

METODY PRĄDOWEGO I NAPIĘCIOWEGO STEROWANIA PRZEKSZTAŁTNIKA AC/DC — ASPEKT PRAKTYCZNY ¹⁾²⁾

Current and Voltage Methods of the AC/DC Converter Control: the Practical Aspect

Adam RUSZCZYK, Stanisław ALEKSANDROWICZ

Politechnika Białostocka

Streszczenie: W artykule przedstawiono metodę prądowego oraz napięciowego sterowania przekształtnikiem AC/DC. W metodzie sterowania prądowego prąd pobierany przez przekształtnik jest kształtowany w nadążnym układzie histerezy. Wadą tej metody jest konieczność występowania sprzężenia prądowego. W zaproponowanej przez autorów metodzie sterowania napięciowego w wirującym z prędkością synchroniczną układzie współrzędnych x,y problem ten został ominięty. Obie metody sterowania zrealizowano praktycznie w technice analogowo-cyfrowej. W artykule zaprezentowano wyniki badań laboratoryjnych przekształtnika AC/DC sterowanego opisanymi metodami.

Summary: The current and voltage methods of the AC/DC converter control are discussed in this paper. In the current method, the input converter currents are controlled by the three independent hysteresis controllers. The disadvantage of this method is the necessity of the current measurement. In the method proposed by the authors with a vectorial system of control this problem is omitted. The control systems, according to both methods of control, were realised and compared in practice by using the analog and digital techniques. The results of the laboratory investigations of these systems are presented in this article.

1. WPROWADZENIE

Coraz szersze stosowanie przekształtników DC/AC stwarza naturalne zapotrzebowanie na źródła napięcia stałego. Klasycznym, a równocześnie najprostszym takim źródłem jest prostownik diodowy. Niestety, prostownik taki wprowadza do sieci moc deformacji (prąd odkształcony od sinusoidalnego). Dopiero zastosowanie w prostowniku zaworów w pełni sterowanych (tranzystorów IGBT) pozwoliło na kształtowanie pobieranego prądu bliskiego sinusoidy [1, 3, 4] oraz przesunięcie mocy deformacji w kierunku wyższych harmonicznych, łatwych do tłumienia za pomocą filtrów. Ponadto, specyficzny sposób sterowania pozwolił na dowolne kształtowanie wartości kąta przesunięcia fazowego pomiędzy napięciem a prądem. Szczególnym przypadkiem jest kąt przesunięcia fazowego równy zeru ($\cos \varphi = 1$), dający tzw. jednostkowy współczynnik mocy.

W niniejszym artykule autorzy prezentują dwie metody sterowania takim przekształtnikiem AC/DC:

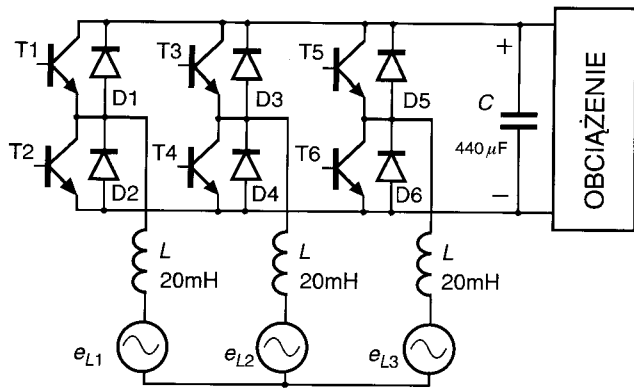
- prądową — z wymuszaniem prądu w trzech fazach w nadążnym układzie histerezy;
- napięciową — z wymuszaniem wektora napięcia w układzie współrzędnych x,y , wirującym z prędkością synchroniczną ω_1 .

Sterowanie metodą prądową jest już rozwiązaniem klasycznym. Jego charakterystyczną cechą jest konieczność stosowania sprzężenia zwrotnego od prądów rzeczywistych pobieranych z sieci przez przekształtnik. Sterowanie metodą napięciową jest efektem poszukiwań sposobów sterowania nie wymagających bezpośredniego pomiaru prądu, co może być korzystniejsze w praktyce przemysłowej.

