowany prym wiodą metody częstotliwościowe, które pozwalają na zapewnienie płynnej regulacji prędkości w szerokim zakresie, przy zachowaniu dużej sprawności napędu. Wymagają one stosowania przemienników częstotliwości (falowników), w których częstotliwość może być regulowana poprzez odpowiednie sterowanie tranzystorów. Wśród metod sterowania częstotliwościowego prędkości obrotowej można wyróżnić [1,2,3]:

- sterowanie skalarne (zachowanie stałego stosunku napięcie-częstotliwość),
- sterowanie polowo-zorientowane z orientacją względem strumienia wirnika (RFOC), ewentualnie stojana (SFOC),
- sterowanie z naturalną orientacją pola (NFOC),
- bezpośrednie sterowanie momentu i strumienia (DTC, SVM-DTC).

Wśród powyższych metod najlepsze właściwości dynamiczne zapewnia metoda bezpośredniego sterowania momentu i strumienia (DTC – Direct Torque Control) [3].

W rozwiązaniach przemysłowych, na wejściu napędowych falowników napięcia stosuje się prostownik diodowy wraz z kondensatorem, stanowiący źródło napięcia stałego dla falownika. Struktura taka jest prosta, lecz ma następujące wady [7]:

- odkształcone prądy pobierane z sieci (prostownik diodowy obciążony kondensatorem),
- brak możliwości zwrotu energii do sieci w przypadku hamowania silnika bądź pracy prądnicowej.

Współczynnik odkształceń THD prądów sieciowych w prostowniku diodowym zmniejsza się poprzez zastosowanie dławików wejściowych, które równocześnie spełniają rolę elementów ograniczających prądy zwarciove. W przypadku zwrotu energii przez silnik stosuje się dodatkowy układ hamowania złożony z rezystora i tranzystora, zapewniający rozpraszanie energii przy zbyt dużym wroście napięcia na kondensatorze [1].

W ostatnich latach coraz częściej stosuje się układy z dwoma przekształtnikami trójfazowymi, z których jeden zasila silnik, natomiast drugi pracuje jako prostownik PWM. Takie układy najczęściej znajdują zastosowanie w przypadku układów służących do generacji energii ze źródeł rozproszonych, przykładowo w elektrowniach wiatrowych. Ze względu na możliwość zwrotu energii wykorzystuje się je też w układach napędowych dużej mocy, o dużym momencie bezwładności. Prostowniki PWM mają również coraz większe znaczenie ze względu na trend związany z poprawą jakości energii elektrycznej. Ponieważ sieć zasilająca wraz z dławikami wejściowymi stanowi obiekt podobny do silnika indukcyjnego klatkowego (z punktu widzenia falownika), do sterowania prostownika sterowanego PWM stosuje się metody podobne jak do sterowania falowników silnikowych [7]:

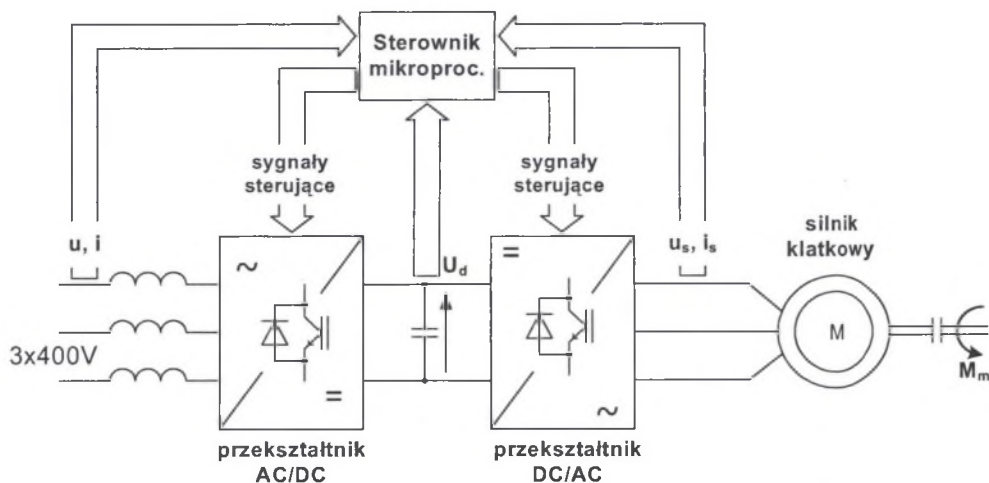
- metody polowo-zorientowane z obwodami regulacji odpowiednich składowych prądu,
- metody bezpośredniego sterowania mocy (DPC, SVM-DPC) [4].

Pierwsza z metod jest analogiczna do sterowania silnika klatkowego z orientacją względem strumienia wirnika, natomiast druga jest podobna do bezpośredniego sterowania momentu. W obu metodach wykorzystuje się orientację układu odniesienia względem wektora przestrzennego napięcia sieci lub względem wirtualnego wektora strumienia sieci, co zapewnia zmniejszenie ilości wyższych harmonicznnych w prądach w przypadku występowania odkształconego napięcia sieci [7].

Metody sterowania poszczególnych przekształtników są w kręgu zainteresowań autorów. Celem niniejszej pracy jest przedstawienie wyników symulacyjnych i eksperymentalnych skompensowanego przemiennika częstotliwości z wybraną strukturą sterowania, wykorzystującą zarówno sterowanie bezpośrednie (przekształtnik silnikowy), jak i wektorowe (przekształtnik sieciowy). Służy to pokazaniu możliwości i ograniczeń karty DS1104 jak również jest związane z poszukiwaniem układu sterowania przemiennika, pozwalającym osiągnąć najlepsze właściwości dynamiczne i statyczne, przy zachowaniu prostej struktury sterownika. Inne metody sterowania oraz opis właściwości karty 1104 można znaleźć w [8].