Każda z wymienionych metod sterowania została zbada- na drogą symulacji komputerowych, których wyniki zostały zaprezentowane w [2]. Następnym uzyskania zadowalających wyników symulacji jest ich weryfikacja w układzie

1) Prezentowane badania zostały wykonane w ramach pracy własnej W/WE/1/97

2) Artykuł był prezentowany podczas IV Szkoły — Konferencji pt.: „Elektrotechnika — prądy niesinusoidalne” w Zielonej Górze (18–20 czerwca 1998 r.). Decyzją Komitetu Naukowego konferencji został wybrany do opublikowania w czasopiśmie **Jakość i Użytkowanie Energii Elektrycznej** (Informacje, strona 121).



Rys. 1. Konfiguracja części silnoprądowej przekształtnika AC/DC

praktycznym. Pierwszym krokiem weryfikującym było uruchomienie układu sterowania wykonanego w technice analogowo-cyfrowej. Krokiem kolejnym będzie realizacja sterowania przekształtnika w technice mikroprocesorowej z zastosowaniem szybkiego mikrokontrolera jednoukładowego.

2. IDEA STEROWANIA PRZEKSZTAŁNIKAMI AC/DC

Elementem wykonawczym w części siłowej jest moduł tranzystorowy PM30RSB60 firmy Mitsubishi zawierający sześć tranzystorów IGBT w układzie mostkowym. W każdej fazie zasilania znajduje się dławik o indukcyjności 20mH.

Ich zadaniem jest ograniczenie prędkości zmian prądu oraz pośredniczenie w przekazywaniu energii między siecią zasilającą a wyjściem napięcia stałego. Kondensator C o pojemności $440\mu\text{F}$ stanowi filtr na wyjściu napięcia stałego. Konfiguracja części silnoprądowej przekształtnika AC/DC została przedstawiona na rysunku 1.