2. SKOMPENSOWANY PRZEMIENNIK CZĘSTOTLIWOŚCI

W niniejszej pracy jako skompensowany przemiennik częstotliwości rozumie się układ energoelektroniczny zapewniający płynną regulację częstotliwości napięcia wyjściowego, przy równoczesnym zapewnieniu quasi-sinusoidalnego prądu pobieranego z sieci o współczynniku mocy równym jedności. Schemat blokowy takiego przemiennika pokazano na rys. 1. Składa się on z dławików wejściowych (służących do ograniczania prędkości zmian prądu sieciowego i zapewniających możliwość kształtowania jego sinusoidalnego kształtu), przekształtnika sieciowego AC/DC, obwodu pośredniczącego DC oraz przekształtnika silnikowego DC/AC. Aby przekształtnik AC/DC pracował prawidłowo, napięcie na kondensatorze musi być wyższe niż maksymalne napięcie międzyprzewodowe sieci (przekształtnik podwyższający napięcie) [9].



Rys. 1. Schemat blokowy skompensowanego przemiennika częstotliwości
Fig. 1. Block diagram of AC/DC/AC converter

Ze względu na stosunkowo trudne zadanie, jakim jest sterowanie dwóch przekształtników równocześnie, układ sterowania skompensowanego przemiennika częstotliwości powinien zawierać dwa niezależne sterowniki dla każdego z falowników lub jeden sterownik o wystarczających zasobach. Lepszym rozwiązaniem jest zastosowanie jednego mikroprocesora, co zmniejsza stopień komplikacji obwodów sterownika i wyklucza potrzebę komunikacji między procesorami. Jednak niewiele mikroprocesorów umożliwia realizację takiego zadania. Przykładami układów umożliwiających realizację sterowania może być karta sterowniczo-pomiarowa DS1104 bądź mikrokontrolery sygnałowe (przykładowo układ

TMS320F2812). Wymagania dla sterownika dotyczą prędkości wykonywania obliczeń w procesorze, liczby przetworników analogowo-cyfrowych i liczby wyjść PWM. Jak widać na rys. 1, skompensowany przemiennik częstotliwości wymaga zastosowania sprzężeń pomiarowych od następujących wielkości: prądy sieciowe (ewentualnie dodatkowo napięcia sieciowe), napięcie na kondensatorze, prądy silnika (ewentualnie napięcia na zaciskach silnika), prędkość obrotowa.

Układ sterowania przedstawianego przemiennika został zrealizowany praktycznie z wykorzystaniem karty DS1104. Przy przedstawionej metodzie sterowania, mierzonych jest siedem wielkości analogowych i prędkość na podstawie przetwornika obrotowo impulsowego. Stanowisko badawcze zbudowane zostało w oparciu o przekształtnik 12-tranzystorowy firmy ENEL, kartę – sterowniczo pomiarową DS1104, realizującą sterowanie przemiennikiem częstotliwości, silnik indukcyjny klatkowy o mocy 3 kW oraz silnik obcowzbudny prądu stałego 3,7 kW, zasilany z dwukierunkowego układu prostowniczego, pracującego w układzie regulacji momentu silnika [8]. Parametry silnika klatkowego wykorzystanego w badaniach: $R_s=1,65 \Omega$, $R'_r=1,97 \Omega$, $L_s=L'_r=0,157 \text{ H}$, $L_\mu=0,149 \text{ H}$.

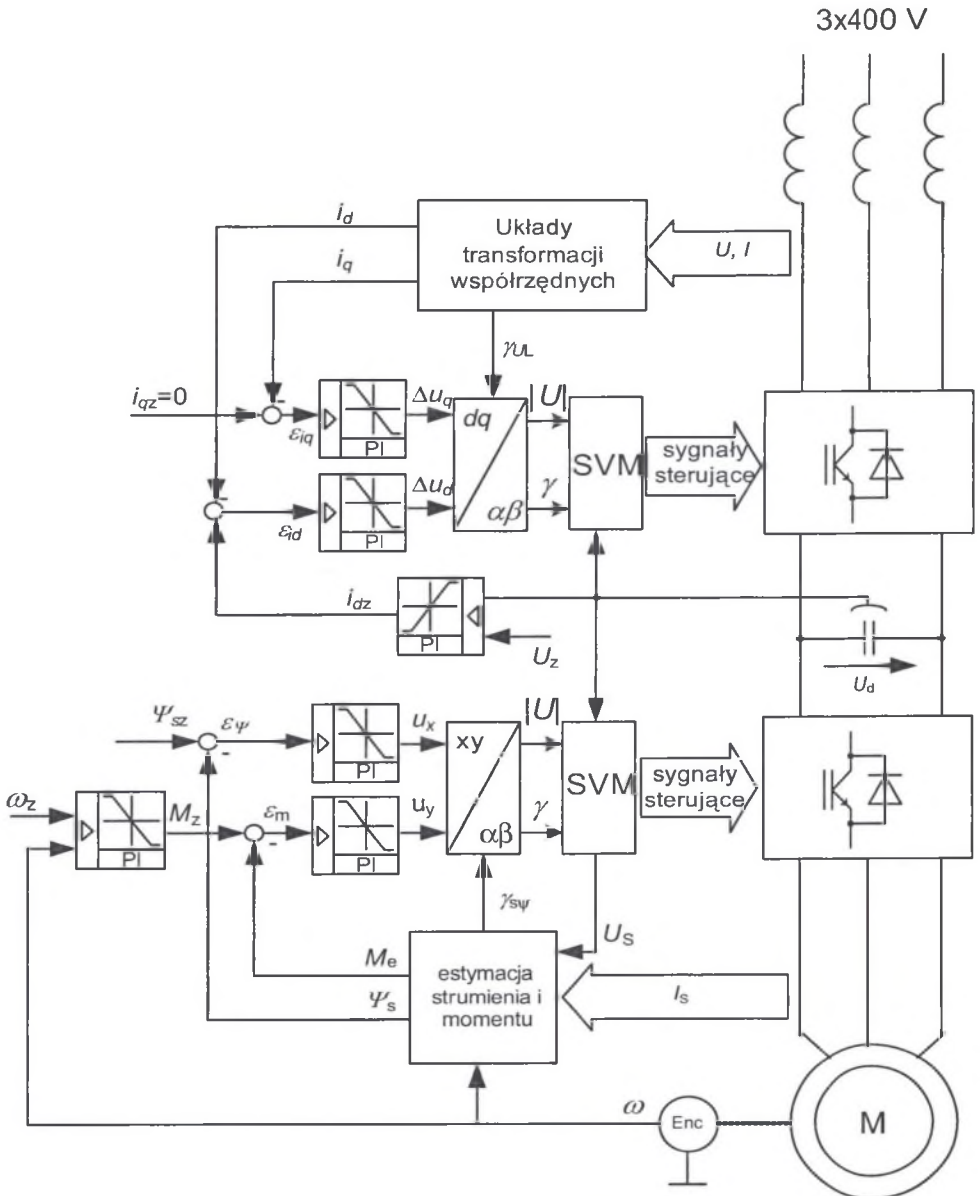
3. UKŁAD STEROWANIA

Ze względu na realizację różnych zadań przez każdy z przekształtników w skompensowanym przemienniku częstotliwości, układ sterowania jest dość skomplikowany. Zawiera on dwa bloki, z których jeden służy do sterowania przekształtnika silnikowego, a drugi przekształtnika sieciowego. Bloki te działają niezależnie od siebie, jednak możliwe jest polepszenie właściwości dynamicznych układu poprzez zastosowanie dodatkowych sprzężeń - przykładowo sprzężenie od momentu pozwala ograniczyć wpływ skokowej zmiany momentu obciążenia na zmianę wartości napięcia w obwodzie DC, a co za tym idzie, pozwala również zmniejszyć wartość pojemności [4]. Schemat układu sterowania skompensowanego przemiennika częstotliwości przedstawiony jest na rys. 2. Wybór układu sterowania wynikał z próby pokazania zarówno metody wektorowej, jak i bezpośredniego sterowania momentu. Aby zachować stałą częstotliwość przełączeń zaworów, układy sterowania każdego z przekształtników zawierają modulator wektorowy. Wielkości zadane dla każdego z przekształtników są wyznaczane w regulatorach PI, przy czym w każdym z przekształtników są one inne (składowe prądu w przekształtniku sieciowym i strumień elektromagnetyczny oraz moment w przekształtniku silnikowym). Układ transformacji współrzędnych w układzie sterowania przekształtnika sieciowego bazuje na pomiarze wartości chwilowych napięć międzyfazowych sieci, a następnie na transformacji wartości chwilowych prądów pobieranych z sieci na składową równoległą do napięcia fazowego sieci (składowa d – odpowiedzialna za moc czynną) prostopadłą (składowa q – odpowiedzialna za moc bierną, przy założeniu sinusoidalnego kształtu przebiegów). Układ estymacji strumienia i momentu w sterowniku przekształtnika silnikowego bazuje na modelu prądowym silnika klatkowego [1]. W badaniach korzystano również z modelu napięciowego silnika, jednak w przypadku układu z modulatorem błędy związane z występowaniem czasów martwych (różnice pomiędzy napięciem zadanym dla modulatora i rzeczywistym podawanym na zaciski silnika) powodowały odkształcenia przebiegów.

3.1. Układ sterowania przekształtnika sieciowego [7]

Zadaniem tego bloku jest zapewnienie stałej wartości napięcia na kondensatorze, quasi-sinusoidalnych prądów sieciowych i jednostkowego współczynnika mocy. Mierzone wartości

prądów są transformowane do układu d,q zorientowanego względem napięć sieciowych. Aby współczynnik mocy był równy jedności, składowa bierna prądu (i_q) musi wynosić zero.



Rys. 2. Układ sterowania skompensowanego przemiennika częstotliwości
 Fig. 2. Control system of AC/DC/AC converter

Zadana wartość składowej czynnej prądu jest określana za pomocą regulatora PI napięcia w obwodzie DC i ma ona wartość dodatnią dla poboru mocy czynnej z sieci, a ujemną dla zwrotu. Wartości zadane przyrostów obu składowych napięcia są obliczane w oparciu o sygnały wyjściowe z regulatorów PI prądu, na których wejścia podane są zadane i

rzeczywiste wartości składowych prądów. Następnie przyrosty te są odejmowane od wartości chwilowej napięcia sieci, transformowane do układu α, β oraz odsprężone zgodnie z zależnościami [7]:

$$u_d = u_{dsieci} + \omega L i_q - [k_r (i_{dz} - i_d) + \frac{k_r}{T_r} \int (i_{dz} - i_d) dt], \quad (1)$$

$$u_q = -\omega L i_d - [k_r (i_{qz} - i_q) + \frac{k_r}{T_r} \int (i_{qz} - i_q) dt], \quad (2)$$

gdzie:

- u_d – składowa zadana napięcia w osi d,
- u_q – składowa zadana napięcia w osi q,
- u_{dsieci} – wartość chwilowa napięcia sieci,
- i_d – składowa prądu sieci w osi d,
- i_q – składowa prądu sieci w osi q,
- ω – pulsacja napięcia sieciowego,
- L – indukcyjność dławików wejściowych,

$$k_r (i_{dz} - i_d) + \frac{k_r}{T_r} \int (i_{dz} - i_d) dt = \Delta u_d - \text{przyrost napięcia w osi d – wyjście z regulatora,}$$

$$k_r (i_{qz} - i_q) + \frac{k_r}{T_r} \int (i_{qz} - i_q) dt = \Delta u_q - \text{przyrost napięcia w osi q – wyjście z regulatora.}$$

Występujący w powyższych równaniach minus przed członem regulatora PI zapewnia stabilność układu zamkniętego regulacji i zerowy błąd w stanie ustalonym. Układ odsprężen pozwala na minimalizację wpływu pętli regulacji jednej składowej prądu na drugą. Układ obliczania składowych zadanych napięcia i układ odsprężen dla uproszczenia został zawarty w bloku transformacji $d, q \rightarrow \alpha, \beta$ (rys. 2).

Przedstawiona realizacja układu kształtowania prądów sieciowych jest przykładowa. Innymi metodami mogą być np. algorytmy predykcyjne i regulacja histerezowa [9], układy bazujące na bezpośrednim sterowaniu mocy [4,5,7] itp. Stosuje się również układy wykorzystujące transformacje współrzędnych oparte na wirtualnym strumieniu sieci zamiast napięcia sieci, co zmniejsza negatywny wpływ odkształceń napięcia [7].

3.2. Układ sterowania przekształtnika silnikowego [4,5,6]

Blok sterujący przekształtnika silnikowego odpowiada za regulację prędkości obrotowej silnika klatkowego oraz zapewnienie stałej wartości amplitudy strumienia stojana i dobrych właściwości dynamicznych napędu. Przedstawiona tu metoda sterowania bazuje na metodzie bezpośredniego sterowania momentu (DTC), jednak w celu poprawy właściwości statycznych zastosowano w niej modulator wektorowy [4,5,6]. W klasycznej metodzie DTC do zasilania silnika wybiera się takie wektory wyjściowe z falownika, które wpływają na amplitudę strumienia stojana oraz na wartość momentu generowanego przez silnik (poprzez zmianę wzajemnego położenia wektorów strumienia stojana i wirnika) [1,6]. Innymi słowy, w układzie zorientowanym względem strumienia stojana składowa napięcia równoległa do strumienia stojana odpowiada za kształtowanie jego amplitudy, natomiast składowa prostopadła odpowiada za moment generowany w silniku. W przedstawionej metodzie, w miejsce komparatorów stosuje się regulatory PI. Zadane napięcie jest następnie transformowane do układu α, β i realizowane przez modulator wektorowy. Zadana wartość momentu elektromagnetycznego jest obliczana w regulatorze prędkości. W prezentowanej metodzie nie występują żadne obwody regulacji prądów ani układy transformujące wielkości do układu

związanego ze strumieniem stojana. Wymagana jest jedynie transformacja składowych napięcia zadanego do układu α, β . Równania opisujące powyższą metodę sterowania, bazujące na modelu silnika klatkowego [1]:

$$\frac{d\Psi_{sx}}{dt} = [k_r(\Psi_{sxz} - \Psi_{sx}) + \frac{k_r}{T_r} \int (\Psi_{sxz} - \Psi_{sx}) dt] - R_s I_{sx}, \quad (3)$$

$$M_e = \frac{3p_b}{2R_s} \{ [k_r(M_{ez} - M_e) + \frac{k_r}{T_r} \int (M_{ez} - M_e) dt] - \omega \Psi_{sx} \}, \quad (4)$$

gdzie:

- Ψ_s – strumień stojana,
- R_s – rezystancja stojana,
- I_{sx} – składowa prądu stojana, równoległa do wektora przestrzennego strumienia stojana,
- M_e – moment elektromagnetyczny silnika,
- M_{ez} – moment elektromagnetyczny zadany,
- p_b – liczba par biegunów silnika,
- ω – pulsacja wirowania pola w silniku.

W równaniach powyższych można uzyskać całkowite odsprężenie pomiędzy strumieniem i momentem, poprzez skompensowanie wpływu spadku napięcia na rezystancji (w równaniu 3) i siły elektromotorycznej indukowanej (iloczyn pulsacji wirowania pola i strumienia stojana w równaniu 4). Ze względu na brak układu transformacji prądu i problemy z wyznaczeniem pulsacji wirowania pola w silniku [6], do odsprężenia użyto iloczynu strumienia stojana i pulsacji wynikającej z prędkości obrotowej silnika. W celu uproszczenia rysunku sygnał odsprężenia został zawarty w bloku transformacji $x, y \rightarrow \alpha, \beta$.

Innymi metodami stosowanymi w układach regulacji są algorytmy predykcyjne bądź algorytmy oparte na technikach logiki rozmytej (regulatory neuro-fuzzy) [3,6].