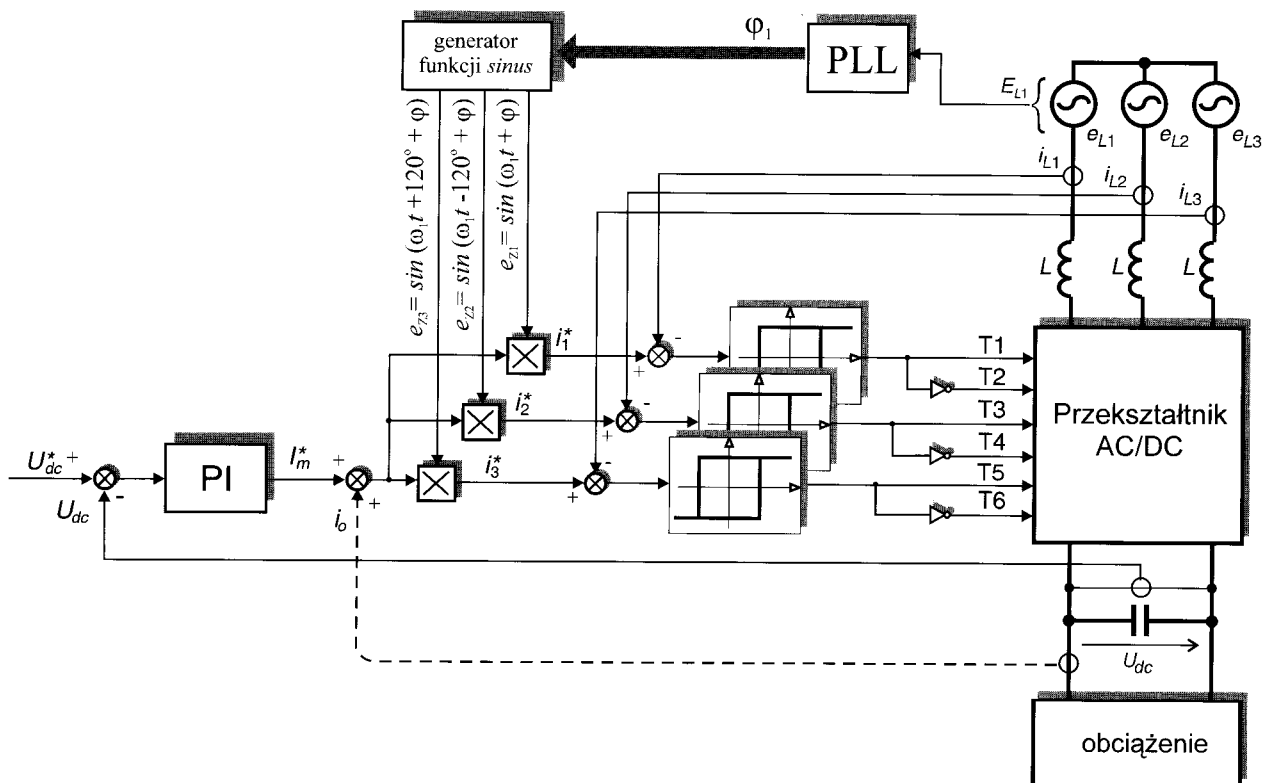
2.1. Metoda naddążna prądowa

W układzie sterowania, synchronicznie z napięciem E_{L1} , generowane są trzy sinusoidalne sygnały (e_{z1}, e_{z2}, e_{z3}) będące w fazie z odpowiadającymi im napięciami sieci zasilającej. Regulator PI, na podstawie różnicy pomiędzy wartością zadaną U_{dc}^* a rzeczywistą U_{dc} napięcia na kondensatorze, wypracowuje amplitudę prądu zadanego I_m^* . Przez wymnożenie sygnałów (e_{z1}, e_{z2}, e_{z3}) i wartości I_m^* uzyskujemy prądy zadane (i_1^*, i_2^*, i_3^*). W chwilach, gdy mierzony prąd rzeczywisty w którejkolwiek z faz przekracza strefę dopuszczalnego uchybu względem odpowiadającego mu sygnału zadanego, następuje przełączenie konfiguracji kluczy przekształtnika. Schemat układu sterowania metodą prądową przedstawia rysunek 2.

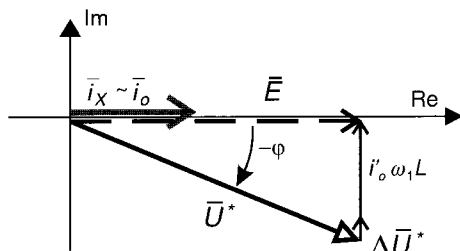
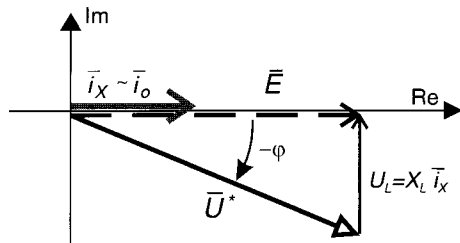
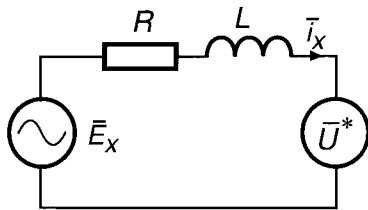
2.2 Metoda wektorowa napięciowa MSI

Rysunek 3a przedstawia schemat zastępczy przekształtnika AC/DC w wirującym układzie współrzędnych x,y .

Przy założeniu pomijalnie małej wartości rezystancji R i bezstratnym charakterze przekształtnika AC/DC widać (rys. 3b), że aby utrzymać wektor prądu i_{xy} w fazie z napięciem



Rys. 2. Schemat układu sterowania prądowego przekształtnika AC/DC



Rys. 3. Schemat zastępczy przekształtnika AC/DC w wirującym układzie współrzędnych x, y (a) oraz wykresy wskazowe wektorów napięć i prądu w układzie rzeczywistym (b) oraz dla układu ze sterowaniem napięciowym (c)

sieci, wektor napięcia \bar{U}^* , wymuszany przez przekształtnik, musi mieć składową x równą długości wektora siły elektromotorycznej \bar{E} , a składową y równą spadkowi napięcia $U_L = X_L i_x$ na indukcyjności L .

Układ sterowania kształtuje wektor wyjściowy napięcia w ten sposób, że: składowa x jest proporcjonalna do mierzonej w układzie wirującym wartości wektora napięcia, a składowa y zależy od przepływu mocy czynnej i jest proporcjonalna do prądu odbiornika i_o .