4. BADANIA SYMULACYJNE

Model symulacyjny skompensowanego przemiennika częstotliwości wraz z siecią zasilającą i silnikiem klatkowym został stworzony w programie Matlab-Simulink. Ze względu na skrócenie czasu obliczeń użyto modelu funkcjonalnego, a nie gotowych modeli elementów energoelektronicznych dostępnych w toolboksie Power System Blockset [5]. Stworzony model uwzględniał takie zjawiska, jak:

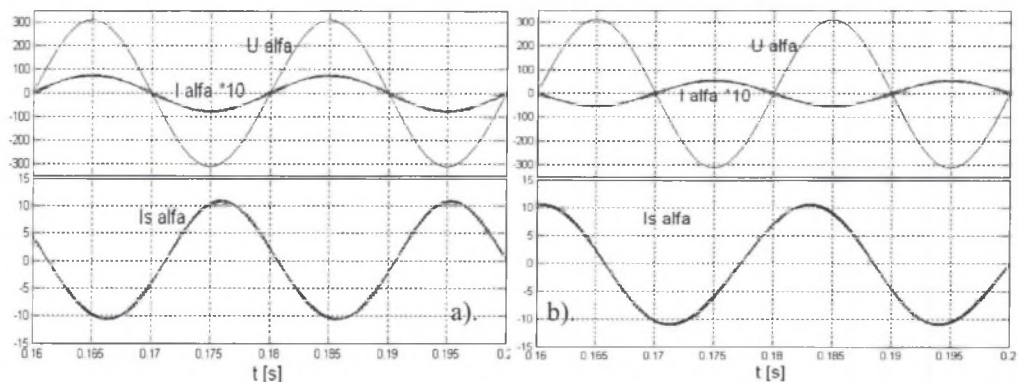
- parametry sieci zasilającej i rezystancje cewek wejściowych,
- kwantyzację i opóźnienia w mikroprocesorowej realizacji sterownika (200 μs).

W modelu założono, że napięcie sieci nie jest odkształcone oraz że silnik asynchroniczny ma liniowy obwód magnetyczny.

Poniżej przedstawiono wybrane wyniki badań symulacyjnych.

Na rysunkach 3 i 4 pokazano przebiegi napięcia i prądu sieci oraz prądu silnika dla pracy silnikowej i prądnicowej, dla różnych prędkości obrotowych. Pomimo istnienia stałej wartości momentu na wale silnika (stała amplituda prądu silnika), w przypadku zwrotu energii do sieci prąd sieciowy ma mniejszą amplitudę ze względu na straty w silniku. Dla niskich prędkości obrotowych (rys. 4) straty te są na tyle znaczące, że mimo pracy generatorowej silnika z sieci pobierana jest moc czynna. Na podstawie przebiegów dla stanu ustalonego można zauważyć, że w każdym przypadku przemiennik zachowuje jednostkowy współczynnik mocy. Nawrót silnika asynchronicznego z aktywnym momentem na wale przedstawiono na rys. 5. Jak widać, w całym zakresie zmian prędkości przemiennik zapewnia jednostkowy współczynnik mocy

oraz stałą wartość napięcia na kondensatorze. Nieznaczne przesunięcie mocy w kierunku wartości dodatnich wynika ze strat w silniku i przemienniku. Przebieg momentu elektromagnetycznego silnika potwierdza dobre właściwości dynamiczne układu.



Rys. 3. Przebieg napięcia i prądu sieci oraz prądu silnika dla pracy:

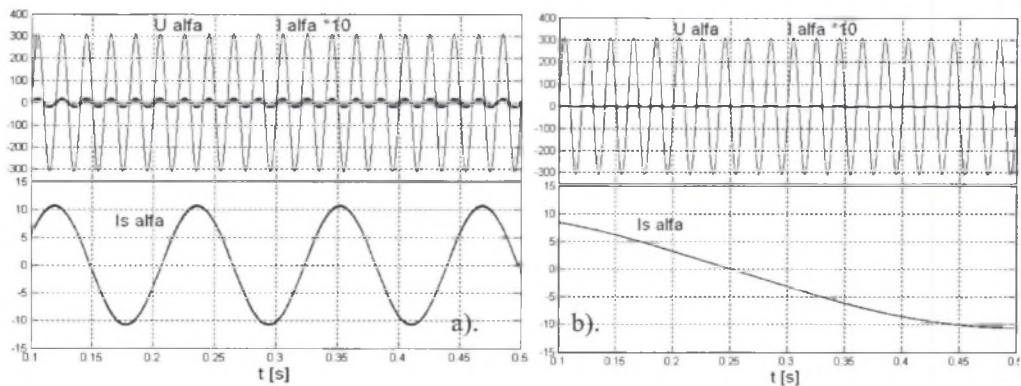
a) silnikowej ($M_c = 20 \text{ N m}$),

b) prądniczej ($M_c = -20 \text{ N m}$) z prędkością kątową $\omega = 150 \text{ rad/s}$

Fig. 3. Line voltage and current and motor current for:

a) motor operation ($M_c = 20 \text{ N m}$),

b) generator operation ($M_c = -20 \text{ N m}$), angular speed $\omega = 150 \text{ rad/s}$



Rys. 4. Przebieg napięcia i prądu sieci oraz prądu silnika dla pracy:

a) silnikowej ($M_c = 20 \text{ N m}$),

b) prądniczej ($M_c = -20 \text{ N m}$) z prędkością kątową $\omega = 15 \text{ rad/s}$

Fig. 4. Line voltage and current and motor current for:

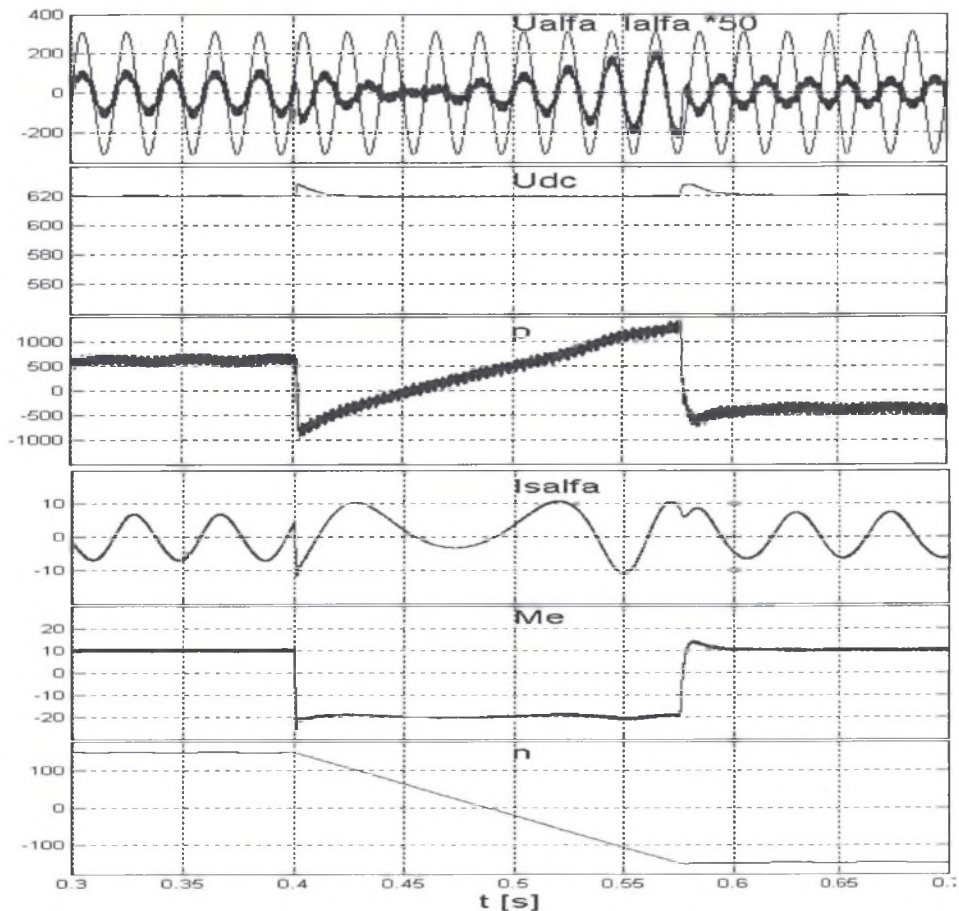
a) motor operation ($M_c = 20 \text{ N m}$),

b) generator operation ($M_c = -20 \text{ N m}$), angular speed $\omega = 15 \text{ rad/s}$

5. OPIS STANOWISKA BADAWCZEGO

Stanowisko badawcze powstało częściowo podczas realizacji projektu finansowanego przez Ministerstwo Edukacji i Nauki tytułu: „Analiza i badania eksperymentalne skompensowanego przekształtnika częstotliwości sterowanego w oparciu o metody DTC/DPC”. Jego podstawowym elementem jest przekształtnik, wyposażony w moduły IGBT, którego kompaktowa konstrukcja zmniejsza problemy związane z kompatybilnością

elektromagnetyczną. Przekształtnik wyposażony jest w układy zabezpieczeń zwarciovych i własne płyty dopasowujące, do których dostarczane są sygnały sterujące zaworami i z których pobierane są sygnały informujące o zadziałaniu zabezpieczeń.



Rys. 5. Przebiegi napięcia i prądu sieci, napięcia na kondensatorze, mocy czynnej, prądu silnika, momentu elektromagnetycznego oraz prędkości obrotowej podczas nawrotu silnika (150 rad/s na -150 rad/s) przy aktywnym obciążeniu ($M_o = 10 \text{ N} \cdot \text{m}$)

Fig. 5. Line voltage and current, DC voltage, active power, motor current, torque and speed during reverse of motor (150 rad/s to -150 rad/s) with active load torque ($M_o = 10 \text{ N} \cdot \text{m}$)

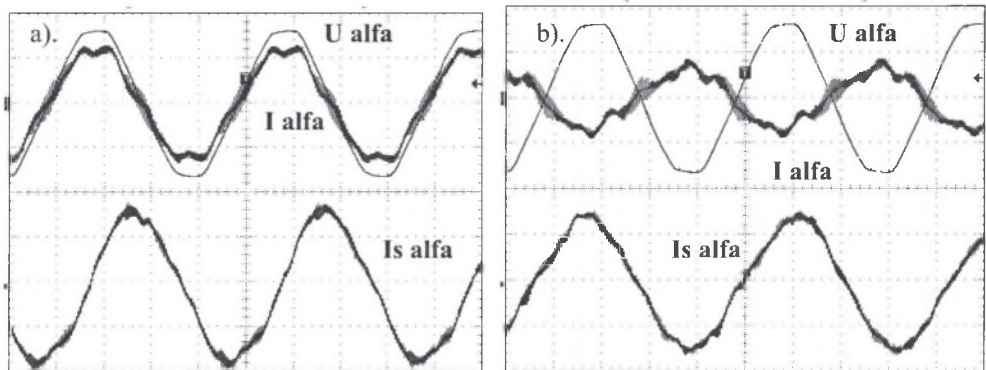
Do sterowania wykorzystany jest komputer z kartą DS1104. W karcie tej standardowo wbudowany jest jeden modulator trójfazowy. Do realizacji drugiego modulatora zostały wykorzystane jednofazowe wyjścia PWM oraz stworzona aplikacja w programie Matlab-Simulink. Prędkość mierzona była za pomocą przetwornika obrotowo-impulsowego przy wykorzystaniu jednego z wejść karty, pozwalającego na pomiar częstotliwości sygnału wejściowego. Niestety, w przypadku korzystania ze wszystkich powyższych bloków w układzie pojawiają się problemy związane z komunikacją pomiędzy dwoma procesorami na karcie DS1104. Można je jednak zredukować poprzez odpowiednią konfigurację wyjść PWM. Kolejnym problemem związanym z realizacją sterowania na karcie DS1104 jest fakt występowania „zdudnień” w generowanych przebiegach, przy obliczeniach opartych