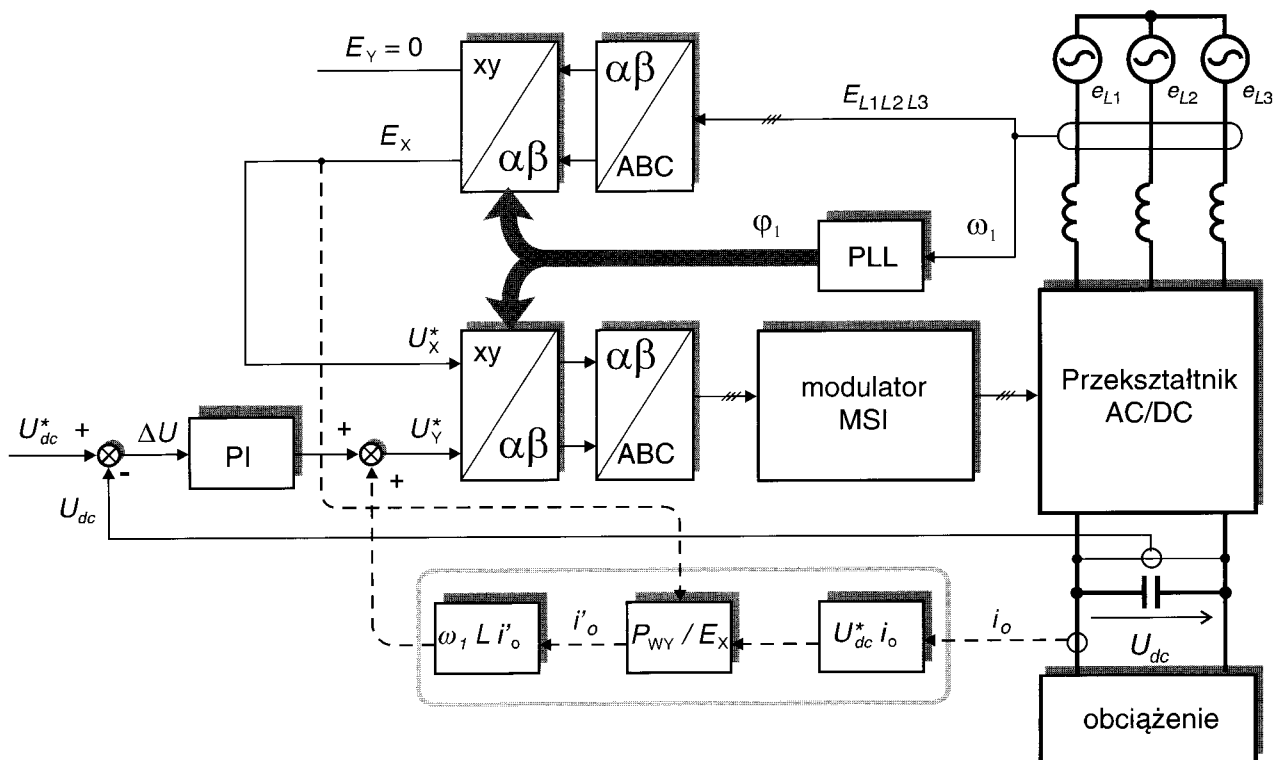
Wymuszany wektor napięcia można opisać równaniem:

$$U^* = E_x + j(\omega_1 L i_o + \Delta U) \quad (1)$$

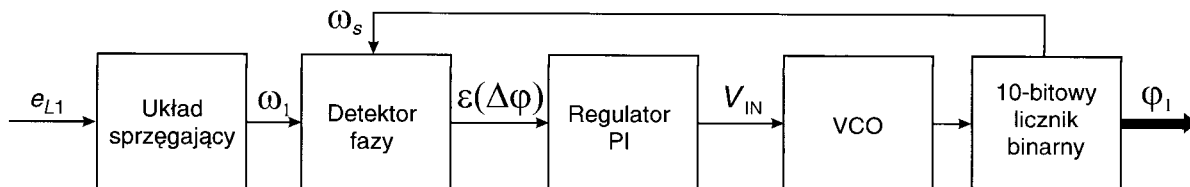
Jest on przedstawiony na rysunku 3c. Na rysunku tym ΔU jest dynamicznym uchybem regulacji. Schemat układu sterowania metodą napięciową przedstawia rysunek 4.

3. PRAKTYCZNE ASPEKTY REALIZACJI STEROWANIA

Realizacja układów sterowania objęła budowę i uruchomienie dwóch wcześniej wymienionych typów sterowania przekształtnikiem AC/DC w technice cyfrowo-analogowej. Wykonane układy stanowią etap pośredni przed realizacją mikroprocesorową. Taka kolejność uruchamiania i badania jest korzystna, ponieważ pozwala szybko zweryfikować wyniki badań symulacyjnych, dając pewność, że ewentualne rozbieżności nie są skutkiem dyskretyzacji sterowania lub błędów programowych. Dodatkową zaletą jest możliwość bezpośredniego „podglądania” niemal wszystkich sygnałów sterujących.



Rys. 4. Schemat układu sterowania napięciowego przekształtnika AC/DC



Rys. 5. Schemat blokowy układu śledzenia fazy

3.1. Wybrane bloki sterowania — realizacja

3.1.1. Pętla fazowa PLL

W obu metodach sterowania potrzebna jest informacja o bieżącym kącie obrotu φ_1 wektora siły elektromotorycznej \underline{E} . Przy sterowaniu prądowym kąt φ_1 jest niezbędny do generowania trzech funkcji sinusoidalnych, będących w fazie z odpowiadającymi im napięciami sieci zasilającej. W sterowaniu napięciowym kąt φ_1 jest niezbędny do transformacji wektorów wirujących w ortogonalnym stacjonarnym układzie współrzędnych α, β do układu wirującego x, y oraz transformacji w kierunku przeciwnym. Schemat blokowy układu śledzenia fazy przedstawia rysunek 5.

Pętlę fazową zbudowano z wykorzystaniem monolitycznego układu scalonego MCY74046, w którym znajduje się detektor fazy i VCO. Układ sprzęgający z siecią stanowi transformator obniżający wraz z ogranicznikiem. Regulator PI zrealizowany jest na wzmacniaczu operacyjnym typu $\mu A741$. Poprawnie ustawiona wartość spoczynkowa V_{IN} jest jednym z warunków minimalnego czasu procesów przejściowych pętli fazowej. Średnie wartości kąta obrotu φ_1 odtwarzanego i rzeczywistego, liczone za okres, są sobie równe. Nie oznacza to jednak, że ich wartości chwilowe też są sobie równe. Kąt obrotu odtwarzany w układzie, przez 1/4 okresu zmienia się wolniej od rzeczywistego, a przez następne 1/4 okresu szybciej, co daje średnią wartość równą rzeczywistej. Poprawę można uzyskać przez zwiększenie udziału składnika I w regulatorze PI. Zwiększa to jednakże czas dochodzenia pętli fazowej do stanu ustalonego. Dobrym rozwiązaniem okazało się zastosowanie regulatora PI z układem startowym, który najpierw pracuje z dużym udziałem czynnika P, a po zsynchronizowaniu przełącza się na pracę z większym czynnikiem I. Licznik binarny może być zbudowany z dowolnych elementów zliczających. W rozwiązaniu praktycznym zastosowano liczniki '74193 jako mniej podatne na zakłócenia od '74LS193.

3.1.2. Regulator PI uchybu napięcia ΔU

W rozwiązaniu prototypowym zastosowano regulator PI bez interakcji, pozwalający na niezależną regulację parametrów K_R i T_R zrealizowany na dwóch wzmacniaczach operacyjnych. Najważniejszą cechą wykonanego regulatora jest przyspieszone wychodzenie z nasycenia. W klasycznych regulatorach PI wychodzenie wzmacniacza (członu całkowitego) z nasycenia rozpoczyna się dopiero w chwili, gdy uchyb regulacji zmienia znak. Gdy uchyb regulacji jest równy zeru, regulator ciągle „pamięta” poprzednią wartość. Prowadzi to do przeregulowań wielkości regulowanej oraz wydłużenia czasu regulacji.

3.2. Wybrane bloki sterowania w metodzie nadążnej prądowej

3.2.1. Generator funkcyjny

Podstawą do tworzenia prądów zadanych są trzy sinusoidy przesunięte względem siebie o 120° , będące w fazie z odpowiednimi napięciami sieci zasilającej. Do ich generacji użyto, jako przekształtników funkcyjnych, pamięci PROM KP556PT5 o pojemności 512 bajtów. Do pamięci tych wpisane zostały funkcje $\sin \varphi$, $\sin \varphi + 2/3\pi$ oraz $\sin \varphi + 4/3\pi$. Słowem adresowym jest odtwarzany wcześniej kąt obrotu φ_1 . Wyjściami są wartości trzech funkcji sinus w postaci cyfrowej.