na przerwaniach od układu czasowo-licznikowego w procesorze nadrzędnym i równoczesnym wykorzystaniu do generacji sygnałów PWM układów czasowo-licznikowych w procesorze podrzędnym. Jest to efekt wynikający z różnych czasów wykonywania obliczeń dla każdego z procesorów. W celu rozwiązania tego problemu można wykorzystać procedury obsługi przerw generowanych przez trójfazowy PWM, jednak w tym przypadku należy przekształcić program w ten sposób, aby wyeliminować w nim jakiegokolwiek zależności czasowe (np. całkowanie).

Należy tu jednak podkreślić, że mimo przedstawionych problemów karta DS1104 stanowi bardzo dobre narzędzie do szybkiego testowania różnych algorytmów sterowania.

6. BADANIA EKSPERYMENTALNE

Poniżej przedstawione zostały wybrane wyniki badań eksperymentalnych, przeprowadzonych na opisanym wcześniej stanowisku badawczym. Częstotliwość przełączeń zaworów w obu przekształtnikach wynosiła 5 kHz. Stan ustalony dla pracy silnikowej i pracy prądnicowej, przy prędkości kątovej 150 rad/s, pokazano na rys. 6. Jak widać, zarówno przy poborze, jak i zwrocie energii do sieci zasilającej, przesunięcie między prądem i napięciem sieci jest zerowe. Pewne zniekształcenia w przebiegach prądu silnika wynikają z opisanych powyżej problemów z pomiarem prędkości. Odształcenia przebiegów prądu sieciowego wynikają ze występowania piątej harmonicznej w napięciu sieciowym, jak również z szumów i zakłóceń w torach pomiarowych, spowodowanych rozproszonym układem sterowania przekształtników i twardym przełączaniem zaworów w przekształtnikach. Niższa amplituda prądu sieci dla pracy prądnicowej wynika ze strat w silniku i przekształtnikach.



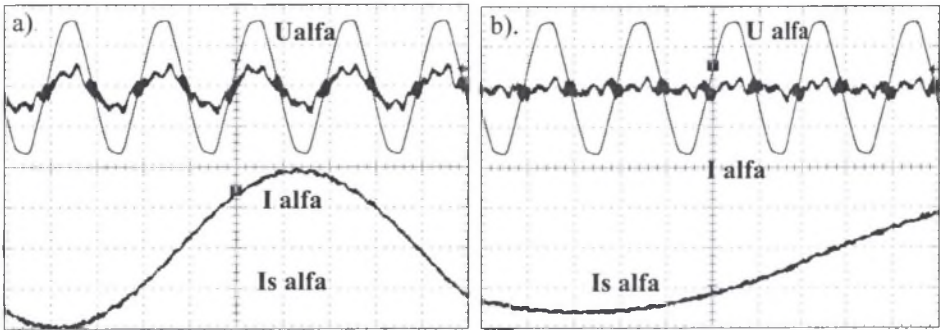
Rys. 6. Przebieg napięcia i prądu sieci oraz prądu prądu silnika dla pracy: a) silnikowej, b) prądnicowej, dla prędkości kątovej $\omega = 150$ rad/s

Fig. 6. Line voltage and current and motor current for: a) motor operation, b) generator operation. Angular speed $\omega = 150$ rad/s

Na rys. 7 przedstawiono pracę przemiennika przy niskiej prędkości obrotowej. W tym przypadku praktycznie niemożliwy jest zwrot energii do sieci ze względu na straty w silniku i przekształtnikach. Zniekształcenia w przebiegach wynikają z przyczyn opisanych powyżej.

Nawrót silnika jest przedstawiony w dwóch częściach na rys. 8. Pokazane tu przebiegi wybranych wielkości potwierdzają poprawne działanie skompensowanego przemiennika częstotliwości, zarówno w stanach statycznych, jak i dynamicznych. W każdym stanie pracy

zapewniony jest jednostkowy współczynnik mocy. Przebiegi potwierdzają również bardzo dobre właściwości dynamiczne napędu.



Rys. 7. Przebieg napięcia i prądu sieci oraz prądu silnika dla pracy:

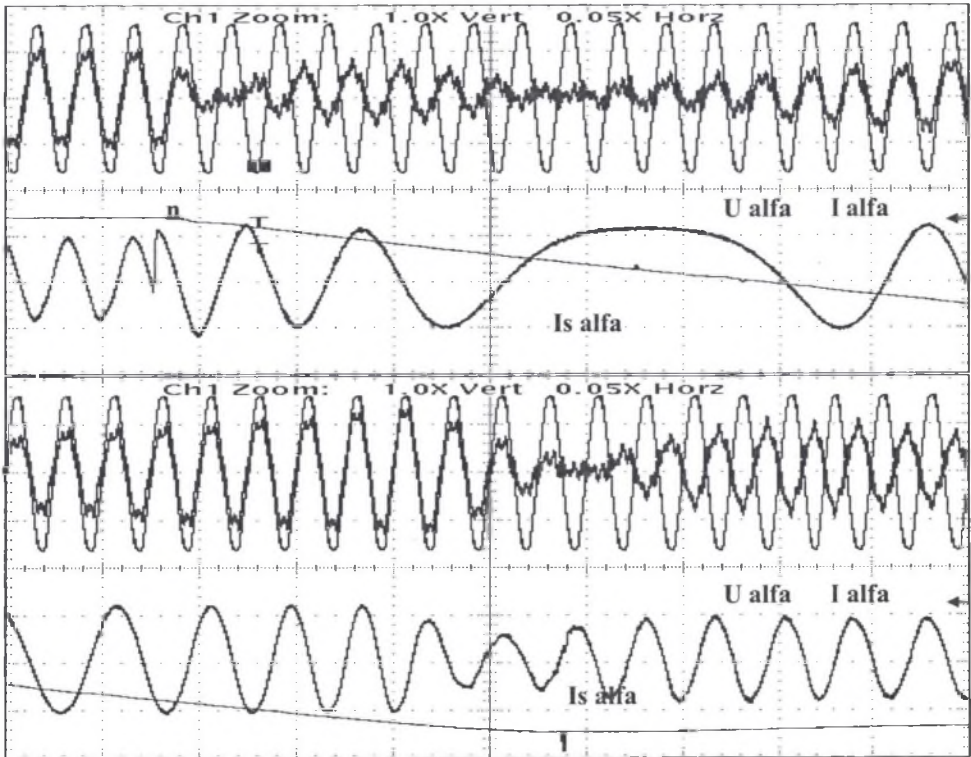
a) silnikowej,

b) prądnicowej, dla prędkości kątowej $\omega = 20$ rad/s

Fig. 7. Line voltage and current and motor current for:

a) motor operation,

b) generator operation. Angular speed $\omega = 20$ rad/s



Rys. 8. Nawrót silnika (100 rad/s na -100 rad/s) przy aktywnym momencie obciążenia

Fig. 8. Reverse of motor (100 rad/s to -100 rad/s) with active load torque

7. WNIOSKI

Przedstawiony w artykule skompensowany przemiennik częstotliwości zapewnia dobre właściwości statyczne i dynamiczne napędu z silnikiem klatkowym, przy jednoczesnym zachowaniu jednostkowego współczynnika mocy i quasi-sinusoidalnego prądu sieciowego. Poprawną pracę układu w stanach statycznych i przejściowych potwierdzają wyniki badań symulacyjnych i eksperymentalnych. Napęd taki może znaleźć zastosowanie szczególnie w układach napędowych dużej mocy i układach służących do zwrotu energii elektrycznej do sieci zasilającej. Zastosowana w stanowisku badawczym karta sterowniczo-pomiarowa DS1104 pozwala na szybką realizację różnych układów sterowania takiego przemiennika przy opisanych w pracy problemach i ograniczeniach. Występujące zniekształcenia w przebiegach zmierzonych na stanowisku badawczym wynikają głównie ze zniekształcenia napięcia sieciowego oraz zakłóceń i szumów występujących w układzie pomiarowym, spowodowanych w dużej mierze poprzez przełączenia w obu przekształtnikach. W dalszej części prac badawczych autorzy pragną skupić się na rozwiązaniu tych problemów, zarówno jeśli chodzi o poprawę jakości układów pomiarowych, jak i znalezienie metody pozwalającej na zapewnienie sinusoidalnych prądów sieci przy odkształconym napięciu.

LITERATURA

1. Kaźmierkowski M.P., Tunia H.: *Automatic control of Converter-Fed Drives*, PWN, Warszawa 1994.
2. Buja G., Candela M., Menis R.: *A Novel Direct Control Scheme for SVM Inverter-Fed Induction Motor Drives*, ISIE'99, Bled, 1999 str. 1267 -1272.
3. Grabowski P. Z.: *Direct Flux and Torque Neuro-Fuzzy Control of Inverter Fed Induction Motor Drives*, rozprawa doktorska, Politechnika Warszawska, Wydział Elektryczny, Warszawa 2001.
4. Jasiński M., Kaźmierowski M.P., Zelechowski M.: *Unified Scheme of Direct Power and Torque Control for Space Vector Modulated AC/DC/AC Converter-Fed Induction Motor*, EPE-PEMC, Riga 2004.
5. Jeleń M., Michalak J.: *Skompensowany przekształtnik częstotliwości DPC/DTC - badania symulacyjne*, III Konferencja MiS-3, Kościelisko 2004, s. 237-244.
6. Jeleń M., Michalak J.: *Porównanie wybranych algorytmów sterowania w metodzie DTC z modulatorem wektorowym*, VII Konferencja SENE, Łódź 2005, s. 205-210.
7. Malinowski M.: *Sensorless Control Strategies for Three-Phase PWM Rectifiers*, rozprawa doktorska, Politechnika Warszawska, Wydział Elektryczny, Warszawa 2001.
8. Michalak J., Jeleń M.: *Skompensowany przekształtnik częstotliwości - realizacja praktyczna z wykorzystaniem karty DS1104*, VII Konferencja SENE, Łódź 2005, s. 361-366.
9. Sikorski A.: *Problemy dotyczące minimalizacji strat łączeniowych w przekształtniku AC/DC/AC – PWM zasilającym maszynę indukcyjną*, rozprawa naukowa, Politechnika Białostocka, Białystok 1998.

Wpłynęło do Redakcji dnia 10 października 2005 r.

Recenzent: Dr hab. inż. Zbigniew Fedyczak