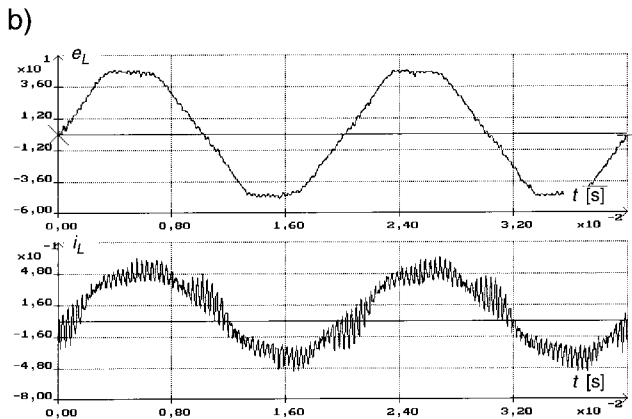
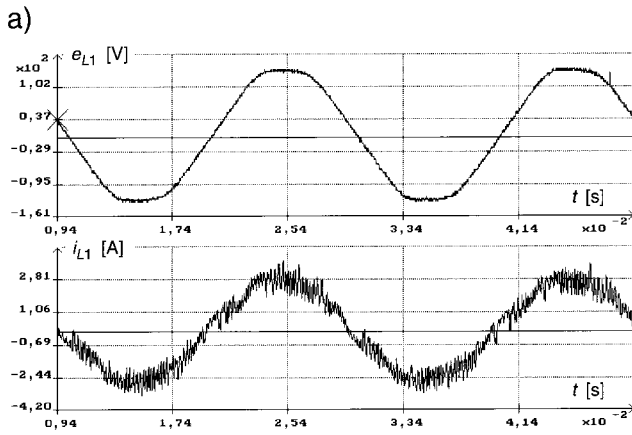
3.2.2. 4-kwadrantowe przetworniki mnożące C/A

Przejścia z postaci cyfrowej funkcji $\sin \varphi$ na postać analogową dokonuje się za pomocą przetworników mnożących C/A typu KP572PA1 (odpowiednik układu AD7520 firmy Analog Devices). W celu otrzymania wymaganych funkcji $\sin \varphi$, $\sin \varphi + 2/3\pi$ oraz $\sin \varphi + 4/3\pi$, każdy z tych przetworników ma dołączony układ zbudowany z dwóch wzmacniaczy operacyjnych MAA741 tworzących razem z przetwornikami C/A układy mnożenia 4-kwadrantowego.

3.3. Wybrane bloki sterowania w metodzie napięciowej wektorowej

3.3.1. Układ przetwarzania ABC/ $\alpha\beta$ i $\alpha\beta$ /xy (oraz transformacje do nich odwrotne)

Do przetwarzania wartości trójfazowych w ortogonalne i ortogonalnych w trójfazowe (transformata Clarke'a) oraz obrotu wektora o kąt (transformata Parka) użyto specjalizowanego układu AD2S100 firmy Analog Devices. Wyboru transformaty Clarke'a lub odwrotnej transformaty Clarke'a dokonuje się przez wybranie jednego z trzech możliwych trybów przetwarzania. Wyboru transformaty Parka lub odwrotnej transformaty Parka można dokonać przez zmianę kierunku obrotu kąta φ_1 (negacja wszystkich bitów kąta φ_1). Jednakże dużo prostszą, a przede wszystkim angażującą mniej środków sprzętowych jest możliwość skrzyżowania wejść i wyjść. Do zalet tego układu należy zaliczyć dużą dokładność (12-bitowy kąt obrotu) i dużą szybkość dochodzącą do $2\mu s$. Jako wady można wymienić: stosunkowo wysoką cenę układu, trudności w zakupie oraz, co w tym przypadku okazało się dość krytyczne, konieczność pracy z sygnałami o małych amplitudach (maks. nap. wejściowe $\pm 3,3V$). Daje to większą podatność na zaburzenia i zmusza



Rys. 6. Napięcie zasilające e_L i prąd fazowy i_L przekształtnika AC/DC sterowanego metodą prądową (a) i napięciową (b)

do stosowania analogowych buforów dopasowujących. Dla pozostałej części sterującej napięcie maksymalne wynosiło $\pm 10V$.

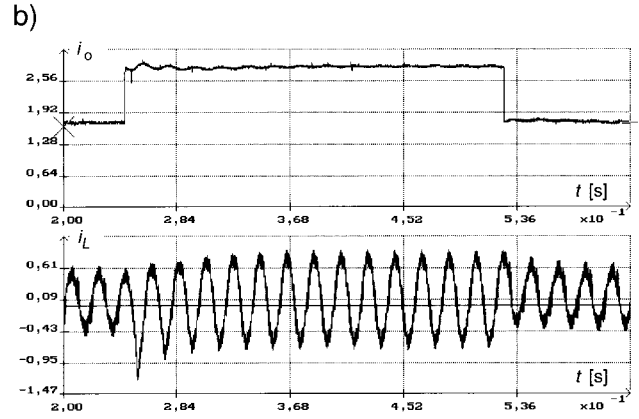
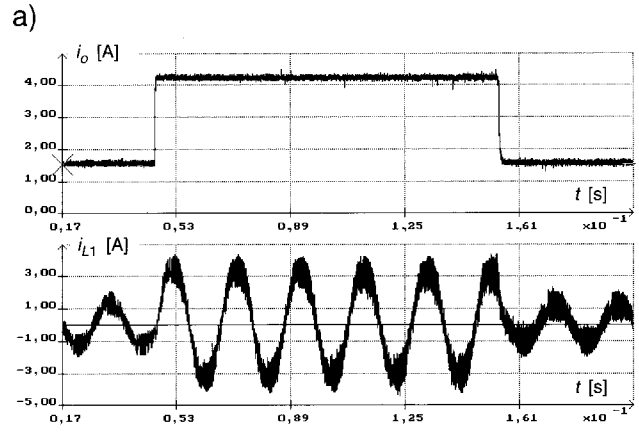
Nie wymienione tu fragmenty sterowania zrealizowano w sposób klasyczny.

4. BADANIA LABORATORYJNE

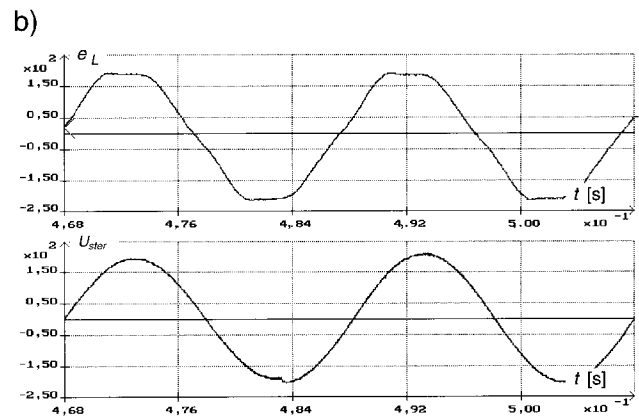
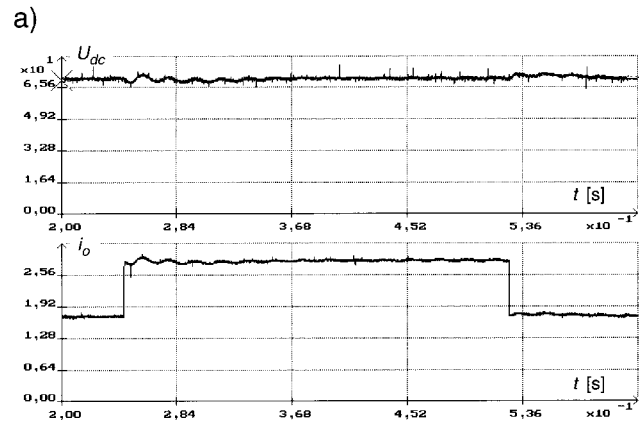
Oscylogramy na rysunku 6 przedstawiają napięcie sieciowe e_L i prąd fazowy i_L . Widać na nich, że prąd i napięcie są ze sobą w fazie przy obu metodach sterowania. Napięcie zasilające zostało zniekształcone przez dławiki i transformator separujący.

Rysunek 7 przedstawia oscylogramy prądów odbiornika i_o i prądu fazowego przy skokowej zmianie obciążenia — sterowanie prądowe (rys. 7a) i napięciowe (rys. 7b). Widać zdecydowanie dłuższy czas trwania procesów przejściowych przy sterowaniu napięciowym.

Rysunek 8a przedstawia napięcie U_{dc} przy skokowej zmianie prądu obciążenia i_o w układzie sterowanym metodą napięciową. Natomiast na rysunku 8b widać zmianę amplitudy i fazy napięcia kształtowanego przez przekształtniki AC/DC przy skokowej zmianie obciążenia.



Rys. 7. Prąd odbiornika i_o i prąd fazowy i_L przy skokowej zmianie obciążenia w przekształtniku sterowanym metodą prądową (a) i napięciową (b)



Rys. 8. Prąd odbiornika i_o i napięcie wyjściowe U_{dc} (a) oraz napięcie zasilające e_L i wymuszane U_{ster} przez przekształtnik (b) przy skokowej zmianie obciążenia — sterowanie metodą napięciową

Porównanie wyników badań zbudowanych przekształtników AC/DC (z wymuszaniem prądu w trzech fazach w nadsynchronnym układzie histerezy oraz wymuszaniem wektora napięcia w wirującym układzie współrzędnych xy) z wynikami symulacji komputerowych pozwala stwierdzić podobieństwo zachowań (stabilizacja napięcia U_{dc} przy skokowej zmianie obciążenia). Przeprowadzona w ten sposób weryfikacja opracowanej teoretycznie i symulacyjnie struktury sterowania daje duże nadzieje na pozytywny efekt realizacji tych struktur w technice mikroprocesorowej.

Dostępność specjalizowanych układów do obróbki sygnałów sterujących umożliwia realizowanie nawet dosyć złożonych metod sterowania w strukturach analogowo-cyfrowych. Zdaniem autorów obie zaprezentowane metody sterowania są możliwe do zrealizowania stosunkowo niewielkimi nakładami środków technicznych i pracy. Mogą one być konkurencyjne cenowo w stosunku do realizacji mikroprocesorowej. Mimo nieustannie malejących cen mikrokontrolerów oraz ich wzrastającej mocy obliczeniowej, może okazać się, że budowa przekształtników w ten sposób sterowanych będzie zbyt czasochłonna lub złożona, głównie z uwagi na oprogramowanie.

Oczywiście, nie oznacza to, że należy zaprzestać poszukiwań dróg przeniesienia sterowania do struktur mikroprocesorowych. Te ostatnie mają niewątpliwą zaletę, której nie można pominąć, a mianowicie elastyczność i możliwości adaptacji w czasie pracy.

1. Akula M., Persson J.E.: *Vector controlled AC/DC converters with a minimum of energy storage*. PEVD94, Institution of Electrical Engineers, London 1994, 236–239.
2. Ruszczyk A., Aleksandrowicz S.: *Metody prądowego i napięciowego sterowania przekształtnika AC/DC, t. II*. Konferencja „SENE'97”, Łódź 1997, 539–544.
3. Sikorski A., Citko T., Pączkowski T.: *Control of the three phase AC/DC transistor converters with quasi-resonant commutating circuit*. PEVD94, Institution of Electrical Engineers, London 1994, 645–650.
4. Sikorski A., Ruszczyk A.: *Optymalizacja wektorowego sterowania przekształtnika AC/DC*. Konferencja „SENE'97”, Łódź 1997.



mgr inż. Adam Ruszczyk

Urodził się w 1971 r. W 1996 roku ukończył Wydział Elektryczny Politechniki Białostockiej. Pracę magisterską o tematyce dotyczącej optymalizacji sterowania przekształtników tranzystorowych napisał i obronił na Politechnice Białostockiej. Od 1996 roku jest pracownikiem Politechniki Białostockiej, gdzie obecnie zatrudniony jest na stanowisku asystenta w Katedrze Energoelektroniki i Napędów Elektrycznych. W kręgu jego zainteresowań znajdują się różne metody sterowania przekształtników tranzystorowych. W swoim dorobku ma 7 artykułów dotyczących wspomnianych wcześniej zagadnień.



dr inż. Stanisław Aleksandrowicz

Urodził się w 1941 r. w Sołach k. Wilna. W 1964 r. ukończył Wydział Elektryczny Politechniki Łódzkiej. W latach 1964–68 pracował w Katedrze Elektroniki Przemysłowej Politechniki Łódzkiej. Od 1968 roku jest pracownikiem Politechniki Białostockiej, gdzie obecnie jest zatrudniony na stanowisku adiunkta w Katedrze Energoelektroniki i Napędów Elektrycznych. Doktorat, z tranzystorowych przekształtników napięcia DC/AC, uzyskał w 1979 r. na Politechnice Warszawskiej. Zajmuje się zastosowaniami elektroniki i techniki mikroprocesorowej w energoelektronice i napędzie elektrycznym. Jest autorem bądź współautorem 28 publikacji i referatów oraz 7 patentów.